

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ALICI ÇEŞİTLEMELİ İŞBİRLİKLİ SİSTEMLERİN SÖNÜMLEMELİ VE
GÖLGELEMELİ KANALLARDAKİ HATA PERFORMANS ANALİZİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Yasemin SİTTİ**

Anabilim Dalı : Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

Programı : Telekomünikasyon Mühendisliği

Tez Danışmanı: Doç. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ

HAZİRAN 2011

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**ALICI ÇEŞİTLEMELİ İŞBİRLİKLİ SİSTEMLERİN SÖNÜMLEMELİ VE
GÖLGELEMELİ KANALLARDAKİ HATA PERFORMANS ANALİZİ**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Yasemin SİTTİ
(504081331)**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 2 Mayıs 2011

Tezin Savunulduğu Tarih : 8 Haziran 2011

**Tez Danışmanı : Doç. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ (İTÜ)
Doç. Dr. Oğuz KUCUR (GYTE)**

HAZİRAN 2011

ÖNSÖZ

Yüksek lisans eğitimim boyunca ve bu tezin hazırlanması süresince desteğini hiçbir zaman eksik etmeyen, Telekomünikasyon Mühendisliği alanında bana kazandırmış olduğu bilinçten dolayı Doç. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ'a sonsuz saygı ve şükranlarımı sunarım. Çalışmanın gerçekleşmesi boyunca her türlü yardımını esirgemeyen Yüksek Mühendis Hacı İLHAN'a, arkadaşlarım Büşra Yüksel, Yüksek Mühendis Ertuğrul Başar'a çok teşekkür ederim.

Ayrıca yüksek lisans süreci boyunca verdikleri desteklerden dolayı TÜBİTAK'a teşekkürlerimi bir borç bilirim.

Mayıs 2011

Yasemin Sitti
(Telekomünikasyon Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	iii
İÇİNDEKİLER	v
KISALTMALAR	ix
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xiii
SEMBOL LİSTESİ.....	xvii
ÖZET.....	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1 Literatür Özeti	2
1.2 Tezin İçeriği	4
2. SÖNÜMLEME VE KLASİK ÇEŞİTLEME TEKNİKLERİ	7
2.1 Kanal Parametreleri.....	7
2.1.1 Doppler Kayması (Doppler Shift).....	7
2.1.2 Uyumluluk Band Genişliği (Coherence Bandwidth).....	8
2.1.3 Uyumluluk Zamanı (Coherence Time)	8
2.2 Sönümlemeli Kanalların Sınıflandırılması.....	8
2.2.1 Küçük Ölçekli Sönümleme (Small-Scale Fading)	8
2.2.1.1 Hızlı ve Yavaş Sönümleme (Fast and Slow Fading)	9
2.2.1.2 Frekans Seçici ve Frekans Seçici Olmayan (Düz) Sönümleme (Frequency Selective and Frequency Nonselective (Flat) Fading)	9
2.2.2 Geniş Ölçekli Sönümleme (Large-Scale Fading)	9
2.3 Çok-yollu Kanalların Modellenmesi	10
2.3.1 Rayleigh Sönümlemesi	10
2.3.2 Rician Sönümlemesi	10
2.3.3 Nakagami- m Sönümlemesi	11
2.4 Gölgeleme Etkisinin Modellenmesi	12
2.5 Gölgelemeli Çok-yollu Kanalların Modellenmesi	12
2.6 Çeşitleme (Diversity)	15
2.6.1 Zaman Çeşitlemesi	15
2.6.2 Frekans Çeşitlemesi	16
2.6.3 Polarizasyon Çeşitlemesi	16
2.6.4 Açık Çeşitlemesi	16
2.6.5 Anten (Uzay) Çeşitlemesi	17
2.6.5.1 Verici Çeşitlemesi	17
2.6.5.2 Alıcı Çeşitlemesi	19
2.7 Birleştirme Teknikleri	19
2.7.1 Maksimum Oran Birleştirme Yöntemi (Maximum Ratio Combining, MRC)	19
2.7.2 Eşit Kazanç Birleştirme Yöntemi (Equal Gain Combining, EGC).....	22
2.7.3 Seçici Birleştirme Yöntemi (Selection Combining, SC)	22

2.7.4 Genelleştirilmiş Seçici Birleştirme Yöntemi (Generalized Selection Combining, GSC).....	24
3. İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME.....	25
3.1 İşbirlikli Çeşitlemede Kullanılan Zaman Protokolleri	26
3.2 Klasik Tek Röleli Sistem Modeli	26
3.3 İşbirlikli Çeşitlemede Aktarma Türleri	27
3.3.1 Kuvvetlendir ve Aktar (Amplify and Forward, AF)	27
3.3.1.1 Sabit Kazançlı (Fixed Gain) Kuvvetlendirme	28
3.3.1.2 Değişken Kazançlı (Variable Gain) Kuvvetlendirme	29
3.3.2 Çöz ve Aktar (Decode and Forward, DF)	30
4. NAKAGAMİ-m SÖNÜMLEMESİ ALTINDA ALICI ÇEŞİTLEMELİ İŞBİRLİKLİ SİSTEMLER İÇİN HATA PERFORMANS ANALİZİ	33
4.1 Sistem Modeli.....	33
4.2 Röle ve Hedefte Maksimum Oran Birleştirmesi	34
4.2.1 Rölede Sabit Kazançlı Kuvvetlendirme	35
4.2.1.1 Hata Performans Analizi	36
4.2.1.2 Nümerik Sonuçlar	39
4.2.2 Rölede Değişken Kazançlı Kuvvetlendirme	42
4.2.2.1 Hata Performans Analizi	42
4.2.2.2 Nümerik Sonuçlar	45
4.2.3 Sabit ve Değişken Kazançlı Kuvvetlendirmenin Karşılaştırılması	48
4.3 Röle ve Hedefte Seçici Birleştirme	49
4.3.1 Rölede Sabit Kazançlı Kuvvetlendirme	51
4.3.1.1 Hata Performans Analizi	51
4.3.1.2 Nümerik Sonuçlar	53
4.3.2 Rölede Değişken kazançlı Kuvvetlendirme Katsayısı Kullanılması.....	56
4.3.2.1 Hata Performans Analizi	56
4.3.2.2 Nümerik Sonuçlar	59
4.3.3 Sabit ve Değişken Kazançlı Kuvvetlendirmenin Karşılaştırılması	61
4.4 MRC ve SC Yöntemlerinin Karşılaştırması	62
5. GÖLGELEMELİ KANAL ALTINDA MRC TEKNIĞİ KULLANILAN İŞBİRLİKLİ SİSTEMLER İÇİN HATA PERFORMANS ANALİZİ	67
5.1 S-D Linkindeki Gölgelemenin Etkisi	67
5.1.1 Rölede Sabit Kazançlı Kuvvetlendirme	69
5.1.1.1 S-D Linkinde Genelleştirilmiş-K Dağılımı Olma Durumu	69
5.1.1.2 S-D Linkinde Log-normal Dağılım Olma Durumu	70
5.1.1.3 Nümerik Sonuçlar	70
5.1.2 Değişken Kazançlı Kuvvetlendirme.....	73
5.1.2.1 S-D Linkinde Genelleştirilmiş-K Dağılımı Olma Durumu	73
5.1.2.2 S-D Linkinde Log-normal Dağılım Olma Durumu	73
5.1.2.3 Nümerik Sonuçlar	74
5.1.3 Sabit ve Değişken Kazançlı Kuvvetlendirmenin Karşılaştırılması	77
5.2 R-D ve S-D Linklerindeki Gölgelemenin Etkisi	78
5.2.1 Rölede Sabit Kazançlı Kuvvetlendirme	79
5.2.1.1 S-D Linkinde Genelleştirilmiş-K Dağılımı Olma Durumu	81
5.2.1.2 S-D Linkinde Log-normal Dağılım Olma Durumu	82
5.2.1.3 Nümerik Sonuçlar	82
5.2.2 Rölede Değişken Kazançlı Kuvvetlendirme	85
5.2.2.1 R-D ve S-D Linklerinde Genelleştirilmiş-K Dağılımı Olma Durumu	88
5.2.2.2 S-D Linkinde Log-normal Dağılım Olma Durumu	89

5.2.2.3 Nümerik Sonuçlar	89
5.2.3 Sabit ve Değişken Kazançlı Kuvvetlendirmenin Karşılaştırılması	92
5.3 S-R ve S-D Linklerindeki Gölgelemenin Etkisi	94
5.3.1 Rölede Sabit Kazançlı Kuvvetlendirme	95
5.3.1.1 S-D Linkinde Genelleştirilmiş- K Dağılımı Olma Durumu	97
5.3.1.2 S-D Linkinde Log-normal Dağılım Olma Durumu	98
5.3.1.3 Nümerik Sonuçlar	98
5.3.2 Rölede Değişken Kazançlı Kuvvetlendirme	102
5.3.2.1 S-D Linkinde Genelleştirilmiş- K Dağılımı Olma Durumu	102
5.3.2.2 S-D Linkinde Log-normal Dağılım Olma Durumu	103
5.3.2.3 Nümerik Sonuçlar	104
5.3.3 Sabit ve Değişken Kazançlı Kuvvetlendirmenin Karşılaştırılması	107
6. SONUÇLAR	111
KAYNAKLAR	113
ÖZGEÇMİŞ	117

