



T.C.
NİĞDE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ORTAK RÖLE VE ANTEN SEÇİMİNİN
TAM-ÇİFT YÖNLÜ KUVVETLENDİR-VE-AKTAR TİPİ
RÖLELİ AĞLARDA PERFORMANSI

MESUT TOKA

Mayıs 2015

T.C.
NİĞDE ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ORTAK RÖLE VE ANTEN SEÇİMİNİN
TAM-ÇİFT YÖNLÜ KUVVETLENDİR-VE-AKTAR TİPİ
RÖLELİ AĞLARDA PERFORMANSI

MESUT TOKA

Yüksek Lisans Tezi

Danışman

Yrd. Doç. Dr. Bekir Sami TEZEKİCİ

Mayıs 2015

Mesut TOKA tarafından Yrd. Doç. Dr. Bekir Sami TEZEKİCİ danışmanlığında hazırlanan “Ortak Röle ve Anten Seçiminin Tam-Çift Yönlü Kuvvetlendirir-ve-Aktar Tipi Röleli Ağlarda Performansı” adlı bu çalışma jürimiz tarafından Niğde Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı’nda Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. İbrahim DEVELİ, Erciyes Üniv.

Üye : Yrd. Doç. Dr. Fuat KARAKAYA, Niğde Üniv.

Üye : Yrd. Doç. Dr. Bekir Sami TEZEKİCİ, Niğde Üniv.

ONAY:

Bu tez, Fen Bilimleri Enstitüsü Yönetim Kurulunca belirlenmiş olan yukarıdaki jüri üyeleri tarafından .../.../20... tarihinde uygun görülmüş ve Enstitü Yönetim Kurulu’nun .../.../20... tarih ve sayılı kararıyla kabul edilmiştir.

...../...../20...

Doç. Dr. Murat BARUT

MÜDÜR

TEZ BİLDİRİMİ

Tez içindeki bütün bilgilerin bilimsel ve akademik kurallar çerçevesinde elde edilerek sunulduğunu, ayrıca tez yazım kurallarına uygun olarak hazırlanan bu çalışmada bana ait olmayan her türlü ifade ve bilginin kaynağına eksiksiz atıf yapıldığını bildiririm.

Mesut TOKA

ÖZET

ORTAK RÖLE VE ANTEN SEÇİMİNİN TAM-ÇİFT YÖNLÜ KUVVETLENDİR-VE-AKTAR TİPİ RÖLELİ AĞLARDA PERFORMANSI

TOKA, Mesut

Niğde Üniversitesi

Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik Elektronik Mühendisliği Ana Bilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Bekir Sami TEZEKİCİ

İkinci Danışman: Prof. Dr. Oğuz KUCUR

Mayıs 2015, 104 Sayfa

Tam-Çift Yönlü röle tekniği, sistemin spektral kazancının artırılmasına ve band kayıplarının üstesinden gelinmesine yardımcı olurken, rölenin eşzamanlı iletim ve alım özelliğinden kaynaklanan verici ve alıcı antenleri arasında oluşan çevrim karışımından olumsuz etkilenmektedir. Bu tez çalışmasında ortak röle ve anten seçiminin iki atlamalı Tam-Çift Yönlü Kuvvetlendir-ve-Aktar tipi röle ağları üzerindeki performansı bağımsız ve aynı dağılımlı Rayleigh sönümlenmeli kanallarda incelenmiştir. Anten seçimi için maks-maks anten seçim tekniği kullanılırken röle seçimi için en iyi röle seçimi, kısmi röle seçimi ve reaktif röle seçimi teknikleri kullanılmış ve birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Sistemlerin performansları servis kesilme olasılığı ve bit hata olasılığı üzerinden değerlendirilmiştir. Bununla birlikte servis kesilme olasılığı için sistemin asimptotik performansı da incelenmiştir. Elde edilen teorik sonuçlar Monte Carlo benzetimleri yardımıyla doğrulanmıştır. Ortak röle ve anten seçim tekniğinin sistem performansını iyileştirdiği ve düşük işaret-gürültü oranlarında çeşitleme kazancı sağladığı gösterilmiştir.

Anahtar Sözcükler: İki-atlamalı ağlar, Tam-çift yönlü röle, Kuvvetlendir-ve-aktar, Röle seçimi, Anten seçimi.

SUMMARY

PERFORMANCE OF JOINT RELAY AND ANTENNA SELECTION IN THE FULL-DUPLEX AMPLIFY-AND-FORWARD RELAY NETWORKS

TOKA, Mesut

Nigde University

Graduate School of Natural and Applied Sciences

Department of Electrical Electronics Engineering

Supervisor: Asst. Prof. Dr. Bekir Sami TEZEKİCİ

Co-Advisor: Prof. Dr. Oğuz KUCUR

May 2015, 104 Pages

While Full-Duplex relaying technique aids to overcome the associated bandwidth loss and improve spectral efficiency of the system, suffers from a loop interference due to signal leakage between transmit and receive antennas at the relay arising from simultaneous transmission and reception. In this thesis study, performance of the joint relay and antenna selection in the dual-hop Full-Duplex Amplify-and-Forward relay networks has been investigated in independent and identically distributed Rayleigh fading channels. While max-max antenna selection technique has been used for antenna selection; best relay selection, partial relay selection and reactive relay selection techniques have been used for relay selection and compared with each other. Performances of systems have been evaluated in terms of outage probability and bit error rate. Besides, asymptotic performances have been investigated for outage probabilities. Theoretical results are validated by Monte Carlo simulations. It has been shown that the joint relay and antenna selection technique improves the performance of the system and provides the diversity order gain at low signal-to-noise ratios.

Keywords: Dual-hop networks, Full-duplex relaying, Amplify-and-forward, Relay selection, Antenna selection.

ÖN SÖZ

Bu yüksek lisans tez çalışmasında, ortak röle ve anten seçiminin iki atlamalı Tam-Çift Yönlü Kuvvetlendir-ve-Aktar tipi röle üzerindeki performansı Rayleigh sönümlmeli kanallarda incelenmiştir. Bu amaçla anten seçimi için maks-maks anten seçim tekniği kullanılırken röle seçimi için en iyi röle seçimi, kısmi röle seçimi ve reaktif röle seçimi teknikleri kullanılmıştır. Uygulanan röle ve anten seçim tekniklerine ait teorik ifadeler elde edilmiş ve Monte Carlo benzetimleri yardımıyla doğrulanmıştır. Elde edilen sonuçlara göre ortak röle ve anten seçiminin sistemin performansını iyileştirdiği ve çeşitleme kazancı sağlandığı gösterilmiştir.

Yüksek lisans tez çalışmamın yürütülmesi esnasında, çalışmalarına yön veren, bilgi ve tecrübesini esirgemeyen ve bana her türlü desteği sağlayan danışmanım, Sayın Yrd. Doç. Dr. Bekir Sami TEZEKİCİ'ye en içten teşekkürlerimi sunarım. Yüksek lisans tez çalışmam esnasında bilgi ve tecrübesiyle bana yol gösteren, sürekli araştırmaya teşvik eden, birlikte çalıştığımız sürece kendisinden telekomünikasyon alanında çok şey öğrendiğim ve beraber çalışmaktan büyük mutluluk duyduğum yüksek lisans tez ikinci danışmanım Sayın Prof. Dr. Oğuz KUCUR'a müteşekkir olduğumu ifade etmek isterim. Bu tez çalışmam esnasında sık sık yardımlarına başvurduğum meslektaşlarım Dr. Ahmet YILMAZ ve Dr. Ahmet Faruk COŞKUN'a, Gebze Teknik Üniversitesi Elektronik Mühendisliği ve Niğde Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümündeki değerli öğretim elemanlarına teşekkürü borç bilirim.

Bu tezi, sadece bu çalışmam boyunca değil, tüm öğrenim hayatım boyunca maddi ve manevi her türlü desteğini benden esirgemeyen, ilgisini her zaman yanımda hissettiğim kıymetli aileme ithaf ediyorum.

İÇİNDEKİLER DİZİNİ

ÖZET	iv
SUMMARY	v
ÖN SÖZ	vi
İÇİNDEKİLER DİZİNİ	vii
ŞEKİLLER DİZİNİ	ix
SİMGELER VE KISALTMALAR	xiii
BÖLÜM I GİRİŞ	1
BÖLÜM II TELSİZ HABERLEŞME KANALI	7
2.1 Rayleigh Sönümlmeli Kanal	11
2.2 Ricean Sönümlmeli Kanal	12
2.3 Nakagami-m Sönümlmeli Kanal	12
2.4 Sönümlmeli Kanallarda Hata Performansı	13
BÖLÜM III ANTEN ÇEŞİTLEMELİ VE RÖLELİ HABERLEŞME TEKNİKLERİ..	18
3.1 Alıcı Anten Çeşitlemeli Haberleşme Teknikleri	18
3.1.1 Seçmeli birleştirme (SC)	19
3.1.2 En büyük oranlı birleştirme (MRC)	21
3.1.3 Eşit kazançlı birleştirme (EGC)	23
3.1.4 Genelleştirilmiş seçmeli birleştirme (GSC)	25
3.1.5 Alıcı anten çeşitlemeli haberleşme tekniklerinin hata performansı	27
3.2 Verici Anten Çeşitlemeli Haberleşme Teknikleri	32
3.2.1 Dik uzay-zaman blok kodlama tekniği (OSTBC)	32
3.2.2 Verici anten seçimi (TAS)	37
3.2.3 Maksimum-oranlı iletim (MRT)	39
3.2.4 Verici anten çeşitlemeli haberleşme tekniklerinin hata performansı	41
3.3 Hibrit Anten Çeşitlemeli Haberleşme Teknikleri	46
3.3.1 Ortak tek verici ve alıcı anten seçimi (JTRAS)	46
3.3.2 TAS/MRC tekniği	47
3.3.3 TAS/OSTBC tekniği	49
3.3.4 Hibrit anten çeşitlemeli haberleşme tekniklerinin hata performansı	53
3.4 Röleli Haberleşme Teknikleri	58

3.4.1 İki-atlamalı TAS/MRC.....	61
3.4.2 İki-atlamalı TAS/GSC.....	63
3.4.3 İki-atlamalı OSTBC/MRC	65
3.4.4 İki-atlamalı röleli haberleşme tekniklerinin hata performansı	67
3.4.5 İki-atlamalı röleli haberleşmede röle seçim teknikleri.....	72
3.4.5.1 En iyi röle seçimi (BRS).....	72
3.4.5.2 Kısmi röle seçimi (PRS).....	72
3.4.5.3 Reaktif röle seçimi (RRS)	73
3.4.5.4 İki-atlamalı röleli haberleşmede röle seçim tekniklerinin hata performansı.....	73
BÖLÜM IV ORTAK RÖLE VE ANTEN SEÇİMİNİN TAM-ÇİFT YÖNLÜ KUVVETLENDİR-VE-AKTAR TİPİ RÖLELİ AĞLARDA RAYLEIGH KANAL İÇİN PERFORMANSI	75
4.1 İki-Atlamalı Tam-Çift Yönlü Röle Sistem Modeli.....	75
4.2 Ortak Röle ve Anten Seçim Tekniği (JRAS).....	78
4.2.1 En iyi röle seçimi (BRS)	78
4.2.2 Kısmi röle seçimi (PRS).....	78
4.2.3 Reaktif röle seçimi (RRS)	79
4.3 Performans Analizi	79
4.3.1 Servis kesilme olasılığı	79
4.3.1.1 BRS tekniği için servis kesilme olasılığı.....	80
4.3.1.2 PRS tekniği için servis kesilme olasılığı	82
4.3.1.3 RRS tekniği için servis kesilme olasılığı.....	83
4.3.2 Ortalama hata olasılığı	84
4.3.3 Asimptotik analiz	86
4.4 Teorik ve Benzetim Sonuçları	89
BÖLÜM V SONUÇLAR.....	93
KAYNAKLAR	95
ÖZGEÇMİŞ.....	103
TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER	104

ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2.1. Yol Kaybı, Gölgeleme ve Sönümlenme etkisinde uzaklığa bağlı değişim	8
Şekil 2.2. AWGN ve Rayleigh kanallarda BPSK modülasyonu için BER performansı	16
Şekil 2.3. Ricean kanallarda BPSK modülasyonu için BER performansı.....	17
Şekil 2.4. Nakagami-m kanallarda BPSK modülasyonu için BER performansı.....	17
Şekil 3.1. Çeşitlenmeli alıcı Sistemi	19
Şekil 3.2. SC tekniğine ilişkin Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı.....	29
Şekil 3.3. MRC tekniğine ilişkin Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı.....	29
Şekil 3.4. EGC tekniğine ilişkin Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı.....	30
Şekil 3.5. GSC tekniğine ilişkin $m = 1$ için Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı	30
Şekil 3.6. GSC tekniğine ilişkin $m = 5$ için Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı	31
Şekil 3.7. SC, MRC ve EGC tekniklerinin $n_D = 4$ durumunda Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda ($m = 1$ ve 5) BPSK modülasyonu için ortalama BER performanslarının karşılaştırılması	31
Şekil 3.8. İki verici ve bir alıcı antene sahip Alamouti modeli	34
Şekil 3.9. n_S adet verici ve bir adet alıcı antenden oluşan TAS modeli	37
Şekil 3.10. n_S adet verici ve bir adet alıcı antenden oluşan MRT modeli	39
Şekil 3.11. \mathcal{G}_2 -OSTBC koduna ilişkin $m = 1, 2$ için Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda M -PSK ve M -QAM modülasyonları için ortalama SER performansı.....	42
Şekil 3.12. \mathcal{G}_3 -OSTBC koduna ilişkin $m = 1, 2$ için Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda M -PSK ve M -QAM modülasyonları için ortalama SER performansı.....	42

Şekil 3.13. TAS tekniğine ilişkin $n_S = 1, 2, 3, 4$ verici anten sayıları için Nakagami-m ($m = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı.....	44
Şekil 3.14. TAS tekniğine ilişkin $n_S = 1, 2, 3, 4$ verici anten sayıları için Nakagami-m ($m = 2$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı.....	44
Şekil 3.15. MRT tekniğine ilişkin $n_S = 1, 2, 3, 4$ verici anten sayıları için Nakagami-m ($m = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı.....	45
Şekil 3.16. MRT tekniğine ilişkin $n_S = 1, 2, 3, 4$ verici anten sayıları için Nakagami-m ($m = 2$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı.....	45
Şekil 3.17. TAS, MRT, \mathcal{G}_2 -OSTBC ve \mathcal{G}_3 -OSTBC tekniklerinin farklı n_S verici anten sayıları için Nakagami-m ($m = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performanslarının karşılaştırılması	46
Şekil 3.18. JTRAS tekniğine ilişkin farklı (n_S, n_D) durumları için Nakagami-m ($m = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı.....	54
Şekil 3.19. JTRAS tekniğine ilişkin farklı (n_S, n_D) durumları için Nakagami-m ($m = 2$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı.....	54
Şekil 3.20. TAS/MRC tekniğine ilişkin farklı $n_S = 1, 2, 3, 4$ ve $n_D = 2$ anten sayıları için Nakagami-m ($m = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı.....	55
Şekil 3.21. TAS/MRC tekniğine ilişkin farklı $n_S = 1, 2, 3, 4$ ve $n_D = 2$ anten sayıları için Nakagami-m ($m = 2$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı.....	55
Şekil 3.22. TAS/ \mathcal{G}_2 -OSTBC tekniğine ilişkin farklı $n_S = 2, 3, 4, 5$ ve $n_D = 1$ anten sayıları için Nakagami-m ($m = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı	56

Şekil 3.23. TAS/ \mathcal{G}_2 -OSTBC tekniğine ilişkin farklı $n_S = 2, 3, 4, 5$ ve $n_D = 1$ anten sayıları için Nakagami-m ($m = 2$) sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı	56
Şekil 3.24. TAS/ \mathcal{G}_3 -OSTBC tekniğine ilişkin farklı $n_S = 3, 4, 5$ ve $n_D = 1$ anten sayıları için Nakagami-m ($m = 1$) sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı	57
Şekil 3.25. TAS/ \mathcal{G}_3 -OSTBC tekniğine ilişkin farklı $n_S = 3, 4, 5$ ve $n_D = 1$ anten sayıları için Nakagami-m ($m = 2$) sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı	57
Şekil 3.26. Röleli haberleşme modeli	58
Şekil 3.27. İki-atlamalı TAS/MRC sistem modeli	61
Şekil 3.28. İki-atlamalı TAS/GSC sistem modeli	63
Şekil 3.29. İki-atlamalı OSTBC/MRC sistem modeli	65
Şekil 3.30. İki-atlamalı TAS/MRC röle ağına ilişkin farklı n_S, n_D anten sayıları, $d_1 = d_2 = 0.5$ ve $\rho = 4$ için Nakagami-m ($m_1 = m_2 = 1$) sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı	68
Şekil 3.31. İki-atlamalı TAS/MRC röle ağına ilişkin farklı n_S, n_D anten sayıları, $d_1 = d_2 = 0.5$ ve $\rho = 4$ için Nakagami-m ($m_1 = m_2 = 2$) sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı	69
Şekil 3.32. İki-atlamalı TAS/GSC röle ağına ilişkin farklı n_S, n_D anten sayıları, $d_1 = d_2 = 0.5$, $\rho = 4$ ve $L_c = 2$ için Nakagami-m ($m_1 = m_2 = 1$) sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı	69
Şekil 3.33. İki-atlamalı TAS/GSC röle ağına ilişkin farklı n_S, n_D anten sayıları, $d_1 = d_2 = 0.5$, $\rho = 4$ ve $L_c = 2$ için Nakagami-m ($m_1 = m_2 = 2$) sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı	70
Şekil 3.34. İki-atlamalı \mathcal{G}_2 -OSTBC/MRC röle ağına ilişkin farklı m_1 ve m_2 parametre değerleri ve $n_D = 2$ için Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı	70

Şekil 3.35. İki-atlamalı \mathcal{G}_3 -OSTBC/MRC röle ağına ilişkin farklı m_1 ve m_2 parametre değerleri ve $n_D = 2$ için Nakagami-m sönümlemeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı	71
Şekil 3.36. İki-atlamalı \mathcal{G}_2 -OSTBC/MRC ve \mathcal{G}_3 -OSTBC/MRC tekniklerinin farklı n_D alıcı anten sayılarıyla Nakagami-m ($m_1 = m_2 = 1$) sönümlemeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performanslarının karşılaştırılması	71
Şekil 3.37. İki-atlamalı röle ağında BRS, PRS ve RRS röle seçim tekniklerinin $N = 1, 2, 3$ röle sayılarıyla Nakagami-m ($m_1 = m_2 = 1$) sönümlemeli kanallarda BPSK modülasyonu için BER performanslarının karşılaştırılması	74
Şekil 3.38. İki-atlamalı röle ağında BRS, PRS ve RRS röle seçim tekniklerinin $N = 1, 2, 3$ röle sayılarıyla Nakagami-m ($m_1 = m_2 = 2$) sönümlemeli kanallarda BPSK modülasyonu için BER performanslarının karşılaştırılması	74
Şekil 4.1. İki-atlamalı FD AF tipi röle ağının sistem modeli	76
Şekil 4.2. $N = 3$ röle, $n_R = n_T = 3$ anten, $R_0 = 2$ BPCU ve $\sigma_{RR}^2 = 0,2$ parametre değerlerinde iletim gücüne karşılık JRAS tekniklerinin OP performansı	90
Şekil 4.3. $N = 3$ röle, $n_R = n_T = 3$ anten, $R_0 = 2$ BPCU ve $\sigma_{RR}^2 = 0,3$ parametre değerlerinde iletim gücüne karşılık JRAS tekniklerinin OP performansı	91
Şekil 4.4. $N = 3$ röle, $n_R = n_T = 3$ anten ve $\sigma_{RR}^2 = 0,2$ parametre değerlerinde iletim gücüne karşılık JRAS tekniklerinin ortalama BER performansı	91
Şekil 4.5. $N = 3$ röle, $n_R = n_T = 3$ anten ve $\sigma_{RR}^2 = 0,3$ parametre değerlerinde iletim gücüne karşılık JRAS tekniklerinin ortalama BER performansı	92

SİMGELER VE KISALTMALAR

Simgeler	Açıklama
P_S	Vericiden gönderilen işaretin gücü
P_R	Alıcıya ulaşan işaretin gücü
P_L	Kanalın lineer yol kaybı
ψ	Log-normal dağılımı rastgele değişkeni
σ	Bir dağılımın standart sapması
μ	Bir dağılımın ortalaması
$s(t)$	Band geçiren işaretin zamana bağlı gösterilimi
$\tilde{s}(t)$	Band geçiren $s(t)$ işaretinin eşdeğer alçak geçiren karşılığı
$n(t)$	Gürültü işaretinin zamana bağlı gösterilimi
f_c	Taşıyıcı frekans
v	Hareket eden bir nesnenin hızı
C_n	n . yola ait genlik
Φ_n	n . yola ait faz
$f_{D,n}$	n . yola ait doppler kayması
τ_n	n . yola ait zaman gecikmesi
c	Işık hızı
f_m	Maksimum doppler yayılımı
λ_c	Dalga boyu
*	Konvolüsyon operatörü
$h(t, \tau)$	Kanalın kompleks alçak-geçiren dürtü cevabı
$\delta(\cdot)$	Dirac delta fonksiyonu

Simgeler	Açıklama
$T(f, t)$	Zamanla-değişen kanalın transfer fonksiyonu
$h(t)$	Kanalın birim dürtü cevabı
$\mathcal{F}\{.\}$	Fourier dönüşümü
$f(.)$	Olasılık yoğunluk fonksiyonu
$F(.)$	Olasılık dağılım fonksiyonu
$\mathbb{E}[.]$	Beklenen değer operatörü
Ω	Bir olasılık dağılımının ortalama gücü
$I_0(.)$	Sıfırıncı dereceden birinci tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonu
K	Ricean dağılımı faktörü
m	Nakagami-m dağılımı faktörü
N_0	Gürültünün güç spektral yoğunluğu
E_s	İşaret sembol enerjisi
E_b	İşaret bit enerjisi
M	Modülasyon seviyesi
g_{PSK}	Modülasyon seviyesine göre belirlenen modülasyon değişkeni
$\bar{P}_b(E)$	Ortalama bit hata olasılığı
$\bar{P}_s(E)$	Ortalama sembol hata olasılığı
$P_{out}(.)$	Servis kesilme olasılığı
$Q(x)$	Gauss Q fonksiyonu
h	Haberleşme kanalının sönmüleme genliği
γ	Sönmüleme kanalı rastgele değişkeni
γ_b	Bit başına anlık işaret-gürültü oranı değeri
$\bar{\gamma}_b$	Bit başına ortalama işaret-gürültü oranı değeri

Simgeler	Açıklama
γ_s	Sembol başına anlık işaret-gürültü oranı değeri
$\bar{\gamma}_s$	Sembol başına ortalama işaret-gürültü oranı değeri
$P_b(E; \gamma)$	Şartlı bit-hata olasılığı
$\mathcal{M}(\cdot)$	Moment üreten fonksiyon
L	Çeşitleme yol sayısı
L_c	Seçilen yol sayısı
γ_{SC}	Seçmeli birleştirme çıkışı işaret-gürültü oranı değeri
γ_{MRC}	En büyük oranlı birleştirme çıkışı işaret-gürültü oranı değeri
γ_{EGC}	Eşit oranlı birleştirme çıkışı işaret-gürültü oranı değeri
n_D	Hedefte alıcı anten sayısı
n_S	Kaynakta verici anten sayısı
n_R	Rölede alıcı anten sayısı
n_T	Rölede verici anten sayısı
R	Uzay-zaman blok kodlama kod oranı
s	Vericiden gönderilen sembol
\mathbf{s}	Vericiden gönderilen sembollerin vektör gösterilimi
\mathcal{G}_2	İki verici anten için uzay zaman blok kodlama kod matrisi
\mathcal{G}_3	Üç verici anten için uzay zaman blok kodlama kod matrisi
$\Gamma(\cdot)$	Gamma fonksiyonu
$\psi(s, x)$	Tamamlanmamış Gamma fonksiyonu
$\mu_k(p, m)$	Katlı-terim katsayıları
$\mathcal{L}\{\cdot\}$	Laplace dönüşümü
h_j	j . verici anten ile alıcı arasındaki sönmüleme katsayısı
h_i	i . alıcı anten ile verici arasındaki sönmüleme katsayısı

Simgeler	Açıklama
$h_{i,j}$	j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki sönümleme katsayısı
h_{SR}	Kaynak ile röle arası sönümleme katsayısı
h_{RD}	Röle ile hedef arası sönümleme katsayısı
n_1	Röle alıcısındaki gürültü
n_2	Hedefin alıcısındaki gürültü
y_R	Rölede alınan işaret
G	Rölede kuvvetlendirme katsayısı
y_D	Röle ağında hedefin alıcısında alınan işaret
γ_{e2e}	Uçtan uca anlık işaret-gürültü oranı
γ_{SR}	Kaynak ile röle arasında anlık işaret-gürültü oranı
γ_{RD}	Röle ile hedef arasında anlık işaret-gürültü oranı
d_1	Kaynak ile röle arası uzaklık
d_2	Röle ile hedef arası uzaklık
ρ	Kablosuz kanala göre değişen yol kaybı bileşeni
$(\)^*$	Kompleks eşlenik
$\ \cdot \ _F$	Frobenius normu
N	Röle sayısı
h_{LI}	Rölenin verici ve alıcı anteni arasında oluşan kanal katsayısı
P_t	Kaynaktan ve röleden gönderilen işaretlerin gücü
γ_{RR}	Rölenin verici ve alıcı anteni arasındaki anlık karışım-gürültü oranı
$K_1(\cdot)$	Birinci dereceden ikinci tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonu

Kısaltmalar	Açıklama
SC	Seçmeli Birleştirme (Selection Combining)
MRC	En Büyük Oranlı Birleştirme (Maximal Ratio Combining)
EGC	Eşit Kazançlı Birleştirme (Equal Gain Combining)
GSC	Genelleştirilmiş Seçmeli Birleştirme (Generalized Selection Combining)
SER	Sembol Hata Olasılığı (Symbol Error Rate/Probability)
BER	Bit Hata Olasılığı (Bit Error Rate/Probability)
OP	Servis Kesilme Olasılığı (outage probability)
SDT	Çeşitleme Seçim İletimi (Selection Diversity Transmission)
TAS	Verici Anten Seçimi (Transmit Antenna Selection)
MRT	Maksimum Oranlı İletim (Maximal Ratio Transmission)
JTRAS	Ortak Verici ve Alıcı Anten Seçimi (Joint Transmit and Antenna Selection)
BPSK	İkili Faz Kaymalı Anahtarlama (Binary Phase Shift Keying)
<i>M</i> -PSK	<i>M</i> -li Faz Kaymalı Anahtarlama (<i>M</i> -ary Phase Shift Keying)
<i>M</i> -QAM	<i>M</i> -li Dörtlü Genlik Modülasyonu (<i>M</i> -ary Quadrature Amplitude Modulation)
MGF	Moment Üreten Fonksiyon (Moment Generating Function)
STBC	Uzay-Zaman Blok Kodlama (Space Time Block Coding)
OSTBC	Dik Uzay-Zaman Blok Kodlama (Orthogonal Space Time Block Coding)
AF	Kuvvetlendir-ve-Aktar (Amplify-and-Forward)
DF	Çöz-ve-Aktar (Decode-and-Forward)

Kısaltmalar	Açıklama
CSI	Kanal Durum Bilgisi (Channel State Information)
SISO	Tek-Girişli Tek-Çıkışlı (Single-Input Single-Output)
MIMO	Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (Multiple-Input Multiple-Output)
MISO	Çok-Girişli Tek-Çıkışlı (Multiple-Input Single-Output)
SNR	İşaret-Gürültü Oranı (Signal-to-Noise Ratio)
SINR	İşaret-Karışım Gürültü Oranı (Signal-to-Interference Plus Noise Ratio)
INR	Karışım-Gürültü Oranı (Interference-to-Noise Ratio)
PDF	Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu (Probability Density Function)
CDF	Olasılık Dağılım Fonksiyonu (Cumulative Distribution Function)
BRS	En İyi Röle Seçimi (Best Relay Selection)
PRS	Kısmi Röle Seçimi (Partial Relay Selection)
RRS	Reaktif Röle Seçimi (Reactive Relay Selection)
MMRS	Maks-Min Röle Seçimi (Max-Min Relay Selection)
JRAS	Ortak Röle ve Anten Seçimi (Joint Relay and Antenna Selection)
HD	Yarı-Çift Yönlü (Half-Duplex)
FD	Tam-Çift Yönlü (Full-Duplex)
LI	Çevrim Karışımı (Loop Interference)
RSI	Artık Öz-Karışım (Residual Self-Interference)
RTAS	Rölede Alıcı ve Verici Anten Seçimi (Receive/Transmit Antenna Selection)
BAS	En İyi Anten Seçimi (Best Antenna Selection)
MMAS	Maks-maks Anten Seçimi (Max-max Antenna Selection)

Kısaltmalar	Açıklama
PAS	Kısmi Anten Seçimi (Partial Antenna Selection)
LIAS	Çevrim Karışımı Anten Seçimi (Loop Interference Antenna Selection)
LIRS	Çevrim Karışımı Röle Seçimi (Loop Interference Relay Selection)
MMLIRS	Çevrim Karışıklı Maks-min Röle Seçimi (Max-min with Loop Interference Relay Selection)
ORSHR	Hibrit Röleli Optimum Röle Seçimi (Optimal Relay Selection with Hybrid Relay Selection)
i.i.d.	Bağımsız aynı dağılımlı (independent identically distributed)
LOS	Doğrudan İletim Hattı (Line of Sight)
AWGN	Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü (Additive White Gaussian Noise)
ML	En Büyük Olabilirlik (Maximum Likelihood)
RF	Radyo Frekans (Radio Frequency)
BPCU	Kanal Başına Kullanılan Bit Hızı (Bits Per Channel Use)

BÖLÜM I

GİRİŞ

Günümüzde telsiz haberleşme sistemlerindeki veri hızları gittikçe artarken öte yandan verici ile alıcı arasında kalan telsiz haberleşme kanalı birçok bozucu etkiyi içermektedir. Bu etkiler, yol kaybı, alıcı ve verici arasındaki engellerden ya da saçılmalardan kaynaklanan gölgeleme ve kanalın çok-yollu özelliğinden dolayı darbe cevabının zamanla değişmesinden kaynaklanan sönümlemedir (Patzold, 2002; Proakis ve Salehi, 1994; Stüber, 2000). Telsiz haberleşmede literatürde küçük ölçek sönümlemesi olarak da isimlendirilen sönümlemeyi modelleyen birçok kanal modeli geliştirilmiştir (Stüber, 2000). Literatürde, bahsedilen bozucu etkiler durumunda öncelikle tek verici/alıcı antenli yapılar incelenmiş olup performans analizleri yapılmıştır (Simon ve Alouini, 2005). Daha sonra çok antenli yapılar sistem kapasitesi ve hata performansı iyileştirmelerinden dolayı tüm dikkatleri üzerine çekmiş hata başarımları incelenmiştir (Tarokh vd., 1998; Telatar, 1999). Çok alıcı antenli yapılardaki çalışmalarda, alıcılarda seçmeli birleştirme (selection combining, SC) (Kong vd., 1995), en büyük oranlı birleştirme (maximal ratio combining, MRC) (Alouini ve Goldsmith, 1998), eşit kazançlı birleştirme (equal gain combining, EGC) (Alouini ve Simon, 2001), genelleştirilmiş seçmeli birleştirme (generalized selection combining, GSC) (Kong ve Milstein, 1999) gibi birleştirme tekniklerinin kullanılması durumundaki hata başarımları incelenmiştir. Alouini ve Simon (Alouini ve Simon, 1999b), GSC için sembol hata oranı (symbol error rate, SER) ve servis kesilme olasılığı (outage probability, OP) ifadelerini farklı anten konfigürasyonları durumunda Rayleigh kanalda elde etmişlerdir. Aynı yazarlar Nakagami-m kanalda GSC performansını da incelemişlerdir (Alouini ve Simon, 1999a; Alouini ve Simon, 1999c). Alıcı anten çeşitlemesi özellikle gezgin telsiz haberleşmede gezgin birime birden fazla alıcı antenin yerleştirilmesi problemi ve bu antenlere küçük birimler içerisinde kısıtlı besleme imkânlarından dolayı pek çok zorluk içermektedir (Alamouti, 1998). Alamouti'nin (Alamouti, 1998) geliştirdiği hem anten hem de zaman çeşitlemesi kullanan verici anten çeşitlemesi yöntemi, alıcı anten çeşitlemesi ile aynı çeşitlemeyi sağlamak ve böylece çoklu anten yapılarının baz istasyonlarına yerleştirilmesi ile alıcı çeşitlemesinde karşılaşılan problemlerden kurtulmayı sağlamaktadır. Daha sonra Alamouti'nin (Alamouti, 1998) geliştirdiği yöntem genelleştirilerek uzay zaman blok kodlama (space time block coding, STBC)

adıylı literatürde önerilmiştir (Tarokh v.d., 1999b). Tarokh vd. (Tarokh vd., 1999a) önerilen STBC'ye ilişkin performans analizlerini farklı anten durumlarında yapmışlardır. Coskun vd. (Coskun vd., 2011) ise STBC için Nakagami-m kanallarında M -li (M -ary) modülasyonlar için performans analizlerini yapmışlar ve SER sonuçlarını elde etmişler. Thoen (Thoen, 2001) ile Chen vd. (Chen vd., 2005), çeşitleme seçim iletimi (selection diversity transmission, SDT), tek verici anten seçimi (transmit antenna selection, TAS)&MRC ile farklı anten seçim algoritmaları için ikili faz kaymalı anahtarlama (binary phase shift keying, BPSK) modülasyonunda bit hata oranı (bit error rate, BER) sonuçlarını vermişlerdir. Ayrıca Cai (Cai, 2004), birleştirilmiş SDT ve GSC tekniğinin M -li modülasyonlar için SER performanslarını incelemiştir. Chen vd. (Chen vd., 2009), Nakagami-m sönümleme kanallarında SDT&MRC tekniğinin moment üreten fonksiyon (moment generating function, MGF) tabanlı SER analizini M -li modülasyonlar için incelemiştir. Ayrıca Choi ve Ko (Choi ve Ko, 2006), genelleştirilmiş seçim kriterine dayalı SDT&MRC tekniğini sadece BPSK için Nakagami-m kanallarda incelemiştir. Coskun ve Kucur (Coskun ve Kucur, 2010a; Coskun ve Kucur, 2011), ortak verici ve alıcı anten seçimi (joint transmit and receive antenna selection, JTRAS) tekniğinin hata performans analizini Nakagami-m kanallarda incelemiştir. Bununla birlikte vericide optimum iletim ağırlıkları kullanarak tam çeşitlemeli iletimi mümkün kılan ve alıcıda gerçekleştirilen MRC tekniğine benzer olan maksimum oranlı iletim (maximum ratio transmission, MRT) tekniği de araştırma konusu olmuştur (Coskun ve Kucur, 2013; Lo, 1999). Coskun ve Kucur (Coskun ve Kucur, 2010b) alıcı anten seçimi ile MRT tekniğinin performansını Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda incelemiştir. Bununla birlikte hibrit TAS/MRT tekniğine ilişkin performans analizini de Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda yapmışlardır (Coskun ve Kucur, 2013).

Gelecek nesil kablosuz haberleşmede doğrudan kablosuz iletişime alternatif olarak önerilen röleli haberleşme, yüksek veri iletimi, güvenilir iletişim ve ek iletim gücü olmadan geniş kapsama alanı sağladığından dolayı etkili bir teknik olarak araştırma konusu olmuştur. Bununla birlikte sönümleme ve yüksek gölgeleme etkilerini azaltarak hata performansını iyileştirmektedir (Laneman ve Wornell, 2000; Sedonaris vd., 1998). Tek röleli kanal modelini ilk Van der Meulen (Meulen, 1971) tanıtmıştır ve bir rölenin kaynaktan hedefe bilgi iletimini nasıl kolaylaştırdığını incelemiştir. İki atlamalı röleli haberleşme olarak da adlandırılan tek röleli kanal modelinde kaynak, röle ve hedeften

oluşan üç terminal bulunmaktadır ve kaynak, hedef ile röle aracılığıyla iletişim kurmaktadır. Röleli iletim tekniklerinde kuvvetlendir-ve-aktar (amplify-and-forward, AF) ve çöz-ve-aktar (decode-and-forward, DF) röle protokolleri yaygın olarak kullanılmaktadır. DF protokolünde röle, kaynaktan gönderilen işareti belirler ve daha sonra hedefe gönderir. Diğer taraftan AF protokolünde röle, benzer şekilde aldığı işareti kuvvetlendirerek hedefe göndermektedir (Laneman vd., 2004). Genel olarak, biri sabitlenmiş diğeri kanal durum bilgisi (channel state information, CSI) tabanlı kazanç olmak üzere, AF protokolünde iki tip kuvvetlendirme kazancı mevcuttur. CSI tabanlı röle kazancı kullanıldığında rölede sürekli kanal kestirimi gereklidir. Bununla birlikte, rölede sistem karmaşıklığını azaltan sabitlenmiş röle kazancı kullanıldığı durumda röle, aldığı işareti sabit kuvvetlendirme kazancı ile kuvvetlendirmektedir (Hasna ve Alouini, 2004). Düşümlerin çok antenli olduğu çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) röle ağı, tek-girişli tek-çıkışlı (single-input single-output, SISO) röle ağına kıyasla önemli performans geliştirmeleri sağlamasından dolayı araştırmalarda (Cao, L. vd., 2010; Chen, S. vd., 2009; Kim, J.-B. ve Kim, D., 2008; Yılmaz ve Kucur, 2014a, Yılmaz ve Kucur, 2014b;) büyük ilgi görmüştür. Chen vd. (Chen, S. vd., 2009) TAS ve MRC tekniklerinin sırasıyla kaynak ve hedefte kullanıldığı MIMO AF röle ağını göz önüne almışlar ve röleyi tek anten ile donatmışlardır. Alınan işaret-gürültü-oranı'na (signal-to-noise ratio, SNR) ait kapalı form olasılık dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function, CDF), olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, PDF) ve MGF ifadeleri ile sembol hata olasılığı (symbol error probability, SEP) ifadeleri Rayleigh sönümlenme kanalları için bulunmuştur. Yılmaz ve Kucur (Yılmaz ve Kucur, 2012), Chen vd.'nin (Chen, S. vd., 2009) göz önüne aldıkları ağın kapalı form CDF ve SEP ifadelerini asimetric Nakagami- m sönümlenme kanalları için elde edilmişlerdir. Kim, J.-B ve Kim, D. (Kim, J.-B. ve Kim, D., 2008) iki atlamalı (dual-hop) AF için her iki atlamada JTRAS tekniğini uygulamışlar ve alınan SNR'ye ilişkin PDF ifadelerini elde etmişlerdir. Bununla birlikte, Rayleigh sönümlenme kanallarında M -li faz kaymalı anahtarlama (M -ary phase shift keying, M -PSK) modülasyonu için sistemin BER performansını nümerik olarak hesaplamışlardır. Aynı ağ modelini, Cao vd. (Cao, L. vd., 2010) ile Yılmaz ve Kucur (Yılmaz ve Kucur, 2010) göz önüne almışlardır. Cao vd. (Cao, L. vd., 2010), Rayleigh sönümlenme kanalları için CDF ve SEP ifadelerini elde etmişlerdir. Yılmaz ve Kucur (Yılmaz ve Kucur, 2010) ise CDF, MGF ve SEP ifadelerini Nakagami- m kanalları için elde edilmişlerdir. Bununla birlikte, Yılmaz ve Kucur (Yılmaz ve Kucur, 2014b), röle konumunu da düşünerek

sabitlenmiş röle kazancı durumunda göz önüne alınan aynı ağ modelinin performansını asimetrik Nakagami-m kanallarında incelenmişlerdir. Altunbaş vd. (Altunbaş vd., 2012) iki-atlamalı sabit kazançlı AF röle sisteminin OSTBC kodu ile Nakagami-m sönümlemeli kanallarda performansını incelemişlerdir. Sisteme ait CDF ve MGF ifadelerini elde ederek OP ve BER ifadelerini kapalı formda elde etmişlerdir.

Son zamanlarda, iletim için röle seçimiyle kablosuz röle ağları performansının daha da geliştirilebileceği gösterilmiştir (Bletsas vd., 2006; Ribeiro vd., 2005; Sreng vd., 2003; Zhao vd., 2006). Sreng vd. (Sreng vd., 2003), yol-kayı ve uzaklık tabanlı röle seçimi tekniğini incelemişlerdir. En iyi röle seçimi (best relay selection, BRS) (Bletsas vd., 2006; Ribeiro vd., 2005), maks-min röle seçimi (max-min relay selection, MMRS) (Bletsas vd., 2006), kısmi röle seçimi (partial relay selection, PRS) (Krikidis vd., 2008) ve reaktif röle seçimi (reactive relay selection, RRS) (Hussain vd., 2012) teknikleri literatürde çalışılmıştır. BRS’de maksimum çıkış SNR değerini sağlayan röle seçilmektedir. MMRS’de minimum atlama SNR değerlerinin maksimum değerine sahip röle seçilmektedir. PRS’de ilk atlamada en büyük SNR değerini sağlayan röle seçilmektedir. RRS tekniğinde ise ikinci atlamada en yüksek SNR değerine sahip röle seçilmektedir. İki atlamalı ağlarda röle seçimlerinin performans analizleri de yapılmıştır (Adinoyi vd., 2008; Ikki ve Ahmed, 2009). Anten seçim ve röle seçim tekniklerinin avantajlarını birleştirmek için röle seçimli çok antenli iki-atlamalı modeller literatürde önerilmiştir (Amarasuriya vd., 2012; Ju vd., 2010). Ju vd. (Ju vd., 2010), MMRS tekniğinin kullanıldığı ortak röle ve anten seçimi (joint relay and antenna selection, JRAS) tekniğini incelemiş ve Rayleigh sönümleme kanalları için OP ifadelerini elde etmişlerdir. Amarasuriya vd. (Amarasuriya vd., 2012) ise PRS ve BRS tekniklerinin kullanıldığı JRAS tekniğini göz önüne almış ve OP ifadelerini elde ederken asimptotik analizleri de yapmışlardır.

Literatürde yapılan çalışmaların büyük bir çoğunluğu yarı-çift yönlü (half-duplex, HD) röle tekniği üzerineyken, son zamanlarda rölenin aynı frekans bandını kullanarak aynı zaman aralığında alım ve iletim işlemini gerçekleştirdiği tam-çift yönlü (full-duplex, FD) röle tekniği büyük ilgi görmüştür (Choi, J. vd., 2010; Riihonen vd., 2009a). Riihonen vd. (Riihonen vd., 2009b), FD rölenin uygulanabilirliğini incelemişlerdir. Bu teknik ilgili band genişliği kayıplarının üstesinden gelmektedir ve sistemin spektral verimliliğini geliştirmektedir, ancak rölede iletim ve alım arasındaki işaret sızıntısından

dolayı meydana gelen çevrim karışımından (loop interference, LI) olumsuz etkilenmektedir (Riihonen vd., 2009a; Riihonen vd., 2011). LI etkisini azaltmaya yönelik fiziksel katman teknikleri ve işaret işleme yöntemlerini içeren birçok çalışma yapılmıştır. Bununla birlikte uygulanan tekniklerden sonra bile FD rölede artık öz-karışım (residual self-interference, RSI) etkisi görülmüştür (Everett vd., 2011; Riihonen vd., 2011). Riihonen vd. (Riihonen vd., 2011), RSI'yi röle alıcı anteninde toplamsal gürültü olarak modellemişlerdir. Bu yaklaşımı göz önüne alarak Michalopoulos vd., (Michalopoulos vd., 2010), RSI etkisi altında tek FD röleye ilişkin BER performansını incelemişlerdir. Performans üzerindeki LI etkisini azaltmak ve FD röle sisteminde çeşitleme kazancı sağlamak için Sung vd. (Sung vd., 2011) ile Chen ve Rui (Chen ve Rui, 2013), rölede sırasıyla TAS ve alıcı/verici anten seçimi (receive/transmit antenna selection, RTAS) tekniklerini incelemişlerdir. Suraweera vd. (Suraweera vd., 2013) en iyi anten seçimi (best antenna selection, BAS), maks-maks anten seçimi (max-max antenna selection, MMAS), kısmi anten seçimi (partial antenna selection, PAS) ve çevrim karışımı anten seçimi (loop interference antenna selection, LIAS) tekniklerini FD rölede uygulamışlar ve analizler yapmışlardır. FD rölede anten seçimlerine ek olarak, son zamanlarda, röle seçim teknikleri de çalışma konusu olmuştur. Örneğin, Rui vd. (Rui, vd., 2010) MMRS tekniğinin performansını incelemişler, sisteme ait OP ve BER ifadelerini kapalı form olarak elde etmişlerdir. Krikidis vd. (Krikidis vd., 2012), BRS, çevrim karışımı röle seçimi (loop interference relay selection, LIRS), PRS, çevrim karışımli maks-min röle seçimi (max-min with loop interference relay selection, MMLIRS) ve hibrid röleli optimum röle seçimi (optimal relay selection with hybrid relay selection, ORSHR) tekniklerini FD röle sistemine uygulamışlar ve sisteme ait OP ifadelerini nümerik olarak elde etmişlerdir. PRS'yi göz önüne alarak Rui vd. (Rui vd., 2013), OP ve BER performansları üzerinde çalışmışlar ve OP ifadelerini kapalı form olarak elde ederlerken BER ifadelerini ise nümerik olarak elde etmişlerdir. Yang vd. (Yang vd., 2014) ise genel FD röle için en iyi röle ve FD rölenin verici ve alıcı anten konfigürasyonunun anlık kanal durumlarına bağlı olarak ortak seçildiği JRAS tekniğini önermişlerdir. Ancak Yang vd. (Yang vd., 2014), önerdikleri modelde kaynak ve hedefi tek antenli olarak donatırlarken, röleyi ise biri alıcı diğeri verici anten olarak kullanılmak üzere iki antenli olarak donatmışlardır. Böylece, rölelerin her biri rölede alıcı ve verici anteni adaptif olarak seçmektedir.

Bu yüksek lisans tez çalışmasında; bir kaynak, bir hedef ve birden fazla röle düğümlerinden oluşan iki-atlamalı FD kuvvetlendir-ve-aktar (amplify-and-forward, AF) tipi röleli ağın performansı bağımsız aynı dağılımlı (independent identically distributed, iid) Rayleigh sönmleme kanallarında incelenmiştir. İncelenen FD röle sisteminde kaynak ve hedef tek antenli, rölelerin alıcı ve verici kısımları çok antenli olarak düşünülmüştür. RSI'nın performans üzerindeki etkisinin üstesinden gelmek ve çeşitleme kazancı sağlamak için BRS, PRS, RRS ve MMAS tekniklerinin uygulandığı anlık kanal durum bilgisi (instantaneous channel state information, instantaneous CSI) tabanlı bir JRAS modeli tasarlanmıştır. Tasarlanan FD röle sistemine ait OP ifadeleri ve BER performansları sırasıyla kapalı form ve nümerik olarak elde edilmiştir. Ayrıca OP için asimptotik yaklaşım ifadeleri de elde edilmiş ve elde edilen teorik sonuçlar Monte Carlo benzetimleri yardımıyla doğrulanmıştır.

Bölüm II'de, bir telsiz haberleşme kanalına ait ön bilgiler verilmektedir. Bu amaçla sönmlemeli kanal modelleri hakkında genel bilgiler verilmiş olup, sönmlemeli kanalların performans üzerindeki etkileri incelenmiştir. Bölüm III'te, anten çeşitlemeli ve röleli haberleşme tekniklerinin sönmlemeli kanallarda performansı incelenmiş ve hem teorik hem de Monte Carlo benzetimleri yardımıyla yapılan sonuçlar birlikte sunulmuştur. Bölüm IV'te ise ortak röle ve anten seçim tekniklerinin iki-atlamalı Tam-Çift Yönlü Kuvvetlendir-ve-Aktar tipi röle üzerindeki performansı Rayleigh sönmlemeli kanallarda incelenmiştir. Teorik olarak elde edilen OP, SER ve asimptotik yaklaşım ifadelerine ait sonuçlar benzetimler yardımıyla doğrulanarak Bölüm IV'te sunulmuştur. Bölüm V'te, yapılan çalışmada elde edilen genel sonuçlara ve değerlendirmelere yer verilmiştir.

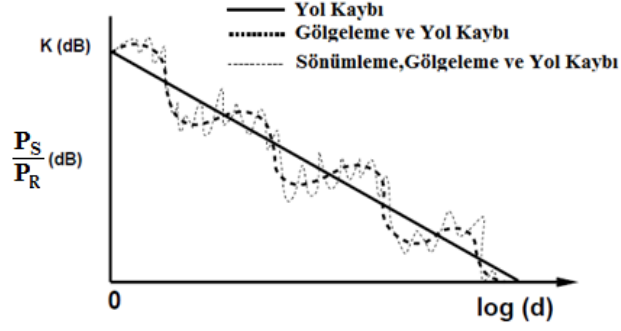
BÖLÜM II

TELSİZ HABERLEŞME KANALI

Bu bölümde telsiz haberleşme kanalında işaret dalga yayılımı sonucu oluşan bozucu etkilere ilişkin bilgiler verilmektedir. Bu bozucu etkiler içerisinde işaret sönümlemesini modellemek için kullanılan başlıca kanal modelleri incelenmiş ve çeşitli benzetimler sunulmuştur.

Atmosferde iyonosfer dalga yayılımı, iletilen işaretlerin bükülmesinden ya da dünya yüzeyinde birçok katmandan meydana gelen iyonosferden yansımaları sonucunda oluşmaktadır. Hücreli mobil radyo sistemlerindeki radyo işaretleri genellikle üç şekilde yayılım göstermektedir; yansıma, kırılma ve saçılma. Yansımalar iletilen işaretin, kendi dalga boyundan daha büyük bir cisme çarpması sonucu oluşmaktadır. Kırılma, verici ile alıcı arasında bir engel olduğu ve gönderilen işaretin bu engelle çarptıktan sonra engelin arkasında diğer dalgaların üretildiği durumda oluşmaktadır. Saçılma ise iletilen işaretin, kendi dalga boyu civarında veya kendi dalga boyundan küçük bir cisme çarpması sonucu oluşmaktadır. Dalga yayılımları sonucu oluşan bu durumlar neredeyse birbirinden bağımsız üç olgu yoluyla, gölgeleme ve çok yönlü sönümleme olarak karakterize edilebilmektedir (Stüber, 2000).

Farklı yayılım yolları ile farklı zaman gecikmelerinde alıcıya ulaşan bu işaret bileşenleri “çok yönlü bileşenler” olarak adlandırılmaktadır. Bu işaret çok yönlü bileşenleri, genellikle farklı taşıyıcı-faz uzantılarına sahiptir ve böylece zaman zaman “*işaret sönümlemesi (signal fading)*” isminde bir olgu ile sonuçlanan bozucu etkiler oluşturabilmektedirler. Bundan dolayı “*işaret sönümlemesi*” çok yönlü işaret yayılımının bir sonucudur (Proakis ve Salehi, 1994). Yol kaybı ve gölgelemeden kaynaklanan varyasyonlar büyük uzaklıklara nispeten oluşmaktadır ve bazen geniş-ölçekli sönümleme etkileri olarak ifade edilmektedir. Çok-yönlülükten kaynaklanan varyasyonlar çok kısa mesafelerde oluşmaktadır ve bu varyasyonlar bazen küçük-ölçekli sönümleme etkileri veya çok yönlü sönümleme olarak ifade edilmektedir (Goldsmith, 2005). Şekil 2.1’de (Stüber, 2000) alıcıda alınan işaret gücünün gönderilen



Şekil 2.1. Yol Kaybı, Gölgeleme ve Sönümlenme etkisinde uzaklığa bağlı değişim

işaret gücüne oranının dB cinsinden ifadesini d uzaklığına göre yol kaybı, gölgeleme ve sönümlenme etkileri altında değişimi gösterilmiştir.

P_S gücünde bir $s(t)$ işareti bir kanaldan gönderildiği ve alıcıya ulaşan işaretin de P_R gücünde bir $r(t)$ işareti olduğu düşünülün. Burada P_R , kanalın bozucu etkilerinden kaynaklanan herhangi bir rastgele varyasyonlar üzerinden ortalamayı belirtmektedir. P_L , yani kanalın lineer yol kaybı, iletilen işaretin gücünün alınan işaretin gücüne oranı olarak tanımlanmaktadır (Goldsmith, 2005):

$$P_L = \frac{P_S}{P_R} \quad (2.1)$$

Kanalın yol kaybının dB cinsinden ifadesi ise,

$$P_L(dB) = 10 \log_{10} \frac{P_S}{P_R} \quad (2.2)$$

olarak ifade edilmektedir (Goldsmith, 2005). Alınan güç, gölgeleme ile birlikte yol kaybı etkilerini ve cisimlerin oluşturduğu engellerin meydana getirdiği ek rastgele bileşenleri de içermektedir. Dolayısıyla, yol kaybına ek olarak bir işaret, genel anlamda işaret yolundaki nesnelere oluşturduğu engellerden kaynaklanan rastgele varyasyonlar ile karşılaşacaktır. Ek olarak, yansıma yüzeylerindeki değişimler ve saçılmalar da yol kaybında rastgele varyasyonlar meydana getirebilmektedir. Bu ek zayıflamalar için en yaygın kullanılan model log-normal gölgelemedir (Goldsmith, 2005). Bu model, yol kaybındaki veya alınan güçteki varyasyonları tam olarak modellemek için deneysel

olarak doğrulanmıştır. Log-normal gölgeleme modelindeki ψ yol kaybı log-normal dağılımlı rastgele süreç olarak varsayılmaktadır. Log-normal dağılımı,

$$f(\psi) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi_{dB}}\psi} \exp\left[-\frac{(10 \log_{10} \psi - \mu_{\psi_{dB}})^2}{2\sigma_{\psi_{dB}}^2}\right], \quad \psi > 0 \quad (2.3)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada $\xi = 10/\ln 10$, $\mu_{\psi_{dB}}$ değeri $\psi_{dB} = 10 \log_{10} \psi$ 'nın ortalaması ve $\sigma_{\psi_{dB}}$ ise ψ_{dB} 'in standart sapmasını belirtmektedir. Değişken değişimiyle dB cinsinden ψ 'nin dağılımı $\mu_{\psi_{dB}}$ ortalamalı $\sigma_{\psi_{dB}}$ standart sapmasına sahip bir Gauss dağılımına karşılık geldiği ifade edilmiştir (Goldsmith, 2005):

$$f(\psi_{dB}) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{\psi_{dB}}} \exp\left[-\frac{(\psi_{dB} - \mu_{\psi_{dB}})^2}{2\sigma_{\psi_{dB}}^2}\right] \quad (2.4)$$

Dolayısıyla Log-normal dağılım $\mu_{\psi_{dB}}$ ve $\sigma_{\psi_{dB}}$ olmak üzere iki parametre ile tanımlanmaktadır.

Band geçiren işaretin iletimi,

$$s(t) = \text{Re}\{\tilde{s}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.5)$$

denklemleri ile ifade edilmektedir. Burada $\tilde{s}(t)$ band geçiren işaretin kompleks zarfı, f_c taşıyıcı frekansı ve $\text{Re}\{z\}$ is z 'nin reel kısmını belirtmektedir. Eğer kanal N adet yoldan oluşuyorsa, böylece v hızıyla hareket eden hedefe ulaşan işaretin gürültüsüz band geçiren dalga formu,

$$r(t) = \text{Re}\left\{\sum_{n=1}^N C_n e^{j\phi_n - j2\pi c\tau_n/\lambda_c + j2\pi(f_c + f_{D,n})t} \tilde{s}(t - \tau_n)\right\} \quad (2.6)$$

olarak ifade edilmektedir (Stüber, 2000). Burada C_n , ϕ_n , $f_{D,n}$ ve τ_n sırasıyla n . yola ait genlik, faz, Doppler kayması ve zaman gecikmesini belirtmektedir. Bununla birlikte c ise ışık hızını belirtmektedir. ϕ_n fazı, n . yol tarafından rastgele oluşturulan fazdır ve

$[-\pi, \pi)$ aralığında düzgün dağılımlı olarak varsayılabılır. $\tau_n = d_n/c$, d_n uzunluğundaki olduğu n . yola bağlı yayılım gecikmesidir. $f_{D,n}$ Doppler kayması ise,

$$f_{D,n} = f_m \cos(\theta_n) \text{ Hz} \quad (2.7)$$

şeklinde ifade edilir. Burada λ_c dalga boyu olmak üzere $f_m = v/\lambda_c$ olarak ifade edilirken, θ_n , n . yoldan gelen işaretin hedef ile yaptığı açısıdır. Denklem (2.5)'e benzer şekilde alınan band geçiren işaret $r(t)$,

$$r(t) = \text{Re}\{\tilde{r}(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.8)$$

formuna sahiptir. Burada alıcıya ulaşan kompleks zarf,

$$\tilde{r}(t) = \sum_{n=1}^N C_n e^{j\phi_n(t)} \tilde{s}(t - \tau_n) \quad (2.9)$$

eşitliğiyle ifade edilirken (Stüber, 2000), $\phi_n(t) = \phi_n - 2\pi c\tau_n/\lambda_c + 2\pi f_{D,n}t$, n . yola ilişkin zamanla-değişen faz ifadesini belirtmektedir. Denklem (2.9) ve * konvolüsyon operatörünü belirttiği $\tilde{r}(t) = h(t, \tau) * \tilde{s}(t)$ ifadesinden kanal, lineer zamanla-değişen filtre olarak modellenenmektedir. Kanalin kompleks alçak-geçiren dürtü cevabı (impulse response) ise,

$$h(t, \tau) = \sum_{n=1}^N C_n e^{j\phi_n(t)} \delta(\tau - \tau_n) \quad (2.10)$$

şeklinde ifade edilmektedir. $h(t, \tau)$, kanal dürtü cevabını gösterirken $\delta(\cdot)$ ise birim dürtü fonksiyonunu göstermektedir. Farklı yollardaki $\tau_i - \tau_j$ gecikmeleri, her i, j için modülasyon sembol süresi T 'den çok küçükse (2.10)'daki τ_n 'ler, ortalama değeri \hat{t} ile yaklaşık olarak ifade edilerek değerlendirilebilir. Bu durumda kanalın dürtü cevabı (Stüber, 2000),

$$h(t, \tau) = h(t)\delta(\tau - \hat{t}) \quad (2.11)$$

olarak ifade edilmektedir. $h(t)$ ifadesi ise,

$$h(t) = \sum_{n=1}^N C_n e^{j\phi_n(t)} \quad (2.12)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Zamanla-değişen kanalın transfer fonksiyonu, (2.11)'in τ 'ya göre Fourier dönüşümü alınarak,

$$T(f, t) = \mathcal{F}\{h(t, \tau)\} = h(t) e^{-j2\pi f t} \quad (2.13)$$

şeklinde elde edilmektedir. Zamanla-değişen kanalın genlik cevabı $|T(f, t)| = |h(t)|$ ifadesiyle belirtilmektedir. Alınan işarettteki bütün frekans bileşenleri aynı, zamanla-değişen $|h(t)|$ genliği ile ölçeklendirilmektedir. Bu durumda kanal, düz sönümlmeli (frequency flat fading) veya frekans-seçici olmayan sönümlmeli (frequency non-selective fading) kanal olarak adlandırılmaktadır. Çünkü zamanla-değişen kanalın transfer fonksiyonunun genliği değişen frekanslara göre sabittir. Eğer farklı yollardaki $\tau_i - \tau_j$ gecikmeleri, bazı i, j için modülasyon sembol süresi T 'den yeterince büyükse, genlik cevabı artık düz değildir ve kanal frekans-seçici sönümlmeli (frequency-selective fading) kanal olarak adlandırılmaktadır (Stüber, 2000).

Alt bölümlerde, frekans-seçici olmayan sönümlmeli, diğer bir deyişle düz sönümlmeli kanalları modellemek için kullanılan Rayleigh, Ricean ve Nakagami-m kanal modelleri incelenmektedir.

2.1 Rayleigh Sönümlmeli Kanal

Verici ile alıcı arasında doğrudan iletim hattı (line of sight, LOS) olmadığı durumda kullanılan Rayleigh sönümlmeli kanal modeli kompleks zarfı, sıfır ortalamalı, σ^2 varyanslı bağımsız Gauss bileşenlerinden oluşmaktadır. $\tilde{r}(t)$ zarfının herhangi bir andaki olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, PDF),

$$f_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left\{-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right\}, \quad r \geq 0 \quad (2.14)$$

şeklinde gösterilmektedir. $\Omega = \mathbb{E}[R^2] = 2\sigma^2$, $\tilde{r}(t)$ 'nin ortalama gücü olup, (2.14) tekrar düzenlendiğinde,

$$f_R(r) = \frac{2r}{\Omega} \exp\left\{-\frac{r^2}{\Omega}\right\}, \quad r \geq 0 \quad (2.15)$$

Rayleigh dağılımı elde edilmektedir. Ortalaması ise $\mathbb{E}[R] = \sqrt{\pi/2}\sigma$ olarak bulunmaktadır (Proakis ve Salehi, 1994; Patzold, 2002).

2.2 Ricean Sönümlmeli Kanal

Nakagami-n dağılımı olarak da bilinen Ricean dağılımı, çoğunlukla kaynak ile hedef arasında güçlü bir doğrudan görüş yolu bileşenini ve birçok rastgele oluşan zayıf bileşenleri içeren kanalı modellemek için kullanılmaktadır (Simon ve Alouini, 2005). Ricean sönümlmeli kanalda kompleks zarfın PDF'i,

$$f_R(r) = \frac{2r(K+1)}{\Omega} \exp\left\{-K - \frac{(K+1)r^2}{\Omega}\right\} I_0\left(2r \sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}\right), \quad r \geq 0 \quad (2.16)$$

şeklinde ifade edilmektedir. $\Omega = \mathbb{E}[R^2] = s^2 + 2\sigma^2$ olup, $I_0(\cdot)$ sıfıncı dereceden birinci tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonudur (Gradshteyn ve Ryzhik, 1994). Ricean dağılımında alıcıya doğrudan görüş yolu ile gelen işaretin gücünün diğer yollardan gelen işaretlerin güçlerinin toplamına oranı, $K = s^2/2\sigma^2$ olarak tanımlanır ve Ricean faktörü olarak isimlendirilmektedir (Stüber, 2000; Simon ve Alouini, 2005). $K = 0$ olduğu durum Rayleigh sönümlmeli kanal modeline, $K \rightarrow \infty$ olduğu durum ise sönümlemesiz toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise, AWGN) kanal modeline karşılık gelmektedir (Stüber, 2000).

2.3 Nakagami-m Sönümlmeli Kanal

Nakagami-m dağılımı uzun mesafe yüksek frekans kanallarındaki hızlı sönümlemeyi karakterize etmek için 1940'ların başında Nakagami tarafından modellenmiştir.

Rayleigh ve Ricean sönümlenmeli kanal modellerini kapsayan bir modeldir. Nakagami- m sönümlenmeli kanalın PDF'si,

$$f_R(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} e^{-\frac{mr^2}{\Omega}}, \quad m \geq \frac{1}{2} \quad (2.17)$$

şeklinde ifade edilmektedir (Stüber, 2000). $\Omega = \mathbb{E}[R^2]$ olup, $\Gamma(\cdot)$ gamma fonksiyonu olarak tanımlanmaktadır (Gradshteyn ve Ryzhik, 1994). $m = 1$ olduğunda kanal Rayleigh sönümlenmeli kanala karşılık gelmektedir. $m = 1/2$ olduğunda tek yönlü Gauss dağılımına karşılık gelip, $m = (K + 1)^2/(2K + 1)$ eşitliği kullanılarak herhangi bir değerdeki Ricean faktörüne karşılık gelen Ricean kanal modeli gerçekleştirilebilmektedir.

2.4 Sönümlenmeli Kanallarda Hata Performansı

Bu kısımda tek verici antenli bir kaynak ve tek alıcı antenli bir hedeften oluşan telsiz haberleşme sisteminin sönümlenmeli kanallarda performansı, ikili faz kaymalı anahtarlama (binary phase shift keying, BPSK) modülasyonu kullanılarak teorik denklemlerle ve Monte Carlo benzetimleri yardımıyla incelenmiştir. Öncelikle telsiz haberleşme kanalının sönümlenmesiz olduğu durumda hata başarımına ait ifadeler verilmiştir. Bir AWGN kanalında modülasyonlu $s(t)$ işareti hedefe gönderilirse, hedefin alıcısına ulaşmadan önce veya alıcıda işarete $n(t)$ gürültüsü eklenmektedir. $n(t)$ gürültüsü sıfır ortalamaya ve $N_0/2$ güç spektral yoğunluğuna sahip bir beyaz Gauss rastgele sürecidir. Böylece alıcıya ulaşan işaret $r(t) = s(t) + n(t)$ olarak ifade edilmektedir (Goldsmith, 2005). İşaretler vektör uzayına taşındıktan sonra M -li faz kaymalı anahtarlama (M -ary phase shift keying, M-PSK) için ortalama sembol hata olasılığı (symbol error probability/rate, SER),

$$\bar{P}_s(E) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \exp\left(-\frac{E_s}{N_0} \frac{g_{PSK}}{\sin^2\theta}\right) d\theta, \quad g_{PSK} = \sin^2 \frac{\pi}{M} \quad (2.18)$$

olarak ifade edilmektedir (Simon ve Alouini, 2005). Burada E_s/N_0 işaret gürültü oranını (signal-to-noise ratio, SNR), M ise modülasyon seviyesini belirtmektedir. BPSK modülasyonu için ortalama bit hata olasılığı (bit error probability/rate, BER) ise,

$$\bar{P}_b(E) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) \quad (2.19)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty \exp(-y^2/2) dy$ Gauss Q -fonsiyonudur (Gradshteyn ve Ryzhik, 1994).

Sönümlenmeli kanal gözönüne alındığında, h sönümleme genliği, Ω sönümleme gücü olmak üzere bit başına anlık SNR değeri $\gamma_b = |h|^2 E_b/N_0$ ve bit başına ortalama SNR değeri ise $\bar{\gamma}_b = \overline{|h|^2} E_b/N_0 = \Omega E_b/N_0$ olarak ifade edilmektedir. Daha önceden verilen AWGN ifadelerinde E_b/N_0 yerine γ_b ifadesi konularak sönümlenmeli kanallarda ortalama BER ifadesi,

$$\bar{P}_b(E) = \int_0^\infty P_b(E; \gamma) f_{\gamma_b}(\gamma) d\gamma \quad (2.20)$$

integrali alınarak elde edilmektedir (Simon ve Alouini, 2005). $P_b(E; \gamma)$ ifadesi şartlı (sönümlemenin olmaması şartı altında) BER iken $f_{\gamma_b}(\gamma) = (1/\bar{\gamma}_b) e^{-\gamma/\bar{\gamma}_b}$ ise anlık SNR değerinin PDF'idir. h Rayleigh dağılımlı ise γ_b üstel dağılımlı olur. BPSK modülasyonu için Rayleigh sönümlenmeli kanal durumunda (2.20)'deki integral alındığında elde edilen ortalama BER,

$$\bar{P}_b(E) = \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_b}{1 + \bar{\gamma}_b}} \right] \quad (2.21)$$

olarak elde edilmektedir (Goldsmith, 2005).

Hata performans analizinde başka bir yol ise moment üreten fonksiyon (moment generating function, MGF) yaklaşımıdır. $f_\gamma(\gamma)$ PDF'ine sahip γ rastgele değişkeni için MGF,

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \int_0^{\infty} f_\gamma(\gamma) e^{s\gamma} d\gamma \quad (2.22)$$

olarak verilmektedir. Rayleigh, Ricean ve Nakagami-m sönümlenmeli kanallara ait MGF ifadeleri sırasıyla (2.23), (2.24) ve (2.25)'te verilmiştir (Goldsmith, 2005; Simon ve Alouini, 2005).

$$\mathcal{M}_{\gamma_s}(s) = (1 - s\bar{\gamma}_s)^{-1} \quad (2.23)$$

$$\mathcal{M}_{\gamma_s}(s) = \frac{1 + K}{1 + K - s\bar{\gamma}_s} \exp\left[\frac{Ks\bar{\gamma}_s}{1 + K - s\bar{\gamma}_s}\right] \quad (2.24)$$

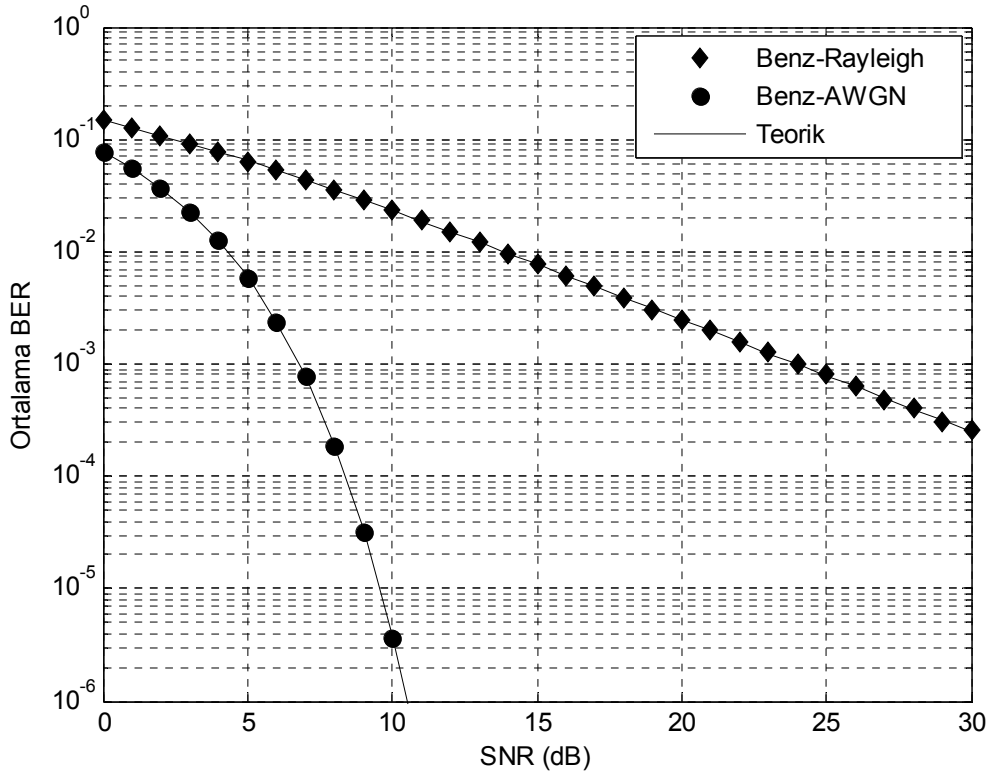
$$\mathcal{M}_{\gamma_s}(s) = \left(1 - \frac{s\bar{\gamma}_s}{m}\right)^{-m} \quad (2.25)$$

Böylece MGF yaklaşımı kullanılarak M -PSK modülasyonu için ortalama SER,

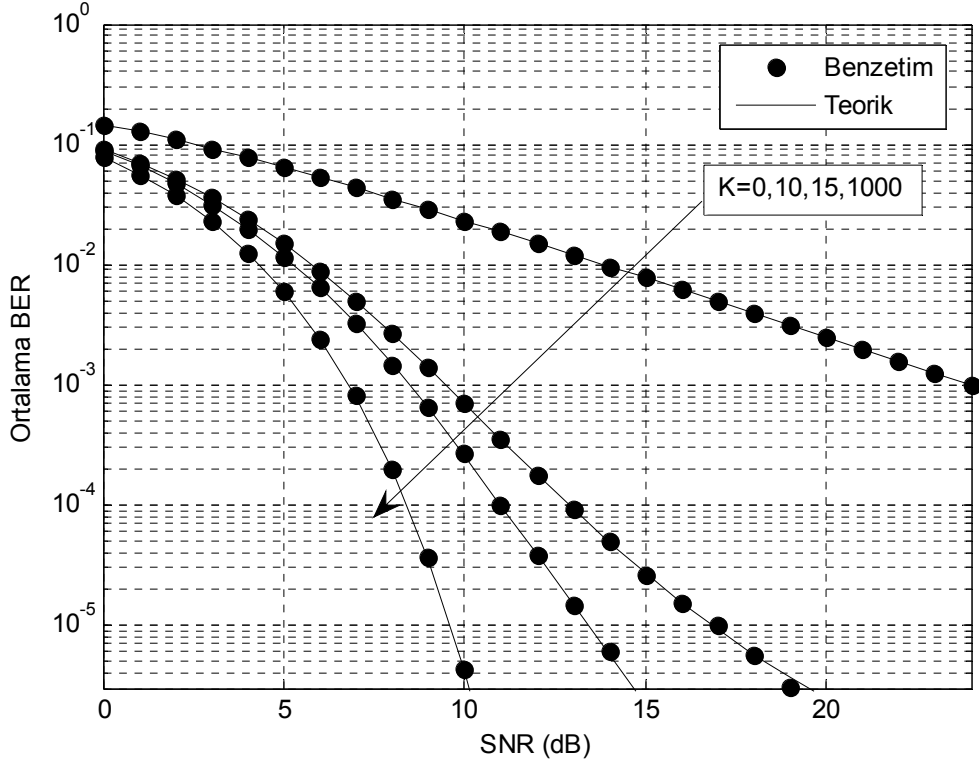
$$\bar{P}_s(E) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{(M-1)\pi}{M}} \mathcal{M}_{\gamma_s}\left(-\frac{g_{PSK}}{\sin^2\phi}\right) d\phi \quad (2.26)$$

eşitliği ile bulunmaktadır (Goldsmith, 2005). Burada $g_{PSK} = \sin^2(\pi/M)$ değişkeni modülasyon seviyesine göre değerler almaktadır. Sönümleme kanallarına ait MGF ifadelerinde $s = -g_{PSK}/\sin^2\phi$ yerine konulup integral alındığında ilgili sönümleme kanalında hata performansları elde edilmektedir.

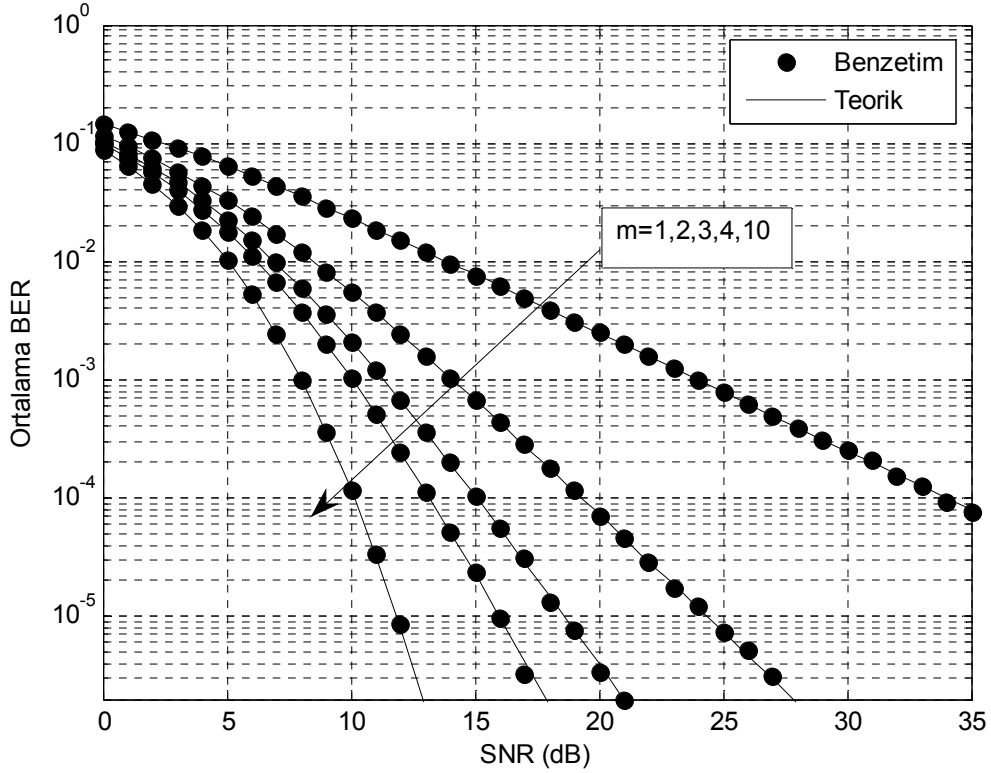
Şekil 2.2’de BPSK modülasyonu için AWGN ve Rayleigh kanallarda ortalama BER eğrileri elde edilmiştir. SNR, alıcıdaki bit başına ortalama işaret-gürültü oranını göstermektedir. Eğrilerden görüleceği üzere, AWGN kanalında Rayleigh kanallara nispeten hata performansı çok daha iyidir; bir başka deyişle sönümlenme, performansı çok kötüleştirmektedir. Şekil 2.3’te BPSK modülasyonu için farklı K değerleri kullanılarak Ricean kanallarda ortalama BER eğrileri verilmiştir. K değerleri arttıkça performansın iyileştiği görülmektedir. $K = 0$ için Ricean kanal, Rayleigh özelliği gösterirken, $K = 1000$ için AWGN kanala yaklaşmaktadır. Şekil 2.4’te ise BPSK modülasyonu için farklı m değerleri kullanılarak Nakagami- m kanallarda ortalama BER eğrileri görülmektedir. Şekilden de görüleceği üzere, artan m değerleriyle performans iyileşmektedir. $m = 1$ durumunda kanal, Rayleigh kanal özelliği gösterirken, $m = 10$ durumunda ise AWGN kanala yaklaşmaktadır. Bir başka deyişle Ricean kanalda K , Nakagami kanalda m arttıkça sönümlenmenin şiddeti, dolayısıyla bozucu etkisi azalmakta ve kanal sönümlenmesiz AWGN kanala yaklaşmaktadır.



Şekil 2.2. AWGN ve Rayleigh kanallarda BPSK modülasyonu için BER performansı



Şekil 2.3. Ricean kanallarda BPSK modülasyonu için BER performansı



Şekil 2.4. Nakagami- m kanallarda BPSK modülasyonu için BER performansı

BÖLÜM III

ANTEN ÇEŞİTLEMELİ VE RÖLELİ HABERLEŞME TEKNİKLERİ

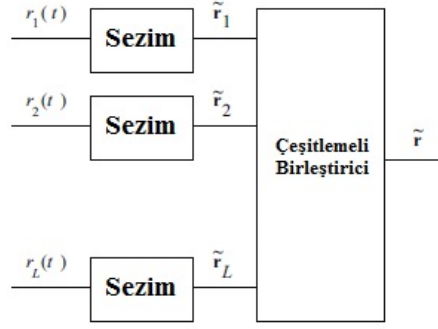
Bu bölümde anten çeşitlemeli ve röleli haberleşme tekniklerinin Rayleigh ve Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda hata performansları incelenmiştir. İncelenen tekniklere ilişkin teorik ifadeler verilmiş ve çeşitli konfigürasyonlara sahip benzetimler sunulmuştur.

Hem sönümlenme hem de gölgeleme, kablosuz kanallarda hedefe gönderilen işarete büyük bir güç kaybına sebep olmaktadır. Sönümlenme etkilerini azaltmak için kullanılan tekniklerden biri bağımsız sönümlenmeli işaret yollarının çeşitlenmeli-birleştirimidir (diversity combining) (Goldsmith, 2005). Çeşitlenmeli-birleştirme, uçtan uca (end-to-end, e2e) SNR'ı artırmak için aynı bilgiyi taşıyan işaretlerin iki veya daha fazla kopyalarını ustaca birleştiren bir tekniktir (Simon ve Alouini, 2005). Bununla birlikte herhangi bir yoldan gelen işaretin bozulma olasılığı p iken L adet bağımsız sönümlenmeli çeşitleme yollarından gelen işaretin bozulma olasılığı p^L olmaktadır (Stüber, 2000). Yani çeşitlenmeli-birleştirme tekniği ile performans daha da iyileşmektedir.

3.1 Alıcı Anten Çeşitlenmeli Haberleşme Teknikleri

Bu kısımda seçmeli birleştirme (selection combining, SC), en büyük oranlı birleştirme (maximal ratio combining, MRC), eşit kazançlı birleştirme (equal gain combining, EGC) ve genelleştirilmiş seçmeli birleştirme (generalized selection combining, GSC) alıcı anten çeşitleme teknikleri incelenmiştir.

Şekil 3.1'de gösterilen alıcı çeşitleme sistemi düşünölsün (Stüber, 2000). Her alıcı anten tarafından alınan işaret bir demodölatör ile temel banda demodöle edilmektedir. L adet çeşitlenmeli bir alıcısı bulunan M -li modölyasyon kullanan bir haberleşme sistemi göz önüne alınmaktadır. Her baud aralığı süresince, $\tilde{s}_m(t)$, $m = 1, \dots, M$, kompleks zarfına sahip M adet dalga şeklinden biri iletilmektedir. k . yolda alınan kompleks zarf (Stüber, 2000),



Şekil 3.1. Çeşitlemeli alıcı sistemi

$$\tilde{r}_k(t) = h_k \tilde{s}_m(t) + \tilde{n}_k(t), \quad k = 1, \dots, L \quad (3.1)$$

eşitliği ile ifade edilmektedir. Burada $h_k = |h_k|e^{j\phi_k}$, k . yola ilişkin kompleks sönmüleme kazancıdır. $\tilde{n}_k(t), k = 1, \dots, L$, AWGN süreci yoldan yola bağımsızdır. Alınan dalga şekilleri ortonormalleştirildikten sonra alınan işaret vektörleri (Stüber, 2000),

$$\tilde{\mathbf{r}}_k = h_k \tilde{\mathbf{s}}_m + \tilde{\mathbf{n}}_k, \quad k = 1, \dots, L \quad (3.2)$$

olarak elde edilmektedir.