KISALTMALAR

AF	: Amplify and Forward (Kuvvetlendir ve Aktar)
AWGN	: Additive White Gaussian Noise (Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü)
BER	: Bit Error Rate (Bit Hata Olasılığı)
BPSK	: Binary Phase Shift Keying (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
cdf	: Cumulative Distribution Function (Birikimli Dağılım Fonksiyonu)
DF	: Decode and Forward (Çöz ve Aktar)
EGC	: Equal Gain Combining (Eşit Kazanç Birleştirmesi)
GSC	: Generalized Selection Combining (Genelleştirilmiş Seçici Bir.)
LOS	: Line of Sight (Doğrudan Görüş Hattı)
MGF	: Moment Generating Function (Moment Üretme Fonksiyonu)
MIMO	: Multiple Input Multiple Output (Çok Giriş Çok Çıkış)
ML	: Maksimum Likelihood (Maksimum Olabilirlik)
M-PSK	: M -ary Phase Shift Keying (M 'li Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
MRC	: Maximum Ratio Combining (Maksimum Oran Birleştirmesi)
pdf	: Probability Density Function (Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu)
PL	: Piece-wise Linear (Parça Parça Lineer)
SC	: Selection Combining (Seçici Birleştirme)
SER	: Symbol Error Rate (Sembol hata Olasılığı)
SISO	: Single Input Single Output (Tek Giriş Tek Çıkış)
SNR	: Signal to Noise Ratio (İşaret Gürültü Oranı)

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1: Zaman Aralığı/Protokol Tablosu.....	26
--	----

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Genelleştirilmiş uzay-zaman blok kodlayıcısı.	18
Şekil 2.2 : MRC blok diyagramı.....	20
Şekil 2.3 : SC blok diyagramı.....	23
Şekil 3.1 : İşbirlikli çeşitleme yapısı.	25
Şekil 3.2 : Kuvvetlendir ve aktar yöntemini kullanan röleli sistem.	28
Şekil 3.3 : Rölede kullanılan kuvvetlendirme katsayısının hata performansına etkileri.	29
Şekil 3.4 : Çöz ve aktar yöntemini kullanan röleli sistem.	30
Şekil 3.5 : Çöz ve aktar yöntemi, PL ve ML alıcıları için Rayleigh kanalda hata performansı.	32
Şekil 3.6 : Çöz ve aktar yöntemi, PL alıcısı için Nakagami- m kanalda hata performansı.	32
Şekil 4.1: Sistem modeli.	34
Şekil 4.2: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ ve $N_D=N_R=2$ için farklı modülasyonların performansa etkisi (MRC, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).....	40
Şekil 4.3: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ için N_D ve N_R 'nin performansa etkisi (MRC, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).	41
Şekil 4.4: $N_R=N_D=2$ için farklı m değerlerinin performansa etkisi (MRC, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).	41
Şekil 4.5: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ ve $N_R=N_D=2$ için farklı modülasyonların performansa etkisi (MRC, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).	46
Şekil 4.6: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ için N_R ve N_D 'nin performansa etkisi (MRC, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).	47
Şekil 4.7: $N_R=N_D=2$ için farklı m değerlerinin performansa etkisi (MRC, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).	47
Şekil 4.8: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ için sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve N_D, N_R değerlerinin performansa etkisi (MRC).	48
Şekil 4.9: $N_R=N_D=2$ için sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı m değerlerinin performansa etkisi (MRC).	49
Şekil 4.10: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ ve $N_R=N_D=2$ için farklı modülasyonların performansa etkisi (SC, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).	54
Şekil 4.11: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ için N_R ve N_D 'nin performansa etkisi (SC, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).	55
Şekil 4.12: $N_R=N_D=2$ için farklı m değerlerinin performansa etkisi (SC, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).	55
Şekil 4.13: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ ve $N_R=N_D=2$ için farklı modülasyonların performansa etkisi (SC, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).	59

Şekil 4.14: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ için N_R ve N_D 'nin performansa etkisi (SC, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	60
Şekil 4.15: $N_R = N_D = 2$ için farklı m değerlerinin performansa etkisi (SC, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	60
Şekil 4.16: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ için sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve N_R, N_D değerlerinin performansa etkisi (SC).....	61
Şekil 4.17: $N_R = N_D = 2$ için sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı m değerlerinin performansa etkisi (SC).....	62
Şekil 4.18: $N_D = 2$ ve N_R için röle ve hedefte MRC ve SC kullanımının performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	63
Şekil 4.19: $N_R = 2$ ve N_D için röle ve hedefte MRC ve SC kullanımının performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	64
Şekil 4.20: $N_D = 2$ ve N_R için röle ve hedefte MRC ve SC kullanımının performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).....	64
Şekil 4.21: $N_R = 2$ ve N_D için röle ve hedefte MRC ve SC kullanımının performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).....	65
Şekil 5.1: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2, k_{SD} = 2, N_R = 2$ için N_D 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).....	71
Şekil 5.2: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ ve $N_D = N_R = 2$ için k_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).....	71
Şekil 5.3: $m_{SR} = m_{RD} = 2, k_{SD} = 2$ için m_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).....	72
Şekil 5.4: $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için σ ve μ 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).....	72
Şekil 5.5: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2, k_{SD} = 2, N_R = 2$ için N_D 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	75
Şekil 5.6: $m_{SR} = m_{RD} = 2, N_D = N_R = 2$ için k_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	75
Şekil 5.7: $N_D = N_R = 2, m_{SR} = m_{RD} = 2$ için m_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	76
Şekil 5.8: $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için σ ve μ 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	76
Şekil 5.9: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı k_{SD} ve m_{SD} değerlerinin performansa etkisi.....	77
Şekil 5.10: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı σ ve μ değerlerinin performansa etkisi.....	78
Şekil 5.11: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için k_{SD} ve k_{RD} 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).....	83
Şekil 5.12: $m_{SR} = 2, k_{RD} = k_{SD} = 2$ için m_{SD} ve m_{RD} 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).....	84
Şekil 5.13: $k_{RD} = k_{SD} = 2, m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için N_R 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).....	84

Şekil 5.14: $k_{RD} = 2, m_{SR} = m_{RD} = 2$ için σ ve μ 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).....	85
Şekil 5.15: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için k_{SD} ve k_{RD} 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	90
Şekil 5.16: $m_{SR} = 2, k_{RD} = k_{SD} = 2$ için m_{SD} ve m_{RD} 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	91
Şekil 5.17: $k_{RD} = k_{SD} = 2, m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için N_R 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).	91
Şekil 5.18: $k_{RD} = 2, m_{SR} = m_{RD} = 2$ için σ ve μ 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	92
Şekil 5.19: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı $k_{RD}, k_{SD}, m_{RD}, m_{SD}$ değerlerinin performansa etkisi.....	93
Şekil 5.20: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı N_R değerlerinin performansa etkisi.....	93
Şekil 5.21: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı σ ve μ değerlerinin performansa etkisi.....	94
Şekil 5.22: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ ve $k_{SR} = k_{SD} = 2$ için farklı modülasyon türlerinin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).....	99
Şekil 5.23: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için k_{SR} ve k_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).	100
Şekil 5.24: $m_{RD} = 2, k_{SR} = k_{SD} = 2$ için m_{SR} ve m_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).	100
Şekil 5.25: $k_{SR} = k_{SD} = 2, m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için N_D 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).	101
Şekil 5.26: $k_{SR} = 2, m_{SR} = m_{RD} = 2$ için σ ve μ 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).	101
Şekil 5.27: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ ve $k_{SR} = k_{SD} = 2$ için farklı modülasyon türlerinin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	105
Şekil 5.28: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için k_{SR} ve k_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	105
Şekil 5.29: $m_{RD} = 2, k_{SR} = k_{SD} = 2$ için m_{SR} ve m_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	106
Şekil 5.30: $k_{SR} = k_{SD} = 2, m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için N_D 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme)..	106
Şekil 5.31: $k_{SR} = 2, m_{SR} = m_{RD} = 2$ için σ ve μ 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).....	107
Şekil 5.32: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı $k_{SR}, k_{SD}, m_{SR}, m_{SD}$ değerlerinin performansa etkisi.....	108
Şekil 5.33: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı N_D değerlerinin performansa etkisi.....	108
Şekil 5.34: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı σ ve μ değerlerinin performansa etkisi.....	109

SEMBOL LİSTESİ

D	: Hedef
f_d	: Doppler kayması
f_{dmax}	: Maksimum Doppler kayması
$F_{\gamma_{RD}}(.)$	: Röle hedef arası linkin cdf'i
$f_{\gamma_{RD}}(.)$	: Röle hedef arası linkin pdf'i
$F_{\gamma_{SR}}(.)$	: Kaynak röle arası linkin cdf'i
$F_{\gamma_{SRD}}(.)$	: Kaynak röle hedef arası linkin cdf'i
$f_{\gamma_{SR}}(.)$	: Kaynak röle hedef arası linkin pdf'i
G	: Kuvvetlendirme katsayısı
$G_{p,q}^{m,n}(.)$	: Meijer G fonksiyonu
h_{RD}	: Röle hedef arası linkin kanal sönmleme katsayısı
h_{SD}	: Kaynak hedef arası linkin kanal sönmleme katsayısı
h_{SR}	: Kaynak röle arası linkin kanal sönmleme katsayısı
$I_\nu(.)$	: ν . dereceden 1. tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonu
K	: Rician dağılımının parametresi
k_{RD}	: Röle hedef arası linkin Genelleştirilmiş- K parametresi
k_{SD}	: Kaynak hedef arası linkin Genelleştirilmiş- K parametresi
k_{SR}	: Kaynak röle arası linkin Genelleştirilmiş- K parametresi
$K_\nu(.)$	: ν . dereceden 2. tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonu
m_{RD}	: Röle hedef arası linkin Nakagami- m sönmleme parametresi
m_{SD}	: Kaynak hedef arası linkin Nakagami- m sönmleme parametresi
m_{SR}	: Kaynak röle arası linkin Nakagami- m sönmleme parametresi
$M_{\gamma_{SRD}}(.)$	: Kaynak röle hedef arası linkin MGF'si
$M_{\gamma_{SD}}(.)$	: Kaynak hedef arası linkin MGF'si
$M_{\gamma_T}(.)$	: Hedefteki toplam MGF
N_0	: Gürültünün tek yönlü güç spektral yoğunluğu
N_D	: Hedefteki anten sayısı
N_R	: Röledeki anten sayısı
N_T	: Toplam gürültü gücü
P_b	: Bit hata olasılığı
P_s	: Sembol hata olasılığı
R	: Röle

$R-D$	: Röle hedef arası link
s	: İletilen işaret
$S-D$	: Kaynak hedef arası link
$S-R$	: Kaynak röle arası link
T_c	: Uyumluluk zamanı
$W_{m,n}(\cdot)$	: Whittaker fonksiyonu
x_D	: Hedef tarafından birinci zaman aralığında alınan işaret
x_R	: Röle tarafından birinci zaman aralığında alınan işaret
y_D	: Hedef tarafından ikinci zaman aralığında alınan işaret
σ	: Standart sapma
μ	: Ortalama
$\bar{\gamma}$	: Ortalama SNR
γ_T	: Hedefteki toplam SNR
$\bar{\gamma}_{SR}$	: Kaynak röle arası linkin ortalama SNR'ı
$\bar{\gamma}_{RD}$	: Röle hedef arası linkin ortalama SNR'ı
$\bar{\gamma}_{SD}$	: Kaynak hedef arası linkin ortalama SNR'ı
γ_{SR}	: Kaynak röle hedef arası linkin ani SNR'ı
γ_{RD}	: Röle hedef arası linkin ani SNR'ı
γ_{SD}	: Kaynak hedef arası linkin ani SNR'ı
$\Gamma(\cdot)$	: Gamma fonksiyonunu
$\Gamma(\cdot, \cdot)$	: Tamamlanmamış (incomplete) Gamma fonksiyonunu
$(\cdot)_n$	: Pochhammer sembolü

ALICI ÇEŞİTLEMELİ İŞBİRLİKLİ SİSTEMLERİN SÖNÜMLEMELİ VE GÖLGELEMELİ KANALLARDAKİ HATA PERFORMANS ANALİZİ

ÖZET

Telsiz haberleşmede iletim ortamının bozucu etkilerine karşı kullanılan en önemli tekniklerden biri, verici ve/veya alıcıda birden fazla anten kullanılarak elde edilen anten çeşitlemesidir. Güç, boyut, maliyet gibi kısıtlamalardan dolayı üzerine birden fazla anten yerleştirilemeyen gezgin birimler için anten çeşitlemesi, “işbirlikli haberleşme” tekniği ile sağlanmaktadır. Bununla beraber, eğer imkân varsa birimlerde birden fazla verici ve/veya alıcı anten kullanılarak çeşitleme derecesi daha da artırılabilir. Bu yolla, kaynaktaki işaretin hedefe doğrudan değil, sadece röleler üzerinden iletildiği, çok atlamalı (multi-hop) haberleşmede bile çeşitleme elde edilebilir. Literatürde, birimler arasındaki kanalların kısa dönem sönümlemeli (Rayleigh, Rician, Nakagami- m vb.) varsayıldığı, birimlerinde tek veya çok anten kullanılan işbirlikli sistemlere ilişkin pek çok çalışma bulunmaktadır. Ancak, kaynaktan gönderilen işareti bozucu etkiler arasında sönümlemenin yanında gölgeleme de bulunmaktadır. Gölgelemeli çok yollu sönümlemeyi modellemek için Rayleigh/Log-normal, Rician/Log-normal ve Nakagami/Log-normal gibi birleşik dağılımlar ortaya atılmıştır. Bahsedilen modellerde var olan Log-normal fonksiyonundan dolayı, sistem tasarımı ve hata performans analizleri oldukça güçleşmekte ve hata performans ifadeleri kapalı formda elde edilememektedir. Literatürde, analizleri kolaylaştırmak adına gölgelemeyi modellemek için Gamma dağılımı, sönümlemeyi modellemek için Rayleigh dağılımı kullanılan “ K dağılımı” önerilmiştir. Bununla beraber, sönümlemeyi modellemek için kullanılan Rayleigh dağılımı, verici ile alıcı arasında doğrudan görüş yolunun (line of sight) da olduğu durumlar için yetersiz kalmaktadır. Bu probleme bir çözüm olarak, sönümlemeyi modellemek için Nakagami- m dağılımı, gölgelemeyi modellemek için Gamma dağılımı kullanılan “Genelleştirilmiş- K dağılımı” önerilmiştir.

Bu çalışmada, rölede ve hedefte birden fazla alıcı antenin bulunduğu, gölgelemeli ve sönümlemeli kanallara sahip, “kuvvetlendir ve aktar” yöntemi kullanılan işbirlikli bir sistem ele alınmakta ve bu sistemin “moment üretme fonksiyonu” tekniğine dayalı hata performans analizi yapılmaktadır. Kuvvetlendirme katsayısının performansa etkisini analiz etmek amacıyla, sabit ve değişken kazançlı katsayılar göz önüne alınmaktadır. Elde edilen sonuçlar bilgisayar benzetimleri ile doğrulanmaktadır. Tezde, ilk olarak sisteme sadece Nakagami- m sönümlemesinin etkidiği durumda, röle ve hedefteki alıcı antenlerde maksimum oran birleştirmesi ve seçici birleştirme tekniklerinin kullanıldığı yapılar ele alınmaktadır. Ardından, sisteme gölgeleme ve sönümlemenin birlikte etkimesi durumunda, röle ve hedefteki antenlerde maksimum oran birleştirmesi tekniğinin kullanıldığı yapı incelenmektedir. Kaynak ile hedef arası linke Genelleştirilmiş- K ve Log-normal gölgelemesinin etkidiği iki ayrı durum için üç olası senaryo ele alınmıştır. Bu senaryolardan ilki kaynak-röle-hedef arası linke Nakagami- m sönümlemesinin etkimesi, ikincisi kaynak-röle arası linke Genelleştirilmiş- K gölgelemesinin, röle-hedef arası linke Nakagami- m

sönümlemesinin etkimesi ve üçüncüsü kaynak-röle arası linke Nakagami- m sönümlemesinin, röle-hedef arası linke Genelleştirilmiş- K gölgelemesinin etkimesidir. Linklere Genelleştirilmiş- K gölgelemesinin etkidiği durumlar için dağılımın parametrelerinden k arttıkça gölgelemenin, m arttıkça da sönümlemenin etkisi azaldığı için performansın iyileştiği gözlemlenmektedir. Linklere Log-normal gölgelemesinin etkidiği durumlar için ise Log-normal dağılımın parametrelerinden olan standart sapma arttıkça performansın kötüleştiği gözlemlenmektedir. Sönümleme ve gölgeleme etkisine karşı, işbirliği çeşitlemesi yanında, rölede ve hedefte alıcı anten çeşitlemesi yapılmasının hata performansını önemli ölçüde iyileştirdiği gösterilmiştir. Alıcı antenlerde maksimum oran birleştirme tekniği kullanıldığı durumlarda, beklenildiği üzere, seçici birleştirme tekniğinin kullanıldığı durumlara göre daha iyi performans elde edilmiştir. Ayrıca görülmüştür ki, kanal durum bilgisine sahip olunduğu durumda kullanılan değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayısı, alıcının hata olasılığını sabit kazançlı kuvvetlendirme katsayısı kullanıldığı duruma göre azaltmaktadır.