3.1.1 Seçmeli birleştirme (SC)

SC tekniğinde en yüksek SNR değerini veren çeşitleme yolu seçilmektedir. Bu durumda Şekil 3.1'deki çeşitlemeli birleştirici,

$$\tilde{\mathbf{r}} = \max_{|h_k|} \tilde{\mathbf{r}}_k \quad (3.3)$$

işlemini gerçekleştirmektedir (Stüber, 2000). Sürekli iletimi kullanan haberleşme hatları için, SC kullanımı uygun değildir, çünkü zamanla-değişen kompleks kazançları kestirmek için tüm çeşitleme yollarını sürekli izleme gerektirir. Rayleigh sönmüleme kanalında, k . çeşitleme yoluna ait anlık SNR'nın üstel PDF'i,

$$f_{\gamma_k}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_s} e^{-x/\bar{\gamma}_s} \quad (3.4)$$

şeklinde ifade edilmektedir (Stüber, 2000). Burada $\bar{\gamma}_s$, çeşitlemeli yolda alınan ortalama SNR değeridir ve her yol için aynı olduğu göz önüne alınmaktadır. SC tekniğinde seçmeli birleştirici,

$$\gamma_{SC} = \max\{\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_L\} \quad (3.5)$$

çıkışını vermektedir. Eğer yollar birbirinden bağımsız sönümlenmeli ise CDF ifadesi,

$$F_{\gamma_{SC}}(x) = Pr[\gamma_1 \leq x, \gamma_2 \leq x, \dots, \gamma_L \leq x] = (1 - e^{-x/\bar{\gamma}_s})^L \quad (3.6)$$

olarak elde edilmektedir (Stüber, 2000). γ_{th} eşik eğeri için seçmeli birleştiricinin servis kesilme olasılığı (outage probability, OP) ifadesi ise,

$$P_{out,SC}(\gamma_{th}) = p(\gamma_{SC} < \gamma_{th}) = F_{\gamma_{SC}}(\gamma_{th}) = (1 - e^{-\gamma_{th}/\bar{\gamma}_s})^L \quad (3.7)$$

şeklinde elde edilmektedir (Goldsmith, 2005). Denklem (3.6) kullanılarak SNR'a ilişkin PDF ifadesi ise,

$$f_{\gamma_{SC}}(x) = \frac{L}{\bar{\gamma}_s} (1 - e^{-x/\bar{\gamma}_s})^{L-1} e^{-x/\bar{\gamma}_s} \quad (3.8)$$

şeklinde elde edilir. SC tekniği çıkışında ortalama SNR ifadesi (Stüber, 2000),

$$\bar{\gamma}_{SC} = \bar{\gamma}_s \sum_{k=1}^L \frac{1}{k} \quad (3.9)$$

olarak belirtilmektedir. Sistemin M -PSK modülasyonları için SER ifadesi,

$$\bar{P}_{ser,SC}(E) = \int_0^{\infty} P_s(\gamma) f_{\gamma_{SC}}(\gamma) d\gamma \quad (3.10)$$

eşitliği ile bulunmaktadır (Goldsmith, 2005). Denklem (2.18) ile (3.8), (3.10)'da yerine konularak ortalama SER ifadeleri elde edilmektedir. Örnek olarak BPSK modülasyonu için ortalama BER ifadesi (3.10)'daki integral alındığında,

$$\bar{P}_{ber,SC}(E) = \frac{L}{2} \sum_{n=0}^{L-1} \frac{\binom{L-1}{n} (-1)^n}{1+n+\bar{\gamma}_b} \quad (3.11)$$

eşitliğiyle ifade edilmektedir (Goldsmith, 2005).

3.1.2 En büyük oranlı birleştirme (MRC)

MRC tekniğinde birleştirme işlemi, çeşitleme yollarının kendi kompleks sönümlene kazançlarıyla ağırlıklandırılmasıyla yapılmaktadır. MRC'de çeşitlemeli birleştirici,

$$\tilde{\mathbf{r}} = \sum_{k=1}^L h_k^* \tilde{\mathbf{r}}_k \quad (3.12)$$

toplam ifadesini üretmektedir (Stüber, 2000). MRC tekniğinde performans kazancını hesaplamak için (3.2), (3.12)'de yerine yazılırsa,

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}} &= \sum_{k=1}^L h_k^* (h_k \tilde{\mathbf{s}}_m + \tilde{\mathbf{n}}_k) \\ &= \sum_{k=1}^L |h_k|^2 \tilde{\mathbf{s}}_m + \tilde{\mathbf{n}}_M \end{aligned} \quad (3.13)$$

ifadesi elde edilmektedir (Stüber, 2000). Burada $\tilde{\mathbf{n}}_M = \sum_{k=1}^L h_k^* \tilde{\mathbf{n}}_k$ ifadesini temsil etmektedir. MRC sistemi çıkışındaki SNR ifadesi ise,

$$\gamma_{MRC} = \sum_{k=1}^L \gamma_k \quad (3.14)$$

olarak elde edilmektedir. Böylece γ_{MRC} , L adet çeşitleme yolunun her bir SNR değerinin toplamıdır. Eğer çeşitleme yolları dengeli ve ilişkisiz ise γ_{MRC} 'nin PDF'i Rayleigh sönümlenmeli kanallar için,

$$f_{\gamma_{MRC}}(x) = \frac{1}{(L-1)! (\bar{\gamma}_s)^L} x^{L-1} e^{-x/\bar{\gamma}_s} \quad (3.15)$$

eşitliği ile ifade edilmektedir (Stüber, 2000; Simon ve Alouini, 2005). Burada $\bar{\gamma}_s = \mathbb{E}[\gamma_k]$, $k = 1, \dots, L$, ve $\mathbb{E}[\cdot]$ beklenen değer operatörünü belirtmektedir. CDF ifadesi ise,

$$F_{\gamma_{MRC}}(x) = 1 - e^{-x/\bar{\gamma}_s} \sum_{k=0}^{L-1} \frac{1}{k!} \left(\frac{x}{\bar{\gamma}_s}\right)^k \quad (3.16)$$

şeklinde elde edilmektedir (Stüber, 2000). Denklem (3.16)'da x yerine γ_{th} konulduğunda MRC tekniğine ait OP ifadesi elde edilmektedir. Yolların dengelendiği durum için MRC birleştiricinin çıkışındaki ortalama SNR değeri,

$$\bar{\gamma}_{MRC} = \sum_{k=1}^L \bar{\gamma}_k = \sum_{k=1}^L \bar{\gamma}_s = L\bar{\gamma}_s \quad (3.17)$$

eşitliğiyle elde edilmektedir (Simon ve Alouini, 2005). Denklem (3.10)'da $f_{\gamma_{SC}}(\gamma)$ ifadesinin yerine MRC için (3.15)'deki PDF ifadesi yerine konularak integral alındığında sistemin M -PSK modülasyonu için SER ifadesi elde edilmiş olur. Örnek olarak BPSK modülasyonu için ortalama BER ifadesi,

$$\bar{P}_{ber,MRC}(E) = \left(\frac{1-\mu}{2}\right)^L \sum_{k=1}^{L-1} \binom{L-1+k}{k} \left(\frac{1+\mu}{2}\right)^k \quad (3.18)$$

eşitliğiyle ifade edilmektedir (Simon ve Alouini, 2005). Burada $\mu = \sqrt{\bar{\gamma}_s/(1+\bar{\gamma}_s)}$ olarak verilmektedir.

MRC tekniğinde performans analizleri için PDF yaklaşımının haricinde MGF yaklaşımı da literatürde yapılmıştır. MGF yaklaşımı kullanılarak M -PSK modülasyonu için genelleştirilmiş sönümlmeli kanallarda elde edilen ortalama SER ifadesi,

$$\bar{P}_{ser,MRC}(E) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \prod_{k=1}^L \mathcal{M}_{\gamma_k} \left(-\frac{g_{PSK}}{\sin^2 \phi} \right) d\phi \quad (3.19)$$

şeklinde bulunmuştur (Simon ve Alouini, 2005). Burada $\mathcal{M}_{\gamma_k}(\cdot)$ ilgili sönümleme kanalına ilişkin MGF ifadesidir. Örneğin Nakagami- m sönümlmeli kanalda M -PSK modülasyonu için ortalama SER ifadesi,

$$\bar{P}_{ser,MRC}(E) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_s \sin^2 \left(\frac{\pi}{M} \right)}{m \sin^2 \phi} \right)^{-m} d\phi \quad (3.20)$$

olarak elde edilmektedir (Simon ve Alouini, 2005).

3.1.3 Eşit kazançlı birleştirme (EGC)

EGC tekniği MRC tekniğine benzer şekilde birleştirme özelliğine sahiptir, ancak MRC'den farkı çeşitleme yollarında ağırlık katsayısının bulunmamasıdır. EGC'de çeşitlemeli birleştirici,

$$\tilde{\mathbf{r}} = \sum_{k=1}^L e^{-j\phi_k} \tilde{\mathbf{r}}_k \quad (3.21)$$

toplam ifadesini üretmektedir (Stüber, 2000). EGC tekniğinde performans kazancını hesaplamak için (3.2), (3.21)'de yerine yazılırsa,

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{r}} &= \sum_{k=1}^L e^{-j\phi_k} (h_k \tilde{\mathbf{s}}_m + \tilde{\mathbf{n}}_k) \\ &= \sum_{k=1}^L |h_k| \tilde{\mathbf{s}}_m + \tilde{\mathbf{n}}_E \end{aligned} \quad (3.22)$$

ifadesi elde edilmektedir (Stüber, 2000). Burada $\tilde{\mathbf{n}}_E = \sum_{k=1}^L e^{-j\theta_k} \tilde{\mathbf{n}}_k$ ifadesini temsil etmektedir. EGC sistemi çıkışındaki SNR ifadesi ise, $\gamma_{EGC} = \frac{(\sum_{k=1}^L |h_k|)^2 \gamma_k}{L}$ olarak elde edilmektedir. Yolların dengelendiği durum göz önüne alındığında Rayleigh sönümlmeli kanallarda EGC birleştiricinin çıkışındaki ortalama SNR değeri (Simon ve Alouini, 2005),

$$\bar{\gamma}_{EGC} = \bar{\gamma}_s \left(1 + (L-1) \frac{\pi}{4} \right) \quad (3.23)$$

olarak elde edilirken Nakagami-m sönümlmeli kanallar için ise,

$$\bar{\gamma}_{EGC} = \bar{\gamma}_s \left(1 + (L-1) \frac{\left(\Gamma\left(m + \frac{1}{2}\right) \right)^2}{m(\Gamma(m))^2} \right) \quad (3.24)$$

olarak elde edilmektedir (Simon ve Alouini, 2005; Alouini ve Simon, 2001). γ_{EGC} için CDF ve PDF kapalı form ifadeleri $L > 2$ durumlarında bulunamamaktadır. Bununla birlikte $L = 2$ durumunda CDF ifadesi,

$$F_{\gamma_{EGC}}(x) = 1 - e^{-2x/\bar{\gamma}_s} - \sqrt{\pi} \frac{x}{\bar{\gamma}_s} e^{-x/\bar{\gamma}_s} \left(1 - 2Q \left(\sqrt{2 \frac{x}{\bar{\gamma}_s}} \right) \right) \quad (3.25)$$

olarak elde edilmektedir. Denklem (3.25) ifadesinin türevi alınarak,

$$f_{\gamma_{EGC}}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_s} e^{-2x/\bar{\gamma}_s} - \sqrt{\pi} e^{-x/\bar{\gamma}_s} \left(\frac{1}{2\sqrt{x\bar{\gamma}_s}} - \frac{1}{\bar{\gamma}_s} \sqrt{\frac{x}{\bar{\gamma}_s}} \right) \left(1 - 2Q \left(\sqrt{2 \frac{x}{\bar{\gamma}_s}} \right) \right) \quad (3.26)$$

PDF ifadesi elde edilmektedir (Stüber, 2000). Denklem (3.26), (3.10)'da $f_{\gamma_{SC}}(\gamma)$ 'nin yerine konulup integral alındığında, Rayleigh sönümlmeli kanallar için BER performansı elde edilmektedir. Örnek olarak BPSK için elde edilen ortalama BER ifadesi aşağıda verilmiştir.

$$\bar{P}_{ber,EGC}(E) = \frac{1}{2} \left(1 - \sqrt{1 - \mu^2} \right), \quad \mu = \frac{1}{1 + \bar{\gamma}_b} \quad (3.27)$$

Alouini ve Simon, Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda M -PSK modülasyonu için SER ifadesini elde etmişlerdir (Alouini ve Simon, 2001). Ancak $L > 2$ durumlarında toplam PDF ifadesini hesaplamadaki zorluklardan dolayı yaklaşık SER analizi yapmışlardır (Simon ve Alouini, 2005; Alouini ve Simon, 2001). Örnek olarak BPSK modülasyonunda tamsayı m değerleri için BER ifadesi,

$$\bar{P}_{ber,EGC}(E) \cong \frac{1}{2} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_{eq}}{m + \bar{\gamma}_{eq}}} \sum_{k=1}^{Lm-1} \frac{\binom{2k}{k}}{\left[4 \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{eq}}{m} \right) \right]^k} \right] \quad (3.28)$$

olarak elde edilmektedir. Burada $\bar{\gamma}_{eq} = \bar{\gamma}_{EGC}/L$ olarak belirlenmiştir.

3.1.4 Genelleştirilmiş seçmeli birleştirme (GSC)

SC ve MRC tekniklerinin hibrit olarak birleştirilmesiyle oluşan GSC tekniğinde, L adet yola ilişkin alınan işaretler ilk önce SNR değerlerine göre büyükten küçüğe doğru sıralanmaktadır ve $L_c (\leq L)$ adet en büyük değere sahip olanları eş fazlı alım işleminde MRC tekniğiyle birleştirilmektedir (Kong vd., 1995; Kong ve Milstein, 1999; Alouini ve Simon, 1999a; Alouini ve Simon, 1999b; Alouini ve Simon, 1999c).

Rayleigh sönümlenmeli kanallarda h_1, h_2, \dots, h_L , GSC girişlerine ilişkin sönümlenme katsayıları kümesini oluştursun. Her sönümlenme katsayısının ortalama gücü Ω 'dır. Her yola ait sembol başına anlık SNR, $\gamma_k = |h_k|^2 E_s / N_0$, $k = 1, 2, \dots, L$, olarak belirlenmektedir. Ortalama SNR ise $\bar{\gamma}_k = \mathbb{E}[|h_k|^2] E_s / N_0 = \Omega E_s / N_0$ olarak bulunmuştur. Yollara ilişkin anlık SNR değerleri $\gamma_{1:L} \geq \gamma_{2:L} \geq \dots \gamma_{L:L} \geq 0$ şeklinde sıra istatistiği oluştursun (Alouini ve Simon, 1999b). Bu sıra istatistiği $\{\gamma_k\}_{k=1}^L$ ifadelerinin genlik değerlerinin azalan sıra ile düzenlenmesi ile elde edilmiştir ve i.i.d. özelliğindedir. Böylece seçilen $L_c (\leq L)$ adet yol için $\{\gamma_{1:L}\}_{k=1}^{L_c}$ değerlerinin ortak PDF'i (Alouini ve Simon, 1999b),

$$f_{\gamma_{1:L}, \dots, \gamma_{L_c:L}}(\gamma_{1:L}, \dots, \gamma_{L_c:L}) = L_c! \binom{L}{L_c} [F_\gamma(\gamma_{L_c:L})]^{L-L_c} \times \prod_{k=1}^{L_c} f_\gamma(\gamma_{k:L}); \quad \gamma_{1:L} \geq \dots \geq \gamma_{L_c:L} \quad (3.29)$$

Toplam birleştirilmiş SNR ifadesi $\gamma_{GSC} = \sum_{k=1}^{L_c} \gamma_{k:L}$ eşitliğinin MGF ifadesi,

$$\mathcal{M}_{\gamma_{GSC}}(s) = (1 - s\bar{\gamma}_s)^{-L_c+1} \sum_{k=0}^{L-L_c} \frac{(-1)^k \binom{L}{L_c} \binom{L-L_c}{k}}{1 + \frac{k}{L_c} - s\bar{\gamma}_s} \quad (3.30)$$

olarak bulunmaktadır (Alouini ve Simon, 1999b). Birleştirilmiş SNR değerine ilişkin PDF ifadesini ise Alouini ve Simon (Alouini ve Simon, 1999a), yapmış oldukları çalışmada MGF ifadesini kullanarak denklem (8) ile sunmuşlardır. Aynı çalışmada yazarlar MGF'yi kullanarak ortalama birleştirilmiş SNR ifadesini,

$$\bar{\gamma}_{GSC} = \left(1 + \sum_{k=L_c+1}^L \frac{1}{k} \right) L_c \bar{\gamma}_s \quad (3.31)$$

olarak elde etmişlerdir. Rayleigh sönümlenmeli kanallarda M -PSK modülasyonu için ortalama SER ifadesi ise,

$$\bar{P}_{ser,GSC}(E) = \binom{L}{L_c} \sum_{k=0}^{L-L_c} \frac{(-1)^k \binom{L-L_c}{k}}{1 + \frac{k}{L_c}} I_{L_c-1} \left(\frac{(M-1)\pi}{M}; g_{PSK} \bar{\gamma}_s, \frac{g_{PSK} \bar{\gamma}_s}{1 + \frac{k}{L_c}} \right) \quad (3.32)$$

olarak elde edilmiştir (Alouini ve Simon, 1999b). Burada $g_{PSK} = \sin^2(\pi/M)$ olarak kullanılmaktadır. $I_{L_c-1}(\cdot; \dots)$ ifadesini ise Alouini ve Simon (Alouini ve Simon, 1999b) yapmış oldukları çalışmada denklem (15) ile ifade etmişlerdir. Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda birleştirilmiş toplam SNR ifadesi için MGF,

$$\mathcal{M}_{\gamma_{GSC}}(s) = \frac{L! \Gamma(Lm)}{(\Gamma(m))^L} \underbrace{\int_0^1 \dots \int_0^1 \left(\prod_{k=1}^{L-1} \theta_k^{km-1} \right)}_{(L-1)\text{-katı}} \times (D(s; \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{L-1}))^{-Lm} d\theta_{L-1} \dots d\theta_1 \quad (3.33)$$

olarak bulunmuştur (Alouini ve Simon, 1999a; Alouini ve Simon, 1999b; Alouini ve Simon, 1999c). $D(s; \theta_1, \theta_2, \dots, \theta_{L-1})$ ifadesini Alouini ve Simon (Alouini ve Simon, 1999a) yapmış oldukları çalışmada denklem (16) ile ifade etmişlerdir. Nakagami- m sönümlmeli kanallarda M -PSK modülasyonu için ortalama SER ifadesi (3.33), (2.26)'da yerine konularak ve Alouini ve Simon'un (Alouini ve Simon, 1999a; Alouini ve Simon, 1999c) elde ettiği gibi MGF yaklaşımı ile aşağıda verilmiştir:

$$\bar{P}_{ser,GSC} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi(M-1)/M} \mathcal{M}_{\gamma_{GSC}} \left(-\frac{g_{PSK}}{\sin^2 \phi}; \bar{\gamma}_s \right) d\phi \quad (3.34)$$

3.1.5 Alıcı anten çeşitlemeli haberleşme tekniklerinin hata performansı

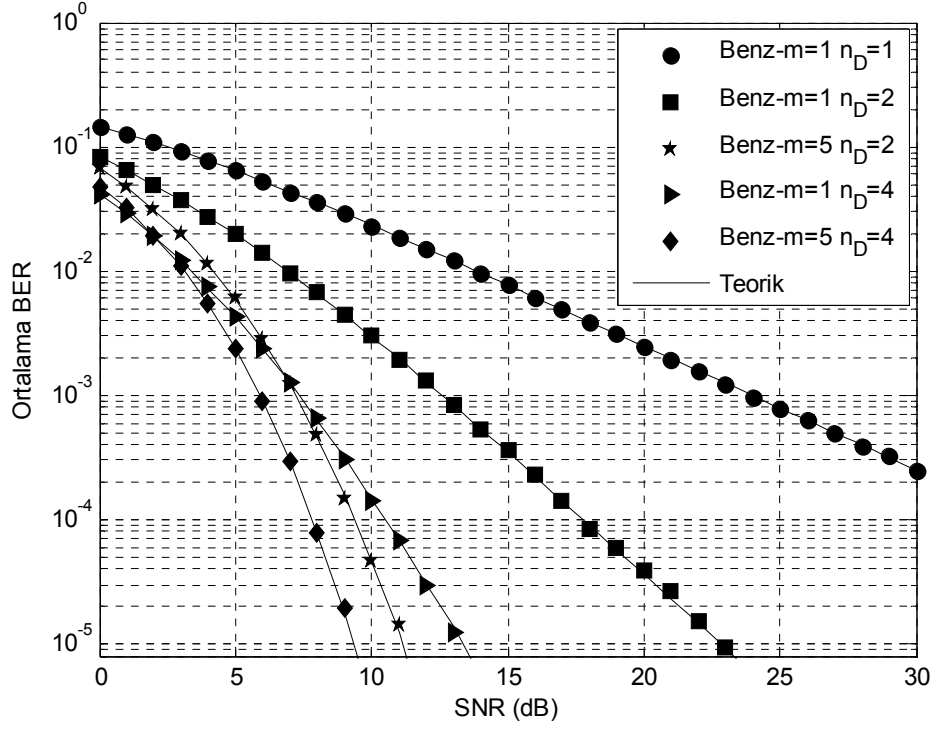
Şekil 3.2'de verilen performans eğrisinde BPSK modülasyonu için SC tekniğine ilişkin Nakagami- m sönümlmeli kanallarda ortalama BER eğrileri elde edilmiştir. SNR, alıcıda bit başına ortalama işaret-gürültü oranını göstermektedir. Elde edilen Nakagami- m eğrileri için $m = 1$ (Rayleigh) ve $m = 5$ olarak belirlenmiş, alıcı anten sayısı ise $n_D = 1, 2, 4$ olarak düşünülmüştür. Aynı m parametre değerinde alıcı anten sayısının artışıyla hata performansının da iyileştiği görülmektedir. Bununla birlikte alıcı anten sayısının artması sisteme çeşitleme kazancı da sağlamaktadır.

Şekil 3.3'te ise MRC tekniğinin Nakagami- m sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER eğrileri gösterilmektedir. Alıcı anten sayıları ile m parametre değerleri SC tekniğindeki gibi belirlenmiştir. SC tekniğine ilişkin performans eğrilerine benzer şekilde MRC tekniğinde de artan alıcı anten sayısıyla hata performansı iyileşmektedir. EGC tekniğine ilişkin performans eğrileri Nakagami- m kanallarda BPSK modülasyonu için Şekil 3.4'te verilmiştir. Alıcı anten sayıları $n_D = 1, 2, 3, 4$, $m = 1, 5$ olarak belirlenmiştir. SC ve MRC tekniğine benzer şekilde EGC tekniğinde de

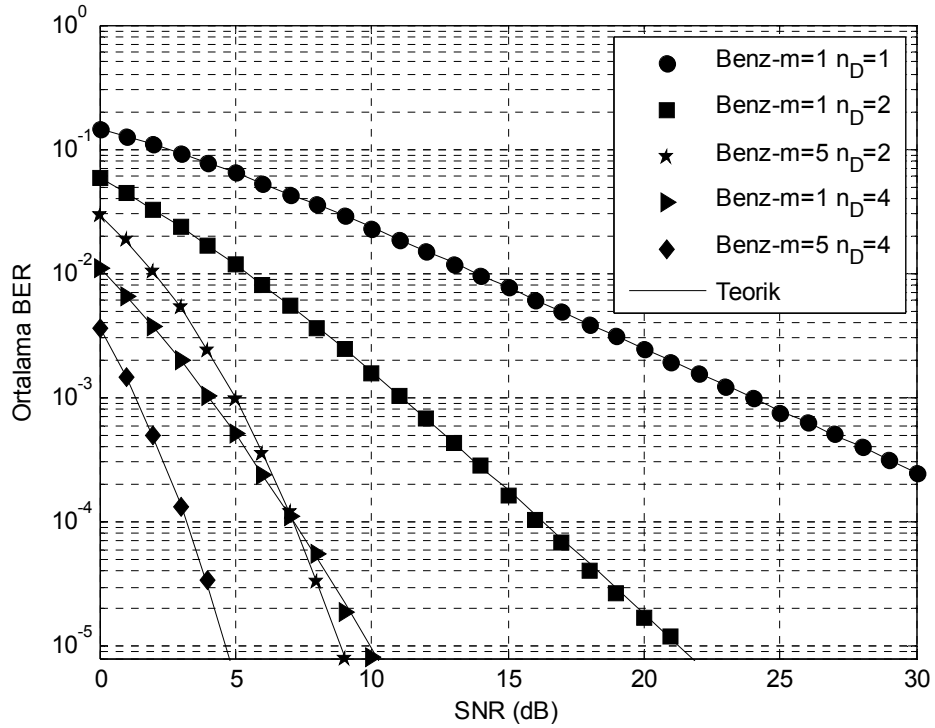
performans, artan alıcı anten sayısı ile iyileşmektedir ve çeşitleme kazancı sağlanmaktadır.

GSC tekniği için Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu ile elde edilen hata performans eğrileri sırasıyla $m = 1$ ve $m = 5$ parametre değerleri kullanılarak Şekil 3.5 ve Şekil 3.6'da sunulmaktadır. Her iki şekilde de alıcı anten sayısı $n_D = 4$ ve seçilen anten sayısı $L_c = 1, 2, 3, 4$ olarak belirlenmiştir. $L_c = 1$ durumunda GSC tekniği SC özelliği gösterirken, $L_c = 4$ durumunda MRC özelliği göstermektedir. Bu durumda şekillerden de görüleceği üzere GSC tekniği SC ile MRC arasında performans kazancı sağlamaktadır. Bununla birlikte seçilen anten sayısı arttıkça bir önceki anten sayısının performansı ile arasındaki fark azalmaktadır. Mesela Şekil 3.5'te $L_c = 1$ ile $L_c = 2$ arasındaki performans farkı BER = 10^{-4} 'te 2.5 dB iken, $L_c = 3$ ile $L_c = 4$ arasındaki performans farkı 0.5 dB'e düşmüştür

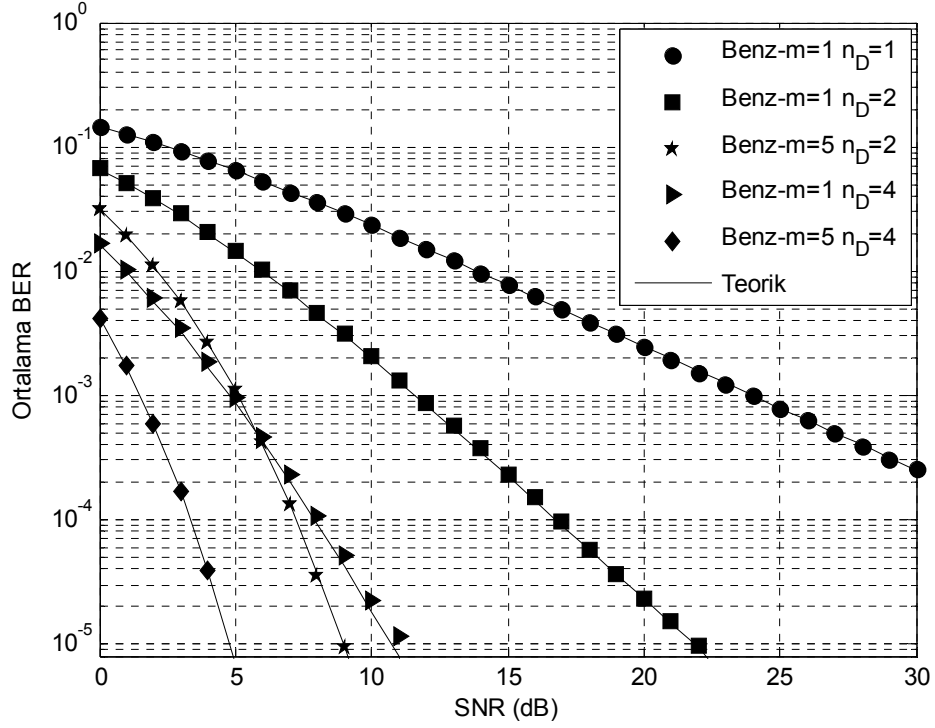
Son olarak Şekil 3.7'de SC, MRC ve EGC tekniklerinin Nakagami- m kanallarda $m = 1$ ve $m = 5$ parametre değerleri için BPSK modülasyonu ile elde edilen hata performans eğrilerinin karşılaştırılması gösterilmektedir. Alıcı anten sayısı $n_D = 4$ olarak belirlenmiştir. Şekilden de görüleceği üzere en iyi performansı MRC tekniği sağlamaktadır. En düşük performansı ise SC tekniği sağlamaktadır. m parametre değerinin artmasıyla EGC performansının MRC performansına yaklaştığı görülmektedir. SC tekniğinde bir tane RF zinciri kullanılırken MRC tekniğinde anten sayısı kadar RF zinciri kullanılmaktadır ve bu nedenle MRC kullanan sistemin donanımsal yükü artmaktadır. EGC tekniğinde ise $L_c > 2$ durumlarında analizler yapılamadığı için literatürde yapılan çalışmaların çoğu MRC tekniği üzerinedir.



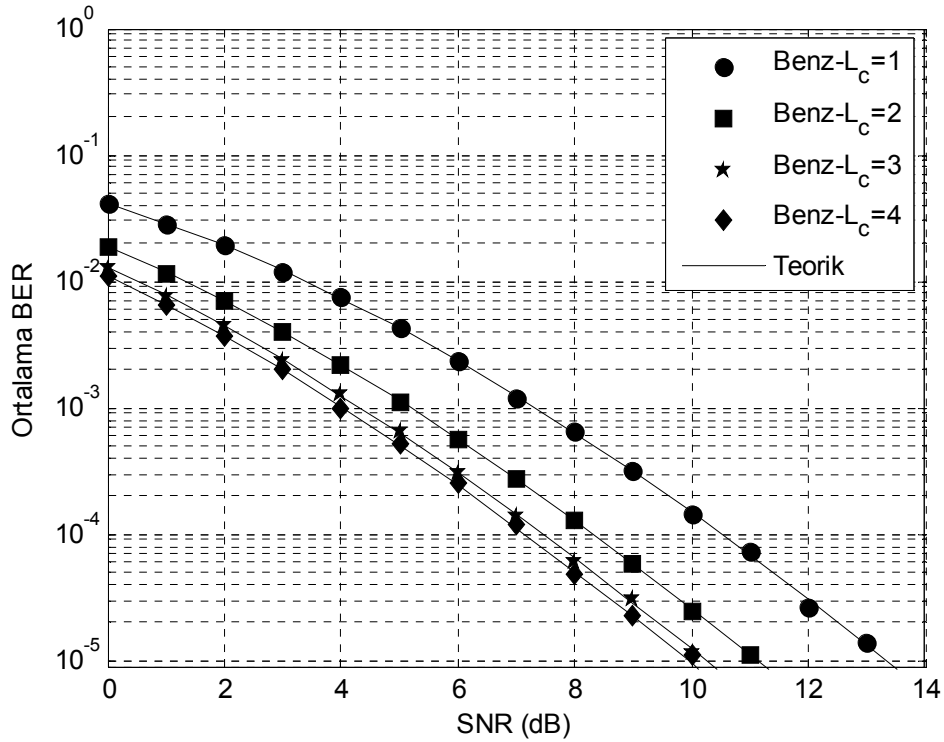
Şekil 3.2. SC tekniğine ilişkin Nakagami-m sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



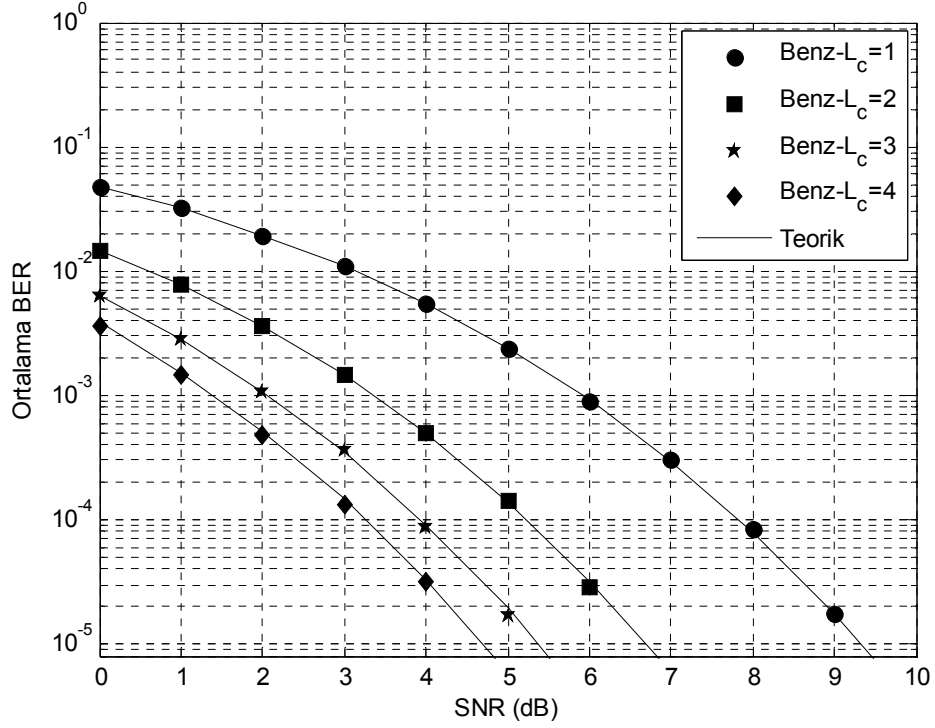
Şekil 3.3. MRC tekniğine ilişkin Nakagami-m sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



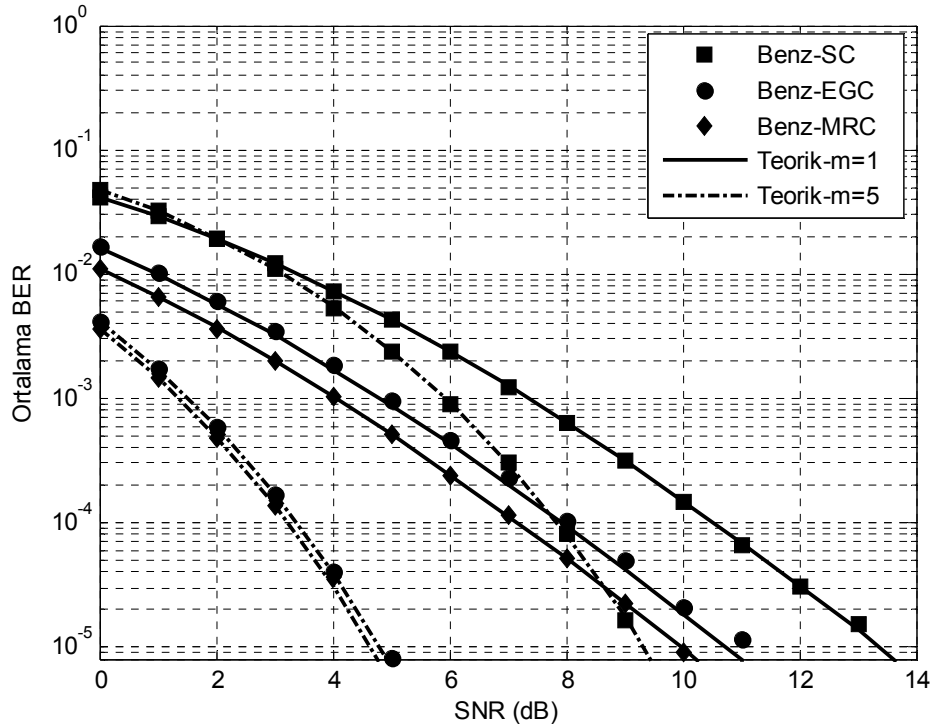
Şekil 3.4. EGC tekniğine ilişkin Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 3.5. GSC tekniğine ilişkin $m = 1$ için Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 3.6. GSC tekniğine ilişkin $m = 5$ için Nakagami-m sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 3.7. SC, MRC ve EGC tekniklerinin $n_D = 4$ durumunda Nakagami-m sönümlmeli kanallarda ($m = 1$ ve 5) BPSK modülasyonu için ortalama BER performanslarının karşılaştırılması

3.2 Verici Anten Çeşitlemeli Haberleşme Teknikleri

Bu kısımda daha önceden alıcıda gerçekleştirilen anten seçim tekniklerinin vericide nasıl gerçekleştirildiği anlatılmaktadır. Bunun için öncelikle verici anten çeşitleme teknikleri olan Alamouti'nin (Alamouti, 1998) tasarladığı verici anten çeşitleme tekniği ve Alamouti'den sonra geliştirilen uzay-zaman blok kodlama (space-time block coding, STBC) (Tarokh vd., 1999b) tekniği incelenmiştir. Daha sonra verici anten seçimi (transmit antenna selection, TAS) ve maksimum oranlı iletim (maximal ratio transmission, MRT) teknikleri çalışılmıştır.

3.2.1 Dik uzay-zaman blok kodlama tekniği (OSTBC)

Anten çeşitleme tekniklerinde klasik yaklaşım, alıcıda çoklu anten kullanmak ve alınan işaretin kalitesini artırmak için çeşitli birleştirme tekniklerini uygulamaktır. Alıcı anten çeşitleme yaklaşımındaki başlıca problem; maliyet, boyut ve mobil birimlerin gücüdür. Alıcıda çok anten kullanılması mobil birimlerin boyut olarak büyümesine ve maliyetin artmasına sebep olmaktadır. Sonuç olarak çeşitleme tekniklerinin alıcıda değil, verici tarafta gerçekleştirilmesi mobil birimlerin işaret alım kalitesini geliştirmektedir. Bununla birlikte bir baz istasyonu binlerce mobil birime hizmet vermektedir. Bu yüzden mobil birimlerden ziyade baz istasyonlarının donatılması daha ekonomiktir. Bu sebeple verici anten çeşitlemesi daha ilgi çekicidir (Alamouti, 1998). Verici anten çeşitlemesi için dik uzay-zaman blok kodlama (Orthogonal space-time block coding, OSTBC) tekniğini, iki verici ve bir alıcı antene sahip çok-girişli çok-çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) sistem için, ilk Alamouti (Alamouti, 1998) önermiştir. Alamouti'nin geliştirdiği (Alamouti, 1998) verici anten çeşitleme tekniği, hem anten hem de zaman çeşitlemesi sağlamakta ve alıcı anten çeşitlemesi ile aynı çeşitlemeyi sağlamaktadır. Böylece verici çoklu anten yapıları kullanılarak alıcı anten çeşitleme tekniklerinde karşılaşılan problemlerin giderilmesi sağlanmaktadır. Alamouti, tasarlamış olduğu teknikte kullandığı blok kod, dik yapıda bir kod olup tam hız ve tam çeşitlemeyi sağlamaktadır. n_S adet verici anten ve n_D adet alıcı antene sahip olan bir sistem $n_S n_D$. mertebeden çeşitleme derecesine sahiptir (Tarokh vd., 1999b). P , bir blok kod boyunca gönderilecek olan K adet sembol için kullanılan zaman dilimi olmak üzere, kod hızı $R = K/P$ olarak ifade edilmektedir (Tarokh vd., 1999a).