ERROR PERFORMANCE ANALYSIS OF COOPERATIVE SYSTEMS WITH RECEIVER DIVERSITY OVER FADING AND SHADOWING CHANNELS

SUMMARY

In wireless communications, one of the most important techniques to combat the disruptive effects of the transmission environment is the antenna diversity, which is obtained by using more than one antenna at the transmitter and/or receiver. Due to the restrictions such as power, size, cost, the antenna diversity is obtained by "cooperative communication" technique for the mobile units where more than one antenna cannot be placed. Additionally, if possible, the diversity order of the system can be increased by using more than one transmit and/or receive antennas. In this way, diversity can be achieved even in multi-hop links where the source signal is not directly transmitted to the destination but only through the relays. There exists many papers in the literature for the cooperative systems using single or multiple antennas, where the channels between the communication units are assumed to have short-term fading (Rayleigh, Rician, Nakagami- m , etc.). Whereas, in addition to fading, shadowing also leads to the corruption of the transmitted signal. For the modelling of the multipath/shadowed fading, composite distributions such as Rayleigh/Log-normal, Rician/Log-normal and Nakagami/Log-normal have been proposed. Due to the existence of Log-normal function in the aforementioned models, the system design and the error performance analysis become complicated and the error performance expressions cannot be derived in closed form. In the literature, in order to facilitate the analysis, " K distribution", which uses Gamma and Rayleigh distributions for the modelling of the shadowing and fading, respectively, is proposed. As well-known, however, the Rayleigh distribution is insufficient for the modelling of the fading, when a direct line of sight also exists between the transmitter and the receiver. As a solution to this problem, "Generalized- K distribution", which uses Gamma and Nakagami- m distributions for the modelling of the shadowing and fading, respectively, has been proposed.

In this study, a cooperative system with more than one receive antenna at the relay and the destination, is considered. Amplify and forward method is used at the relay and receive diversity is employed at the receive antennas of the relay and the destination. The error performance of the system is analyzed based on the moment generating function technique. In order to investigate the effect of the amplification coefficient on the system performance, coefficients with fixed and variable gains are considered. The analytical results are verified by computer simulations. In the thesis, firstly, when the channels are subject to Nakagami- m fading, the performance of the two combining methods, which are the maximum ratio combining and the selection combining, are examined by employing at the receive antennas. Then, when the channels have both fading and shadowing, the performance of using the maximum ratio combining technique at the receive antennas is analyzed. For two different cases in which the direct link is subject to Generalized- K and Log-normal shadowing, three

possible scenarios are investigated. In the first scenario, the source-relay-destination link has Nakagami- m fading. In the second scenario, the source-relay link has the Nakagami- m fading, and the relay-destination has the Generalized- K shadowing, respectively. In the last scenario, the source-relay has the Generalized- K shadowing, and the relay-destination has the Nakagami- m fading, respectively. For the cases where the links are subject to the Generalized- K shadowing, as the distribution parameter k increases, the effect of the shadowing decreases and as the distribution parameter m increases, the effect of the fading decreases; consequently an improvement is observed in the error performance. For the cases where the direct link is subject to the Log-normal shadowing, as the distribution parameter standard deviation increases, a degradation is observed in the performance. Against the effects of the fading and the shadowing, besides the cooperative diversity, employing receive antenna diversity at the relay and the destination is shown to improve the error performance significantly. Furthermore, it is observed that using a variable gain amplification coefficient provides better the error probability when compared with the use of a fixed gain amplification coefficient.

1. GİRİŞ

Artan teknolojik imkânlar gezgin iletişim hizmetlerinin yaygınlaşmasını da beraberinde getirmiştir. Ardından, iletişimde daha kaliteli, band genişliğini daha verimli kullanan, daha düşük hata olasılığı sağlayan tekniklere duyulan ihtiyaç da artmıştır. Hücresel gezgin radyo ortamlarında, çevredeki nesnelerin yansıtıcı ve saçıcı etkileri sonucu oluşan çok yollu sönümlenme (multipath fading) ve alıcı ile verici arasında bulunan bina, ağaç ve benzer engellerin etkisi ile işaretin ortalama gücünün değişime uğramasıyla oluşan gölgeleme (shadowing) sebebiyle alıcıya ulaşan işaretlerin hatalı çözülme olasılığı artar. Çok yollu sönümlenme ve gölgeleme etkisini azaltmak için telsiz iletişimde kullanılan çeşitleme (diversity) teknikleri, iletilen işaretin gücünü artırmadan veya band genişliğinden ödün vermeden iletimin güvenliğini artırabilmektedir [1].

Gezgin iletişim sistemlerinde zaman, frekans, polarizasyon, açı ve uzay çeşitlemeleri kullanılabilir. Anten (uzay) çeşitlemesinde iletim ve alım işlemleri için birden fazla anten veya anten dizileri kullanılır. Anten çeşitlemesi, antenlerin iletim veya alım için kullanılmasına bağlı olarak sırasıyla verici ve alıcı çeşitlemesi olmak üzere ikiye ayrılır. Alıcı çeşitlemesinde alınan işaretler çeşitli birleştirme yöntemleri yardımıyla birleştirilip, karar devresine gönderilirler. Alıcı çeşitlemesi kullanılan haberleşme sistemlerinin performansı, toplam işaret gürültü oranını (signal to noise ratio, SNR) artırmak için nasıl birleştirildiğine bağlıdır [1]. Birleştirme (combining) yöntemleri genel olarak maksimum oran birleştirmesi (maximum ratio combining, MRC), seçici birleştirme (selection combining, SC), eşit kazanç birleştirmesi (equal gain combining, EGC) ve genelleştirilmiş seçici birleştirme (generalized selection combining, GSC) şeklinde sınıflandırılırlar. MRC tekniğinde alıcının farklı antenlerinden alınan işaretler, kanal katsayısına ve elde edilen işaret gücüne göre ağırlıklandırılarak ve faz değişimleri giderilerek toplanır [2]. EGC tekniğinde alıcının farklı antenlerinden alınan işaretler, ağırlıklandırma faktörleri bire eşitlenerek ve faz değişimleri giderilerek toplanır. SC tekniğinde ise, alıcı antenlerdeki en büyük SNR'a sahip işaret seçilir. Ancak sadece en büyük SNR'a sahip tek bir işaret seçildiği

için kanal tarafından sunulan çeşitleme kazancının tümü kullanılamaz. MRC tekniğinin uygulanması, EGC ve SC tekniklerinin uygulanmasına oranla daha büyük performans iyileşmesi sağlar. Ancak gerçekleşme zorluğu daha yüksektir [1].

Anten çeşitlemesi, performansı iyileştiren önemli bir teknik olmasına rağmen, güç, boyut, maliyet gibi kısıtlamalardan ötürü her sistemde uygulanamaz. Belirtilen kısıtlardan dolayı üzerine birden fazla anten yerleştirilemeyen gezgin birimler için anten çeşitlemesi, “işbirlikli haberleşme” tekniği ile sağlanmaktadır [3], [4]. İşbirlikli haberleşmenin temel mantığı, kaynaktaki işaretin hedef birime hem doğrudan hem de komşu birimler (diğer kullanıcılar veya röleler) üzerinden iletilmesidir. Bu şekilde hedef, aynı işaretin bağımsız sönümlemelerden etkilenmiş farklı biçimlerini alır ve birimlerde çok sayıda anten kullanılmasına gerek kalmadan çeşitleme sağlanmış olur. Rölenin aktarım için uygulayacağı iki yöntem, Laneman tarafından kuvvetlendir ve aktar (amplify and forward, AF) ve çöz ve aktar (decode and forward, DF) olarak adlandırılmıştır [4]. AF yönteminde röleye ulaşan işaret kuvvetlendirilerek hedefe aktarılır. Rölede kullanılan kuvvetlendirme katsayısı sistem performansında önemli rol oynar; sabit veya değişken kazançlı olmak üzere iki türlü seçilebilir. DF yönteminde ise röleye ulaşan işaret çözülerek hedefe aktarılır. Eğer imkan varsa işbirlikli çeşitleme anten çeşitlemesi ile birlikte kullanılarak çeşitleme derecesi daha da artırılabilir.

1.1 Literatür Özeti

Literatürde, birimlerinde tek veya çok anten kullanan işbirlikli sistemlere ilişkin pek çok çalışma bulunmaktadır. Bu çalışmaların çok büyük çoğunluğunda sistemlere ilişkin kanallar kısa dönem sönümlemeli (Rayleigh, Rician, Nakagami- m vb.) varsayılmaktadır. İki atlamalı bir sistemin Rayleigh sönümlemesi altında analizleri [5]’te rölede değişken kazançlı, [6]’da ise sabit kazançlı kuvvetlendirme için verilmektedir. Kaynak ve hedefte birden çok anten bulunan iki atlamalı sistem için hata analizleri [7]’de Rayleigh sönümlemesi ve değişken kazançlı kuvvetlendirme için, [8]’de ise Nakagami- m sönümlemesi ve sabit kazançlı kuvvetlendirme yapılmaktadır. [3]’te röle ve hedefte tek anten bulunan klasik röleli işbirlikli sistemin analizleri Nakagami- m sönümlemesi altında verilmektedir. [9]’da birden çok röle bulunan, [10]’da ise birden çok röle ve bu röleler üzerinde birden çok anten bulunan sistemlerin analizleri Nakagami- m sönümlemesi ve sabit kazançlı kuvvetlendirme

için verilmektedir. [11]'de hedefte MRC, rölede sabit kuvvetlendirme yapılan işbirlikli sistem Nakagami- m sönümlemesi altında incelenmektedir. [12]'de ortalama güç ölçeklemesi (average power scaling, APS) ve ani güç ölçeklemesi (instantaneous power scaling, IPS) kısıtlamaları altında hedefte birden çok anten bulunan sistem için analiz yapılmaktadır. [13]'te vericilerde anten seçimi (transmit antenna selection, TAS), alıcı antenlerde MRC ve rölede AF yöntemi kullanılan iki atlamalı sistemin Rayleigh sönümlemesine maruz kaldığı durum için analizler yapılmaktadır. Alıcı ve vericilerde çoklu anten kullanılan ve Rayleigh sönümlemesi altında anten seçimi yapılan iki atlamalı sistem [14]'te incelenmektedir. Hedefte SC yönteminin kullanıldığı, Rayleigh sönümlemesinin etkidiği işbirlikli sistem [15]'te ele alınmaktadır.