Şekil 3.8’de Alamouti verici anten çeşitleme tekniğine ait sistem modeli gösterilmektedir. Bu modelde, verici iki adet anten ile donatılırken, alıcı ise tek anten ile donatılmıştır. Alamouti modelinde bir sembol periyodunda, iki işaret iki antenden eşzamanlı olarak iletilmektedir. Birinci verici antenden iletilen işaret s_1 , ikinci verici antenden iletilen işaret s_2 olarak belirlenmiştir. İkinci sembol periyodu süresince ($-s_2^*$) birinci verici antenden, s_1^* ise ikinci verici antenden iletilmektedir (Alamouti, 1998). *, kompleks eşlenik operatörünü göstermektedir. İşaretlerin iletim konfigürasyonunu belirten kod matrisi,

$$\mathcal{G}_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.35)$$

olarak gösterilmektedir. Matrisin satırları farklı zaman dilimlerini gösterirken, sütunları ise kullanılan verici antenleri göstermektedir. İki zaman dilimi sonunda alıcıya ulaşan işaretler,

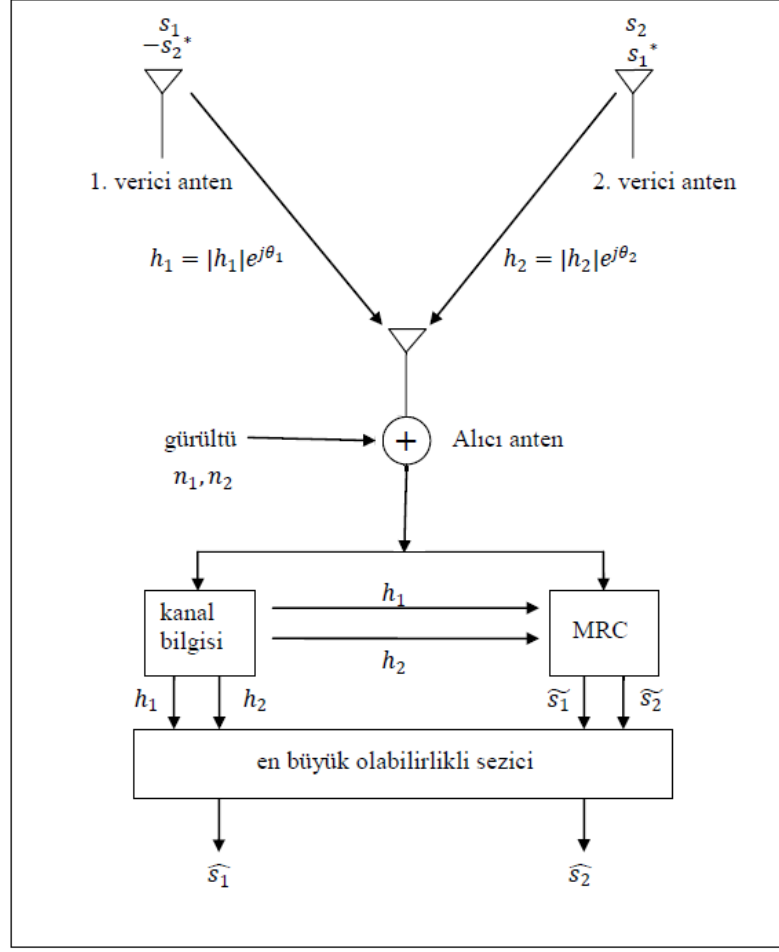
$$\begin{aligned} r_1 &= h_1 s_1 + h_2 s_2 + n_1 \\ r_2 &= -h_1 s_2^* + h_2 s_1^* + n_2 \end{aligned} \quad (3.36)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada h_1 ve h_2 ilgili kanal katsayılarını, n_1 ve n_2 ise Gauss gürültüsünü göstermektedir. Alıcıya ulaşan işaretler MRC tekniği ile birleştirildikten sonra en büyük olasılıklı (maximum likelihood, ML) kuralına göre karar verilir. Burada kullanılan MRC tekniği, klasik MRC tekniğinden farklıdır (Alamouti, 1998). Birleştirme işlemi sonucunda,

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= h_1^* r_1 + h_2 r_2^* \\ \tilde{s}_2 &= h_2^* r_1 - h_1 r_2^* \end{aligned} \quad (3.37)$$

işaretleri elde edilmektedir. (3.36)’da verilen r_1 ve r_2 (3.37)’de yerine konulursa karar devresi girişinde vericiden gönderilen her bir işaret için karar kuralı,

$$\begin{aligned} \tilde{s}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \tilde{s}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2)s_2 - h_1^* n_2^* + h_2 n_1 \end{aligned} \quad (3.38)$$



Şekil 3.8. İki verici ve bir alıcı antene sahip Alamouti modeli (Alamouti, 1998)

şeklinde elde edilir. Son olarak karar devresi (\hat{s}_1, \hat{s}_2) işaretlerine karar vermektedir. Alamouti'den sonra (Alamouti, 1998) Tarokh vd. (Tarokh vd., 1999a; Tarokh vd., 1999b) bu tekniği geliştirerek daha çok antenli MIMO sistemlerine uygulamışlardır.

OSTBC tekniğinin uygulanacağı kablosuz haberleşme sistemi n_S adet verici n_D adet alıcı antenden meydana geldiği düşünülün. Her t zaman aralığında, n_S adet verici antenden eş zamanlı olarak c_t^j , $j = 1, 2, \dots, n_S$ işaretleri gönderilmektedir. j . verici anten ile i . alıcı anten arası kanal kazancı $h_{i,j}$ olarak belirtilmektedir. t . zamanda i . alıcı antende alınan işaret r_t^i ,

$$r_t^i = \sum_{j=1}^{n_S} h_{i,j} c_t^j + n_t^i \quad (3.39)$$

şeklinde ifade edilmektedir (Tarokh vd., 1999a). Burada n_t^i , sıfır ortalamalı ve her boyutta $n_S/(2\text{SNR})$ varyans değerine sahip kompleks Gauss rastgele değişkenidir. Hatasız CSI mümkün olduğu varsayımı altında, alıcının hesaplayacağı karar ölçütü,

$$\sum_{t=1}^l \sum_{i=1}^{n_D} \left| r_t^i - \sum_{j=1}^{n_S} h_{i,j} c_t^j \right|^2 \quad (3.40)$$

olarak elde edilmiştir (Tarokh vd., 1999a). Burada l kod uzunluğunu temsil etmektedir.

Bir OSTBC, $P \times n_S$ boyutunda \mathcal{G} iletim matrisiyle tanımlanmaktadır. \mathcal{G} matrisinin girişleri verici antenlerden gönderilecek x_1, x_2, \dots, x_K sembollerinin lineer kombinasyonlarından ve eşleniklerinden oluşmaktadır. Örnek olarak \mathcal{G}_2 , 2×1 Alamouti (Alamouti, 1998) modeline ait OSTBC iletim matrisi (3.35)'te verilmiştir.

Temel bandda iletimin 2^b elemanlı bir işaret uzayı oluşturduğu varsayımıyla, birinci zaman aralığında Kb bit kodlayıcıya ulaşmakta ve işaret uzayından x_1, x_2, \dots, x_K sembolleri seçilmektedir. P zaman aralığında K adet sembol gönderildiği için, kod oranı $R = K/P$ olarak tanımlanmıştır. \mathcal{G}_2 kodunun kod oranı bire eşittir, yani tam hızlıdır. \mathcal{G}_3 koduna ait iletim matrisi ise,

$$\mathcal{G}_3 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{pmatrix} \quad (3.41)$$

şeklinde elde edilmiştir (Tarokh vd., 1999a).

Alıcı tarafta ML karar kuralı uygulandığında \mathcal{G}_2 modelinde s_1 sembolü için karar metriği,

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{n_D} (r_1^j h_{i,1}^* + (r_2^j)^* h_{i,2}) \right] - s_1 \right|^2 + \left(-1 + \sum_{i=1}^{n_D} \sum_{j=1}^2 |h_{i,j}|^2 \right) s_1^2 \quad (3.42)$$

şeklinde ifade edilmektedir. s_2 sembolü için karar metriği ise,

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{n_D} (r_1^i h_{i,2}^* - (r_2^i)^* h_{i,1}) \right] - s_2 \right|^2 + \left(-1 + \sum_{i=1}^{n_D} \sum_{j=1}^2 |h_{i,j}|^2 \right) s_2^2 \quad (3.43)$$

şeklinde elde edilmiştir. \mathcal{G}_3 modelinde ise s_1, s_2, s_3 ve s_4 sembolleri için karar metriği sırasıyla (3.44), (3.45), (3.46) ve (3.47)'de verilmiştir (Tarokh vd., 1999a).

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{n_D} (r_1^i h_{i,1}^* + r_2^i h_{i,2}^* + r_3^i h_{i,3}^* + (r_5^i)^* h_{i,1} + (r_6^i)^* h_{i,2} + (r_7^i)^* h_{i,3}) \right] - s_1 \right|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{i=1}^{n_D} \sum_{j=1}^3 |h_{i,j}|^2 \right) s_1^2 \quad (3.44)$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{n_D} (r_1^i h_{i,2}^* - r_2^i h_{i,1}^* + r_4^i h_{i,3}^* + (r_5^i)^* h_{i,2} - (r_6^i)^* h_{i,1} + (r_8^i)^* h_{i,3}) \right] - s_2 \right|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{i=1}^{n_D} \sum_{j=1}^3 |h_{i,j}|^2 \right) s_2^2 \quad (3.45)$$

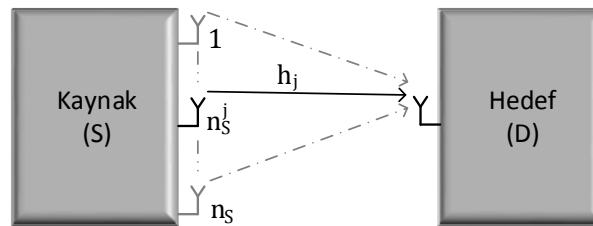
$$\left| \left[\sum_{i=1}^{n_D} (r_1^i h_{i,3}^* - r_3^i h_{i,1}^* - r_4^i h_{i,2}^* + (r_5^i)^* h_{i,3} - (r_7^i)^* h_{i,1} - (r_8^i)^* h_{i,2}) \right] - s_3 \right|^2 + \left(-1 + 2 \sum_{i=1}^{n_D} \sum_{j=1}^3 |h_{i,j}|^2 \right) s_3^2 \quad (3.46)$$

$$\left| \left[\sum_{i=1}^{n_D} (r_2^i h_{i,3}^* + r_3^i h_{i,2}^* - r_4^i h_{i,1}^* - (r_6^i)^* h_{i,3} + (r_7^i)^* h_{i,2} - (r_8^i)^* h_{i,1}) - s_4 \right]^2 + \left(-1 + 2 \sum_{i=1}^{n_D} \sum_{j=1}^3 |h_{i,j}|^2 \right) s_4^2 \right| \quad (3.47)$$

3.2.2 Verici anten seçimi (TAS)

Sistem modeli Şekil 3.9'da gösterilen TAS tekniği, SC tekniğinin verici tarafta uygulanmasıdır. Verici tarafta anten seçiminin uygulanmasının avantajları; kullanılması gereken RF zinciri donanımın azalması, maliyetten ve sistemin harcayacağı toplam güçten tasarruf edilmesidir. n_S adet verici ve bir adet alıcı anten ile donatılmış bir çok-girişli tek-çıkışlı (multiple-input single-output, MISO) sistem göz önüne alınsın. Eğitim (training) periyodunda, SNR değerini maksimize eden verici anten haberleşme için alıcıda seçilmekte ve geri besleme kanalı ile vericiye bildirilmektedir. Haberleşme sırasında seçilen anten kullanılmaktadır. j . verici anten ile alıcı arasındaki kanal kazancı h_j , $j = 1, 2, \dots, n_S$, olarak ifade edilmekte ve $|h_j|$ zarfı $\Omega = E[|h_j|^2]$ gücünde i.i.d. Nakagami- m sönümlmeli kanalın rastlantı değişkenleri olarak varsayılmıştır (Coskun ve Kucur, 2010a). Burada $E[.]$, beklenen değer operatörüdür. Dolayısıyla anlık SNR değeri $\gamma_j = (E_s/N_0)|h_j|^2$ olarak ifade edilir. E_s ve N_0 sırasıyla sembol başına ortalama enerjiyi ve tek yönlü güç spektral yoğunluğuna sahip AWGN'yi temsil etmektedir. $X_j = |h_j|^2$ olarak ifade edilen anlık kanal kazancı, Gamma dağılımı göstermektedir. PDF ifadesi,

$$f(x) = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^m \frac{x^{m-1} e^{-xm/\Omega}}{\Gamma(m)}, \quad x \geq 0 \quad (3.48)$$



Şekil 3.9. n_S adet verici ve bir adet alıcı antenden oluşan TAS modeli

olarak ifade edilmektedir. Bununla birlikte CDF ifadesi ise,

$$F(x) = \frac{\psi(m, xm/\Omega)}{\Gamma(m)}, \quad x \geq 0 \quad (3.49)$$

şeklinde ifade edilmiştir. Burada $\Gamma(s) = \int_0^\infty t^{s-1} e^{-t} dt$, $Re(s) > 0$, Gamma fonksiyonunu (Gradshteyn ve Ryzhik, 2000, (8.310.1)) ve $\psi(s, x) = \int_0^x t^{s-1} e^{-t} dt$, $Re(s) > 0$ ise tamamlanmamış Gamma fonksiyonunu (Gradshteyn ve Ryzhik, 2000, (8.350.1)) belirtmektedir. Denklem (3.49)'daki CDF ifadesi tamsayı m değerleri için,

$$F(x) = 1 - e^{-xm/\Omega} \sum_{k=0}^{m-1} (xm/\Omega)^k \frac{1}{k!}, \quad x \geq 0 \quad (3.50)$$

şeklinde de ifade edilebilmektedir (Coskun ve Kucur, 2011). Anten seçim işlemi, X_j 'nin n_s adet kombinasyonunu karşılaştırarak hangi verici antenin kullanılacağını belirlemektedir. Böylece seçilen verici antene ait indis I ile temsil edilirse, anten seçim kriteri,

$$I = \arg \max_{1 \leq j \leq n_s} \{X_j\} \quad (3.51)$$

olarak belirlenmektedir. X_j 'nin maksimum değeri Z ile gösterilirse, sembol başına alınan anlık SNR değeri $\gamma = \bar{\gamma}Z$ olacaktır. Burada $\bar{\gamma} = \Omega(E_s/N_0)$ ortalama SNR değerini temsil etmektedir. Daha sonra en yüksek sıra istatistiği (David ve Nagaraja, 2003) yardımıyla çıkış SNR değerinin CDF ifadesi $F_Z(x) = [F(x)]^{n_s}$ şeklinde elde edilmektedir. Denklem (3.50) üzerinden binom açılımı kullanılarak çıkış SNR değerine ilişkin CDF ifadesi,

$$F_Z(x) = \sum_{p=0}^{n_s} \sum_{k=0}^{p(m-1)} \binom{n_s}{p} \frac{(-1)^p \mu_k(p, m) x^k}{e^{pxm/\Omega}} \quad (3.52)$$

olarak elde edilmektedir (Coskun ve Kucur, 2011). Burada $\mu_k(p, m)$, katlı-terim (multinomial) katsayılarını belirtmektedir (Gradshteyn ve Ryzhik, 2000, (0.314)).

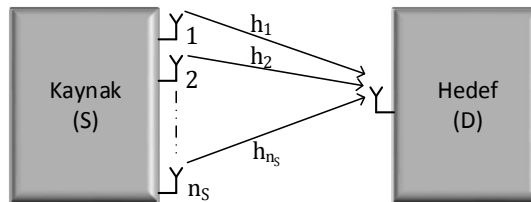
$\mathcal{L}\{f_Z(x)\} = s\bar{\gamma}\mathcal{L}\{F_Z(x)\}$ Laplace dönüşümünün türevleme özelliği kullanılarak sisteme ait MGF ifadesi $\mathcal{M}_Y(s) = s\bar{\gamma} \int_0^\infty e^{-s\bar{\gamma}x} F_Z(x) dx$ olarak elde edilir. Böylece (3.52), $\mathcal{M}_Y(s)$ ifadesinde yerine konulup integral alındığında,

$$\mathcal{M}_Y(s) = \sum_{p=0}^{n_S} \sum_{k=0}^{p(m-1)} \binom{n_S}{p} (-1)^p \mu_k(p, m) \times \Gamma(k+1)(s\bar{\gamma}) \left(s\bar{\gamma} + \frac{mp}{\Omega}\right)^{-k-1} \quad (3.53)$$

MGF ifadesi elde edilmektedir (Coskun ve Kucur, 2011). Çıkış SNR'ı için MGF ifadesi elde edildiğine göre (3.53), (2.26)'da yerine konularak M-PSK modülasyonu için SER ifadesi elde edilebilmektedir.

3.2.3 Maksimum-oranlı iletim (MRT)

Sistem modeli Şekil 3.10'da verilen MRT tekniği, verici tarafta optimum iletim ağırlıklarını kullanarak tam çeşitlemeli iletimi mümkün kılmaktadır ve alıcıda gerçekleştirilen MRC tekniğine benzerdir (Titus K.Y.L., 1999; Coskun ve Kucur, 2013). Bu özelliğiyle MRT, çeşitleme kazancı elde etmek için diğer tekniklere alternatif olarak sunulmaktadır. Bununla birlikte vericide birden fazla RF zinciri kullanılmasından dolayı sistemin donanımsal yükünü artırmaktadır (Alıcıda MRC'nin sebep olduğu donanım yükünü vericiye aktarmaktadır). n_S adet verici ve bir adet alıcı antenden oluşan MRT tekniğinin uygulandığı bir MISO sistemi göz önüne alınsın. Bu modelde bütün verici antenler kaynaktan hedefe işaret iletimi için kullanılmaktadır. j . verici anten ile alıcı anten arasındaki kanal katsayısı h_j , $j = 1, 2, \dots, n_S$ ile gösterilmektedir.



Şekil 3.10. n_S adet verici ve bir adet alıcı antenden oluşan MRT modeli

Kanal katsayılarının $|h_j|$ zarfı $\Omega = E[|h_j|^2]$ gücünde i.i.d. Nakagami- m sönümlenmeli kanalın rastlantı değişkenleri olarak varsayılmıştır. Her verici anten ile alıcı anten arasındaki anlık SNR değeri $\gamma_j = (E_s/N_0)|h_j|^2$ olarak ifade edilir. Verici $w_j = \sqrt{\sum_{j=1}^{n_s} |h_j|^2}$ şeklinde tanımlanan optimum iletim ağırlıklarını kullanmaktadır (Coskun ve Kucur, 2013). Bu ağırlık değerleri iletilecek sembollerin önüne çarpım olarak gelmektedir. Bu nedenle optimal iletim ağırlıkları kullanılarak, bütün verici antenler ile alıcı anten arasındaki anlık kanal kazancı $X_i = \sum_{j=1}^{n_s} |h_j|^2$,

$$f(x) = \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{mn_s} \frac{x^{mn_s-1} e^{-xm/\Omega}}{\Gamma(mn_s)}, \quad x \geq 0 \quad (3.54)$$

PDF ifadesi ile Gamma dağılımı göstermektedir (Coskun ve Kucur, 2010b). CDF ifadesi ise,

$$F(x) = \frac{\psi(mn_s, xm/\Omega)}{\Gamma(mn_s)}, \quad x \geq 0 \quad (3.55)$$

olarak elde edilmektedir (Coskun ve Kucur, 2010b). Denklem (3.55)'teki CDF ifadesi tamsayı mn_s çarpım değerleri için,

$$F(x) = 1 - e^{-xm/\Omega} \sum_{k=0}^{mn_s-1} (xm/\Omega)^k \frac{1}{k!}, \quad x \geq 0 \quad (3.56)$$

olarak ifade edilmektedir. Denklem (3.56)'deki CDF ifadesi TAS tekniğinde olduğu gibi çıkış SNR değerine ilişkin CDF olarak,

$$F(x) = \sum_{p=0}^1 \sum_{k=0}^{p(mn_s-1)} \binom{1}{p} \frac{(-1)^p \mu_k(p, mn_s) x^k}{e^{pxm/\Omega}} \quad (3.57)$$

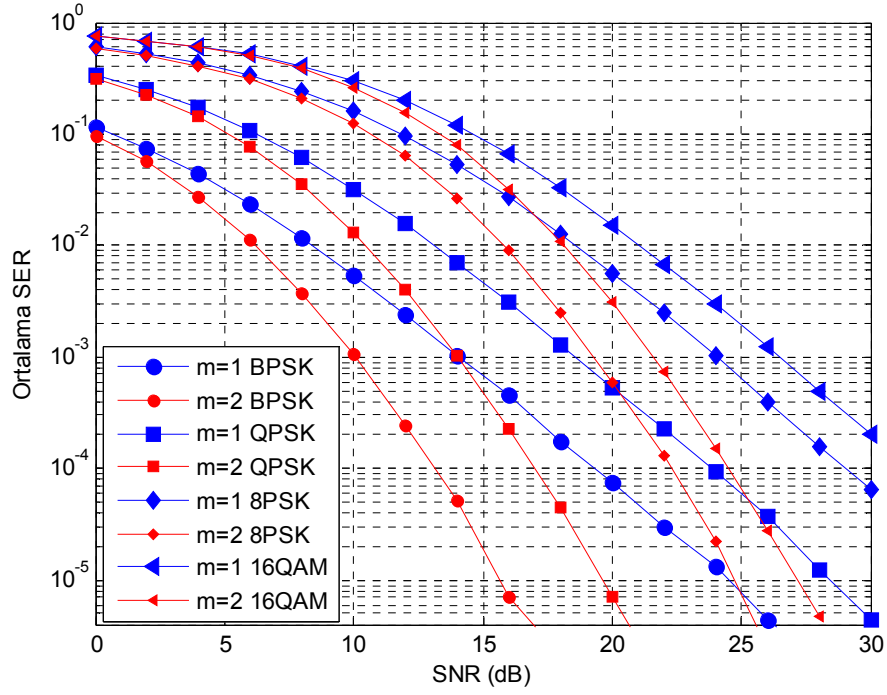
şeklinde ifade edilebilmektedir (Coskun ve Kucur, 2010b). Daha sonra (3.57), $\mathcal{M}_\gamma(s) = s\bar{\gamma} \int_0^\infty e^{-s\bar{\gamma}x} F(x) dx$ ifadesinde yerine konulup integral alındığında,

$$\mathcal{M}_\gamma(s) = \sum_{p=0}^1 \sum_{k=0}^{p(mn_s-1)} \binom{1}{p} (-1)^p \mu_k(p, m) \times \Gamma(k+1)(s\bar{\gamma}) \left(s\bar{\gamma} + \frac{mp}{\Omega}\right)^{-k-1} \quad (3.58)$$

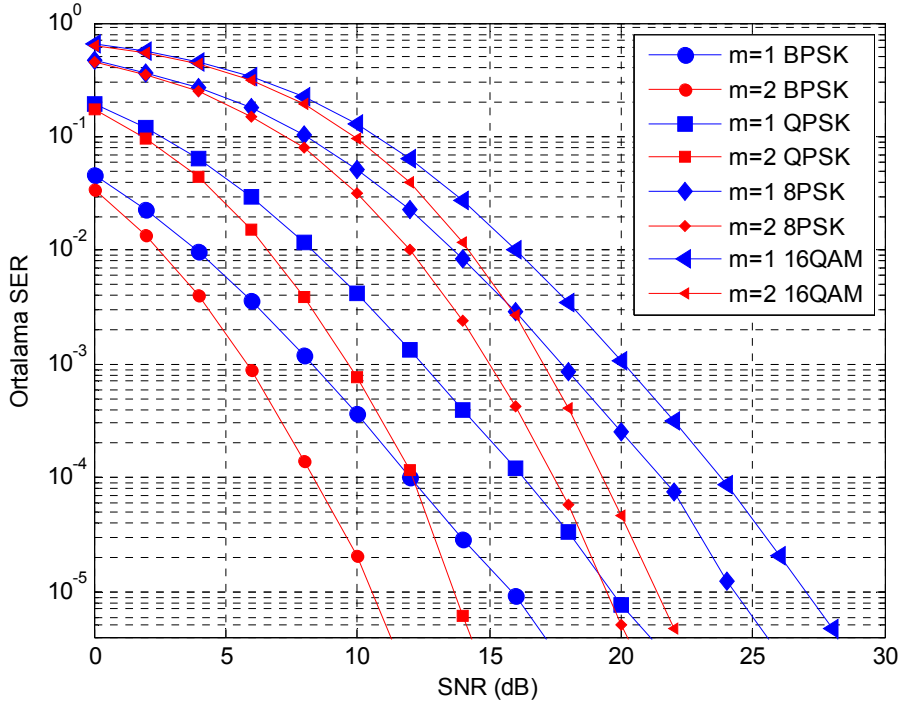
MGF ifadesi elde edilmektedir. Burada $\bar{\gamma} = \Omega(E_s/N_0)$, her verici anten ile alıcı anten arasında sembol başına ortalama SNR değerini göstermektedir. Daha sonra elde edilen MGF ifadesi (2.26)'da yerine konularak M -PSK modülasyonu için SER ifadesi elde edilebilmektedir (Coskun ve Kucur, 2010b).

3.2.4 Verici anten çeşitlenmeli haberleşme tekniklerinin hata performansı

Şekil 3.11'de verilen performans eğrisinde M -PSK ve M -li dörtlü genlik modülasyonları (M -ary quadrature amplitude modulation, M -QAM) için \mathcal{G}_2 OSTBC koduna ilişkin Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda Monte Carlo benzetimleri yardımıyla elde edilen ortalama SER eğrileri verilmektedir. İki adet verici ve bir adet alıcı antenli Alamouti modeli göz önüne alınmıştır. Elde edilen Nakagami- m eğrileri için $m = 1$ ve 2 olarak belirlenmiştir. Şekil 3.12'de ise \mathcal{G}_3 OSTBC modeli için Monte Carlo benzetimleri yardımıyla elde edilen ortalama SER eğrileri gösterilmektedir. Şekilde verilen performans eğrileri M -PSK ve M -QAM modülasyonları kullanılarak Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda elde edilmiştir. Nakagami- m parametre değeri Şekil 3.11'de olduğu gibi $m = 1$ ve 2 olarak belirlenmiştir. Verici taraf üç adet anten ile donatılırken alıcı taraf bir adet anten ile donatılmıştır. Şekillerden de görüleceği üzere Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda OSTBC performansı m sönümlenme parametresiyle değişmektedir. Modülasyon seviyesi ve kullanılan OSTBC kod matrisi ne olursa olsun m parametresinin büyük değerde olduğu durumlarda daha iyi performans sağlanmaktadır. Bu kısımda incelenen üç verici çeşitleme tekniğinden OSTBC, vericide hiç CSI gerektirmezken, TAS alıcıdan vericiye geri besleme kanalı üzerinden sadece seçilen antenin indisinin bilgisinden ibaret kısmi (partial) CSI, MRT ise bütün kanal katsayılarının vericiye geri beslenmesini; yani tam (full) CSI gerektirir.



Şekil 3.11. G_2 -OSTBC koduna ilişkin $m = 1, 2$ için Nakagami- m sönümlmeli kanallarda M -PSK ve M -QAM modülasyonları için ortalama SER performansı

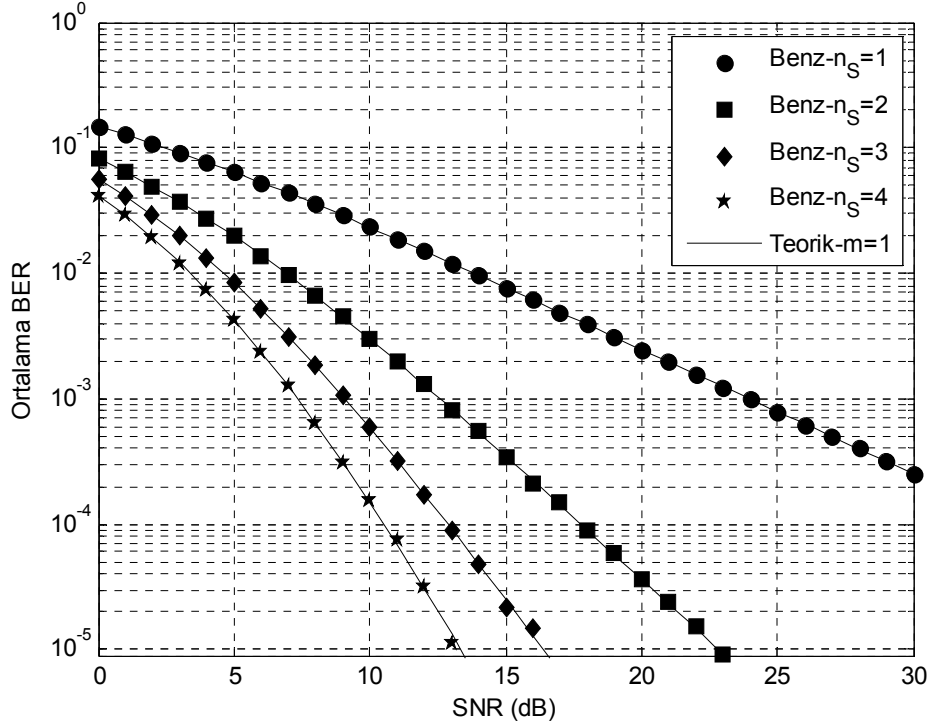


Şekil 3.12. G_3 -OSTBC koduna ilişkin $m = 1, 2$ için Nakagami- m sönümlmeli kanallarda M -PSK ve M -QAM modülasyonları için ortalama SER performansı

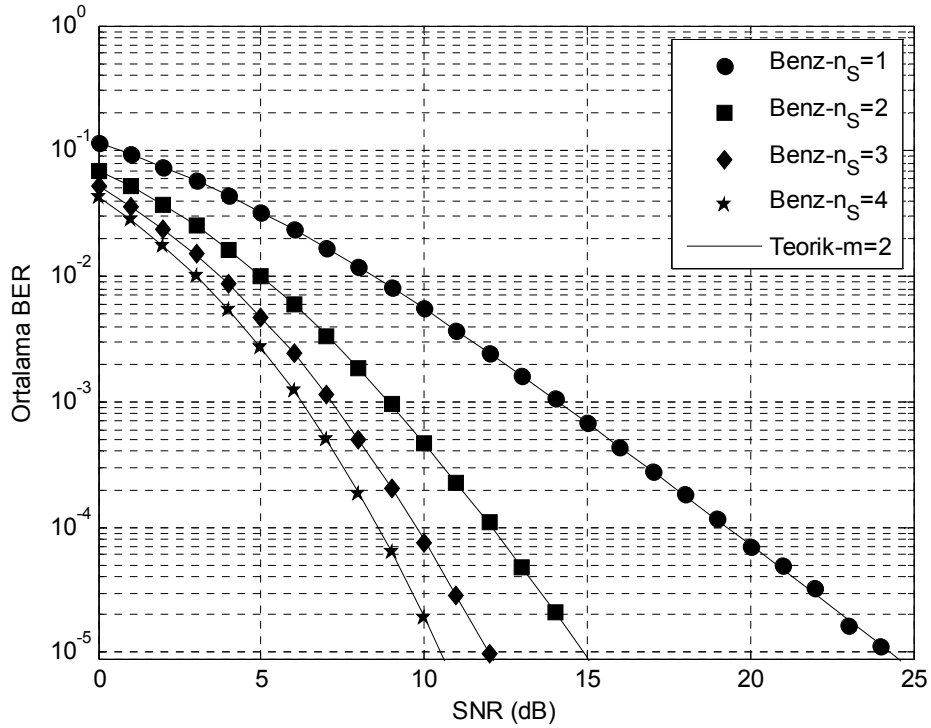
Şekil 3.13 ve Şekil 3.14'te sırasıyla $m = 1$ ve $m = 2$ parametre değerleri için Nakagami- m sönümlemeli kanallarda BPSK modülasyonu kullanılarak TAS tekniğine ilişkin ortalama BER performans eğrileri gösterilmektedir. Verici anten sayısı $n_S = 1, 2, 3, 4$ olarak belirlenirken, alıcıda tek anten bulunmaktadır. Elde edilen eğriler için vericide tek anten seçimi göz önüne alınmıştır. Bununla birlikte teorik eğriler de elde edilmiş olup benzetim sonuçlarıyla da örtüştüğü görülmektedir. Anten sayısı arttıkça çeşitleme derecesi ve sistemin hata performansı artmaktadır.

Şekil 3.15 ve Şekil 3.16'da ise MRT tekniği için BPSK modülasyonu kullanılarak ortalama BER eğrileri gösterilmiştir. Benzetimler $m = 1$ ve $m = 2$ parametre değerleri için Nakagami- m sönümlemeli kanallarda yapılmıştır. Verici anten sayısı $n_S = 1, 2, 3, 4$ olarak belirlenirken, alıcıda tek anten bulunmaktadır. TAS tekniğinden farklı olarak vericideki bütün antenler işaret iletimi için kullanılmaktadır. Anten sayısı arttıkça çeşitleme derecesi ve sistemin hata performansı artmaktadır.

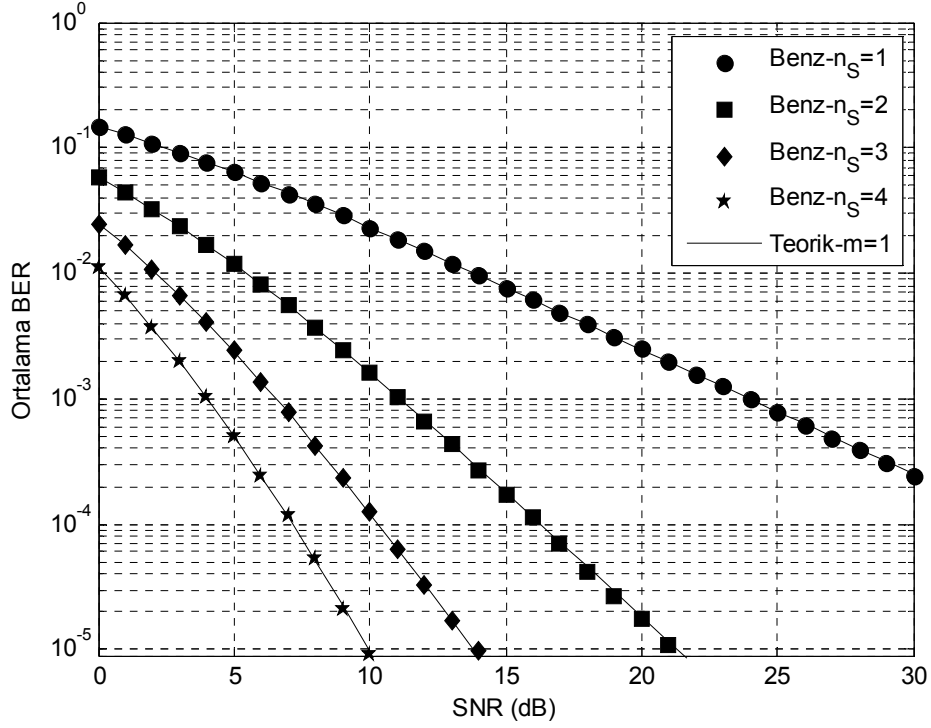
Son olarak Şekil 3.17'de TAS, MRT, \mathcal{G}_2 -OSTBC ve \mathcal{G}_3 -OSTBC tekniklerinin farklı n_S verici anten sayıları için Nakagami- m ($m = 1$) sönümlemeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansları karşılaştırılmıştır. \mathcal{G}_2 -OSTBC ve \mathcal{G}_3 -OSTBC kodlarına ilişkin ortalama BER eğrileri Monte Carlo benzetimleri yardımıyla elde edilmiştir. TAS ve MRT tekniklerine ilişkin eğriler hem teorik olarak hem de benzetimler ile elde edilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere $n_S = 2$ durumunda en iyi performansı MRT tekniği sağlamaktadır. TAS tekniği ise \mathcal{G}_2 -OSTBC kodu ile MRT tekniği arasında performans sağlamaktadır. $n_S = 3$ durumunda ise MRT tekniği daha iyi performans sağlarken \mathcal{G}_3 -OSTBC kodu TAS tekniği ile MRT tekniği arasında performans sağlamaktadır. Bu üç tekniğin performans sıralamasının (MRT, TAS, OSTBC) geri besleme yükü ile orantılı olduğu görülmektedir; yani tekniğin gerektirdiği geri besleme yükü arttıkça performans artmaktadır.



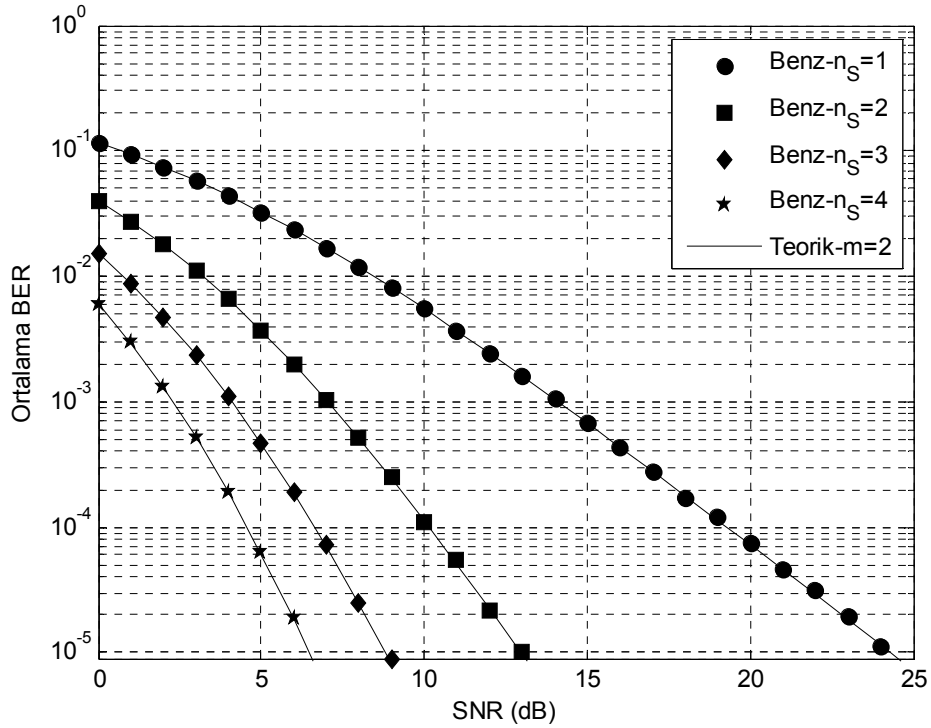
Şekil 3.13. TAS tekniğine ilişkin $n_S = 1, 2, 3, 4$ verici anten sayıları için Nakagami- m ($m = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



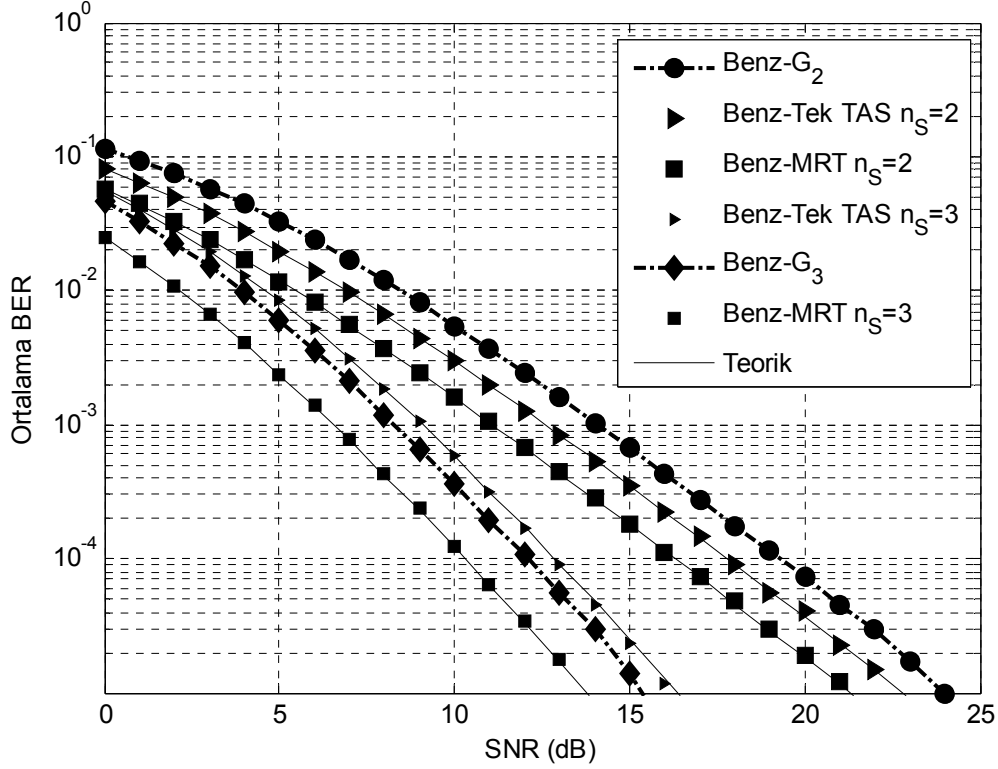
Şekil 3.14. TAS tekniğine ilişkin $n_S = 1, 2, 3, 4$ verici anten sayıları için Nakagami- m ($m = 2$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 3.15. MRT tekniğine ilişkin $n_S = 1, 2, 3, 4$ verici anten sayıları için Nakagami- m ($m = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 3.16. MRT tekniğine ilişkin $n_S = 1, 2, 3, 4$ verici anten sayıları için Nakagami- m ($m = 2$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 3.17. TAS, MRT, \mathcal{G}_2 -OSTBC ve \mathcal{G}_3 -OSTBC tekniklerinin farklı n_S verici anten sayıları için Nakagami- m ($m = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performanslarının karşılaştırılması

3.3 Hibrit Anten Çeşitlemeli Haberleşme Teknikleri

3.3.1 Ortak tek verici ve alıcı anten seçimi (JTRAS)

TAS tekniğinde sadece verici anteni seçilirken, ortak tek verici ve alıcı anten seçimi (joint single transmit and receive antenna selection, JTRAS) tekniğinde hem verici hem de alıcı anteni seçilmektedir (Coskun ve Kucur, 2010a; Coskun ve Kucur, 2011). Eğitim periyodunda SNR değerini maksimize eden verici ve alıcı anten çiftinden oluşan kablosuz hat işaret iletimi için alıcıda seçilmektedir ve seçilen verici antenin indisi geri besleme kanalından vericiye iletilmektedir. n_S adet verici ve n_D adet alıcı anten ile donatılmış bir MIMO sistem göz önüne alınsın. j . verici anten ile i . alıcı arasındaki kanal kazancı $h_{i,j}$, $i = 1, 2, \dots, n_D$ ve $j = 1, 2, \dots, n_S$, olarak ifade edilmekte ve $|h_{i,j}|$ zarfı $\Omega = E[|h_{i,j}|^2]$ gücünde i.i.d. Nakagami- m sönümlmeli kanalın rastlantı değişkenleri olarak varsayılmıştır (Coskun ve Kucur, 2010a; Coskun ve Kucur, 2011).

Dolayısıyla anlık SNR değeri $\gamma_{i,j} = (E_s/N_0)|h_{i,j}|^2$ olarak ifade edilir. $X_{i,j} = |h_{i,j}|^2$ olarak ifade edilen anlık kanal kazancı, Gamma dağılımı göstermektedir. PDF ve CDF ifadesi sırasıyla (3.48) ve (3.49)'da verilmiştir. Eğitim periyodunda, anten seçim işlemi, X_j 'nin $n_D n_S$ adet kombinasyonunu karşılaştırarak hangi verici ve alıcı anten çiftinin kullanılacağını belirlemektedir. Böylece seçilen verici ve alıcı antene ait indisler I_S ve I_D ile temsil edilirse, anten seçim kriteri,

$$\{I_S, I_D\} = \arg \max_{\substack{1 \leq i \leq n_D \\ 1 \leq j \leq n_S}} \{X_{i,j}\} \quad (3.59)$$

olarak belirlenmektedir. Daha sonra en yüksek sıra istatistiği (David ve Nagaraja, 2003) yardımıyla çıkış SNR değerinin CDF ifadesi $F_Z(x) = [F(x)]^{n_D n_S}$ şeklinde elde edilmektedir. TAS tekniğinde anlatılan adımlar burada da uygulanarak çıkış SNR'ına ilişkin MGF ifadesi,

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_\gamma(s) &= \sum_{p=0}^{n_D n_S} \sum_{k=0}^{p(m-1)} \binom{n_D n_S}{p} (-1)^p \mu_k(p, m) \\ &\quad \times \Gamma(k+1)(s\bar{\gamma}) \left(s\bar{\gamma} + \frac{mp}{\Omega}\right)^{-k-1} \end{aligned} \quad (3.60)$$

olarak elde edilmektedir (Coskun ve Kucur, 2010a). MGF ifadesi elde edildikten sonra (3.60), (2.26)'da yerine konularak M -PSK modülasyonları için SER ifadesi elde edilebilmektedir.

3.3.2 TAS/MRC tekniği

TAS/MRC tekniğinde vericide anten seçim işlemi gerçekleştirilirken alıcıda ise MRC tekniği uygulanmaktadır. n_S adet verici ve n_D adet alıcı antenden oluşan bir MIMO sistemi gözönüne alınsın. Bu sistemde bütün kanallar i.i.d. Nakagami- m sönümlenmeli olarak düşünülmüştür. j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki kompleks kanal kazancı $h_{i,j}$ olarak ifade edilsin. Alıcıda MRC tekniği uygulandığı zaman alıcı çıkışında elde edilen çıkış SNR ifadesi (Meraji, 2007),

$$\gamma_j = \bar{\gamma} \sum_{j=1}^{n_D} |h_{i,j}|^2 \quad (3.61)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada $\bar{\gamma} = \Omega(E_s/N_0)$ ortalama SNR değerini belirtmektedir. Ayrıca anten seçimsiz Nakagami-m kanallarda MRC çıkış SNR değerine ait PDF ve CDF sırasıyla,

$$f_j(\gamma) = \left(\frac{m}{\bar{\gamma}}\right)^{mn_D} \frac{\gamma^{mn_D-1} e^{-m\gamma/\bar{\gamma}}}{\Gamma(mn_D)} \quad (3.62)$$

$$F_j(\gamma) = \frac{\psi(mn_D, \gamma m/\bar{\gamma})}{\Gamma(mn_D)} \quad (3.63)$$

şeklinde ifade edildiği bilinmektedir. Tamsayı mn_D değerleri için (3.63) ifadesi,

$$F_j(\gamma) = 1 - e^{-m\gamma/\bar{\gamma}} \sum_{k=0}^{mn_D-1} (m\gamma/\bar{\gamma})^k \frac{1}{k!} \quad (3.64)$$

yazılabilmektedir. Seçilen verici antene ait indis,

$$I^{(n_S)} = \arg \max_{1 \leq j \leq n_S} \{\gamma_j\} \quad (3.65)$$

bağıntısıyla elde edilmektedir (Meraji, 2007). Daha sonra en yüksek sıra istatistiği (David ve Nagaraja, 2003) yardımıyla seçim işleminden sonra ilgili SNR'nin PDF ifadesi,

$$f_{I^{(n_S)}}(\gamma) = n_S [F_j(\gamma)]^{n_S-1} f_j(\gamma) \quad (3.66)$$

olarak elde edilmiştir. Seçim işleminden sonra PDF ifadesi elde edildikten sonra i.i.d. Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda ortalama SER ifadesi,

$$\bar{P}_s(E) = \int_0^{\infty} \bar{P}_s(E|\gamma) f_{I(n_S)}(\gamma) d\gamma \quad (3.67)$$

denklemleri ile şartlı SER yaklaşımı kullanılarak elde edilmektedir. MRC birleştirici çıkışıındaki seçilen antene ilişkin çıkış SNR'nın PDF ifadesi,

$$f_{I(n_S)}(\gamma) = \frac{n_S m^{mn_D}}{\bar{\gamma}^{mn_D} \Gamma(mn_D)} \sum_{p=0}^{n_S-1} \sum_{k=0}^{p(mn_D-1)} \binom{n_S-1}{p} (-1)^p \times \mu(k, p) \gamma^{k+mn_D-1} \exp\left(-\frac{m(p+1)}{\bar{\gamma}} \gamma\right) \quad (3.68)$$

şeklinde elde edilmiştir (Meraji, 2007). Burada $\mu(k, p)$, katlı-terim katsayılarını belirtmektedir (Gradshteyn ve Ryzhik, 2000, (0.314)). Denklem (3.67), MGF cinsinden tekrar ifade edilip (3.68) kullanıldıktan sonra TAS/MRC tekniğine ilişkin ortalama SER ifadesi,

$$\bar{P}_s(E) = \frac{n_S m^{mn_D}}{\bar{\gamma}^{mn_D} \Gamma(mn_D)} \sum_{p=0}^{n_S-1} \sum_{k=0}^{p(mn_D-1)} \binom{n_S-1}{p} (-1)^p \mu(k, p) \Gamma(k + mn_D) \times \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi(M-1)/M} \left[\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2\phi} + \frac{m(p+1)}{\bar{\gamma}} \right]^{-k-mn_D} d\phi \quad (3.69)$$

olarak elde edilmiştir (Meraji, 2007). Denklem (3.69)'da integral ifadesinin kapalı form çözümünü Alouini ve Simon (Alouini ve Simon, 1999b) yapmış oldukları çalışmada denklem (15) ile elde etmişlerdir.

3.3.3 TAS/OSTBC tekniği

TAS/OSTBC tekniğinde, eğitim periyodunda ilgili OSTBC koduna göre vericide seçilecek antenlere ait indislere alıcıda karar verilir ve bu indisler geribesleme ile vericiye iletilir. Daha sonra seçilen bu antenler üzerinden işaretler alıcıya iletilir ve alıcı tarafta işaretler MRC tekniği ile birleştirilir. n_S adet verici ve n_D adet alıcı antenden oluşan bir MIMO sistemi gözönüne alındığında, kullanılacak OSTBC koduna göre

seçilecek anten sayıları belirlenmektedir. Örnek olarak \mathcal{G}_2 ve \mathcal{G}_3 kodu için verici için sırasıyla iki ve üç adet anten seçilmektedir. j . verici anten ile i . alıcı anten arasındaki kompleks kanal kazancı $h_{i,j}$, $j = 1, 2, \dots, n_S$ ve $i = 1, 2, \dots, n_D$, olarak ifade edilsin. Kompleks kazancın zarfı $|h_{i,j}|$, i.i.d duruğumsu (quasi-static) (bütün OSTBC kod sözcüğü iletimi için sabit) Nakagami-m rastgele değişkeni olduğu varsayılmıştır. j . verici antenden bütün alıcı antenlere ulaşan toplam anlık kanal gücü kazancı $X_j = \sum_{i=1}^{n_D} |h_{i,j}|^2$, (3.62)'de verilen Gamma dağılımını göstermektedir. CDF ifadesi ise (3.63) ve (3.64)'teki ifade ile aynıdır (Coskun vd., 2011).

Her kod kelimesi eğitim periyodunda TAS işlemi, bütün X_j rastgele değişkenlerini karşılaştırarak kullanılacak verici antenlerin indislerini belirlemektedir. Eğer X_j değerleri Z_j ile ifade edilerek $Z_1 \geq Z_2 \geq Z_3 \geq \dots \geq Z_{n_S}$ şeklinde azalan düzen ile sıralanırsa, ilk iki ve üç indislere karşılık gelen antenler \mathcal{G}_2 ve \mathcal{G}_3 kod sözcüklerinin iletimi için seçilmektedir. Böylece anlık alınan sembol başına SNR ifadeleri \mathcal{G}_2 için $\gamma_{\mathcal{G}_2} = (\bar{\gamma}/2)(x + y)$ ve \mathcal{G}_3 için $\gamma_{\mathcal{G}_3} = (\bar{\gamma}/3)(x + y + z)$ olacaktır. Burada notasyonları basitleştirmek için $x = Z_1$, $y = Z_2$ ve $z = Z_3$ ifadeleri kullanılmıştır (Coskun vd., 2011). TAS/ \mathcal{G}_2 -OSTBC ve TAS/ \mathcal{G}_3 -OSTBC için çıkış SNR değerinin ortak PDF'i sırasıyla,

$$f_{XY}(x, y) = n_S(n_S - 1)f(x)f(y)[F(y)]^{n_S-2} \quad (3.70)$$

$$f_{XYZ}(x, y, z) = n_S(n_S - 1)(n_S - 2)f(x)f(y)f(z)[F(z)]^{n_S-3} \quad (3.71)$$

olarak ifade edilmektedir (Coskun vd., 2011).

TAS/ \mathcal{G}_2 -OSTBC için (3.70)'te PDF ifadesi verilen $\gamma_{\mathcal{G}_2}$ anlık SNR değerinin MGF'i,

$$\mathcal{M}_{\gamma_{\mathcal{G}_2}}(s) = n_S(n_S - 1) \int_0^\infty \int_0^x e^{-s\frac{\bar{\gamma}}{2}(x+y)} f(x)f(y)[F(y)]^{n_S-2} dx dy \quad (3.72)$$

denklemini çözülerek bulunmaktadır. Denklem (3.64)'te verilen CDF üzerinden binom açılımı kullanılarak (3.72)'deki MGF ifadesi,

$$\begin{aligned}
\mathcal{M}_{\gamma_{G_2}}(s) &= \frac{n_S!}{\Gamma(mn_D)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{2mn_D} \sum_{p=0}^{n_S-2} \sum_{k=0}^{p(mn_D-1)} \sum_{t=0}^{mn_D-1} \frac{(-1)^p \mu_k(p, mn_D)}{t! p! (n_S - 2 - p)!} \\
&\quad \times \Gamma(k + t + mn_D) \left(\frac{s\bar{\gamma}}{2} + \frac{m}{\Omega}\right)^{t-mn_D} \left(s\bar{\gamma} + \frac{m(p+2)}{\Omega}\right)^{-k-t-mn_D}
\end{aligned} \tag{3.73}$$

olarak ifade edilmiştir (Coskun vd., 2011). M -PSK modülasyonu için (3.73), (2.26)'da yerine konulup integral alınarak ortalama SER ifadesi,

$$\begin{aligned}
\bar{P}_S(E) &= \frac{n_S!}{\pi \Gamma(mn_D)} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{2mn_D} \sum_{p=0}^{n_S-2} \sum_{k=0}^{p(mn_D-1)} \sum_{t=0}^{mn_D-1} \frac{(-1)^p \mu_k(p, mn_D)}{t! p! (n_S - 2 - p)!} \\
&\quad \times \frac{\Gamma(k + t + mn_D) \Gamma(a) (0.5)^{1-b_2}}{\Gamma(c) (\lambda\bar{\gamma})^{a-0.5}} \\
&\quad \times \left\{ \frac{2\Gamma(c) F_1(a, b_1, b_2; c - b_3; x_1, x_2)}{(\Gamma(c - b_3 - a))^{-1} \Gamma(c - a) \Gamma(c - b_3)} \right. \\
&\quad \left. - \frac{F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c; x_1\lambda, x_2\lambda, \lambda)}{\lambda^{-a}} \right\}
\end{aligned} \tag{3.74}$$

şeklinde kapalı form olarak ifade edilmektedir (Coskun vd., 2011). Burada $F_1(\cdot)$, Appell hipergeometrik fonksiyonunu (Gradshteyn ve Ryzhik, 2000, (3.211)) ve $F_D^{(3)}$ ise Lauricella fonksiyonunu temsil etmektedir. $F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c; x_1\lambda, x_2\lambda, \lambda) = \frac{\Gamma(c)\Gamma(c-b_3-a)}{\Gamma(c-a)\Gamma(c-b_3)} F_1(a, b_1, b_2; c - b_3; x_1, x_2)$ şeklinde hesaplanmaktadır (Coskun vd., 2011). $a = k + 2mn_D + 0.5$, $b_1 = k + mn_D + t$, $b_2 = mn_D - t$, $b_3 = 0.5$, $c = k + 2mn_D + 1.5$, $x_2 = -(2m/\Omega)/(\lambda\bar{\gamma})$ ve $x_1 = x_2(p+2)$ parametre değerleri olarak belirlenmektedir (Coskun vd., 2011).

n_S adet verici antenden işaret iletimi için üç adet antenin seçildiği TAS/ \mathcal{G}_3 -OSTBC modeline ilişkin γ_{G_3} anlık SNR değerinin MGF'i (3.71)'de verilen PDF ifadesi kullanılarak,

$$\mathcal{M}_{\gamma_{G_3}}(s) = n_S(n_S - 1)(n_S - 2) \int_0^\infty \int_0^x \int_0^y e^{-s\frac{\bar{\gamma}}{3}(x+y+z)} \times f(x)f(y)f(z)[F(z)]^{n_S-3} dx dy dz \quad (3.75)$$

şeklinde ifade edilmektedir. TAS/ G_2 -OSTBC modelindeki aynı adımlar uygulanarak (3.75)'te verilen MGF ifadesi,

$$\begin{aligned} \mathcal{M}_{\gamma_{G_3}}(s) &= \frac{n_S!}{\Gamma(mn_D)^2} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{3mn_D} \sum_{p=0}^{n_S-2} \sum_{k=0}^{p(mn_D-1)} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^{i(k+mn_D-1)} \sum_{t=0}^{mn_D-1} \frac{(-1)^{i+p}}{t! p! j!} \\ &\times \frac{\mu_k(p, mn_D)}{(n_S - 3 - p)!} \Gamma(j + t + mn_D) \Gamma(k + mn_D) \left(\frac{s\bar{\gamma}}{3} + \frac{m}{\Omega}\right)^{t-mn_D} \\ &\times \left(\frac{s\bar{\gamma}}{3} + \frac{m(p+1)}{\Omega}\right)^{j-k-mn_D} \left(\frac{s\bar{\gamma}(2+i)}{3} + \frac{m(2+i(p+1))}{\Omega}\right)^{-j-t-mn_D} \end{aligned} \quad (3.76)$$

olarak elde edilmiştir (Coskun vd., 2011). M -PSK modülasyonu için, (3.76)'da verilen MGF (2.26)'da yerine konulup integral alınarak ortalama SER,

$$\begin{aligned} \bar{P}_S(E) &= \frac{n_S!}{\Gamma(mn_D)^2} \left(\frac{m}{\Omega}\right)^{3mn_D} \sum_{p=0}^{n_S-2} \sum_{k=0}^{p(mn_D-1)} \sum_{i=0}^1 \sum_{j=0}^{i(k+mn_D-1)} \sum_{t=0}^{mn_D-1} \frac{(-1)^{i+p}}{t! p! j!} \\ &\times \frac{\mu_k(p, mn_D) \Gamma(k + mn_D) \Gamma(b_3) \Gamma(a) (\lambda\bar{\gamma})^{0.5-a}}{\pi(n_S - 3 - p)! (2+i)^{b_2}} \left(\frac{\lambda\bar{\gamma}}{3}\right) \\ &\times \left\{ \frac{F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c - b_4; x_1, x_2, x_3)}{((\Gamma(c - b_4 - a))^{-1} \Gamma(c - a) \Gamma(c - b_4))} \right. \\ &\left. - \frac{F_D^{(4)}(a, b_1, b_2, b_3, b_4; c; \hat{x}_1, \hat{x}_2, \hat{x}_3, \lambda)}{\lambda^{-a} 2\Gamma(c)} \right\} \end{aligned} \quad (3.77)$$

şeklinde kapalı form olarak ifade edilmektedir (Coskun vd., 2011). Burada

$$F_D^{(4)}(a, b_1, b_2, b_3, b_4; c; x_1, x_2, x_3, 1) = \frac{\Gamma(c-b_4-a)}{\Gamma(c-a)\Gamma(c-b_4)} F_D^{(3)}(a, b_1, b_2, b_3; c - b_4; x_1, x_2, x_3)$$

şeklinde hesaplanmaktadır ve $\hat{x}_i = \lambda x_i$ temsil etmektedir.

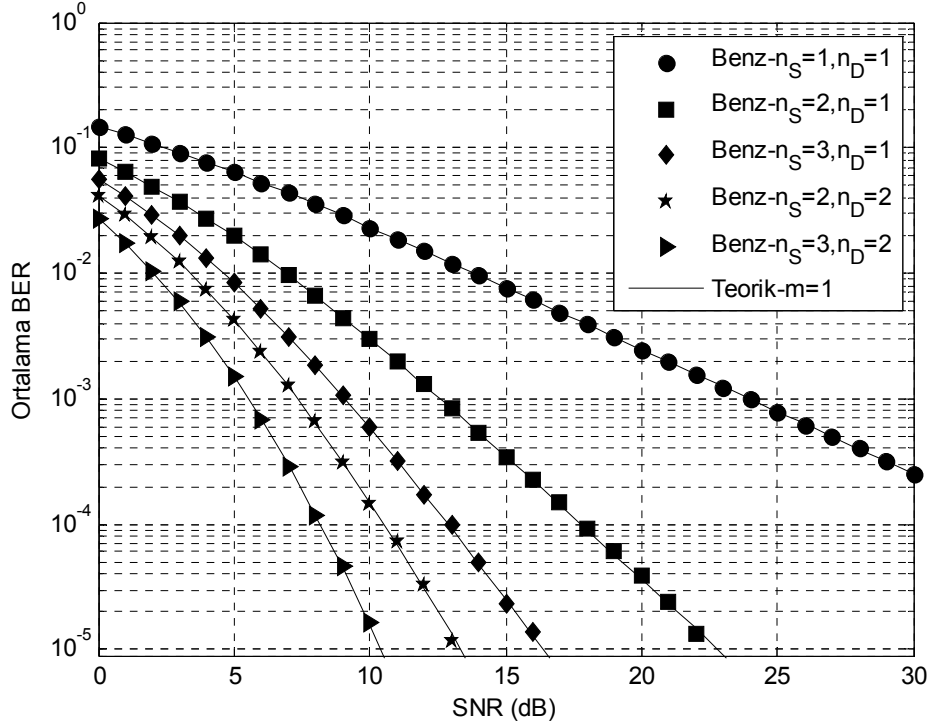
3.3.4 Hibrit anten çeşitlemeli haberleşme tekniklerinin hata performansı

Şekil 3.18 ve Şekil 3.19’da sırasıyla $m = 1$ ve $m = 2$ parametre değerleri için Nakagami- m sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu kullanılarak JTRAS tekniğine ilişkin ortalama BER performans eğrileri gösterilmektedir. Farklı (n_S, n_D) anten durumlarındaki JTRAS performansı karşılaştırılmıştır. Elde edilen eğriler için hem vericide hem de alıcıda tek anten seçimi göz önüne alınmıştır. Bununla birlikte teorik eğriler de elde edilmiş olup benzetim sonuçlarıyla da örtüştüğü görülmektedir. Anten sayısı arttıkça çeşitleme derecesi ve sistemin hata performansı artmaktadır. Bununla birlikte, $(n_S = 2, n_D = 2)$ anten durumundaki performansın $(n_S = 3, n_D = 1)$ anten durumundan daha iyi olduğu görülmektedir.

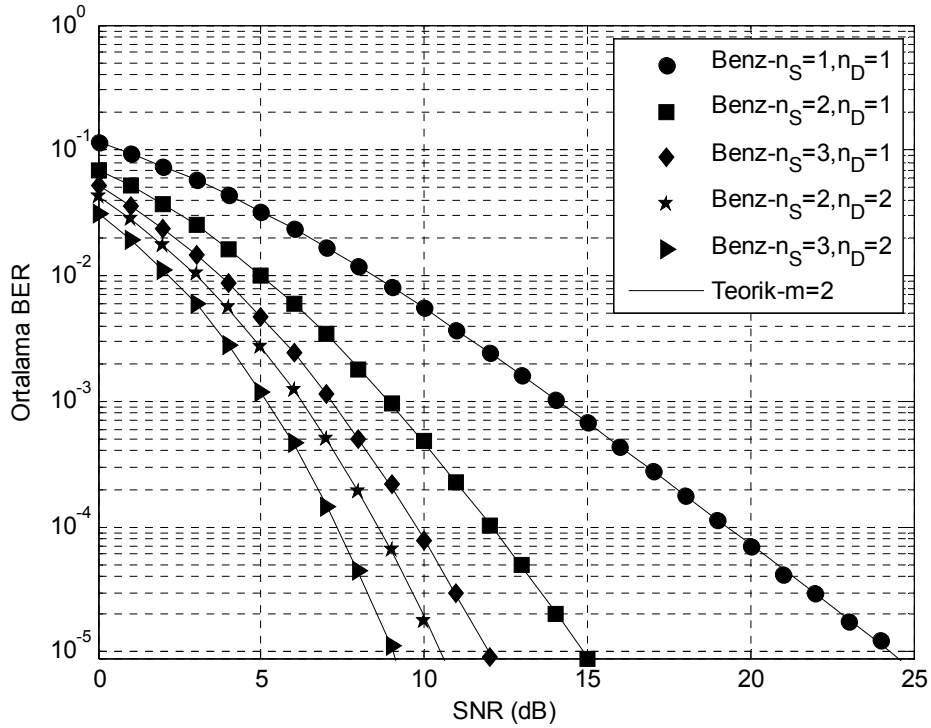
Şekil 3.20 ve Şekil 3.21’te TAS/MRC tekniğinin sırasıyla $m = 1$ ve $m = 2$ parametre değerleri için Nakagami- m sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER eğrileri gösterilmektedir. Verici anten sayıları $n_S = 1, 2, 3, 4$ olarak belirlenirken alıcı anten sayısı ise $n_D = 2$ olarak belirlenmiştir. Vericide tek anten seçimi uygulanırken alıcıda is MRC tekniği gerçekleştirilmektedir. Şekilden de görüleceği üzere verici anten sayısı arttıkça performans iyileşmektedir.

Şekil 3.22 ve Şekil 3.23’te verilen performans eğrisinde BPSK modülasyonu için TAS/ \mathcal{G}_2 OSTBC koduna ilişkin (Alamouti modeline) $m = 1$ ve $m = 2$ parametre değerleri için Nakagami- m sönümlmeli kanallarda ortalama BER eğrileri Monte Carlo benzetimleri yardımıyla elde edilmiştir. Verici anten sayıları $n_S = 2, 3, 4, 5$ ve alıcı anten sayısı ise $n_D = 1$ olarak belirlenmiştir. Verici tarafta iki adet anten seçilerek \mathcal{G}_2 OSTBC kodu ile işaretler seçilen bu iki anten üzerinden iletilmektedir.

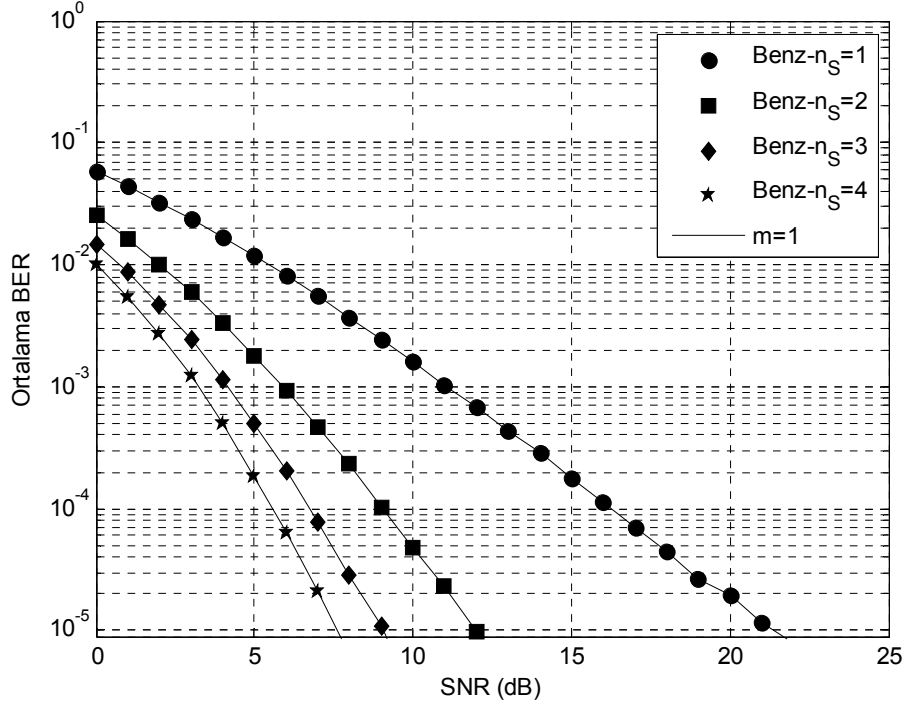
Şekil 3.24 ve Şekil 3.25’te ise TAS/ \mathcal{G}_3 OSTBC tekniğine ilişkin BPSK modülasyonu için performans eğrileri gösterilmektedir. Performans eğrileri $m = 1$ ve $m = 2$ parametre değerleri için Nakagami- m sönümlmeli kanallarda Monte Carlo benzetimleri yardımıyla elde edilmiştir. Verici anten sayıları $n_S = 3, 4, 5$ ve alıcı anten sayısı ise $n_D = 1$ olarak belirlenmiştir. Şekil 3.22, Şekil 3.23, Şekil 3.24 ve Şekil 3.25’ten görüleceği üzere verici anten sayısının artmasına bağlı olarak performans iyileşmektedir.



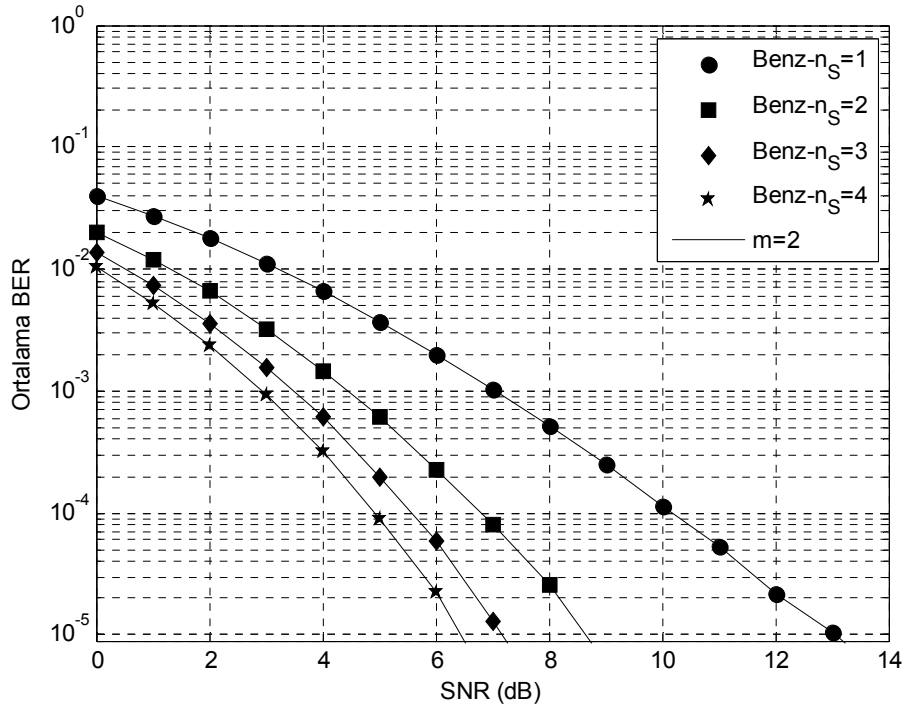
Şekil 3.18. JTRAS tekniğine ilişkin farklı (n_S, n_D) durumları için Nakagami- m ($m = 1$) sönmlemeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



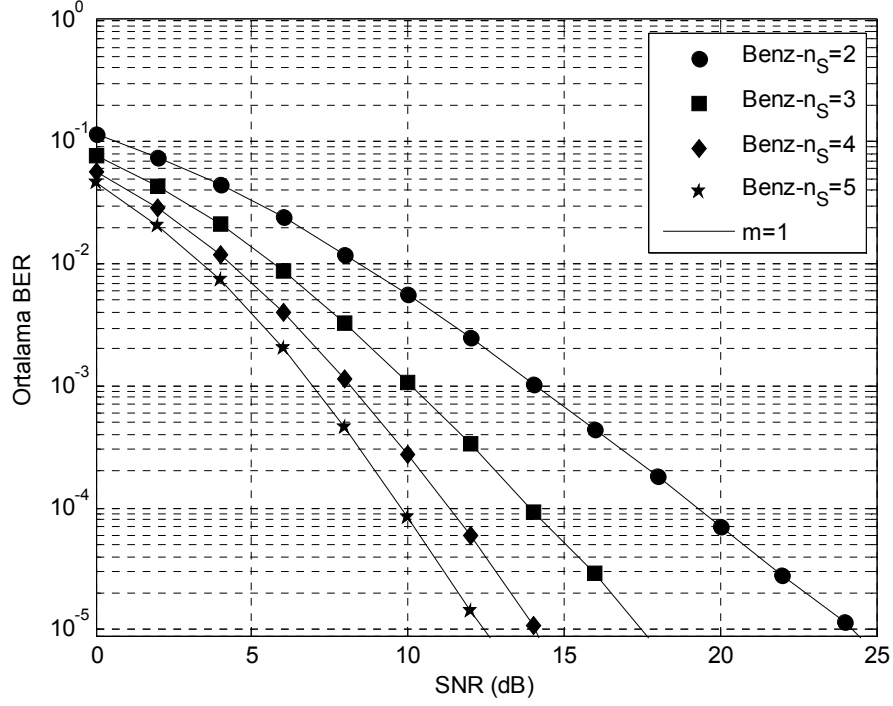
Şekil 3.19. JTRAS tekniğine ilişkin farklı (n_S, n_D) durumları için Nakagami- m ($m = 2$) sönmlemeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



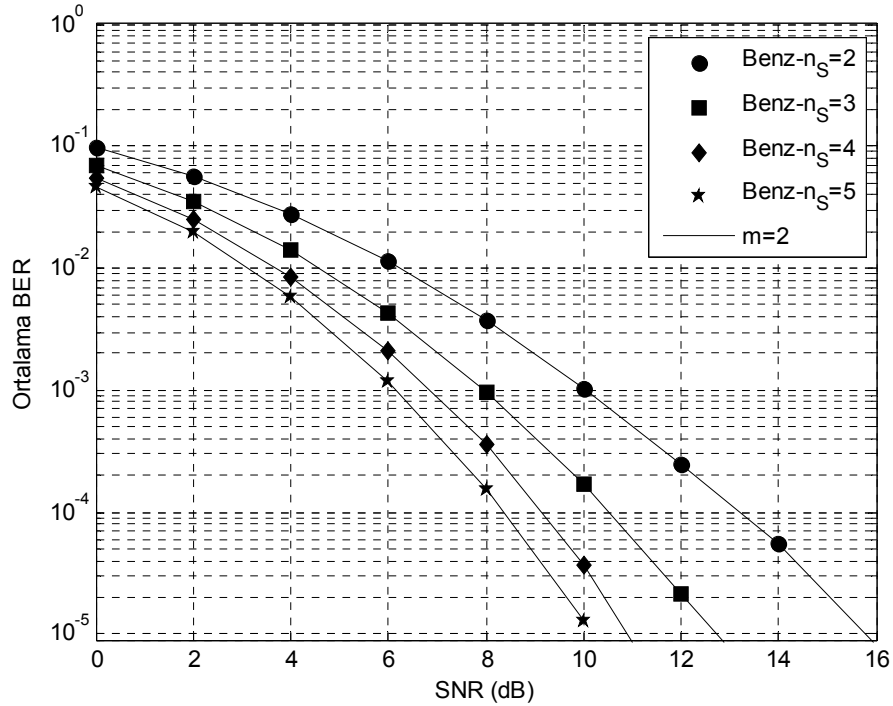
Şekil 3.20. TAS/MRC tekniğine ilişkin farklı $n_S = 1, 2, 3, 4$ ve $n_D = 2$ anten sayıları için Nakagami-m ($m = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



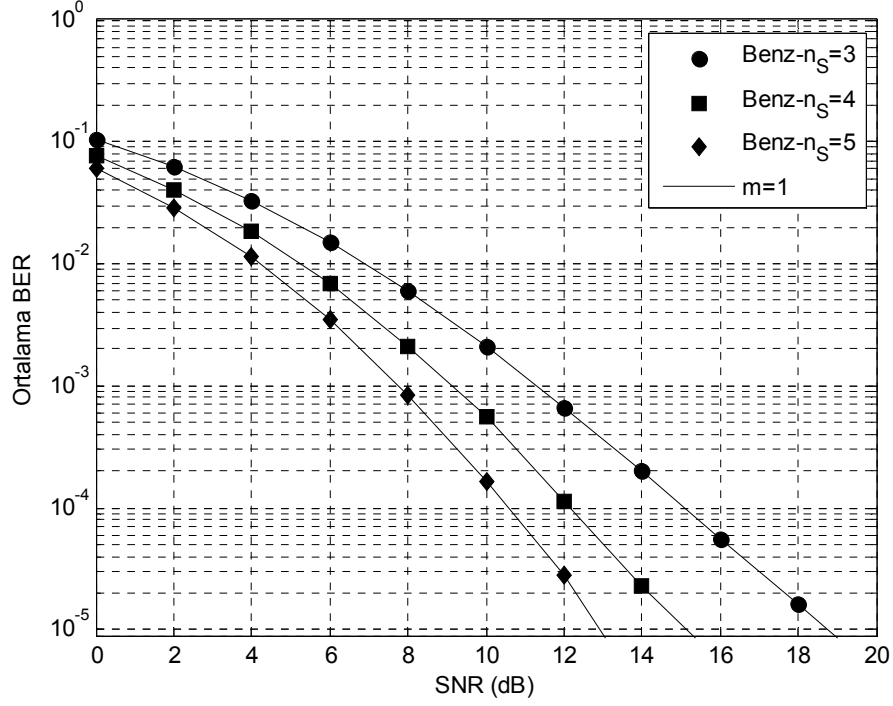
Şekil 3.21. TAS/MRC tekniğine ilişkin farklı $n_S = 1, 2, 3, 4$ ve $n_D = 2$ anten sayıları için Nakagami-m ($m = 2$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



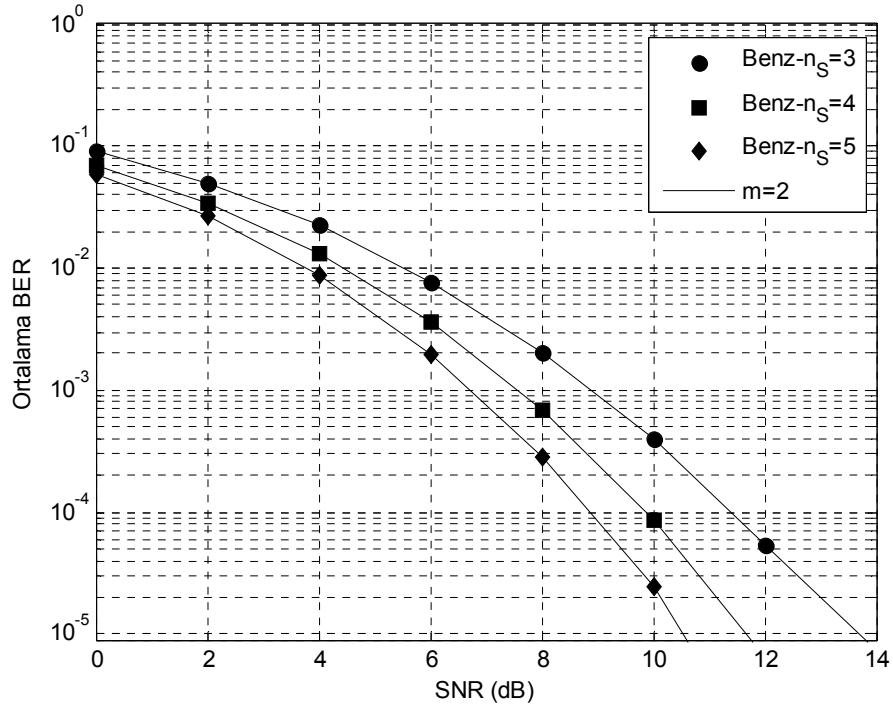
Şekil 3.22. TAS/ G_2 -OSTBC tekniğine ilişkin farklı $n_S = 2, 3, 4, 5$ ve $n_D = 1$ anten sayıları için Nakagami- m ($m = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 3.23. TAS/ G_2 -OSTBC tekniğine ilişkin farklı $n_S = 2, 3, 4, 5$ ve $n_D = 1$ anten sayıları için Nakagami- m ($m = 2$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 3.24. TAS/ \mathcal{G}_3 -OSTBC tekniğine ilişkin farklı $n_S = 3, 4, 5$ ve $n_D = 1$ anten sayıları için Nakagami- m ($m = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 3.25. TAS/ \mathcal{G}_3 -OSTBC tekniğine ilişkin farklı $n_S = 3, 4, 5$ ve $n_D = 1$ anten sayıları için Nakagami- m ($m = 2$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı

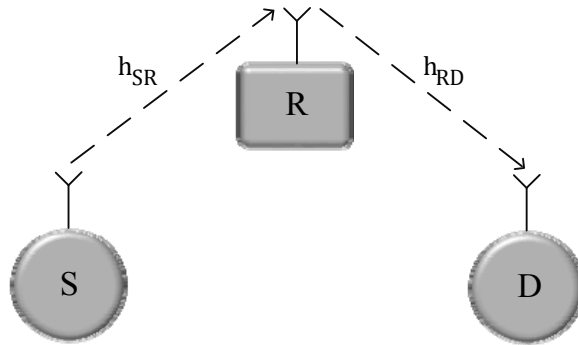
3.4 Röleli Haberleşme Teknikleri

Telsiz haberleşmede kaynak ile hedef birbirinden uzak mesafelerde veya aralarında bir engel olduğu durumlarda iletişimin daha kaliteli sağlanabilmesi için başka bir birimden ya da birimlerden yardım alınabilmektedir. Bu amaçla Van der Meulen (Meulen, 1971) ilk tek röleli kanal modelini tanıtmış ve bir rölenin kaynaktan hedefe bilgi iletimini nasıl kolaylaştırdığını incelemiştir.

Çift atlamalı röle olarak da adlandırılan röleli kanal modelinde kaynak (source, S), röle (relay, R) ve hedeften (destination, D) oluşan üç terminal bulunmaktadır ve kaynak, hedef ile röle aracılığıyla iletişim kurmaktadır (Hasna ve Alouini, 2004). Röleli iletim tekniklerinde kuvvetlendir-ve-aktar (amplify-and-forward, AF) ve çöz-ve-aktar (decode-and-forward, DF) röle protokolleri yaygın olarak kullanılmaktadır (Laneman vd., 2004). Şekil 3.26'da gösterilen iki-atlamalı kablosuz haberleşme sistemi göz önüne alınsın. Röleye gelen işaret,

$$y_R = h_{SR}s + n_1 \quad (3.78)$$

şeklinde yazılmaktadır (Hasna ve Alouini, 2004). Burada y_R rölede alınan işareti, h_{SR} kaynak ile röle arasındaki (birinci atlama) kanal sönümlenme katsayısını, s kaynaktan röleye gönderilen P_S ortalama gücüne sahip işareti ve n_1 ise rölede N_0 güç spektral yoğunluklu AWGN'yi temsil etmektedir.