Oysa telsiz iletim ortamlarında, kaynaktan gönderilen işareti bozucu etkiler arasında sönümlemenin yanında gölgeleme de bulunmaktadır. Klasik olarak sadece gölgeleme etkisini modellemek için Log-normal dağılım kullanılmaktadır. [16]'da Log-normal gölgelemesine maruz kalan klasik tek röleli sistem için analizler yapılmaktadır. Hem gölgeleme hem de sönümleme etkisini birlikte modellemek için Rayleigh/Log-normal, Rician/Log-normal ve Nakagami/Log-normal gibi birleşik dağılımlar kullanılmaktadır [17]. Birleşik dağılımlarda genel olarak sönümleme değişkenine ilişkin bir veya daha fazla dağılım parametresi (örneğin ortalama güç) de bir rastlantı değişkeni olarak kabul edilmektedir. Ancak bahsedilen modellerde var olan Log-normal fonksiyonundan dolayı, sistem tasarımı ve hata performans analizleri oldukça güçleşmekte ve hata performans ifadeleri kapalı formda elde edilememektedir. Analizleri kolaylaştırmak için önerilen bir çözüm, " K dağılımı"nın kullanılmasıdır [18]. Rayleigh/Log-normal birleşik dağılımına alternatif olarak önerilen bu yöntemde, sönümlemenin Rayleigh, gölgelemenin ise Nakagami- m dağılımlı olduğu varsayılmaktadır. Dolayısıyla Rayleigh dağılımına ilişkin ortalama güç Gamma dağılımlı olmaktadır. Bununla beraber, verici ile alıcı arasında doğrudan görüş yolunun (line of sight) da olduğu durumlar için bu birleşik dağılım yetersiz kalmaktadır. Bu probleme bir çözüm olarak, "Genelleştirilmiş- K dağılımı" kullanılması önerilmiştir [19], [20], [21]. Burada, hem sönümleme hem de gölgeleme etkisi Nakagami- m dağılımı ile modellenmektedir. Dolayısıyla sönümleme etkisini modelleyen dağılımın ortalama gücü Gamma dağılımlı olmaktadır. Aslında bu dağılım, farklı adlarla radar ve sonar alanlarında uzun yıllardır bilinmekte ve

kullanılmaktadır. Ancak, telsiz/gezgin haberleşme alanına uygulanması ilk olarak [19]'da önerilmiştir. Literatürde, Genelleştirilmiş- K dağılımını kullanan alıcı çeşitlemeli [22], [23] ve çok atlamalı [24], [25] sistem analizleri son yıllarda yer almaya başlamıştır. [26]'da ise Nakagami- m ve Genelleştirilmiş- K sönümlerlerinin etkidiği iki atlamalı bir sistemin hata performans analizleri rölede sabit kuvvetlendirme için incelenmiştir. Genelleştirilmiş- K dağılımının daha da genel bir biçimi [27]'de verilmiştir.

1.2 Tezin İçeriği

2. bölümde telsiz iletişim kanallarında oluşan sönümlemenin nedenleri, iletişim kanallarının temel parametreleri, sönümleme çeşitleri, sönümlemeli kanal modelleri, çeşitleme türleri ve birleştirme teknikleri hakkında temel bilgiler verilecektir. 3. bölümde kaynak, röle ve hedefte tek anten kullanılan klasik tek röleli sistem modeli ve işbirlikli çeşitleme türleri kısaca anlatılacaktır. 4. ve 5. bölümlerde işbirliği çeşitlemesi yanında, rölede ve hedefte alıcı anten çeşitlemesi yapılan sistem modeli tanıtılacaktır. Rölede kuvvetlendir ve aktar yönteminin kullanıldığı varsayılacaktır. Rölede seçilen kuvvetlendirme katsayısının performansa etkisini incelemek amacıyla, kuvvetlendirme katsayısının sabit ve değişken kazançlı olarak seçildiği iki ayrı durum ele alınmaktadır. Bu sistem modeli için moment üretme fonksiyonuna (Moment Generating Function, MGF) dayalı hata olasılığı analizi yapılmaktadır. Hata performans analizi benzetim ile de gerçekleştirilmekte ve sonuçların uyumlu olduğu görülmektedir. 4. bölümde sadece sönümlemenin etkilerini incelemek için tüm sisteme Nakagami- m sönümlemesinin etkidiği durum ele alınmaktadır. Alıcı antenlerde kullanılan birleştirme tekniğinin sistem performansına etkisini görmek amacıyla, röle ve hedefteki alıcı antenlerde MRC ve SC tekniklerinin kullanıldığı iki ayrı yapı ele alınmaktadır. 5. bölümde ise, gölgeleme ve sönümlemenin birlikte etkidiği durumlarda röle ve hedefteki alıcı antenlerde MRC tekniğinin kullanıldığı varsayılmaktadır. Kaynak-hedef arası linke Genelleştirilmiş- K ve Log-normal sönümlemenin etkidiği iki ayrı durum için; kaynak-röle-hedef arası linklerin Nakagami- m sönümlemesine maruz kaldığı durum, kaynak-röle arası linkin Genelleştirilmiş- K ve röle-hedef arası linkin Nakagami- m sönümlemesine maruz kaldığı durum, kaynak-röle arası linkin Nakagami- m ve röle-hedef arası linkin

Genelleştirilmiş- K sönümlemesine maruz kaldığı durum incelenmektedir. 6. bölümde ise elde edilen sonuçlar sunulmakta ve tartışılmaktadır.

2. SÖNÜMLEME VE KLASİK ÇEŞİTLEME TEKNİKLERİ

Hücreselel gezgin radyo ortamında, çevredeki evler, binalar, ağaçlar gibi nesneler radyo dalgalarını yansıtıcı etkiye sahiptir. Bu nesneler, zayıflamış farklı genlik ve faza sahip birçok dalga oluşturur. Bu yansımış dalgalara çok yollu dalgalar denir [1]. Gezgine birim çok yollu alanda hareket halinde ise alınan işaretin genlik ve fazı geniş bir aralıkta değişecektir. Gezgine birim hareketsiz ise alınan işaretin genliğindeki değişimler radyo kanalında bulunan nesnelerin hareketlerine bağlıdır. Alınan işaretin genliğindeki bu hızlı değişimler işaretin sönümlenmesi (fading) olarak adlandırılır [1].

2.1 Kanal Parametreleri

2.1.1 Doppler Kayması (Doppler Shift)

Alıcı ve verici arasındaki göreceli harekete bağlı olarak çok yollu dalgaların frekansında “Doppler kayması” olarak adlandırılan değişiklikler gözlenir. Doppler kayması

$$f_d = \frac{vf_c \cos \theta}{c} \quad (2.1)$$

ifadesiyle verilir [1]. Burada v gezgine birimin hızı, c ışık hızı, f_c ise iletilen işaretin frekansıdır. Bu ifade için sistemde sadece f_c frekansına sahip işaretin iletildeği, alınan işaretin tek yönde ve gezgine birimin hareketine göre θ açısıyla geldiği varsayılmaktadır. Maksimum Doppler kayması,

$$f_{dmaks} = \frac{vf_c}{c} \quad (2.2)$$

ile verilir. Doppler kayması sonucu gönderilen tek ton işaret, çeşitli frekanslarda işaretin alınmasına sebep olur. Bu olaya frekans yayılımı denir [1].

2.1.2 Uyumluluk Band Genişliği (Coherence Bandwidth)

Alıcıya çeşitli yollardan gelen işaretler farklı gecikme sürelerine (τ) sahiptir. Gecikme süreleri arasındaki maksimum fark τ_{maks} olmak üzere, kanalın uyumluluk band genişliği (coherence bandwidth) kabaca $B_c = 1/\tau_{maks}$ şeklinde tanımlanır. Bu band genişliği içerisindeki frekans bileşenleri benzer biçimde sönümlenir [2], [28].

2.1.3 Uyumluluk Zamanı (Coherence Time)

Kanalın uyumluluk zamanı (coherence time) kabaca,

$$T_c = \frac{1}{f_{dmaks}} \quad (2.3)$$

ifadesi ile tanımlanır. Bu zaman aralığının altında kanalın karakteristiğindeki değişimler çok küçüktür. Sönümlemeli kanaldaki iki işaret eğer zaman bölgesinde uyumluluk zamanından daha az zaman aralığı ile iletilmekte ise aralarında yüksek ilişki olur. Pratikte uyumluluk zamanı kanalın darbe yanıtının etkin olarak değişken olmadığı süredir [2], [28].

2.2 Sönümlemeli Kanalların Sınıflandırılması

Gezgin iletişim kanallarında oluşan sönümlemeler küçük ölçekli sönümleme (small-scale fading) ve geniş ölçekli sönümleme (large-scale fading) olmak üzere iki ana başlık altında karakterize edilebilir [29].