Şekil 3.26. Röleli haberleşme modeli

Kuvvetlendir-ve-Aktar Yöntemi (AF):

Bu yöntemde röle aldığı işareti bir G katsayısı ile kuvvetlendirerek doğrudan hedefe iletmektedir. Hedefte alınan işaret,

$$y_D = h_{RD}Gy_R + n_2 \quad (3.79)$$

şeklindedir. Burada h_{RD} röle ile hedef arasındaki (ikinci atlama) kanal sönümleme katsayısını ve n_2 ise hedefte N_0 güç spektral yoğunluklu AWGN'yi temsil etmektedir. Bu yöntem G röle kuvvetlendirme katsayısına göre sabit kazançlı (fixed gain) ve değişken kazançlı (CSI-based) olmak üzere ikiye ayrılmaktadır. Sabit kazançlı AF röle yönteminde rölede alınan işaret, önceden belirlenmiş birinci atlamanın SNR'ına bağlı sabit G katsayısı ile çarpılarak doğrudan hedefe gönderilmektedir. Değişken kazançlı AF röle yönteminde ise rölede alınan işaret, kanal katsayılarının sürekli kestirimine dayalı G katsayısı ile çarpılarak doğrudan hedefe gönderilir (Hasna ve Alouini, 2004).

Cöz-ve-Aktar Yöntemi (DF):

Bu yöntemde kaynaktan gönderilen işaret rölede çözüldükten sonra hedefe gönderilmektedir. Böylece hedefte alınan işaret,

$$y_D = h_{RD}\tilde{s} + n_2 \quad (3.80)$$

şeklindedir. Burada \tilde{s} , rölenin kaynaktan gönderilen işareti çözdükten sonra elde ettiği işarettir.

AF röle tekniği gözönüne alındığında (3.78) (3.79)'da yerine konulursa,

$$y_D = h_{RD}G(h_{SR}s + n_R) + n_2 \quad (3.81)$$

işareti elde edilmektedir (Hasna ve Alouini, 2004). Hedefte S-R-D e2e SNR değeri,

$$\gamma_{e2e} = \frac{\frac{P_S |h_{SR}|^2}{N_0} \frac{|h_{RD}|^2}{N_0}}{\frac{|h_{RD}|^2}{N_0} + \frac{1}{G^2 N_0}} \quad (3.82)$$

olarak elde edilir. Rölede anlık CSI'nın mevcut olduğu durumda G kuvvetlendirme katsayısı,

$$G^2 = \frac{P_R}{P_S |h_{SR}|^2 + N_0} \quad (3.83)$$

olarak belirlenmektedir (Hasna ve Alouini, 2004). Burada P_R röle çıkışında iletilen işaretin gücüdür. Denklem (3.81)'de verilen G kuvvetlendirme kazancının seçilmesi, eğer birinci atlamada h_{SR} sönümlenme katsayısı düşük değerde ise S-R kanalının sönümlenme etkisini tersine çevirmeyi amaçlamaktadır. Bununla birlikte CSI tabanlı röle kanalın sönümlenme katsayılarının sürekli kestirilmesini gerektirmektedir. Denklem (3.83), (3.82)'de yerine yazılırsa,

$$\gamma_{e2e} = \frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + \gamma_{RD} + 1} \quad (3.84)$$

elde edilmektedir (Hasna ve Alouini, 2004). Burada $\gamma_{SR} = P_S |h_{SR}|^2 / N_0$ ve $\gamma_{RD} = P_R |h_{RD}|^2 / N_0$ sırasıyla S-R ve R-D arası anlık SNR değerleridir. Sabit röle kazancı durumunda ise G kuvvetlendirme kazancı birinci atlamadaki sönümlenme etkisi dikkate alınmadan,

$$G^2 = \frac{P_R}{C N_0} \quad (3.85)$$

olarak belirlenmektedir. Burada $C = 1 + \bar{\gamma}_{SR}$ ve $\bar{\gamma}_{SR} = P_S E[|h_{SR}|^2] / N_0$ birinci atlamaya ait ortalama SNR değerini temsil etmektedir. İkinci atlamaya ait ortalama SNR değeri ise $\bar{\gamma}_{RD} = P_R E[|h_{RD}|^2] / N_0$ ile ifade edilmektedir.

3.4.1 İki-atlamalı TAS/MRC

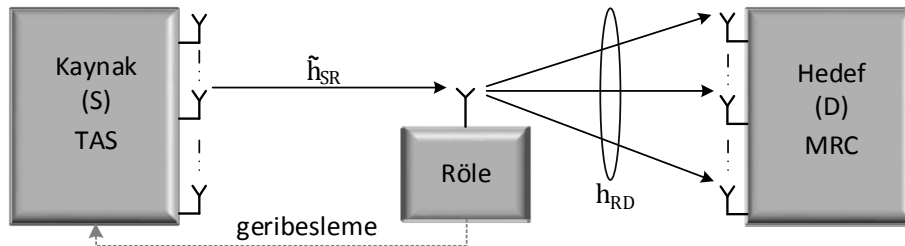
Sistem modeli Şekil 3.27’de verilen iki atlamalı TAS/MRC tekniğinde, kaynak ve hedef sırasıyla n_S ve n_D adet anten ile donatılırken röle ise tek anten ile donatılmıştır. S’den D’ye doğrudan görüş hattının olmadığı varsayılmıştır. Kaynakta bilgi işaretinin seçilen anten üzerinden gönderildiği TAS tekniği kullanılmıştır. Rölede en yüksek SNR değerini veren verici anten seçilmekte ve seçilen antene ait indis kaynağa bir geribesleme (feedback) hattıyla iletilmektedir. Geribesleme hattında hata veya gecikme olmadığı varsayılmıştır. Kaynaktan röleye iletim iki zaman aralığına ayrılmıştır. Birinci zaman aralığında kaynak, röleye seçilen anten üzerinden işareti göndermektedir. İkinci zaman aralığında ise röle, aldığı işareti CSI tabanlı veya sabit kazançlı kuvvetlendirme katsayısı ile kuvvetlendirdikten sonra hedefe göndermektedir. Hedefte çoklu antenler aracılığıyla alınan işaretler MRC tekniği ile birleştirilmektedir (Chen, S. vd., 2009; Yılmaz ve Kucur, 2012).

Birinci zaman aralığında ortalama enerjisi bir normalize edilmiş s işaretinin gönderildiği durumda rölede alınan işaret,

$$y_R = \sqrt{P_S/d_1^\rho} \tilde{h}_{SR} s + n_1 \quad (3.86)$$

şeklindedir.

Burada P_S kaynakta iletim gücünü, d_1 kaynak röle arası uzaklığı, ρ kablosuz kanala göre değişen yol kaybı bileşenini, n_1 sıfır ortalamalı N_0 güç spektral yoğunluklu AWGN’yi temsil etmektedir.



Şekil 3.27. İki-atlamalı TAS/MRC sistem modeli

Kaynakta TAS kullanıldığı için \tilde{h}_{SR} seçilen verici anten ile röle arasında sönümleme kazancıdır. j . verici anten ile röle arasında i.i.d. Nakagami-m sönümleme kazancı $h_{SR}^{j,1}$ olmak üzere $|\tilde{h}_{SR}| = \max_{1 \leq j \leq n_S} |h_{SR}^{j,1}|$ $j = 1, 2, \dots, n_S$ şeklinde elde edilmektedir. Röle G kuvvetlendirme katsayısı ile aldığı işareti kuvvetlendirmektedir. Daha sonra hedefte i . alıcı antene ulaşan işaret,

$$y_{D,i} = \sqrt{P_R/d_2^\rho} G y_R h_{RD}^{1,i} + n_2^{1,i} \quad (3.87)$$

şeklinde ifade edilmektedir (Yılmaz ve Kucur, 2012). Burada P_R rölenin iletim gücünü, d_2 röle hedef arası uzaklığı, $h_{RD}^{1,i}$ $i = 1, 2, \dots, n_D$ röle ile hedefte i . alıcı anten arası i.i.d. Nakagami-m sönümleme kazancını ve $n_2^{1,i}$ sıfır ortalamalı N_0 güç yoğunluğunda AWGN'yi temsil etmektedir. Hedefte alınan işaretler MRC tekniği ile birleştirilmektedir. Birleştiricinin ikinci atlamadaki CSI katsayılarını çok iyi bildiği varsayılmıştır. Birleştirici çıkışında elde edilen işaret,

$$\begin{aligned} y_D &= \sum_{i=1}^{n_D} (h_{RD}^{1,i})^* y_{D,i} \\ &= \sqrt{\frac{P_S P_R}{(d_1 d_2)^\rho}} G \tilde{h}_{SR} S \sum_{i=1}^{n_D} |h_{RD}^{1,i}|^2 + \sqrt{\frac{P_R}{d_2^\rho}} G n_1 \sum_{i=1}^{n_D} |h_{RD}^{1,i}|^2 + \sum_{i=1}^{n_D} (h_{RD}^{1,i})^* n_2^{1,i} \end{aligned} \quad (3.88)$$

olarak ifade edilmiştir (Yılmaz ve Kucur, 2012). Burada $(.)^*$ kompleks eşleniği temsil etmektedir.

Sisteme ait e2e SNR değeri (3.84)'teki ifade ile aynıdır. Denklem (3.84)'te bulunan S-R ve R-D anlık SNR değerleri sırasıyla $\gamma_{SR} = P_S d_1^{-\rho} |\tilde{h}_{SR}|^2 / N_0$ ve $\gamma_{RD} = P_R d_2^{-\rho} (\sum_{i=1}^{n_D} |h_{RD}^{1,i}|^2) / N_0$ olarak ifade edilmektedir. Eğer röle CSI-tabanlı ise G kuvvetlendirme katsayısı,

$$G^2 = \frac{P_R}{P_S d_1^{-\rho} |\tilde{h}_{SR}|^2 + N_0} \quad (3.89)$$

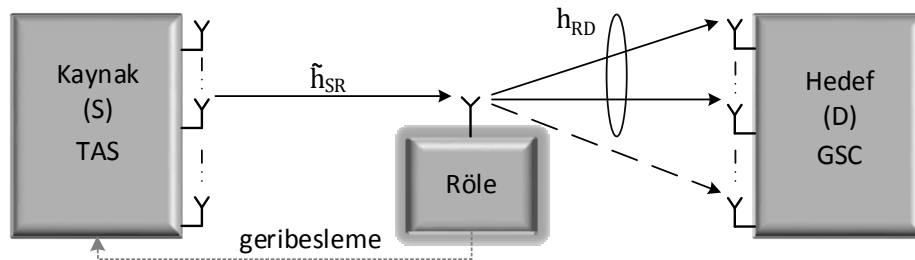
olarak ifade edilmektedir. Eğer röle sabit kazançlı ise kuvvetlendirme katsayısı (3.85) ile aynı olmaktadır ve böylece e2e SNR değeri,

$$\gamma_{e2e} = \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{\gamma_{RD} + C} \quad (3.90)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada $C = 1 + \bar{\gamma}_{SR}$ olmak üzere $\bar{\gamma}_{SR} = P_S d_1^{-\rho} / N_0$ birinci atlamada her bir yola ait ortalama SNR'yi temsil etmektedir.

3.4.2 İki-atlamalı TAS/GSC

TAS/GSC tekniğinin kullanıldığı iki-atlamalı röle ağının sistem modeli Şekil 3.28'de verilmiştir. Röle ağında kaynak ve hedef sırasıyla n_S ve n_D adet anten ile donatılırken röle ise tek anten ile donatılmıştır. Kaynaktan röleye iletim iki zaman dilimine ayrılmıştır. Birinci zaman aralığında kaynak bilgi işaretini seçilen anten üzerinden röleye göndermektedir. İkinci zaman aralığında ise röle aldığı işareti kuvvetlendirerek hedefe göndermektedir. Hedefte GSC tekniği ile kullanılacak antenler seçilerek bu antenlerdeki işaretler MRC tekniği ile birleştirilmektedir. Birinci zaman aralığında ortalama gücü birine normalize edilmiş s işareti kaynaktan röleye gönderildiğinde rölede alınan işaret (3.86)'da verilen ifade ile aynıdır (Yılmaz ve Kucur, 2014a). Kaynak ile röle arasında en yüksek SNR değerini sağlayan verici antene ait indis röle tarafından bir geribesleme hattıyla iletilmektedir.



Şekil 3.28. İki-atlamalı TAS/GSC sistem modeli

Rölede alınan işaret G kuvvetlendirme katsayısıyla kuvvetlendirildikten sonra hedefe gönderilmektedir. Hedefin alıcısına ulaşan işaret ise,

$$y_{D,i} = \sqrt{P_R/d_2^\rho} G y_R h_{RD}^{1,i} + n_2^{1,i} \quad (3.91)$$

olarak ifade edilmektedir. Alıcıda GSC tekniğinin kullanılması durumunda, $|h_{RD}^{1,i}|^2$ R-D kanal katsayısının zarfı azalan düzen ile sıralanmakta ve L_c , $1 \leq L_c \leq n_D$ için, adet en yüksek değerde olanlar birleştirme için seçilmektedir. Daha sonra seçilen bu antenlerdeki işaretler MRC tekniği ile birleştirilmektedir. Birleştirilme işleminden sonra elde edilen işaret,

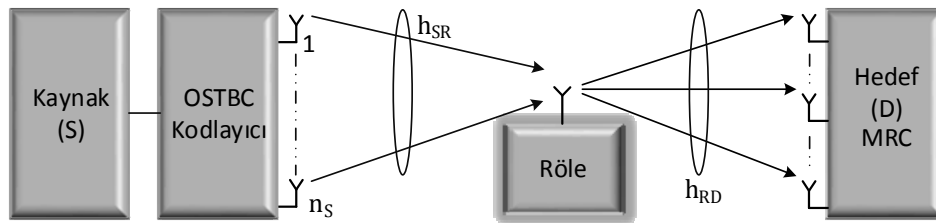
$$\begin{aligned} y_D &= \sum_{i=1}^{L_c} (\tilde{h}_{RD}^{1,i})^* y_{D,i} \\ &= \sqrt{P_R d_2^{-\rho}} G y_R \sum_{i=1}^{L_c} |\tilde{h}_{RD}^{1,i}|^2 + \sum_{i=1}^{L_c} (\tilde{h}_{RD}^{1,i})^* n_2^{1,i} \\ &= \sqrt{P_S P_R d_1^{-\rho} d_2^{-\rho}} G \tilde{h}_{SR} \sum_{i=1}^{L_c} |\tilde{h}_{RD}^{1,i}|^2 \\ &\quad + \sqrt{P_R d_2^{-\rho}} G n_1 \sum_{i=1}^{L_c} |\tilde{h}_{RD}^{1,i}|^2 + \sum_{i=1}^{L_c} (\tilde{h}_{RD}^{1,i})^* n_2^{1,i} \end{aligned} \quad (3.92)$$

olarak ifade edilmektedir (Yılmaz ve Kucur, 2014a).

Sisteme ait e2e SNR değeri (3.84)'teki ifade ile aynıdır. Denklem (3.82)'de bulunan S-R ve R-D anlık SNR değerleri sırasıyla $\gamma_{SR} = P_S d_1^{-\rho} |\tilde{h}_{SR}|^2 / N_0$ ve $\gamma_{RD} = P_R d_2^{-\rho} \left(\sum_{i=1}^{L_c} |h_{RD}^{1,i}|^2 \right) / N_0$ olarak ifade edilmektedir. Eğer röle CSI-tabanlı ise G kuvvetlendirme katsayısı (3.89)'deki ifade ile aynıdır. Eğer röle sabit kazançlı ise kuvvetlendirme katsayısı ve e2e SNR değeri sırasıyla (3.85) ve (3.90) ile aynı olmaktadır (Yılmaz ve Kucur, 2014a).

3.4.3 İki-atlamalı OSTBC/MRC

Kaynak ve hedef sırasıyla n_S ve n_D adet anten ile donatılmış iki-atlamalı OSTBC/MRC sistem modeli Şekil 3.29’da gösterilmektedir (Altunbaş vd., 2012). Bu modelde röle ise tek anten ile donatılmıştır. Kaynaktan röleye işaret iletimi için rölede sabit kazançlı AF yöntemi kullanılmaktadır. Birinci atlamada OSTBC kod tekniğine göre belirlenen n_S adet verici üzerinden bilgi işaretleri röleye gönderilmektedir. Bu kısımda \mathcal{G}_2 ve \mathcal{G}_3 OSTBC kodu üzerinde çalışılmıştır. \mathcal{G}_2 -OSTBC kodu için $n_S = 2$ olarak belirlenirken \mathcal{G}_3 -OSTBC kodu için $n_S = 3$ olarak belirlenmektedir. Daha sonra rölenin alıcısında MRC benzeri birleştirme yapıldıktan sonra elde edilen işaretler sabit bir G katsayısı ile kuvvetlendirildikten sonra hedefe gönderilmektedir. Hedefte alınan işaretler ise MRC tekniği ile birleştirilmektedir. Kaynaktan iletilen işaretler $\mathbf{g}_{n_S} = \{x_{lj}\}_{L \times n_S}$ şeklinde belirlenen $R = K/P$ OSTBC iletim matrisi ile ifade edilmektedir. Burada P , $l = 1, 2, \dots, P$ olmak üzere, kod uzunluğunu temsil etmektedir. Her $x_{lj} \{x_1, x_2, \dots, x_K\}$ sembollerinin ve eşleniklerinin lineer kombinasyonudur. S-R ve R-D kanal katsayıları sırasıyla $\mathbf{h}_{SR} = \{h_{SR}^j\}_{n_S \times 1}$ ve $\mathbf{h}_{RD} = \{h_{RD}^i\}_{1 \times n_D}$, $j = 1, 2, \dots, n_S$ ve $i = 1, 2, \dots, n_D$, vektörleri ile ifade edilmektedir. Bu sistemde bütün kanallar S-R ve R-D için m_1 ve m_2 parametre değerlerinde birim güçlü i.i.d. Nakagami-m sönümlmelidir. Kanal katsayıları iletim bloğu süresince sabit olarak varsayılmıştır. S-R ve R-D kanalları için gürültü bileşenleri ise sırasıyla $\mathbf{n}_1 = \{n_1^l\}_{P \times 1}$ ve $\mathbf{n}_2 = \{n_2^{li}\}_{P \times n_D}$ olarak ifade edilmiştir. Burada n_1^l ve n_2^{li} sırasıyla rölede ve hedefte sıfır ortalamalı N_0 güç spektral yoğunluğu olan AWGN’dir.



Şekil 3.29. İki-atlamalı OSTBC/MRC sistem modeli

Rölede alınan işaret,

$$\mathbf{y}_R = \mathbf{G}_{n_S} \mathbf{h}_{SR} + \mathbf{n}_1 \quad (3.93)$$

olarak ifade edilmektedir. Röle AF yöntemini uyguladığında $\mathbf{y}_R = \{\mathbf{y}_R^l\}_{P \times 1}$ alınan işaret vektörü bir G kuvvetlendirme katsayısı ile çarpılmaktadır. Röledeki kuvvetlendirme işleminden sonra elde edilen işaret $\mathbf{s}_R = \{G\mathbf{y}_R^l\}_{P \times 1}$ olarak ifade edilebilmektedir. Böylece hedefte alınan işaret ise,

$$\mathbf{y}_D = \mathbf{s}_R \mathbf{h}_{RD} + \mathbf{n}_2 \quad (3.94)$$

olarak elde edilmektedir. Burada $\mathbf{y}_D = \{\mathbf{y}_D^{li}\}_{P \times n_R}$, l . sembol süresi boyunca hedefte j . anten tarafından alınan \mathbf{y}_D^{li} elemanlarına sahip matrisi belirtmektedir. Böylece \mathbf{y}_D ,

$$\mathbf{y}_D = G(\mathbf{G}_{n_S} \mathbf{h}_{SR} + \mathbf{n}_1) \mathbf{h}_{RD} + \mathbf{n}_2 = G\mathbf{G}_{n_S} \mathbf{h}_{SR} \mathbf{h}_{RD} + G\mathbf{n}_1 \mathbf{h}_{RD} + \mathbf{n}_2 \quad (3.95)$$

olarak elde edilmektedir. Hedefte OSTBC kodunu çözmek için kare alma yaklaşımı (squaring approach) kullanılmaktadır. $\mathbb{E}[[x_1]^2] = \mathbb{E}[[x_2]^2] = \dots = \mathbb{E}[[x_k]^2] = P_S/n_S R$ tanımını yapılarak sistemin e2e SNR ifadesi,

$$\gamma_{e2e} = \frac{P_S}{N_0 n_S R} \times \frac{\|\mathbf{h}_{SR}\|_F^2 \|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2}{\|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2 + (1/G^2)} \quad (3.96)$$

olarak elde edilmektedir (Altunbaş vd., 2012). $\bar{\gamma}_{SR} = P_S/N_0$ kaynak ile röle arası ortalama SNR değerini belirtmek üzere sabit kazançlı kuvvetlendirme katsayısı G ,

$$G^2 = \frac{1}{1 + (1/\bar{\gamma}_{SR})} \quad (3.97)$$

olarak seçilmektedir. Böylece (3.96),

$$\gamma_{e2e} = \frac{1}{n_S} \frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{\gamma_{RD} + 1 + \bar{\gamma}_{SR}} \quad (3.98)$$

olarak ifade edilmektedir (Altunbaş vd., 2012). Burada $\gamma_{SR} = \bar{\gamma}_{SR} \|\mathbf{h}_{SR}\|_F^2$, $\gamma_{RD} = \bar{\gamma}_{RD} \|\mathbf{h}_{RD}\|_F^2$ ve $\bar{\gamma}_{RD} = \bar{\gamma}_{SR}$ olarak ifade edilmektedir.

3.4.4 İki-atlamalı röleli haberleşme tekniklerinin hata performansı

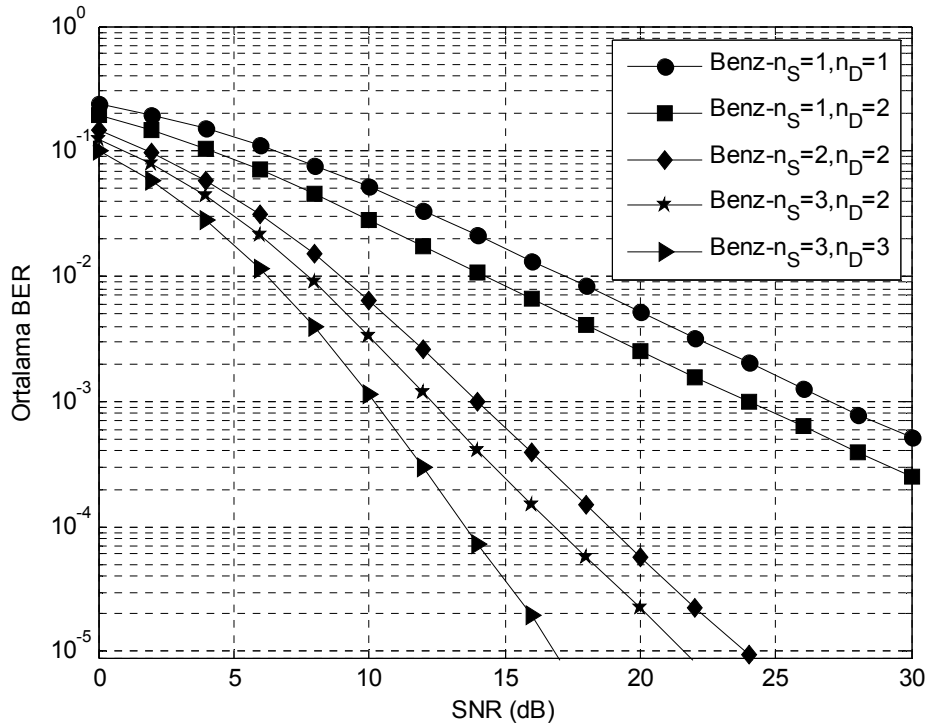
Şekil 3.30 ve Şekil 3.31’de sırasıyla $\rho = 4$, $m_1 = m_2 = 1$ ve $m_1 = m_2 = 2$ parametre değerleri için Nakagami-m sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu kullanılarak iki-atlamalı TAS/MRC röle ağına ilişkin ortalama BER performans eğrileri Monte Carlo benzetimleri yardımıyla gösterilmektedir. Burada m_1 ve m_2 sırasıyla birinci atlama ve ikinci atlamaya ait sönümlleme parametreleridir. Röle, kaynak ile hedef arasında $d_1 = d_2 = 0.5$ olacak şekilde konumlandırılmıştır. d_1 S-R arası uzaklık iken d_2 ise R-D arası uzaklıktır. Şekilde tek verici ve tek alıcı antenli iki-atlamalı röle ağına ilişkin performans eğrileri de verilmiştir. Şekilden de görüleceği üzere tek verici ve tek alıcı antenli duruma nazaran vericide TAS ve alıcıda MRC tekniğinin kullanılması sistem performansını çok iyileştirmektedir. Bununla birlikte vericide anten sayısının artırılmasının alıcıda anten sayısının artırılmasından daha iyi performans sağladığı da açık bir şekilde görülmektedir.

İki-atlamalı TAS/GSC röle ağına ilişkin performans eğrileri Şekil 3.32 ve Şekil 3.33’te verilmiştir. Eğriler sırasıyla $\rho = 4$, $m_1 = m_2 = 1$ ve $m_1 = m_2 = 2$ parametre değerleri için Nakagami-m sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu kullanılarak Monte Carlo benzetimleri yardımıyla elde edilmiştir. $d_1 = d_2 = 0.5$ olarak belirlenmiştir. Şekillerden de görüleceği üzere $(n_S = 3; n_D = 3)$ durumunda $(n_S = 2; n_D = 3)$ konfigürasyonuna göre daha iyi performans elde edildiği görülmektedir. Verici ve alıcı anten sayısı arttıkça performansın daha da iyi olduğu da açık bir şekilde görülmektedir.

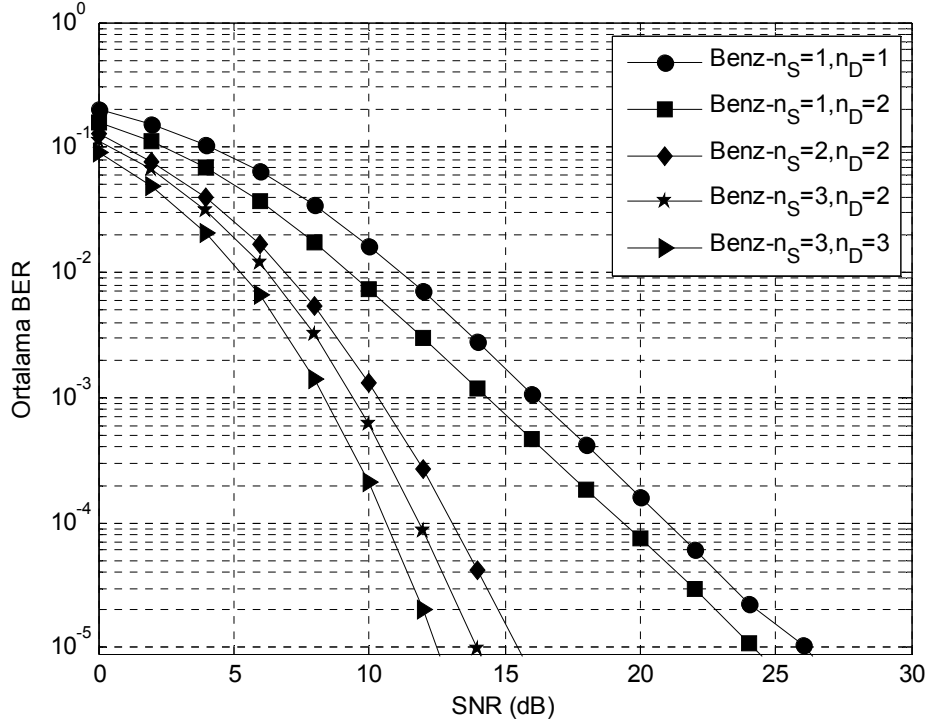
İki-atlamalı OSTBC/MRC röle ağına ilişkin Monte Carlo benzetimleri yardımıyla elde edilen hata performans eğrileri Şekil 3.34, Şekil 3.35 ve Şekil 3.36’da verilmiştir. Şekil 3.34’te \mathcal{G}_2 -OSTBC/MRC modeline ilişkin performans eğrileri farklı m_1 ve m_2 parametre değerleri için Nakagami-m sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu kullanılarak elde edilmiştir. Alıcıda anten sayısı $n_D = 2$ olarak belirlenmiştir ve alınan işaretler MRC tekniği ile birleştirilmektedir. Şekilden de görülmektedir ki parametre değeri bir atlamada sabit tutulup diğer atlamada artırıldığında daha iyi performans

kazancı sağlanmaktadır. Şekil 3.35'te ise \mathcal{G}_3 -OSTBC/MRC modeline ilişkin elde hata performans eğrileri verilmektedir. m_1 , m_2 ve n_D parametre değerleri Şekil 3.34'te kullanılan değerlerle aynıdır. Şekil 3.34'e benzer şekilde farklı m_1 ve m_2 parametre değerleri için farklı performans eğrileri elde edilmektedir.

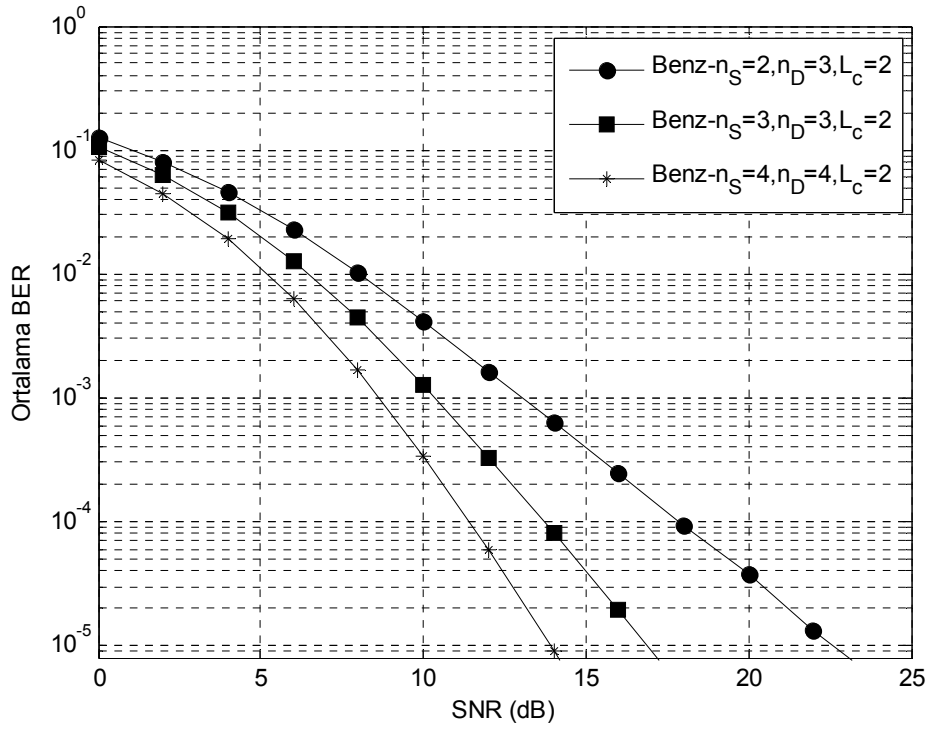
Son olarak Şekil 3.36'da \mathcal{G}_2 -OSTBC/MRC ve \mathcal{G}_3 -OSTBC/MRC modellerinin $n_D = 1,2,4$ alıcı anten sayıları için hata performanslarının karşılaştırılması verilmektedir. Eğriler $m_1 = m_2 = 1$ parametre değerleri için Nakagami-m sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu kullanılarak Monte Carlo benzetimleri yardımıyla elde edilmiştir. Şekilden görüleceği üzere her iki OSTBC kodu için alıcı anten sayısının artırılmasıyla daha iyi performans elde edilmektedir. Bununla birlikte çeşitleme derecesinde de aynı şekilde artış görülmektedir. Ayrıca \mathcal{G}_3 -OSTBC/MRC modelinin her alıcı anten durumunda \mathcal{G}_2 -OSTBC/MRC modelinden daha iyi performans sağladığı da görülmektedir.



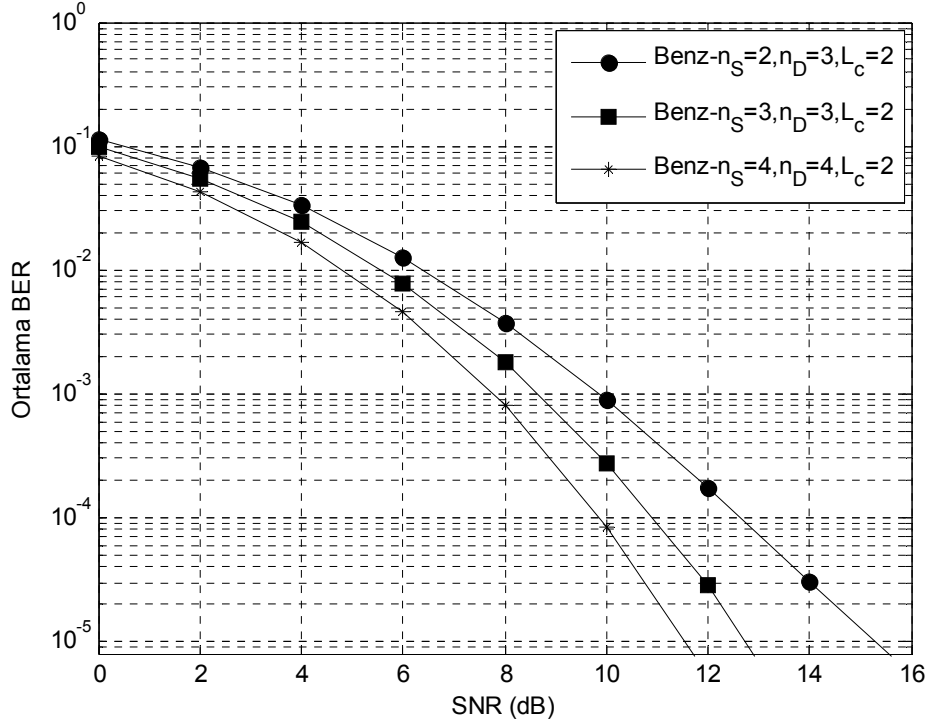
Şekil 3.30. İki-atlamalı TAS/MRC röle ağına ilişkin farklı n_S , n_D anten sayıları, $d_1 = d_2 = 0.5$ ve $\rho = 4$ için Nakagami-m ($m_1 = m_2 = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



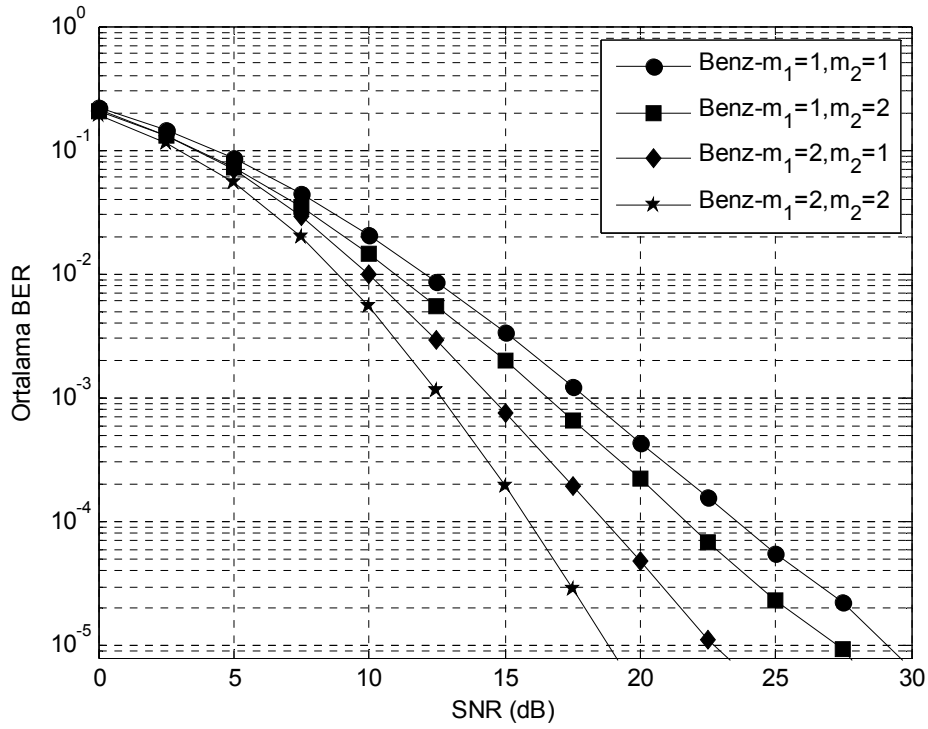
Şekil 3.31. İki-atlamalı TAS/MRC röle ağına ilişkin farklı n_S, n_D anten sayıları, $d_1 = d_2 = 0.5$ ve $\rho = 4$ için Nakagami-m ($m_1 = m_2 = 2$) sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



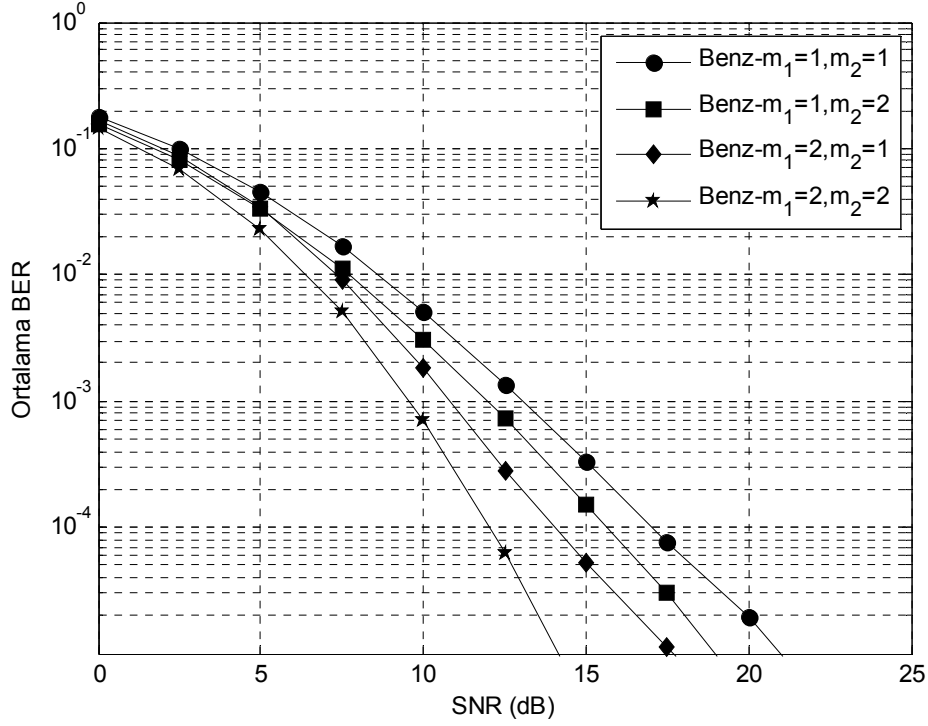
Şekil 3.32. İki-atlamalı TAS/GSC röle ağına ilişkin farklı n_S, n_D anten sayıları, $d_1 = d_2 = 0.5$, $\rho = 4$ ve $L_c = 2$ için Nakagami-m ($m_1 = m_2 = 1$) sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



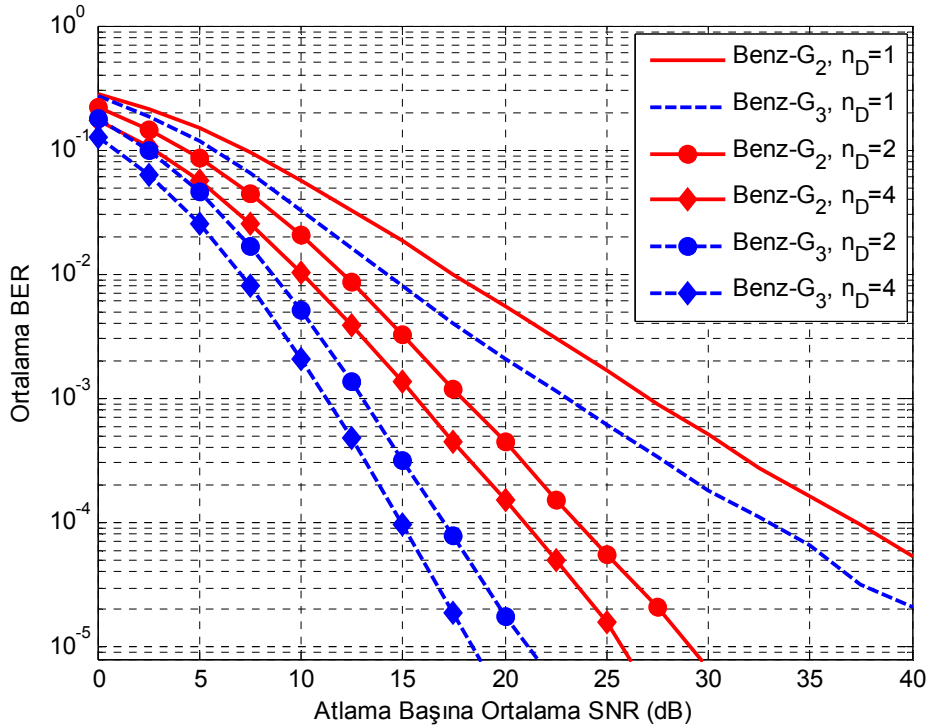
Şekil 3.33. İki-atlamalı TAS/GSC röle ağına ilişkin farklı n_S , n_D anten sayıları, $d_1 = d_2 = 0.5$, $\rho = 4$ ve $L_c = 2$ için Nakagami-m ($m_1 = m_2 = 2$) sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 3.34. İki-atlamalı \mathcal{G}_2 -OSTBC/MRC röle ağına ilişkin farklı m_1 ve m_2 parametre değerleri ve $n_D = 2$ için Nakagami-m sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 3.35. İki-atlamalı \mathcal{G}_3 -OSTBC/MRC röle ağına ilişkin farklı m_1 ve m_2 parametre değerleri ve $n_D = 2$ için Nakagami-m sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performansı



Şekil 3.36. İki-atlamalı \mathcal{G}_2 -OSTBC/MRC ve \mathcal{G}_3 -OSTBC/MRC tekniklerinin farklı n_D alıcı anten sayılarıyla Nakagami-m ($m_1 = m_2 = 1$) sönümlmeli kanallarda BPSK modülasyonu için ortalama BER performanslarının karşılaştırılması

3.4.5 İki-atlamalı röleli haberleşmede röle seçim teknikleri

İki-atlamalı röleli haberleşme tekniklerinde sistemin hata performansını iyileştirmek ve çeşitleme kazancı sağlamak amacıyla anten seçim teknikleri ve birleştirme tekniklerine alternatif olarak çeşitli röle seçim teknikleri üzerinde de çalışılmıştır. Bu kısımda rölede BRS, PRS ve RRS seçim tekniklerine ilişkin bilgiler verilmektedir.