2.2.1 Küçük Ölçekli Sönümleme (Small-Scale Fading)

Küçük ölçekli sönümleme, işaretin zaman yayılımı (time-spreading) ve kanalın zamanla değişim özelliğinden kaynaklanmaktadır [2]. İşaret parametreleri (band genişliği, simge periyodu vs.) ve kanal parametreleri arasındaki ilişkiye göre kanaldan iletilen her farklı işaret farklı sönümlemeye uğrayacaktır [29]. Bu tür sönümlemelerde görülen çok yollu yayılım ve Doppler yayılımının mekanizması birbirinden farklıdır [29]. Şimdi, mekanizmalara göre meydana gelen sönümlemeler incelenecektir.

2.2.1.1 Hızlı ve Yavaş Sönümlleme (Fast and Slow Fading)

Hızlı ve yavaş sönümlleme arasındaki ayırım, sönümllemeli kanalların matematiksel olarak modellenmesi ve bu kanallar üzerindeki haberleşme sistemlerinin performanslarını hesaplamak açısından önemlidir. Hızlı ve yavaş sönümlleme kavramları kanalın uyumluluk zamanı T_c ile alakalıdır. Uyumluluk zamanı T_c , sönümlleme işleminin ilişkili olduğu zaman dilimini ölçer. Eğer simge süresi T_s , uyumluluk zamanından çok küçükse yavaş sönümlleme söz konusudur. Diğer koşulda yani simge süresi uyumluluk zamanı T_c 'den büyükse hızlı sönümlleme söz konusudur. Hızlı sönümlleme durumunda alıcının kararları iki veya daha fazla simge süresince alınan işaretlerin gözlemlerine dayalıysa, bir simge aralığından diğerine sönümlleme değişimini göz önünde bulundurmak gerekir. Eğer sönümlleme katsayılarının bir çerçeve boyunca aynı olduğu varsayılırsa, duruğumsu (quasi-static) sönümlmeden bahsedilebilir [2], [28].

2.2.1.2 Frekans Seçici ve Frekans Seçici Olmayan (Düz) Sönümlleme (Frequency Selective and Frequency Nonselective (Flat) Fading)

Frekans seçicilik, sönümllemeli kanalların önemli bir karakteristiğidir. Eğer iletilen işaretin frekans bileşenleri kanaldan farklı şekilde etkileniyorsa kanal frekans seçicidir. İletilen işaretin frekans bileşenleri kanaldan benzer şekilde etkileniyorsa kanal frekans seçici değildir [29]. Kanalların frekans seçiciliğini belirleyen en önemli faktör uyumluluk band genişliğidir. İletilen işaretin band genişliği (B_s) uyumluluk band genişliğinden (B_c) büyükse ($B_s > B_c$ ise) kanal frekans seçicidir. Eğer $B_s \ll B_c$ ise kanal frekans seçici değildir. Dar bandlı sistemlerde iletilen işaretin band genişliği uyumluluk band genişliğinden küçük olduğundan iletilen işaretin spektral bileşenleri aynı sönümllemeye maruz kalır. Bu sönümlleme frekans seçici olmayan sönümlmedir. Geniş bandlı işaretler genellikle frekans seçici sönümllemeye maruz kalır ve iletilen işaretin frekans bileşenleri birbirinden bağımsız sönümlenir [2], [28].

2.2.2 Geniş Ölçekli Sönümlleme (Large-Scale Fading)

Geniş ölçekli sönümlleme, geniş alanlarda hareket sonucu ortalama işaret gücünün değişmesini ya da yol kaybını ifade eder. Gezgin sistemlerinde alıcı ile verici arasında bulunan bina, ağaç ve benzer engellerin etkisi ile işaretin ortalama gücünün

küçük ölçekli sönümlmeye göre göreceli olarak daha fazla değişime uğramasına geniş ölçekli sönümlleme veya gölgeleme (shadowing) denilir [30].

2.3 Çok-yollu Kanalların Modellenmesi

Bu başlık altında küçük ölçekli sönümlleme türlerinden Rayleigh, Rician, Nakagami- m sönümlmeli kanal modelleri incelenecektir.

2.3.1 Rayleigh Sönümlmesi

Yayılm ortamındaki doğrudan görüş yolunda (Line of Sight, LOS) engeller varsa ve doğrudan bileşen bu engellere maruz kalmışsa, alınan işaret sadece yansıyan bileşenlerin toplamıdır. Eğer yansıyan bileşenlerin sayısı yeterince çoksa, merkezi limit teoremine göre alınan işaretin dik bileşenleri 0 ortalamalı, σ^2 varyanslı, ilişkisiz rastgele Gauss süreçleridir. Bu durumda sönümlleme değişkeninin zarfı ($|h|$) Rayleigh dağılımı gösterir. Rayleigh dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, pdf),

$$f_{|h|}(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sigma^2}\right) & , 0 \leq x \leq \infty \\ 0 & , x < 0 \end{cases} \quad (2.4)$$

şeklinde verilir [1]. Rayleigh dağılımının ortalama değeri,

$$m_{|h|} = E[|h|] = \int_0^{\infty} x f_{|h|}(x) dx = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \quad (2.5)$$

olarak bulunur. Rayleigh dağılımının varyansı ise,

$$\begin{aligned} \sigma_{|h|}^2 &= E[|h|^2] - E^2[|h|] = \int_0^{\infty} x^2 f_{|h|}(x) dx - \frac{\sigma^2 \pi}{2} \\ &= \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2 \end{aligned} \quad (2.6)$$

şeklindedir [1].

2.3.2 Rician Sönümlmesi

Yayılm ortamındaki doğrudan görüş yolunda engel yoksa alınan işaret doğrudan ve birçok yansıyan bileşenin toplamıdır. Doğrudan bileşen sabit genlikli, durağan ve

sönümlemesiz işaretlerdir. Yansıyan bileşenler ise bağımsız rastgele işaretlerdir. Yansıyan bileşenlerin zarfı Rayleigh dağılım gösterir. Bir adet kuvvetli LOS bileşeni ve birçok rastgele zayıf bileşen içeren yolları modellemek için kullanılan Rician dağılımının pdf'i,

$$f_{|h|}(x) = \begin{cases} 2x(1+K) \exp[(-K-x^2(1+K))] I_0(2x\sqrt{K(1+K)}) & , x \geq 0 \\ 0 & , \text{diğer} \end{cases} \quad (2.7)$$

şeklindedir. Burada $I_0(\cdot)$, 0. derece 1. tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonudur. K ise Rician faktörüdür. Rician faktörü doğrudan bileşenin gücünün diğer yollardan gelen bileşenlerin güçlerine oranı olup, dB cinsinden,

$$K(dB) = 10 \log_{10} \frac{D^2}{2\sigma^2} \quad (2.8)$$

olarak tanımlanır [1]. Burada D^2 doğrudan bileşenin gücünü, $2\sigma^2$ ise diğer yollardan gelen bileşenlerin gücünü belirtmektedir. $K = 0$ durumu Rayleigh durumudur. K arttıkça doğrudan bileşenin gücü artar. $K \rightarrow \infty$ için, sönümleme etkisi ortadan kalkar ve kanalda sadece AWGN gürültüsü kalır.

2.3.3 Nakagami- m Sönümlemesi

Nakagami- m dağılımının pdf'i,

$$f_{|h|}(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mx^2}{\Omega}\right), \quad x \geq 0 \quad (2.9)$$

şeklindedir. Burada Ω , $|h|$ rastlantı değişkeninin karesel ortalamasını, $\Gamma(\cdot)$ Gamma fonksiyonunu, m 1/2 ile ∞ arasında değişen Nakagami- m dağılım parametresini ifade etmektedir [31]. Nakagami- m dağılımı $m=1/2$ için tek taraflı Gauss sönümlemesi, $m=1$ için Rayleigh sönümlemesi formunu alır. $m \rightarrow \infty$ iken Nakagami- m kanalı sönümlemesiz AWGN kanalına yakınsar [2]. Bunların yanı sıra, Rician dağılımının K parametresi ile Nakagami- m dağılımının m parametresi arasında,

$$K = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}, \quad m > 1, \quad (2.10)$$

diğer bir ifadeyle,

$$m = \frac{(1+K)^2}{1+2K} \quad (2.11)$$

şeklinde birebir eşleme yapılarak Nakagami- m dağılımının Rician dağılımına yakınsaması söz konusudur [2].

2.4 Gölgeleme Etkisinin Modellenmesi

Yeryüzü ve uydu gezgin sistemlerinde link kalitesi yeryüzü, bina ve ağaçlardan dolayı meydana gelen gölgelemeden kaynaklanan ortalama işaret seviyesindeki değişimlerden etkilenir. Eğer radyo alıcısı hızlı çok yollu sönümlemenin ortalamasını alabiliyor ve çok yollu yayılımın etkilerini yok edebiliyorsa haberleşme sisteminin performansı sadece gölgelemeye bağlıdır. Deneysel sonuçlar baz alınarak çeşitli bina içi ve bina dışı ortamlarda gölgelemenin Log-normal dağılımla modellenenebilirliğine dair görüş birliği oluşmuştur [2]. Log-normal dağılımlı $|h|$ rastlantı değişkeninin logaritması normal dağılımlıdır. Örneğin; $z = \ln|h|$ olsun. Bu durumda σ_z^2 varyansı ve μ_z ortalamasıyla normal dağılım gösteren z rastlantı değişkeninin pdf'i

$$f_z(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_z} \exp\left(-\frac{(z-\mu_z)^2}{2\sigma_z^2}\right) \quad (2.12)$$

biçimindedir [37]. $\sigma_{|h|}^2$ varyansı ve $\mu_{|h|}$ ortalamasıyla Log-normal dağılım gösteren $|h|$ rastlantı değişkeninin pdf'i ise

$$f_{|h|}(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma_{|h|}x} \exp\left(-\frac{(\ln x - \mu_{|h|})^2}{2\sigma_{|h|}^2}\right), \quad x > 0 \quad (2.13)$$

biçimindedir [37, (2)].

2.5 Gölgelemeli Çok-yollu Kanalların Modellenmesi

Kısa dönem sönümlemeli (Rayleigh, Rician, Nakagami- m vb.) kanal modelleri ve gölgeleme etkisi önceki bölümlerde anlatılmıştır. Oysa telsiz iletim ortamlarında, kaynaktan gönderilen işareti bozucu etkiler arasında sönümleme ve gölgelemenin birlikte etkidiği durumlar da bulunmaktadır. Gölgeleme ve çok yollu sönümlemenin birlikte etkimesine gölgelemeli çok yollu sönümleme (multipath/shadowed fading)

denir [2]. Gölgelemeli çok yollu sönümlemekten ötürü iletişim kanallarını modellemek için Rayleigh, Nakagami- m veya Log-normal gibi dağılımlar tek başına yeterli olmamaktadır. Gölgelemeli çok yollu sönümlemeyi modelleyebilmek için istatistiksel dağılımların bir araya getirilmesi ile oluşan bileşik dağılımlar (composite fading) öne sürülmüştür. Birleşik dağılımlarda genel olarak sönümleme değişkenine ilişkin bir veya daha fazla dağılım parametresi (örneğin ortalama güç) de bir rastlantı değişkeni olarak kabul edilmektedir. Klasik olarak sadece gölgeleme etkisini modellemek için Log-normal dağılım, hem gölgeleme hem de sönümleme etkisini birlikte modellemek için Rayleigh/Log-normal, Rician/Log-normal ve Nakagami/Log-normal gibi birleşik dağılımlar kullanılmaktadır [17]. Ancak bahsedilen modellerde varolan Log-normal fonksiyonundan dolayı, sistem tasarımı ve hata performans analizleri oldukça güçleşmekte ve hata performans ifadeleri kapalı formda elde edilememektedir. Log-normal tabanlı bu kanal modellerinde matematiksel analizlerin zorluğundan ötürü kapalı formda elde edilemeyen hesaplamaların çoğunun kapalı formda elde edilmesini kolaylaştıran K dağılımı geliştirilmiştir [22]. Rayleigh/Log-normal birleşik dağılımına alternatif olarak önerilen bu yöntemde, sönümlemenin Rayleigh, gölgelemenin ise Nakagami- m dağılımlı olduğu varsayılmaktadır. Dolayısıyla Rayleigh dağılımına ilişkin ortalama güç Gamma dağılımlı olmaktadır. Bilindiği üzere alıcıya doğrudan ulaşan LOS bileşenin söz konusu olduğu durumlarda Rayleigh dağılımı yetersiz kalmaktadır. Dolayısıyla gölgelemeli ortamda vericiden alıcıya doğrudan ulaşan LOS bileşenin olduğu kanalların modellenmesinde de K dağılımı yetersiz kalmaktadır. Ayrıca K dağılımının istatistiksel dağılım özelliğini belirleyen tek bir parametreye sahip olması, farklı seviyelerde sönümleme ve gölgelemenin etkisini modellemeyi zorlaştırmaktadır.

K dağılımının yetersiz kaldığı noktaları gidermek için hem sönümleme hem de gölgeleme etkisi Nakagami- m dağılımı ile modelleyen “Genelleştirilmiş- K dağılımı” önerilmiştir [19], [22]. Genelleştirilmiş- K dağılımında gölgeleme etkisini modellemek için kullanılan Nakagami- m dağılımının ortalama gücü Gamma dağılımlı olmaktadır. Nakagami- m dağılımı sayesinde Genelleştirilmiş- K dağılımı ile gölgelemeli ortamda vericiden alıcıya doğrudan ulaşan LOS bileşenin olduğu kanalların modellenmesi de mümkün olacaktır. Genelleştirilmiş- K dağılımının diğer bir üstünlüğü birbirinden bağımsız olarak seçilebilen iki parametreye (m ve k) sahip

oluşudur. İstatistiksel dağılım özelliğini belirleyen bu parametrelere sahip oluşu gölgeleme ve sönümleme etkilerini modellemede Genelleştirilmiş- K dağılımına esneklik sağlamaktadır. Aslında bu dağılım, farklı adlarla radar ve sonar alanlarında uzun yıllardır bilinmekte ve kullanılmaktadır. Ancak, telsiz/gezgin haberleşme alanına uygulanması ilk olarak [19]'da önerilmiştir. Genelleştirilmiş- K dağılımının geliştirilmesinde ilk olarak Nakagami- m dağılımının pdf'i ele alınmıştır. Bu fonksiyonun ifadesi daha önce çok yollu kanalların modellenmesi kısmında (2.9) ile verilmişti. (2.9)'da Ω , $|h|$ rastlantı değişkeninin karesel ortalaması olarak tanımlanmıştı. Alıcıda alınan işaretin zarfı $|h|$ rastlantı değişkeni ile temsil edildiğinde, bu değişkenin karesel ortalaması $y = \Omega$ olacak şekilde (2.9) eşitliği tekrar ele alınırsa,

$$f_{|h|}(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{y^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mx^2}{y}\right), \quad x \geq 0 \quad (2.14)$$

şeklinde bir ifade elde edilir. Gölgeleme etkisi Gamma dağılımı ile karakterize edilirse (2.14) eşitliğindeki $|h|$ rastlantı değişkeninin karesel ortalaması olarak tanımlanan y 'nin Gamma dağılımına göre değişim gösteren bir rastlantı değişkeni olarak ele alınması gerekir. Bu durumda (2.14) ifadesi,

$$f_{|h|,y}(x|y) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{y^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mx^2}{y}\right), \quad x \geq 0, y \geq 0 \quad (2.15)$$

biçiminde koşullu olarak ifade edilir ve buradan hareketle gölgeleme ve sönümlemenin birlikte etkidiği durumlarda alıcıda alınan işaretin zarfına ilişkin pdf,

$$f_{|h|}(x) = \int_0^\infty f_{|h|,y}(x|y) f_y(y) dy \quad (2.16)$$

şeklinde ifade edilir [19]. Genelleştirilmiş- K dağılımında gölgeleme etkisi Gamma dağılımıyla modellenip, $f_y(y)$ için Gamma dağılımına ilişkin pdf seçilir ve

$$f_y(y) = \frac{y^{k-1}}{\Gamma(k) y_0^k} \exp\left(-\frac{y}{y_0}\right), \quad y \geq 0 \quad (2.17)$$

şeklinde tanımlanır. Burada y_0 ortalama gücün ölçüsünü, k ise Gamma olasılık fonksiyonunun mertebesini belirtmektedir [19]. k 'nın değiştirilmesi ile Log-normal dağılımdan Gauss dağılımına kadar değişen esneklikte pdf elde edilmesi mümkün

olmaktadır [19]. (2.17) ifadesi (2.16)'da yerine konulursa birleşik sönümleme değişkeninin zarfı için,

$$f_{|h|}(x) = \frac{2b}{\Gamma(k)\Gamma(m)} \left(\frac{bx}{2}\right)^{k+m-1} K_{k-m}(bx), \quad x > 0 \quad (2.18)$$

şeklinde bir pdf elde edilir [19, (5)]. Burada $K_{k-m}(\cdot)$, $(k-m)$. dereceden değiştirilmiş

ikinci tür Bessel fonksiyonu olup, $b = 2\sqrt{\frac{m}{y_0}}$ olarak tanımlanmaktadır. Olasılık

yoğunluk fonksiyonu (2.18) ile tanımlanan bileşik dağılım modeli, literatürde Gamma-Gamma, Gamma- K ve Genelleştirilmiş- K gibi farklı isimlerle adlandırılabilir.

Genelleştirilmiş- K dağılımının parametreleri k ve m sırasıyla gölgelemenin ve sönümlemenin etkisini belirler ve bu parametrelerin değişimi ile farklı kanal modelleri elde edilebilir. k ve m arttıkça, sırasıyla gölgeleme ve sönümleme etkisi azalır. Genelleştirilmiş- K dağılımı, örneğin $k \rightarrow \infty$ iken m parametresi ile Nakagami dağılımına, $k \rightarrow \infty$ ve $m \rightarrow \infty$ iken ideal Gauss kanalına, $m = 1$ iken ise klasik K dağılımına indirgenir [19].