Tek antenli bir kaynak, bir hedef ve N , $1 \leq R_i \leq N$, adet röleden oluşan iki-atlamalı AF sistemi düşünülmektedir. Sönümlenme ve iletim gücü sınırlamalarından dolayı kaynak ile hedef arası doğrudan iletim hattının mevcut olmadığı varsayılmaktadır. İletim için i . röle (R_i) için $e2e$ (S-R-D) SNR değeri,

$$\gamma_{e2e}^i = \frac{\gamma_{SR_i} \gamma_{R_i D}}{\gamma_{SR_i} + \gamma_{R_i D} + 1} \quad (3.99)$$

olarak ifade edilmektedir (Ikki ve Ahmed, 2009). Burada $\gamma_{SR_i} = \frac{P_S}{\sigma^2} |h_{SR_i}|^2$, $\gamma_{R_i D} = \frac{P_S}{\sigma^2} |h_{R_i D}|^2$ sırasıyla S-R ve R-D anlık SNR değerlerini temsil etmektedir.

3.4.5.1 En iyi röle seçimi (BRS)

BRS tekniğinde en yüksek $e2e$ (S-R-D) SNR değerini sağlayan tek röle kaynaktan hedefe iletim için seçilmektedir (Ikki ve Ahmed, 2009; Amasuriya vd., 2012). Seçilen en iyi röleye ait indis I olmak üzere BRS tekniğine ilişkin röle seçim kriteri,

$$I = \arg \max_{1 \leq i \leq N} (\gamma_{e2e}^i) \quad (3.100)$$

olarak ifade edilmektedir (Amasuriya vd., 2012).

3.4.5.2 Kısmi röle seçimi (PRS)

PRS tekniğinde ikinci atlama SNR'ı dikkate alınmadan birinci atlamadaki SNR değerine göre röle seçim işlemi yapılmaktadır. S-R arası en yüksek SNR değerini

sağlayan röle seçilmektedir (Krikidis vd., 2008). Seçilen en iyi röleye ait indis I olmak üzere BRS tekniğine ilişkin röle seçim kriteri,

$$I = \arg \max_{1 \leq i \leq N} (\gamma_{SR_i}) \quad (3.101)$$

olarak ifade edilmektedir (Krikidis vd., 2008).

3.4.5.3 Reaktif röle seçimi (RRS)

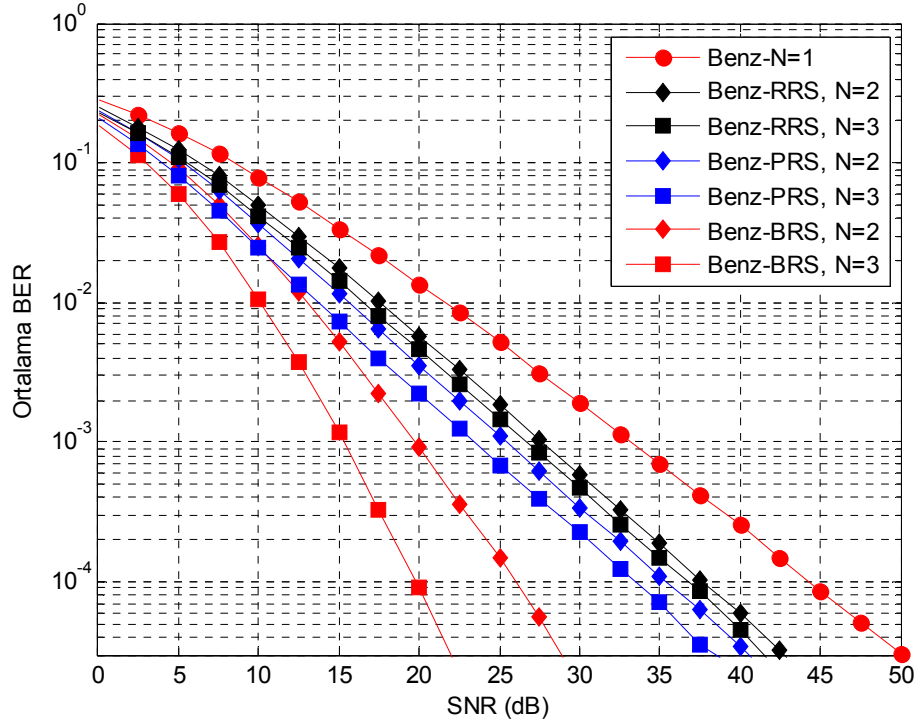
RRS tekniğinde ise birinci atlamaya ait SNR değeri dikkate alınmadan ikinci atlamadaki SNR değerine göre röle seçim işlemi yapılmaktadır. R-D arası en yüksek SNR değerini sağlayan röle seçilmektedir (Hussain vd., 2012). Seçilen en iyi röleye ait indis I olmak üzere RRS tekniğine ilişkin röle seçim kriteri,

$$I = \arg \max_{1 \leq i \leq N} (\gamma_{R_iD}) \quad (3.102)$$

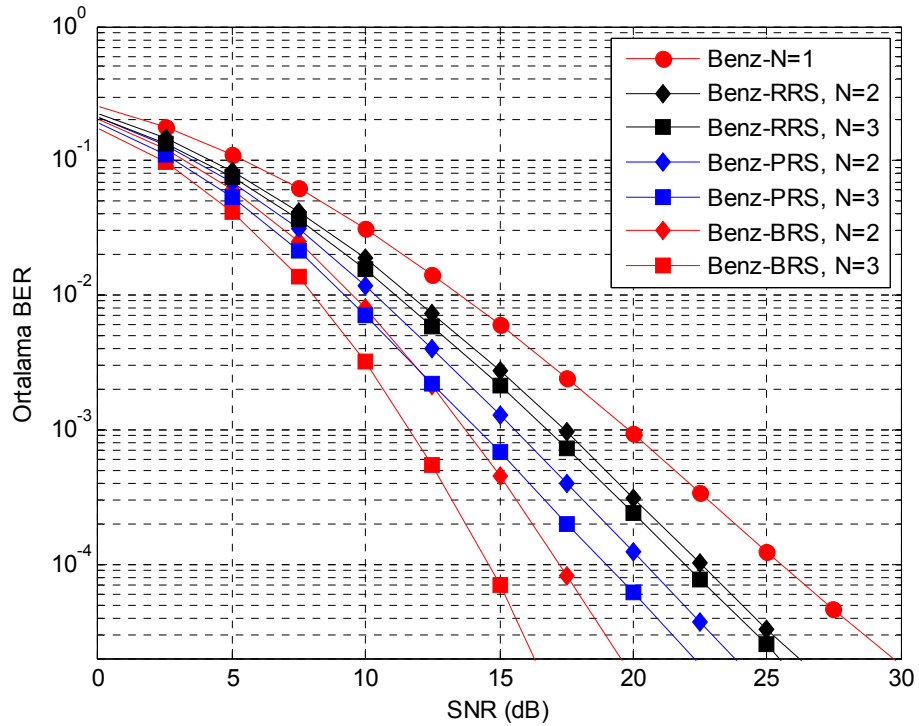
olarak ifade edilmektedir (Hussain vd., 2012).

3.4.5.4 İki-atlamalı röleli haberleşmede röle seçim tekniklerinin hata performansı

Şekil 3.37 ve Şekil 3.38’de iki-atlamalı sabit kazançlı AF tipi röle ağında BRS, PRS ve RRS röle seçim teknikleri BPSK modülasyonu için Monte Carlo benzetimleri yardımıyla karşılaştırılmıştır. Benzetimler sırasıyla $m_1 = m_2 = 1$ ve $m_1 = m_2 = 2$ parametre değerinde Nakagami-m sönümlemeli kanallarda yapılmıştır. Eğriler $N = 2, 3$ röle sayıları için elde edilmiştir. Ayrıca $N = 1$ tek röleli ağa ilişkin performans eğrisi de verilmiştir. Şekillerden de görüleceği üzere röle seçim teknikleri hata performansında önemli ölçüde iyileştirme sağlamaktadır. Artan röle sayısı ile performans daha da iyileşmektedir. En iyi performansı BRS tekniğinin sağladığı görülmektedir. PRS ve RRS tekniklerinin ise performans iyileştirmede birbirlerine oldukça yakın olduğu görülmektedir.



Şekil 3.37. İki-atlamalı röle ağında BRS, PRS ve RRS röle seçim tekniklerinin $N = 1, 2, 3$ röle sayılarıyla Nakagami- m ($m_1 = m_2 = 1$) sönmlemeli kanallarda BPSK modülasyonu için BER performanslarının karşılaştırılması



Şekil 3.38. İki-atlamalı röle ağında BRS, PRS ve RRS röle seçim tekniklerinin $N = 1, 2, 3$ röle sayılarıyla Nakagami- m ($m_1 = m_2 = 2$) sönmlemeli kanallarda BPSK modülasyonu için BER performanslarının karşılaştırılması

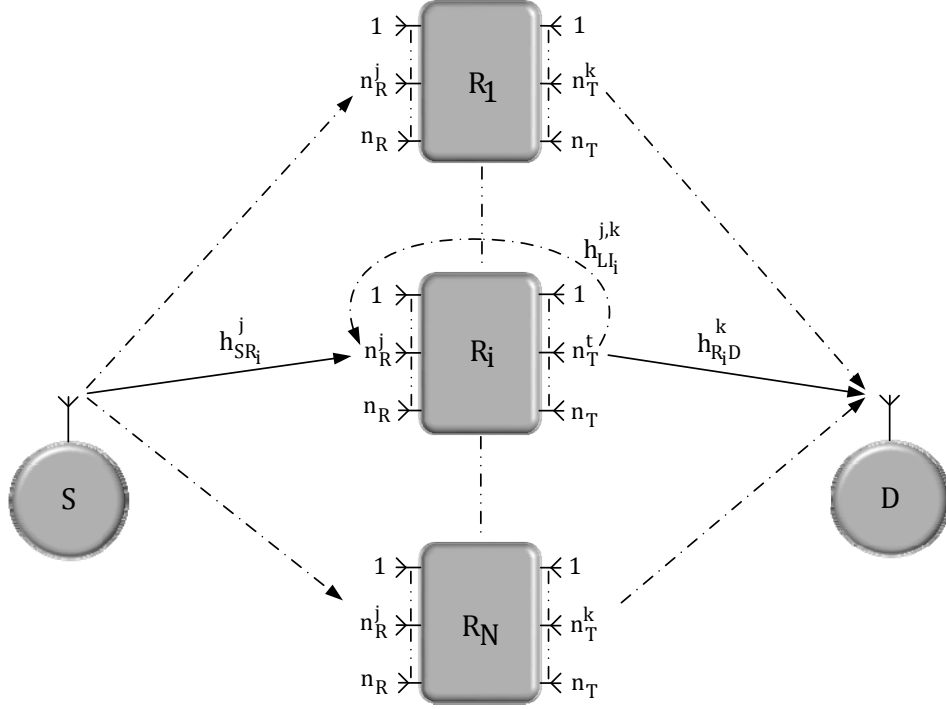
BÖLÜM IV

ORTAK RÖLE VE ANTEN SEÇİMİNİN TAM ÇİFT YÖNLÜ KUVVETLENDİR-VE-AKTAR TİPİ RÖLELİ AĞLARDA RAYLEIGH KANAL İÇİN PERFORMANSI

Bu bölümde bir kaynak, bir hedef ve birden fazla FD AF tipi röleden oluşan iki-atlamalı röle ağında JRAS tekniğinin performansı i.i.d. Rayleigh sönümlenmeli kanallarda incelenmektedir. Kaynak ve hedef tek anten ile donatılırken rölenin alıcı ve verici kısmı çok anten ile donatılmıştır. Rölenin verici ve alıcı antenleri arasında meydana gelen LI etkisi RSI olarak modellenerek BRS, PRS ve RRS tekniklerinin performans analizi yapılarak birbirleriyle karşılaştırılmıştır. Bütün röle seçim tekniklerinde S-R/R-D kanalları için rölede en iyi alıcı/verici antenlerin seçildiği MMAS tekniği kullanılmıştır. Röle ve anten seçimleri anlık CSI değerlerine göre yapılmaktadır. JRAS tekniği kullanılarak iki-atlamalı FD AF röle sisteminde RSI etkisi azaltılarak performans ve çeşitleme kazancı sağlanması amaçlanmaktadır.

4.1 İki-Atlamalı Tam-Çift Yönlü Röle Sistem Modeli

Sistem modeli Şekil 4.1’de verilen FD röle ağında kaynak ve hedef tek anten ile donatılırken, her röle alım için n_R iletim için n_T adet olmak üzere iki grup anten ile donatılmıştır. Ağır kanal şartlarından dolayı S-D hattının (LOS bileşeninin) bulunmadığı yani sadece röle ile iletim yapıldığı düşünülmektedir. Röle ağında S-R ve R-D kanalları i.i.d. blok Rayleigh sönümlenmelidir. Her rölenin alıcı ve verici antenleri arasındaki işaret sızıntısının neden olduğu LI, sıfır ortalamalı σ_{RR}^2 varyanslı Gauss dağılımı olarak modellenen RSI olduğu gözönüne alınmıştır (Riihonen vd., 2009a; Riihonen vd., 2009b; Riihonen vd., 2011; Rui vd., 2010). İncelenen JRAS tekniğinde, en iyi tek alıcı anten (n_R adet alıcı anten gurubundan) ve en iyi tek verici anten (n_T adet verici anten gurubundan) konfigürasyonuna sahip en iyi röle kaynaktan hedefe işaret iletimi için seçilmektedir.



Şekil 4.1 İki-atlamalı FD AF tipi röle ağının sistem modeli

i . röle R_i ve rölede j . alıcı anten ile k . verici antenin, sırasıyla $1 \leq i \leq N$, $1 \leq j \leq n_R$ ve $1 \leq k \leq n_T$ için, seçildiği durumda rölede alınan işaret,

$$y_{R_i}[n] = h_{SR_i}^j s[n] + \tilde{h}_{LI_i}^{j,k} s_R[n] + n_1^i[n] \quad (4.1)$$

şeklinde elde edilmektedir. Burada $h_{SR_i}^j$ kaynak ve R_i röle arasındaki kanal katsayısı, $\tilde{h}_{LI_i}^{j,k}$ ise R_i rölenin verici ve alıcı antenleri arasındaki LI kanal katsayısıdır. $s[n]$ ve $s_R[n]$, $\mathbb{E}[|s[n]|^2] = \mathbb{E}[|s_R[n]|^2] = P_t$ gücünde kaynaktan ve röleden iletilen n . sembolleri temsil etmektedir. $n_1^i[n]$ rölenin alıcısındaki sıfır ortalamalı güç yoğunluğu σ^2 olan AWGN' dir. Röle aldığı işareti G katsayısı ile kuvvetlendirerek hedefe iletmektedir. Böylece röleden hedefe gönderilen işaret,

$$t_{R_i}[n] = G y_{R_i}[n - 1] \quad (4.2)$$

olarak gösterilmektedir. İletim gücü sınırlamaları altında G kuvvetlendirme katsayısına ait ifade aşağıda verilmiştir (Yang vd., 2014).

$$G = \sqrt{\frac{P_t}{|h_{SR_i}^j|^2 P_t + |\tilde{h}_{LI_i}^{(j,k)}|^2 P_t + \sigma^2}} \quad (4.3)$$

Rölede kuvvetlendirildikten sonra hedefin alıcısına ulaşan işaret,

$$y_D[n] = h_{R_iD}^k t_i[n] + n_2[n] \quad (4.4)$$

olarak ifade edilmektedir. Burada $h_{R_iD}^k$ röle ile hedef arasındaki kanal katsayısı, $n_2[n]$ ise sıfır ortalamalı güç yoğunluğu σ^2 olan AWGN'yi temsil etmektedir. Röle ağının e2e işaret-karışım gürültü oranı (signal-to-interference plus noise ratio, SINR),

$$\gamma_{e2e}^{(i,j,k)} = \frac{\frac{\gamma_{SR_i}^j}{\gamma_{RR}^{(j,k)} + 1} \gamma_{R_iD}^k}{\frac{\gamma_{SR_i}^j}{\gamma_{RR}^{(j,k)} + 1} + \gamma_{R_iD}^k + 1} \quad (4.5)$$

olarak elde edilmektedir (Suraweera vd., 2013). Denklem (4.5)'te, $\gamma_{SR_i}^j = \frac{P_t}{\sigma^2} |h_{SR_i}^j|^2$ ve $\gamma_{R_iD}^k = \frac{P_t}{\sigma^2} |h_{R_iD}^k|^2$ sırasıyla S-R ve R-D anlık SNR değerlerini temsil etmektedir. $\gamma_{RR}^{(j,k)} = \frac{P_t}{\sigma^2} |\tilde{h}_{LI_i}^{(j,k)}|^2$ ise rölenin verici anteni ile alıcı anteni arasındaki anlık karışım-gürültü oranını (interference-to-noise ratio, INR) belirtmektedir. Rölede LI etkisi Gaussian dağılımlı RSI (Riihonen vd., 2009a; Riihonen vd., 2009b; Riihonen vd., 2011; Rui vd., 2010) olarak gözönüne alındığı durumda, S-R anlık SINR ifadesi,

$$\gamma_{S_i}^j = \frac{\gamma_{SR_i}^j}{\gamma_{RR}^{(j,k)} + 1} \quad (4.6)$$

olarak ifade edilmektedir (Rui vd., 2010). Burada $\bar{\gamma}_{RR}^{(j,k)} = \mathbb{E}[\gamma_{RR}^{(j,k)}] = \frac{P_t}{\sigma^2} \mathbb{E}[|\tilde{h}_{LI_i}^{(j,k)}|^2]$ ortalama INR değerini temsil etmektedir.

4.2 Ortak Rôle ve Anten Seçim Tekniği (JRAS)

Bu kısımda anten seçim tekniğiyle birleştirilmiş farklı rôle seçim tekniklerine ilişkin seçim kriterleri verilmektedir. Anten seçim tekniği için incelenen bütün rôle seçim teknikleri ile birlikte her iki atlamada MMAS tekniği (Suraweera vd., 2013) kullanılmaktadır. MMAS tekniğinde RSI etkisi dikkate alınmadan en iyi S-R ve R-D SNR değerini veren rôlenin alıcı ve verici antenleri işaret iletimi için seçilmektedir. R_i rôlede en iyi alıcı ve verici anten indisleri sırasıyla J ve K ile temsil edilmek üzere anten seçim kriteri,

$$\begin{aligned} J &= \arg \max_{1 \leq j \leq n_R} \{\gamma_{SR_i}^j\} \\ K &= \arg \max_{1 \leq k \leq n_T} \{\gamma_{R_iD}^k\} \end{aligned} \quad (4.7)$$

bağıntısıyla ifade edilmektedir.

4.2.1 En iyi rôle seçimi (BRS)

En iyi e2e SINR değerini veren tek rôlenin seçildiği BRS tekniğinde rôle seçim kriteri,

$$I = \arg \max_{1 \leq i \leq N} \{\gamma_{e2e}^{(i,J,K)}\} \quad (4.8)$$

bağıntısı ile ifade edilmektedir (Krikidis vd., 2012). Burada $\gamma_{e2e}^{(i,J,K)}$ ifadesi J ve K seçilen anten indisleri (4.5)'te yerine konularak elde edilmektedir.

4.2.2 Kısmi rôle seçimi (PRS)

PRS tekniğinde ikinci atlama SNR değeri dikkate alınmadan birinci atlamanın SINR değeri bilindiği varsayımıyla en iyi S-R SINR değerini veren rôle seçilmektedir (Krikidis vd., 2012). J ve K seçilen anten indisleri (4.6)'da yerine konularak PRS tekniğine ilişkin seçim kriteri,

$$I = \arg \max_{1 \leq i \leq N} \left\{ \gamma_{S_i}^J = \frac{\gamma_{SR_i}^J}{\bar{\gamma}_{RR}^{(J,K)} + 1} \right\} \quad (4.9)$$

bağıntısı ile ifade edilmektedir.

4.2.3 Reaktif röle seçimi (RRS)

RRS tekniğinde birinci atlama SNR değeri ile R-R INR değeri dikkate alınmadan sadece ikinci atlamada en iyi R-D SNR değerini veren rölenin verici anteni seçilmektedir (Hussain vd., 2012). K seçilen anten indisini göstermek üzere RRS tekniğine ilişkin seçim kriteri,

$$I = \arg \max_{1 \leq i \leq N} \{ \gamma_{R_i D}^K \} \quad (4.10)$$

bağıntısı ile ifade edilmiştir.

4.3 Performans Analizi

Bu kısımda, öncelikle röle ağına ilişkin OP için kapalı form CDF ifadeleri ve asimptotik yaklaşımlar türetilmektedir. Bununla birlikte BER ifadeleri nümerik olarak elde edilmiştir.

4.3.1 Servis kesilme olasılığı

γ_{e2e} değerinin belirlenen bir γ_{th} SNR eşik değerinin altına düşme olasılığı olarak tanımlanan P_{out} , JRAS tekniğinin uygulandığı röle ağının OP ifadesi olmak üzere,

$$P_{out} = Pr(\gamma_{e2e} < \gamma_{th}) = F_{\gamma_{e2e}}(\gamma_{th}) \quad (4.11)$$

şeklinde ifade edilmektedir (Krikidis vd., 2012). Denklem (4.11)'de $\gamma_{th} = 2^{R_0} - 1$, $F_X(\cdot)$ ve R_0 sırasıyla X rastgele değişkeninin (random variable, RV) CDF'ini ve kanal başına kullanılan bit hızını (bits per channel use, BPCU) temsil etmektedir.

4.3.1.1 BRS tekniği için servis kesilme olasılığı

$P_{out,BRS}$ ile temsil edilen BRS tekniğine ilişkin OP,

$$P_{out,BRS} = Pr \left\{ \gamma_{e2e}^{(i,J,K)} = \frac{\frac{\gamma_{SRi}^J}{\gamma_{RR}^{(J,K)} + 1} \gamma_{RD}^K}{\frac{\gamma_{SRi}^J}{\gamma_{RR}^{(J,K)} + 1} + \gamma_{RD}^K + 1} < \gamma_{th} \right\} = \left[F_{\gamma_{e2e}^{(i,J,K)}}(\gamma_{th}) \right]^N \quad (4.12)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada $F_{\gamma_{e2e}^{(i,J,K)}}(\gamma_{th})$, $\gamma_{e2e}^{(i,J,K)}$ ifadesinin CDF'idir ve

$$F_{\gamma_{e2e}^{(i,J,K)}}(\gamma_{th}) = 1 - \int_0^{\infty} \bar{F}_X \left(\frac{(y + \gamma_{th} + 1)\gamma_{th}}{y} \right) f_Y(y + \gamma_{th}) dy \quad (4.13)$$

denklemleri ile elde edilmektedir. Denklem (4.13)'te $X = \frac{\gamma_{SRi}^J}{\gamma_{RR}^{(J,K)} + 1}$ ve $Y = \gamma_{RD}^K$ olarak belirtilmektedir. $\bar{F}_X(\cdot)$, X rastgele değişkenine ait CDF'in tümleyenini temsil ederken $f_Y(\cdot)$ ise Y rastgele değişkeninin PDF'ini göstermektedir.

Tek alıcı ve tek verici anten ile donatılmış tek röleli röle ağı gözönüne alındığında, S-R ve R-D kanallarına ait CDF ifadeleri sırasıyla $F_{\gamma_{SR}}(x) = 1 - e^{-x/\bar{\gamma}_{SR}}$ ve $F_{\gamma_{RD}}(x) = 1 - e^{-x/\bar{\gamma}_{RD}}$ şeklinde ifade edilebilirken, PDF ifadeleri ise $f_{\gamma_{SR}}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{SR}} e^{-x/\bar{\gamma}_{SR}}$ ve $f_{\gamma_{RD}}(x) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{RD}} e^{-x/\bar{\gamma}_{RD}}$ şeklinde elde edilmektedir. Burada $\bar{\gamma}_{SR} = \mathbb{E}[\gamma_{SRi}^J]$ ve $\bar{\gamma}_{RD} = \mathbb{E}[\gamma_{RD}^K]$ ortalama SNR değerlerini temsil etmektedir. Bütün röleler ve antenler için kanallar i.i.d. Rayleigh sönümlemeli olduğundan, aynı $\bar{\gamma}_{SR}$ ve $\bar{\gamma}_{RD}$ ortalama değerlerine sahiptir. Bununla birlikte teorik analizleri kolaylaştırmak amacıyla $\alpha \triangleq \frac{\bar{\gamma}_{RR} + 1}{\bar{\gamma}_{SR}}$ olarak temsil edilen bir parametre tanımlanmıştır (Rui vd., 2013). Böylece X rastgele değişkenine ilişkin CDF ifadesi $F_X(x) = 1 - e^{-\alpha x}$ şeklinde ifade edilebilmektedir. MMAS tekniğinin uygulandığı durumda sıra istatistiği (order statistics) (David ve Nagaraja, 2003) yardımıyla $F_{\gamma_{SRi}^J}(x) = (1 - e^{-x/\bar{\gamma}_{SR}})^{n_R}$, $F_{\gamma_{RD}^K}(x) = (1 - e^{-x/\bar{\gamma}_{RD}})^{n_T}$ ve $F_X(x) = (1 - e^{-\alpha x})^{n_R}$ CDF ifadeleri elde edilmektedir.

MMAS tekniğinin uygulandığı durum için elde edilen CDF ifadeleri üzerinden binom açılımı kullanılarak,

$$F_X(x) = 1 - n_R \sum_{p=0}^{n_R-1} \frac{(-1)^p \binom{n_R-1}{p}}{(p+1)} e^{-(p+1)\alpha x} \quad (4.14)$$

$$F_{\gamma_{R_i^D}^K}(x) = 1 - n_T \sum_{q=0}^{n_T-1} \frac{(-1)^q \binom{n_T-1}{q}}{(q+1)} e^{-\frac{(q+1)x}{\bar{\gamma}_{RD}}} \quad (4.15)$$

$$f_{\gamma_{R_i^D}^K}(x) = \frac{n_T}{\bar{\gamma}_{RD}} \sum_{q=0}^{n_T-1} (-1)^q \binom{n_T-1}{q} e^{-\frac{(q+1)x}{\bar{\gamma}_{RD}}} \quad (4.16)$$

CDF ve PDF ifadeleri elde edilmektedir. (4.14) ve (4.16), (4.13)'te yerine konulduğunda,

$$F_{\gamma_{eze}^{(i,j,k)}}(\gamma_{th}) = 1 - \int_0^{\infty} n_R \sum_{p=0}^{n_R-1} \frac{(-1)^p \binom{n_R-1}{p}}{(p+1)} e^{-\frac{(p+1)\alpha(y+\gamma_{th}+1)\gamma_{th}}{y}} \times \frac{n_T}{\bar{\gamma}_{RD}} \sum_{q=0}^{n_T-1} (-1)^q \binom{n_T-1}{q} e^{-\frac{(q+1)(y+\gamma_{th})}{\bar{\gamma}_{RD}}} dy \quad (4.17)$$

$$= 1 - \frac{n_R n_T}{\bar{\gamma}_{RD}} \sum_{p=0}^{n_R-1} \sum_{q=0}^{n_T-1} \frac{(-1)^{p+q} \binom{n_R-1}{p} \binom{n_T-1}{q}}{(p+1)} \times \int_0^{\infty} e^{-\frac{(p+1)\alpha(y+\gamma_{th}+1)\gamma_{th}}{y}} e^{-\frac{(q+1)(y+\gamma_{th})}{\bar{\gamma}_{RD}}} dy \quad (4.18)$$

CDF ifadesi elde edilmektedir. (4.18)'deki ifadeye bazı cebirsel teknikler uygulanarak ve Gradshteyn ve Ryzhik (Gradshteyn ve Ryzhik, 2000) tarafından verilen denklem (3.471.9) kullanılarak $F_{\gamma_{eze}^{(i,j,k)}}$ ifadesi,

$$F_{\gamma_{e2e}^{(i,j,k)}}(\gamma_{th}) = 1 - n_R n_T \sum_{p=0}^{n_R-1} \sum_{q=0}^{n_T-1} \frac{(-1)^{(p+q)} \binom{n_R-1}{p} \binom{n_T-1}{q}}{\sqrt{(p+1)(q+1)}} e^{-(p+1)\alpha\gamma_{th} - (q+1)\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{RD}}} \\ \times 2 \times \left(\frac{\alpha\gamma_{th}(\gamma_{th} + 1)}{\bar{\gamma}_{RD}} \right)^{1/2} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{(p+1)(q+1)\alpha\gamma_{th}(\gamma_{th} + 1)}{\bar{\gamma}_{RD}}} \right) \quad (4.19)$$

şeklinde elde edilmiştir. Burada $K_1(x)$, birinci dereceden ikinci tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonudur (Gradshteyn ve Ryzhik, 2000, (8.432.6)) ve MATHEMATICA, MAPLE gibi yazılım programları kullanılarak hesaplanabilmektedir. Son olarak MMAS ve BRS seçim tekniklerini içeren JRAS tekniğinin uygulandığı FD röle ağına ilişkin $P_{out,BRS}$ OP ifadesi denklem (4.19), (4.12)'de yerine konularak elde edilmektedir.

4.3.1.2 PRS tekniği için servis kesilme olasılığı

Denklem (4.9)'da seçim kriteri verilen PRS tekniğine ilişkin OP,

$$P_{out,PRS} = Pr(\gamma_{e2e}^{(i,j,k)} < \gamma_{th}) = F_{\gamma_{e2e}^{(i,j,k)}}(\gamma_{th}) \quad (4.20)$$

şeklinde ifade edilmektedir. PRS tekniği esas alınarak S-R kanalına ait SINR değerinin CDF'yi $F_X(x) = (1 - e^{-\alpha x})^{N n_R}$ şeklinde ifade edilmektedir. Böylece X rastgele değişkenine ilişkin CDF tekrar ifade edilerek,

$$F_X(x) = 1 - N n_R \sum_{p=0}^{N n_R-1} \frac{(-1)^p \binom{N n_R-1}{p}}{(p+1)} e^{-(p+1)\alpha x} \quad (4.21)$$

şeklinde elde edilmektedir. γ_{RD}^K ifadesinin PDF'yi (4.16)'daki ifade ile aynıdır. Böylece (4.21) ve (4.16), (4.13)'te yerine koyularak,

$$P_{out,PRS} = 1 - \int_0^{\infty} Nn_R \sum_{p=0}^{Nn_R-1} \frac{(-1)^p \binom{Nn_R-1}{p}}{(p+1)} e^{-\frac{(p+1)\alpha(y+\gamma_{th}+1)\gamma_{th}}{y}} \times \frac{n_T}{\bar{\gamma}_{RD}} \sum_{q=0}^{n_T-1} (-1)^q \binom{n_T-1}{q} e^{-\frac{(q+1)(y+\gamma_{th})}{\bar{\gamma}_{RD}}} dy \quad (4.22)$$

$$= 1 - \frac{Nn_R n_T}{\bar{\gamma}_{RD}} \sum_{p=0}^{Nn_R-1} \sum_{q=0}^{n_T-1} \frac{(-1)^{(p+q)} \binom{Nn_R-1}{p} \binom{n_T-1}{q}}{(p+1)} \times \int_0^{\infty} e^{-\frac{(p+1)\alpha(y+\gamma_{th}+1)\gamma_{th}}{y}} e^{-\frac{(q+1)(y+\gamma_{th})}{\bar{\gamma}_{RD}}} dy \quad (4.23)$$

OP ifadesi elde edilmektedir. (4.23)'deki ifadeye bazı cebirsel teknikler uygulanarak ve Gradshteyn ve Ryzhik (Gradshteyn ve Ryzhik, 2000) tarafından verilen denklem (3.471.9) kullanılarak,

$$P_{out,PRS} = 1 - Nn_R n_T \sum_{p=0}^{Nn_R-1} \sum_{q=0}^{n_T-1} \frac{(-1)^{(p+q)} \binom{Nn_R-1}{p} \binom{n_T-1}{q}}{\sqrt{(p+1)(q+1)}} e^{-(p+1)\alpha\gamma_{th}-(q+1)\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{RD}}} \times 2 \times \left(\frac{\alpha\gamma_{th}(\gamma_{th}+1)}{\bar{\gamma}_{RD}} \right)^{1/2} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{(p+1)(q+1)\alpha\gamma_{th}(\gamma_{th}+1)}{\bar{\gamma}_{RD}}} \right) \quad (4.24)$$

PRS tekniği için kapalı form OP ifadesi elde edilmiş olur.

4.3.1.3 RRS tekniği için servis kesilme olasılığı

Seçim kriteri (4.10)'da verilen RRS tekniğine ilişkin OP ifadesini elde etmek için öncelikle R-D kanalına ait SNR değerinin CDF'i $F_{\gamma_{RD}^K}(x) = (1 - e^{-x/\bar{\gamma}_{RD}})^{Nn_T}$ şeklinde ifade edilmektedir. Böylece γ_{RD}^K ifadesinin PDF'i CDF üzerinden türev alınarak ve binom açılımı kullanılarak,

$$f_{\gamma_{RD}^K}(x) = \frac{Nn_T}{\bar{\gamma}_{RD}} \sum_{q=0}^{Nn_T-1} (-1)^q \binom{Nn_T-1}{q} e^{-\frac{(q+1)x}{\bar{\gamma}_{RD}}} \quad (4.25)$$

şeklinde elde edilmektedir. X rastgele değişkenine ilişkin CDF ifadesi ise (4.14)'teki ifade ile aynıdır. OP ifadesini elde etmek için (4.20)'deki ifadenin yardımıyla denklem (4.14) ve (4.25), (4.13)'te yerine koyulup, Gradshteyn ve Ryzhik (Gradshteyn ve Ryzhik, 2000) tarafından verilen denklem (3.471.9) kullanıldıktan sonra,

$$P_{out,RRS} = 1 - Nn_R n_T \sum_{p=0}^{n_R-1} \sum_{q=0}^{Nn_T-1} \frac{(-1)^{p+q} \binom{n_R-1}{p} \binom{Nn_T-1}{q}}{\sqrt{(p+1)(q+1)}} e^{-(p+1)\alpha\gamma_{th} - (q+1)\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{RD}}} \times 2 \times \left(\frac{\alpha\gamma_{th}(\gamma_{th} + 1)}{\bar{\gamma}_{RD}} \right)^{1/2} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{(p+1)(q+1)\alpha\gamma_{th}(\gamma_{th} + 1)}{\bar{\gamma}_{RD}}} \right) \quad (4.26)$$

RRS tekniğine ilişkin OP ifadesi elde edilmiş olur.

4.3.2 Ortalama hata olasılığı

Bu kısımda JRAS tekniğinin uygulandığı FD röle ağında e2e ortalama SER ifadeleri elde edilmektedir. Birçok ortak modülasyon formatı için, ortalama SER ifadesi aşağıdaki denklem ile belirlenmektedir (Simon ve Alouini, 2005).

$$\bar{P}_{ser} = \mathbb{E}[aQ(\sqrt{2b\gamma})] \quad (4.27)$$

Burada $Q(x) = \frac{1}{2\pi} \int_0^\infty e^{-t^2/2} dt$ Gaussian Q -fonksiyonu'dur. a ve b ise modülasyon sabitleridir; örnek olarak, BPSK modülasyonu için, $a = 1$ ve $b = 1$ değerlerini alırken diğer modülasyon formatları için farklı değerler almaktadır (Goldsmith, 2005). Denklem (4.27) e2e SINR ifadesinin CDF'i açısından tekrar yazıldığında elde edilen SER ifadesi aşağıda verilmiştir (McKay, 2007).

$$\bar{P}_{ser} = \frac{a\sqrt{b}}{2\sqrt{\pi}} \int_0^\infty \frac{e^{-b\gamma}}{\sqrt{\gamma}} F_{\gamma_{e2e}}(\gamma) d\gamma \quad (4.28)$$

Artık BRS'nin göz önüne alındığı JRAS tekniğinin uygulandığı FD röle ağının ortalama SER ifadesini elde edebiliriz. Böylece daha önceden elde edilen $P_{out,BRS}$ ifadesi (4.28)'de yerine koyularak,

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{ser,BRS} = & \frac{a\sqrt{b}}{2\sqrt{\pi}} \int_0^{\infty} \frac{e^{-b\gamma}}{\sqrt{\gamma}} \left[1 \right. \\
& - n_R n_T \sum_{p=0}^{n_R-1} \sum_{q=0}^{n_T-1} \frac{(-1)^{(p+q)} \binom{n_R-1}{p} \binom{n_T-1}{q}}{\sqrt{(p+1)(q+1)}} e^{-(p+1)\alpha\gamma_{th} - (q+1)\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{RD}}} \times 2 \\
& \left. \times \left(\frac{\alpha\gamma_{th}(\gamma_{th} + 1)}{\bar{\gamma}_{RD}} \right)^{1/2} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{(p+1)(q+1)\alpha\gamma_{th}(\gamma_{th} + 1)}{\bar{\gamma}_{RD}}} \right) \right]^N d\gamma
\end{aligned} \tag{4.29}$$

ortalama SER ifadesi elde edilmektedir.

Ortak PRS ve anten seçim tekniğinin uygulandığı FD röle sisteminin ortalama SER ifadesini elde etmek için, daha önceden elde edilen $P_{out,PRS}$ ifadesi denklem (4.28)'de yerine konulmaktadır. Elde edilen ifade, bazı cebirsel teknikler ile sadeleştirildikten sonra,

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{ser,PRS} = & \frac{a}{2} - a \sqrt{\frac{b\alpha}{\pi\bar{\gamma}_{RD}}} N n_R n_T \sum_{p=0}^{N n_R-1} \sum_{q=0}^{n_T-1} \frac{(-1)^{(p+q)} \binom{N n_R-1}{p} \binom{n_T-1}{q}}{\sqrt{(p+1)(q+1)}} \\
& \times \int_0^{\infty} e^{-\gamma - (p+1)\alpha\gamma - (q+1)\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{RD}}} (\gamma + 1)^{1/2} \\
& \times K_1 \left(2 \sqrt{\frac{(p+1)(q+1)\alpha\gamma(\gamma + 1)}{\bar{\gamma}_{RD}}} \right) d\gamma
\end{aligned} \tag{4.30}$$

PRS'nin gözönüne alındığı durumda ortalama SER ifadesi elde edilmektedir.

Son olarak ortak RRS ve anten seçimin uygulandığı FD röle sisteminin ortalama SER ifadesi, denklem (4.26)'da verilen $P_{out,RRS}$ ifadesi (4.28)'de yerine koyulup PRS'deki adımlar izlenerek,

$$\begin{aligned}
\bar{P}_{ser,RRS} &= \frac{a}{2} - a \sqrt{\frac{b\alpha}{\pi\bar{\gamma}_{RD}}} N n_R n_T \sum_{p=0}^{n_R-1} \sum_{q=0}^{N n_T-1} \frac{(-1)^{(p+q)} \binom{n_R-1}{p} \binom{N n_T-1}{q}}{\sqrt{(p+1)(q+1)}} \\
&\times \int_0^{\infty} e^{-\gamma-(p+1)\alpha\gamma-(q+1)\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{RD}}} (\gamma+1)^{1/2} \\
&\times K_1 \left(2 \sqrt{\frac{(p+1)(q+1)\alpha\gamma(\gamma+1)}{\bar{\gamma}_{RD}}} \right) d\gamma
\end{aligned} \tag{4.31}$$

şeklinde elde edilmektedir.

Denklem (4.29), (4.30) ve (4.31)'deki integraller analitik olarak alınamadığı için nümerik olarak hesaplanabilmektedir.

4.3.3 Asimptotik analiz

OP ifadelerini asimptotik olarak ($P_t \rightarrow \infty$) elde etmek için Krikidis'in (Krikidis vd., 2012) kullandığı yaklaşım gözönüne alınmaktadır. Böylece asimptotik OP ifadesi,

$$\begin{aligned}
P_{out} &> Pr \left\{ \min \left(\frac{\gamma_{SR_i}^j}{\bar{\gamma}_{RR}^{(j,k)} + 1}, \gamma_{R_iD}^k \right) < \gamma_{th} \right\} \\
&\cong Pr \left\{ \min \left(\frac{\gamma_{SR_i}^j}{\bar{\gamma}_{RR}^{(j,k)}}, \gamma_{R_iD}^k \right) < \gamma_{th} \right\} \\
&= 1 - \left(1 - F_{\gamma_{SR_i}^j / \bar{\gamma}_{RR}^{(j,k)}}(\gamma_{th}) \right) \left(1 - F_{\gamma_{R_iD}^k}(\gamma_{th}) \right)
\end{aligned} \tag{4.32}$$

şeklinde elde edilmektedir. Burada $\alpha = \frac{\gamma_{SR_i}^j}{\bar{\gamma}_{RR}^{(j,k)} + 1} \cong \frac{\gamma_{SR_i}^j}{\bar{\gamma}_{RR}^{(j,k)}}$ yaklaşıklığı kullanılmıştır.

Böylece BRS'nin kullanıldığı JRAS tekniğine ilişkin yaklaşık OP ifadesi,

$$\begin{aligned}
P_{out,BRS} &> \left[Pr \left\{ \min \left(\frac{\gamma_{SR_i}^J}{\bar{\gamma}_{RR}^{(J,K)} + 1}, \gamma_{R_iD}^K \right) < \gamma_{th} \right\} \right]^N \\
&> \left[1 - \left(1 - F_{\gamma_{SR_i}^J / \bar{\gamma}_{RR}^{(J,K)}}(\gamma_{th}) \right) \left(1 - F_{\gamma_{R_iD}^K}(\gamma_{th}) \right) \right]^N
\end{aligned} \tag{4.33}$$

denklemleri ile elde edilebilmektedir. (4.33) ile yaklaşık OP'nin elde edilebilmesi için öncelikle $F_{\gamma_{SR_i}^J / \bar{\gamma}_{RR}^{(J,K)}}(\gamma_{th})$ CDF ifadesi,

$$F_{\gamma_{SR_i}^J / \bar{\gamma}_{RR}^{(J,K)}}(\gamma_{th}) = 1 - n_R \sum_{p=0}^{n_R-1} \frac{(-1)^p \binom{n_R-1}{p}}{(p+1)} e^{-(p+1)\alpha\gamma_{th}} \tag{4.34}$$

şeklinde ifade edilmiştir. Denklem (4.34) ve (4.15), $\frac{1}{\alpha} \cong \frac{\bar{\gamma}_{RR}^{(J,K)}}{\gamma_{SR_i}^J}$ yaklaşıklığı kullanılarak (4.33)'te yerine koyulursa,

$$P_{out,BRS} > \left[1 - n_R n_T \sum_{p=0}^{n_R-1} \sum_{q=0}^{n_T-1} \frac{(-1)^{p+q} \binom{n_R-1}{p} \binom{n_T-1}{q}}{(p+1)(q+1)} e^{-(p+1)\alpha\gamma_{th} - (q+1)\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{RD}}} \right]^N \tag{4.35}$$

asimptotik OP ifadesi elde edilmektedir. Denklem (4.35)'te sağ taraftaki ifade $P_{out,BRS}$ ifadesinin alt sınırıdır ve özellikle yüksek SNR değerlerinde yaklaşık ifadesidir.

Şimdi denklem (4.32) kullanılarak ortak PRS ve anten seçiminin uygulandığı FD röleye ilişkin OP'nin yüksek SNR değerlerinde ($P_t \rightarrow \infty$) yaklaşık ifadesini elde edebiliriz. Bunun için öncelikle $F_{\gamma_{SR_i}^J / \bar{\gamma}_{RR}^{(J,K)}}(\gamma_{th})$ CDF ifadesi,

$$F_{\gamma_{SR_i}^J / \bar{\gamma}_{RR}^{(J,K)}}(\gamma_{th}) = 1 - N n_R \sum_{p=0}^{N n_R-1} \frac{(-1)^p \binom{N n_R-1}{p}}{(p+1)} e^{-(p+1)\alpha\gamma_{th}} \tag{4.36}$$

olarak elde edilmektedir. Denklem (4.15) ve (4.36), (4.32)'de yerine koyularak,

$$P_{out,PRS} > 1 - Nn_R n_T \sum_{p=0}^{Nn_R-1} \sum_{q=0}^{n_T-1} \frac{(-1)^{p+q} \binom{Nn_R-1}{p} \binom{n_T-1}{q}}{(p+1)(q+1)} \times e^{-(p+1)\alpha\gamma_{th} - (q+1)\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{RD}}} \quad (4.37)$$

asimptotik OP ifadesi elde edilmektedir. (4.37)'nin sağ tarafı $P_{out,PRS}$ ifadesi için bir alt sınır oluşturmaktadır.

PRS'ye benzer şekilde ortak RRS ve anten seçiminin uygulandığı durumda asimptotik OP ifadesini elde etmek için öncelikle $F_{\gamma_{R_i D}^K}(\gamma_{th})$ CDF'i,

$$F_{\gamma_{R_i D}^K}(\gamma_{th}) = 1 - Nn_T \sum_{q=0}^{Nn_T-1} \frac{(-1)^q \binom{Nn_T-1}{q}}{(q+1)} e^{-\frac{(q+1)\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{RD}}} \quad (4.38)$$

olarak elde edilmesi gerekmektedir. $F_{\gamma_{SR_i}^J/\bar{\gamma}_{RR}^{(J,K)}}(\gamma_{th})$ CDF ifadesi için ise (4.34) kullanılmaktadır. Daha sonra (4.34) ve (4.38), (4.32)'de yerine koyulursa asimptotik OP ifadesi,

$$P_{out,RRS} > 1 - Nn_R n_T \sum_{p=0}^{n_R-1} \sum_{q=0}^{Nn_T-1} \frac{(-1)^{p+q} \binom{n_R-1}{p} \binom{Nn_T-1}{q}}{(p+1)(q+1)} \times e^{-(p+1)\alpha\gamma_{th} - (q+1)\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{RD}}} \quad (4.39)$$

şeklinde elde edilmektedir. Denklem (4.39)'un sağ tarafı $P_{out,RRS}$ ifadesi için bir alt sınır oluşturmaktadır.

4.4 Teorik ve Benzetim Sonuçları

Bu kısımda JRAS tekniğinin uygulandığı FD AF tipi röle ağına ilişkin OP, BER ve asimptotik ifadelerinin teorik ve benzetim sonuçları verilmektedir. Teorik ve benzetim eğrileri BPSK modülasyonu, farklı RSI durumları ve röle seçim teknikleri için elde edilmiştir. Gauss gürültüsünün gücü bire ($\sigma^2 = 1$) normalize edilmiş ve OP eğrileri için $R_0 = 2$ BPCU kullanılmıştır. Bütün şekillerde işaretleyiciler benzetim sonuçlarını göstermektedir. Şekillerin yatay eksenini $SNR = \frac{P_t}{\sigma^2}$ olarak belirlenmiştir.

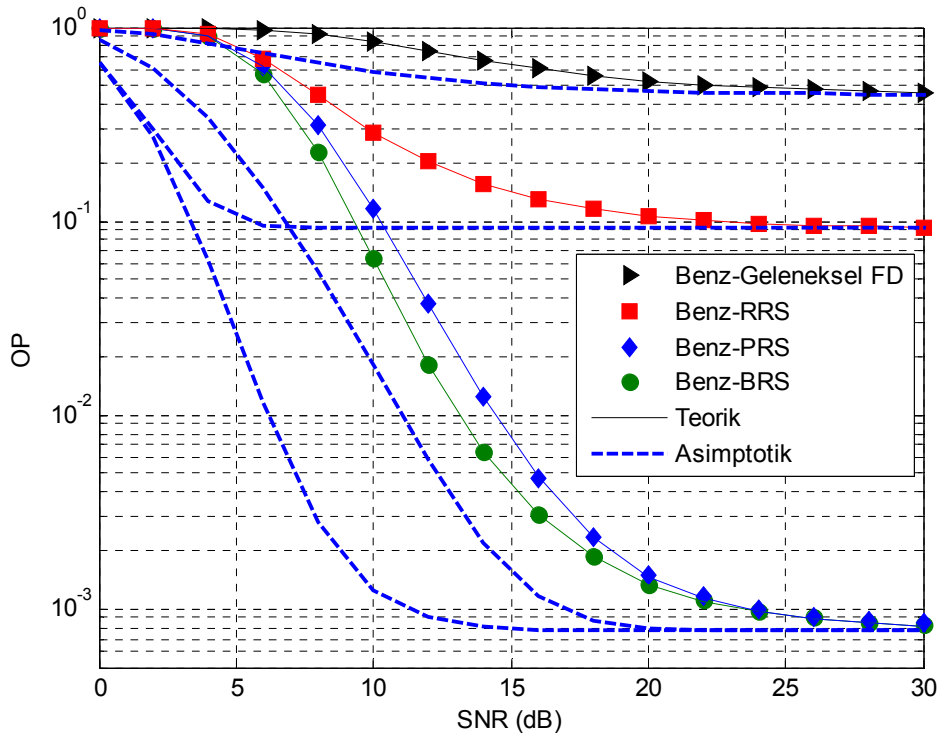
Şekil 4.2’de $N = 3$ röle, $n_R = n_T = 3$ anten ve RSI varyansı $\sigma_{RR}^2 = 0,2$ parametre değerleri için incelenen JRAS tekniğine ilişkin elde edilen OP ifadeleri karşılaştırılmaktadır. Teorik eğriler BRS için (4.19) ve (4.12), PRS ve RRS için sırasıyla (4.24) ve (4.26) kullanılarak elde edilmiş ve Monte Carlo benzetimleri ile desteklenmiştir. Tek röle ve rölede tek alıcı anten ile tek verici antenin kullanıldığı geleneksel FD AF röle ağına ait benzetim ve teorik eğrisi de verilmiştir. Şekil 4.2’den görüleceği üzere bütün JRAS teknikleri bir performans katına (*performance floor*) yaklaşmaktadır. Bu nedenle yüksek SNR değerlerinde sıfır çeşitleme kazancı sağlanmaktadır. OP eğrilerine ek olarak denklem (4.35), (4.37) ve (4.39)’da elde edilen asimptotik ifadelerle ilişkin eğriler de verilmektedir. Asimptotik eğrilerin etkili bir alt sınır sağladığı ve yüksek SNR değerlerinde kesin (*exact*) eğrilerle eşleştiği görülmektedir. Şekilde açık bir şekilde görülmektedir ki BRS’nin kullanıldığı JRAS tekniği bütün SNR değerlerinde en iyi OP performansını vermektedir. Bununla birlikte PRS’nin OP performansının BRS’ye yakın olduğu görülmektedir.

Şekil 4.3’te RSI varyansının $\sigma_{RR}^2 = 0,3$ olduğu durumda incelenen JRAS tekniklerine ilişkin OP performans eğrileri gösterilmektedir. Röle ve anten konfigürasyonları Şekil 4.2’de kullanılan değerlerle aynıdır. Şekilden görüleceği üzere RSI varyansı σ_{RR}^2 değerinin artmasıyla performans katı yükselmektedir ve böylece OP performansı azalmaktadır. Ayrıca PRS’nin OP performansının BRS’ye yakın olduğu da görülmektedir.

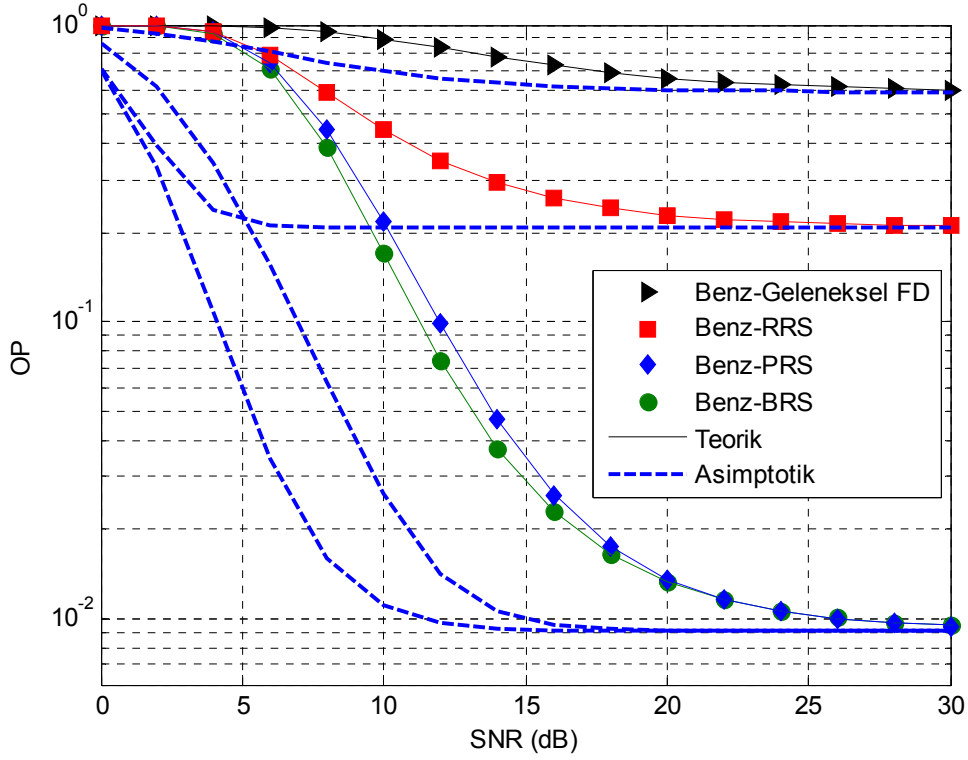
Şekil 4.4’te incelenen JRAS tekniklerine ilişkin ortalama BER performans eğrileri, $N = 3$ röle, $n_R = n_T = 3$ anten ve RSI varyansı $\sigma_{RR}^2 = 0,2$ parametre değerleri için

BPSK modülasyonu kullanılarak elde edilmiştir. Şekilden açık bir şekilde görülmektedir ki (4.29), (4.30) ve (4.31)'de verilen ifadeleri ile elde edilen teorik eğriler Monte Carlo benzetimleri kullanılarak elde edilen eğriler ile eşleşmektedir. OP performansına benzer şekilde, röle ağının ortalama BER performansı hata katından (*error floor*) olumsuz etkilenmektedir. Ayrıca şekilden görülmektedir ki BRS'nin kullanıldığı JRAS tekniği en iyi BER performansını sağlamaktadır.

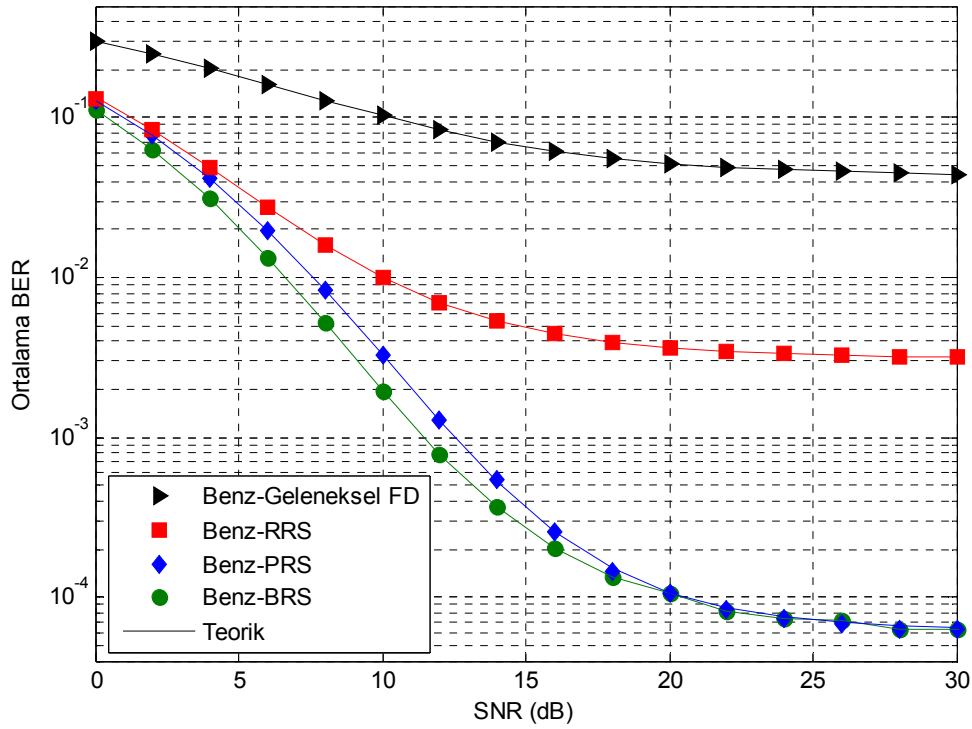
Son olarak Şekil 4.5'te RSI varyansının $\sigma_{RR}^2 = 0,3$ olduğu durumda incelen JRAS tekniklerine ilişkin ortalama BER performans eğrileri gösterilmektedir. Röle ve anten konfigürasyonları Şekil 4.4'te kullanılan değerlerle aynıdır. Şekil 4.4'teki OP performans sonuçlarıyla aynı sonuçlar elde edilmiştir.



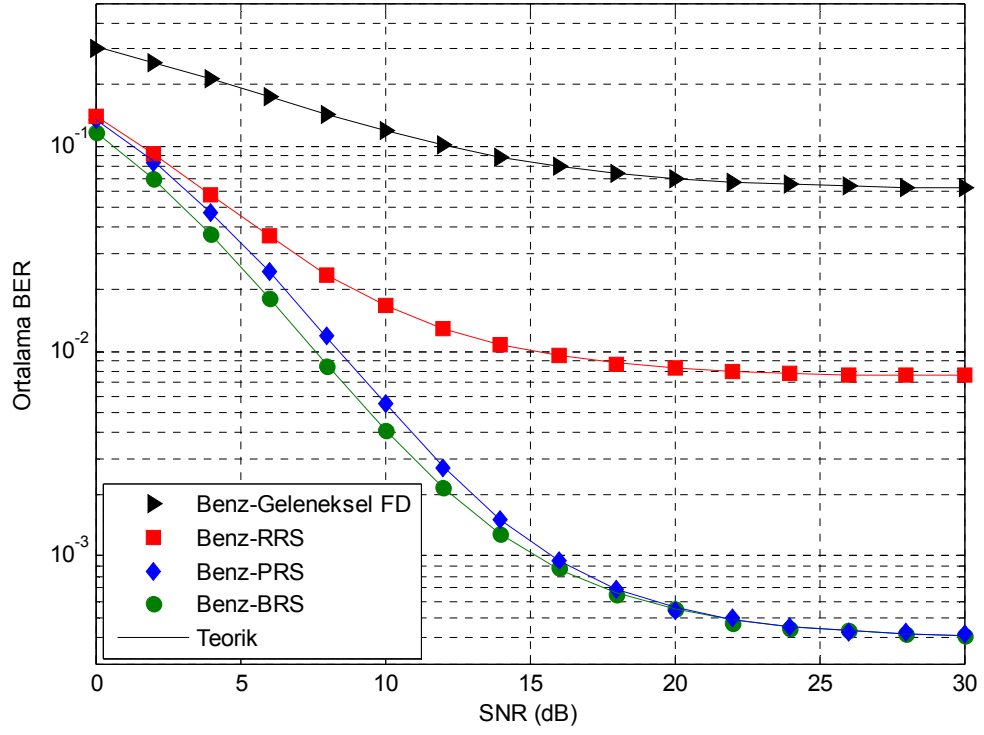
Şekil 4.2. $N = 3$ röle, $n_R = n_T = 3$ anten, $R_0 = 2$ BPCU ve $\sigma_{RR}^2 = 0,2$ parametre değerlerinde iletim gücüne karşılık JRAS tekniklerinin OP performansı



Şekil 4.3. $N = 3$ röle, $n_R = n_T = 3$ anten, $R_0 = 2$ BPCU ve $\sigma_{RR}^2 = 0,3$ parametre değerlerinde iletim gücüne karşılık JRAS tekniklerinin OP performansı



Şekil 4.4. $N = 3$ röle, $n_R = n_T = 3$ anten ve $\sigma_{RR}^2 = 0,2$ parametre değerlerinde iletim gücüne karşılık JRAS tekniklerinin ortalama BER performansı



Şekil 4.5. $N = 3$ röle, $n_R = n_T = 3$ anten ve $\sigma_{RR}^2 = 0,3$ parametre değerlerinde iletim gücüne karşılık JRAS tekniklerinin ortalama BER performansı

BÖLÜM V

SONUÇLAR

Bu yüksek lisans tez çalışmasında, JRAS tekniğinin iki atlamalı FD AF tipi röleli ağlar üzerindeki performansı Rayleigh sönümlenmeli kanallarda incelenmiştir. Bu amaçla anten seçimi için MMAS tekniği kullanılırken röle seçimi için BRS, PRS ve RRS teknikleri kullanılmıştır. Uygulanan röle ve anten seçim tekniklerine ait teorik ifadeler elde edilmiş ve Monte Carlo benzetimleri yardımıyla doğrulanmıştır. Öncelikle rölesiz telsiz haberleşme kanalında sönümlemenin performans üzerindeki olumsuz etkisini göstermek amacıyla çeşitli kanallarda benzetimler yapılmıştır. Ayrıca elde edilen benzetim eğrilerinin teorik eğrilerle örtüştüğü de gösterilmiştir. Daha sonra rölesiz telsiz haberleşme kanalında, anten çeşitleme tekniklerinin kullanıldığı duruma ilişkin teorik analizler verilmiş ve çeşitli benzetimler yapılarak kullanılan tekniklerin performans üzerindeki etkileri incelenmiştir. Bununla birlikte röleli haberleşme sistemleri incelenmiştir. İncelenen anten çeşitleme teknikleri röleli haberleşme ağına uygulanarak performans analizleri yapılmış ve elde edilen sonuçlar benzetimler ile sunulmuştur.

Rölenin FD iletim yaptığı telsiz haberleşme modeli tanıtılmıştır. FD röle, ilgili band genişliği kayıplarının üstesinden gelmektedir ve sistemin spektral verimliliğini geliştirmektedir, ancak rölede iletim ve alım arasındaki işaret sızıntısından dolayı meydana gelen LI'den olumsuz etkilenmektedir. LI etkisini azaltmaya yönelik fiziksel katman teknikleri ve işaret işleme yöntemlerini içeren birçok çalışma yapılmıştır. Bu çalışmalar sonucunda bile hala rölede RSI etkisi görülmektedir. Elde edilen sonuçlarda RSI etkisinin performans üzerindeki olumsuz etkileri açık bir şekilde görülmüştür. RSI etkisini azaltmak ve performans kazancı elde etmek için JRAS teknikleri FD röle ağına uygulanmış ve etkili sonuçlar alınmıştır. JRAS tekniklerinin kullanılmasıyla röle ağının hata performansında önemli ölçüde iyileşme görülmüştür.

Bununla birlikte JRAS tekniğinin uygulandığı FD röle ağının düşük SNR değerlerinde çeşitleme kazancı sağladığı, ancak yüksek SNR değerlerinde ise sıfır çeşitleme kazancı verdiği gösterilmiştir. Ayrıca yüksek SNR değerlerinde sistemin, hata katından olumsuz etkilendiği gözlenmiştir. RSI etkisinin düşük değerde olduğu durumlarda, çeşitleme derecesinin de arttığı görülmüştür. Sistem performansını artırmak için, rölede karışım

iptal teknikleri kullanılarak RSI etkisi düşük değerlerde tutulmalıdır. Verici ve alıcı çok anten ile donatılarak daha iyi performans elde edilebilir. Bununla birlikte farklı anten ve röle çeşitleme teknikleri ile RSI'nın performans üzerindeki etkisi azaltılabilir.

KAYNAKLAR

Adinoyi, A, Fan, Y., Yanikomeroğlu, H. and Poor, H.V., “On the performance of selection relaying”, *IEEE 68th Vehicular Technology Conference*, Calgary, BC, s. 1–5, 21-24 September, 2008.

Alamouti, S. M., “A simple transmit diversity technique for wireless communications”, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. (8), 1451–1458, 1998

Alouini, M.-S. and Goldsmith A., “A unified approach for calculating error rates of linearly modulated signals over generalized fading channels”, *IEEE International Conference on Communications*, Atlanta, GA, vol. (1), s. 459-464, 7-11 June, 1998.

Alouini, M.-S. and Simon, M.K., “Application of the dirichlet transformation to the performance evaluation of generalized selection combining over Nakagami-m fading channels”, *J. Commun. Netw.*, vol. (1), no. 1, 5-13, March, 1999a.

Alouini, M.-S. and Simon, M.K., “Performance analysis of generalized selective combining over rayleigh fading channels”, *Communication Theory Mini-Conference*, Vancouver, BC, s. 110–114, 6-10 June, 1999b.

Alouini, M.-S. and Simon, M.K., “Performance evaluation of generalized selection combining over Nakagami fading channels”, *IEEE 50th Vehicular Technology Conference*, Amsterdam, vol. (2), s. 953–957, 19-22 September, 1999c.

Alouini, M.-S. and Simon, M.K., “Performance analysis of coherent equal gain combining over Nakagami-m fading channels”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. (50), no. 6, 1449–1463, 2001.

Altunbaş, İ., Yılmaz, A., Kucur, Ş. S., and Kucur, O. “Performance analysis of dual-hop fixed-gain AF relaying systems with OSTBC over Nakagami-m fading channels” *Int. J. Electron. Commun.*, vol. (66), no. 10, 841–846, 2012.

Amarasuriya, G., Tellambura, C. and Ardakani, M., “Joint relay and antenna selection for dual hop af MIMO relay networks”, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. (11), no. 2, 493-499, 2012.

Bletsas, A., Khisti, A., Reed, D.P. and A. Lippman, “A simple cooperative diversity method based on network path selection”, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. (24), no. 3, 659–672, 2006.

Cai, X., and Giannakis, G.B., “Performance analysis of combined transmit antenna selection diversity and receive generalized selection combining in Rayleigh fading channels”, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. (3), no. 6, 1980-1983, 2004.

Cao L., Chen, L., Zhang X. and Yang D., “Performance analysis of two-hop amplify-and-forward MIMO relaying with transmit antenna selection”, *IEEE International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC'10)*, Istanbul, Turkey, s 373–378, 26-30 September, 2010

Chen, Q. and Rui, X., “Antenna selection for loop interference suppression in full-duplex relay systems”, *IEEE International Conference on Signal Processing, Communication and Computing (ICSPCC)*, KunMing, s. 1-4, 5-8 August, 2013.

Chen S., Wang W., Zhang X. and Zhao D., “Performance of amplify-and-forward MIMO relay channels with transmit antenna selection and maximal-ratio combining”, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC'09)*, Budapest, s. 1-6, 5-8 April, 2009.

Chen, Z., Yuan, J. and Vucetic, B., “Analysis of transmit antenna selection/maximal-ratio combining in Rayleigh fading channels”, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. (54), no. 4, 1312-1321, 2005.

Chen, Z., Yuan, J., Li, Y., and B. Vucetic, “Error performance of maximal ratio combining with transmit antenna selection in flat Nakagami-m fading channels”, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. (8), no. 1, 424-431, 2009.

Choi, J. II, Jain, M., Srinivasan, K., Levis, P. and Katti, S., “Achieving single channel, Full Duplex Wireless Communication”, *In Proceedings of the 16th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking (MobiCom’10)*, New York, USA, s. 1–12, September, 2010.

Choi, S. and Ko, Y.-C., “Performance of selection MIMO systems with generalized selection criterion over Nakagami-m fading channels”, *IEICE Trans. Commun.*, vol. (E89-B), no. 12, 3467-3470, 2006.

Coskun, A.F. and Kucur, O., “Performance of joint transmit and receive antenna selection in Nakagami-m fading channels”, *16th European Wireless Conference*, Lucca, Italy, s. 314-317, 12-15 April, 2010a.

Coskun, A.F. and Kucur, O., “Performance of maximal-ratio transmission with receive antenna selection in Nakagami-m fading channels”, *IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Channels (PIMRC’11)*, İstanbul, Turkey, s. 971-975, 26-29 September, 2010b.

Coskun, A.F. and Kucur, O., “Performance analysis of joint single transmit and receive antenna selection in Nakagami-m fading channels”, *IEEE Commun. Lett.*, vol. (15), no. 2, 211–213, 2011.

Coskun, A.F., Kucur, O. and Altunbas, İ., “Performance analysis of space-time block codes with transmit antenna selection in Nakagami-m fading channels,” *Wireless Pers. Commun.*, vol. (67), no. 3, 557–571, 2011.

Coskun, A.F. and Kucur, O., “Performance analysis of hybrid transmit antenna selection/maximal-ratio transmission in Nakagami-m fading channels”, *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, vol. (13), 1234–1245, 2013.

David, H.A. and Nagaraja, H.N., *Order Statistics*, 3rd ed., New York: Wiley, 2003.

Everett, E., Duarte, M., Dick, C. and Sabharwal, A., “Empowering full-duplex wireless communication by exploiting directional diversity”, *Conference Record of the 45th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers (ASILOMAR’11)*, Pacific Grove, CA, s. 2002–2006, 6-9 November, 2011.

Goldsmith, A., *Wireless Communications*, **Cambridge University Press**, Cambridge, 2005.

Gradshteyn, I.S. and Ryzhik, I.M., *Table of Integrals, Series and Products*, 6nd ed., **Academic Press**, San Diego: CA, 2000.

Hasna M.O. and Alouini M-S., “A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays”, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. (3), no. 6, 1963–1968, 2004

Hussain, S., Alouini, M.-S., Qaraqe, M. and Hasna, K., “Reactive relay selection in underlay cognitive networks with fixed gain relays”, *IEEE International Conference on Communications*, Ottawa, ON, s. 1784–1788, 10-15 June, 2012.

Ikki, S.S. and Ahmed, M.H., “On the performance of amplify-and-forward cooperative diversity with the nth best-relay selection scheme”, *IEEE International Conference on Communications*, Dresden, s. 1–6, 14-18 June, 2009

Ju, M., Song, H.-K. and Kim, I.-M. “Joint relay-and-antenna selection in multi-antenna relay networks”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. (58), no. 12, 3417–3422, 2010.

Kim J-B, Kim D., “BER analysis of dual-hop amplify-and-forward MIMO relaying with best antenna selection in Rayleigh fading channels”, *IEICE Trans. Commun.*, vol. (E91-B), 2772–2775, 2008.

Krikidis, I., Thompson, J., McLaughlin, S. and Goertz, N., “Amplify-and-forward with partial relay selection”, *IEEE Commun. Lett.*, vol. (12), no. 4, 235–237, 2008.

Krikidis, I., Suraweera, H., Smith, P. and Yuen, C., “Full-duplex relay selection for amplify-and-forward cooperative networks,” *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. (11), no. 12, 4381–4393, 2012.

Kong, N., Eng T. and Milstein, L.B., “A selection combining scheme for RAKE receivers”, *4th IEEE International Conference on Universal Personal Communications*, Tokyo, s. 426–30, 6-10 November, 1995.

Kong, N. and Milstein, L.B., “Average SNR of a generalized diversity selection combining scheme”, *IEEE Commun. Lett.*, vol. (3), no. 3, 57–59, 1999.

Laneman, J.N. and Wornell, G.W., “Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks”, *IEEE Wireless Communications and Network Conference (WCNC’00)*, Chicago, IL., s. 7–12, 23-28 September, 2000.

Laneman, J.N., Tse, D.N.C. and Wornell, G.W., “Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behavior”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. (50), no. 12, 3062–3080, 2004.

Lo, T. K. Y., “Maximum ratio transmission”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. (47), no.10, 1458-1461, 1999.

McKay, M., Grant, A. and Collings, I., “Performance analysis of MIMO-MRC in double-correlated rayleigh environments”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. (55), no. 3, 497–507, 2007.

Meulen, V.D., “Three-terminal communication channels”, *Adv. Appl. Prob.*, vol. (3), 120–154, 1971.

Meraji, S.R., “Performance analysis of transmit antenna selection in Nakagami-m fading channels”, *Wireless Pers. Commun.*, vol. (43), 327–333, 2007.

Michalopoulos, D., Schlenker, J., Cheng, J. and Schober, R., “Error rate analysis of full-duplex relaying”, *International Waveform Diversity and Design Conference (WDD)*, Niagara Falls, ON, s. 165–168, 8-13 August, 2010.

Patzold, M., Mobile fading channels, *John Wiley and Sons, Inc.*, West Sussex, U.K., 2002.

Proakis J. G. and Salehi, M., Communication systems engineering, 2nd ed., *Prentice Hall*, New Jersey, 2001.

Ribeiro, A., Cai, X. and Giannakis, G.B., “Symbol error probabilities for general cooperative links”, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. (4), no. 3, 1264–1273, 2005.

Riihonen, T., Werner, S. and Wichman, R., “Comparison of full-duplex and half-duplex modes with a fixed amplify-and-forward relay”, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference (WCNC’09)*, Budapest, s. 1–5, 5-8 April, 2009a.

Riihonen, T., Werner, S., Wichman, R., and Eduardo, Z., “On the feasibility of full-duplex relaying in the presence of loop interference”, *IEEE 10th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, Perugia, s. 275–279, 21-24 June, 2009b.

Riihonen, T., Werner, S. and Wichman, R., “Mitigation of loopback self-interference in full-duplex MIMO relays”, *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. (59), no. 12, 5983–5993, 2011.

Rui, X., Hou, J. and Zhou, L., “On the performance of full-duplex relaying with relay selection”, *Electr. Lett.*, vol. (46), no. 25, 1674–1676, 2010.

Rui, X., Hou, J. and Zhou, L., “Performance analysis of full-duplex relaying with partial relay selection”, *Wireless Pers. Commun.*, vol. (72), no. 2, 1327–1332, 2013.

Sendonaris, A., Erkip, E., and Aazhang, B., “Increasing uplink capacity via user cooperation diversity”, *IEEE International Symposium Information Theory (ISIT'98)*, Cambridge, MA, s. 156, 16-21 August, 1998.

Simon, M.K. and Alouini, M.S., Digital Communications over fading channels, 2nd ed., *Wiley-IEEE Press*, New York, 2005.

Sreng, V., Yanikomeroglu, H. and Falconer, D.D., “Relayer selection strategies in cellular networks with peer-to-peer relaying”, *IEEE 58th Vehicular Technology Conference*, vol. (3), s. 1949–1953, 6-9 October, 2003.

Stüber, G. L., Principles of mobile communication, *Kluwer Academic Publishers*, 2000.

Sung, Y., Ahn, J., Nguyen, B.V. and Kim, K., “Loop-interference suppression strategies using antenna selection in full-duplex MIMO relays”, *International Symposium on Intelligent Signal Processing and Communications Systems (ISPACS'11)*, Chiang Mai, s. 1–4, 7-9 December, 2011.

Suraweera, H., Krikidis, I. and Yuen, C., “Antenna selection in the full-duplex multi-antenna relay channel”, *IEEE International Conference on Communications*, Budapest, s. 4823–4828, 9-13 June, 2013.

Tarokh, V., Seshadri, N. and Calderbank, A.N., “Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. (44), no. 2, 744–765, 1998.

Tarokh, V., Jafarkhani, H. and Calderbank, A.R., “Space-time block coding for wireless communications: performance results”, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. (17), no. 3, 451–460, March, 1999a.

Tarokh, V., Jafarkhani, H. and Calderbank, A.R., “Space-time block codes from orthogonal designs”, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. (45), no. 5, 1456–1467, July, 1999b.

Telatar, E., “Capacity of multi-antenna gaussian channels”, *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. (10), no.6, 585–595, 1999.

Thoen, S., “Performance analysis of combined transmit-SC/receive-MRC”, *IEEE Trans. Commun.*, vol. (49), no.1, 5-8, 2001.

Yang, K., Cui, H., Song, L. and Li, Y., “Joint relay and antenna selection for full-duplex af relay networks”, *IEEE International Conference on Communications*, Sydney, NSW, s. 4454–4459, 10-14 June, 2014.

Yılmaz A. and Kucur O., “Error performance of joint transmit and receive antenna selection in two hop amplify-and-forward relay system over Nakagami-m fading channels”, *IEEE Int. Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC’10)*, Istanbul, Turkey, s. 2198-2203, 26-30 September, 2010.

Yılmaz A. and Kucur O., “Performance of transmit antenna selection and maximal-ratio combining in dual hop amplify-and-forward relay network over Nakagami-m fading channels”, *Wireless Pers. Commun.*, vol. (67), no. 3, 485-503, December, 2012.

Yılmaz A. and Kucur O., “End-to-end performance of transmit antenna selection and generalized selection combining in dual-hop amplify-and-forward relay network in the presence of feedback errors”, *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, vol. (14), 689-703, May, 2014a.

Yılmaz A. and Kucur O., “Performance of joint transmit and receive antenna selection in dual hop AF relay network over Nakagami-m fading channels”, *Wirel. Commun. Mob. Comput.*, vol. (14), no. 1, 103-114, January, 2014b

Zhao, Y., Adve, R. and Lim, T.J., “Symbol error rate of selection amplify-and-forward relay systems”, *IEEE Commun. Lett.*, vol. (10), no. 11, 757–759, 2006.

ÖZGEÇMİŞ

Mesut TOKA 1986 tarihinde Ankara'da doğdu. İlköğretimini beşinci sınıfa kadar Ankara'da, ilköğretim beşinci sınıftan sonra eğitimini Antalya'nın Alanya ilçesinde tamamladı. Lise eğitimine aynı ilçede bulunan Ayşe Melahat Erkin Anadolu Lisesi'nde devam ettikten sonra 2004 yılında Erciyes Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nü kazandı. Erciyes Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nden Haziran 2011'de mezun oldu. 2011-2012 yılları arasında Yedek Subay olarak on iki ay askerlik görevini yerine getirdikten sonra 2012 yılında Niğde Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'nde Yüksek Lisans Öğrenimine başladı. 2013 yılında Niğde Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği Bölümü'ne araştırma görevlisi olarak atandı ve halen aynı bölümde araştırma görevlisi olarak hizmet vermektedir. Ana bilim dalındaki çalışma alanı kablosuz haberleşme, işbirlikli/röleli haberleşme, sönümlenmeli kanallar, çeşitleme teknikleri ve tam-çift yönlü röleli haberleşmedir.

TEZ ÇALIŞMASINDAN ÜRETİLEN ESERLER

Bu tez çalışmasından, 1 (bir) adet ulusal bildiri üretilmiş ve 1 (bir) adet uluslararası makale hazırlanmaktadır. Bu üretilen ve hazırlanan çalışmalar aşağıda sunulmuştur.

Toka, M., Kucur, O. ve Tezekici, B. S., “Ortak Röle ve Anten Seçiminin Tam-Çift Yönlü Kuvvetlendir-ve-Aktar Tipi Röleli Ağlarda Performansı”, *IEEE SIU 2015*, Malatya, s. 567-570, 16-19 Mayıs, 2015.

Toka M., Kucur O., ve Tezekici, B. S., “Performance of Joint Relay and Antenna Selection in the Full-Duplex Amplify-and-Forward Relay Networks”, hazırlık aşamasında, *Wireless Personal Communications* isimli dergiye gönderilecektir.