2.6 Çeşitleme (Diversity)

Telsiz iletişimde çeşitleme tekniklerinin kullanım amacı, çok yollu sönümlemenin etkilerini azaltmak ve böylece iletilen işaretin gücünü artırmadan veya band genişliğinden ödün vermeden iletimin kalitesini iyileştirmektir. Çeşitleme tekniklerinde alıcıya aynı bilgiye sahip çok sayıda işaret gönderilir. Bu durumda bazı örnekler çok sönümlenirken diğerleri daha az sönümlenebilir [1]. İşaretin belirli bir kritik değerin altında sönümlenme olasılığı p ise aynı işaretin N adet ilişkisiz sönümlenen kopyasının belirli bir kritik değerin altında sönümlenme olasılığı p^N 'dir. Bu N adet birbirinden bağımsız sönümlenen işaretin kopyalarını alıcıya iletmenin birçok yolu vardır [28].

2.6.1 Zaman Çeşitlemesi

Zamanda çeşitleme tekniğinde, işaretler farklı zaman aralıkları ile gönderilerek alıcıda ilişkisiz olarak etkilenmiş işaretler elde etmek amaçlanır. Gerekli zaman

aralıkları en az kanalın uyumluluk zamanı kadar olmalıdır. İşaretler farklı zaman aralıklarında gönderilirse ilişkisiz işaret elde edilir [1].

2.6.2 Frekans Çeşitlemesi

Frekansta çeşitleme aynı mesaj işaretini iletmek için değişik frekansların kullanılmasıdır. Frekans aralıkları her frekansın birbirinden bağımsız sönümlenmesini garanti edecek şekilde seçilmelidir. Bu frekans aralığı en az kanalın uyumluluk band genişliği kadar seçilmişse, farklı frekanslarda alıcıya ulaşan işaretler sönümlemeden farklı etkilendirir [1]. Uyumluluk band genişliği farklı iletim ortamlarında değişiklik gösterir. Kanalın uyumluluk band genişliği küçükse yayılmış spektrum (spread spectrum) tekniği daha etkindir. Zaman çeşitlemesi gibi frekans çeşitlemesi de band genişliği verimliliğinde kayıplara sebep olur [1].

2.6.3 Polarizasyon Çeşitlemesi

Polarizasyon çeşitlemesinde yatay ve dikey polarize taşıyıcı dalgalar kullanılır. Yatay ve dikey polarizasyon bileşenleri vericideki iki polarize antenle iletilir ve alıcıdaki iki polarize anten tarafından alınır. Bu durum ilişkisiz işaret sönümlemesini sağlar [33]. Değişik polarizasyonlar iki antenin çok uzağa yerleştirilmeden iki işaretin ilişkisiz olmasına neden olur. Güç iki değişik polarize anten arasında bölündüğü için polarizasyon çeşitlemesi verici tarafında 3dB güç azalmasına sebep olur [33].

2.6.4 Açı Çeşitlemesi

Açı çeşitlemesi taşıyıcı frekansı 10 GHz' den büyük olan işaretlerin iletimi için kullanılır. Bu koşulda iletilen işaretler uzayda yüksek derecede saçılmaya uğradığı için birçok farklı yönden alıcıya ulaşan işaretler birbirinden bağımsızdır [1]. Açı çeşitlemesi yönlü antenlere ve anten dizilerine dayalıdır. Alıcı tarafında iki veya daha fazla anteni değişik yönlerde yerleştirilerek iletilen işaretin ilişkisiz özdeşlerini almak mümkündür. Gezgin birimlerde baz istasyonlarında olduğundan daha etkindir. Çünkü etraftaki bina ve bitki örtüsünden kaynaklanan saçılmalar, yüksek baz istasyonu antenlerinden çok yer seviyesi için söz konusudur [33].

2.6.5 Anten (Uzay) Çeşitlemesi

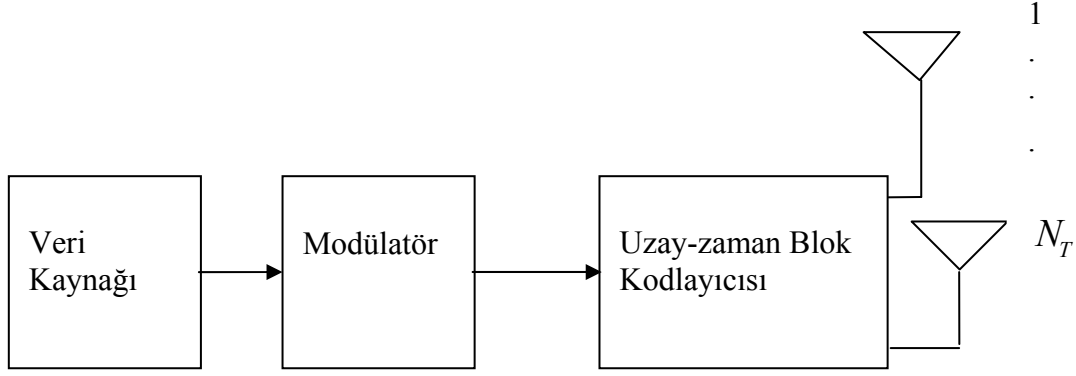
Anten çeşitlemesi, diğer adıyla uzay çeşitlemesi telsiz mikrodalga haberleşmesinde kullanılan popüler bir tekniktir. İletim ve alım işlemleri için birçok anten veya anten dizileri kullanılır. Genel olarak vericide ve/veya alıcıda çok anten kullanan sistemler çok girişli çok çıkışlı (multiple input multiple output, MIMO) sistemler olarak adlandırılır. Antenler işaretlerin ilişkisiz olması için uygun bir fiziksel mesafe ile ayrılmıştır. Ayrım mesafesi; antenin yüksekliği, frekans ve iletim ortamına bağlıdır. Birkaç dalga boyu, ilişkisiz işaretler elde etmek için yeterli bir mesafedir. Uzay çeşitlemesinde iletilen işaretin kopyaları alıcıya uzay “bölgesinde” gönderilir. Zaman ve frekans çeşitlemesinden farklı olarak uzay çeşitlemesi band genişliği veriminde kayba sebep olmaz [1].

Anten dizilerinin iletim veya alım için kullanılmasına bağlı olarak alıcı ve verici çeşitlemesi olmak üzere ikiye ayrılır.

2.6.5.1 Verici Çeşitlemesi

İki çeşit iletim (verici) çeşitlemesi mevcuttur. Geri beslemeli iletim çeşitlemeli sistemlerde modüle edilmiş işaretler antenlerden çeşitli ağırlıklandırma faktörleri ile çarpılarak iletilir. Ağırlıklandırma faktörleri, alınan işaret gücünü veya kanal kapasitesini maksimum yapacak şekilde seçilir. Pratikte değişen ortam koşulları kanalın hızlı değişmesine sebep olur. Bu da kanalın kestirimini zorlaştırır. Geri beslemesiz iletim çeşitlemesi sağlayan sistemlerde ise işaretler vericide işlenerek antenler tarafından iletilir [1]. Alıcıda ise bu işaretler için çeşitli kod çözme teknikleri kullanılır. Performansı artırmanın bir diğer yolu da uygun kodlama ve modülasyon türünü seçmektir. Çoklu antenli sistemler için tasarlanmış kodlama tekniklerinden biri de, ilk olarak Alamouti tarafından önerilen uzay-zaman blok kodlarıdır (space time block code, STBC) [1].

Alamouti şeması iki verici antenli sistemler için tam verici çeşitlemesi sağlayan bir uzay-zaman blok kodudur [1]. Genelleştirilmiş uzay-zaman kodlaması ise Alamouti yapısının çok sayıda verici antenli yapılar için genelleştirilmiştir. Dik uzay-zaman blok kodları SNR açısından en uygun çözümdür. Genelleştirilmiş uzay-zaman blok kodları için kodlayıcı yapısı Şekil 2.1’de gösterilmektedir [1].



Şekil 2.1 : Genelleştirilmiş uzay-zaman blok kodlayıcısı.

Genelleştirilmiş uzay-zaman blok kodları boyutları $N_T \times p$ olan X iletim matrisi ile tanımlanır. N_T verici anten sayısını, p ise kodlanmış simgelerin bir bloğunu iletmek için gerekli periyotların sayısını belirtir. k modüle edilmiş işaret, iletim matrisi X 'e göre genelleştirilmiş uzay-zaman blok kodlayıcısı tarafından N_T paralel işaret dizisi üretmek için kodlanır. Bu işaret dizileri N_T verici antenden, p zaman işaret dizisi üretmek için kodlanır. Bu işaret dizileri N_T verici antenden, p zaman periyodu içinde iletilir. Yani her k giriş simge bloğu için verici antenlerden p tane uzay-zaman simgesi iletilir. Uzay-zaman kodlarının hızı, kodlayıcının giriş olarak aldığı simge sayısının, her verici antenden iletilen uzay-zaman kodlanmış simge sayısına oranı olup,

$$R = \frac{k}{p} \quad (2.19)$$

şeklinde ifade edilir. Uzay-zaman kodunun spektral verimliliği,

$$\eta = \frac{R_b}{B} = \frac{R_s m R}{R_s} = \frac{k m}{p} [\text{bits/s/Hz}] \quad (2.20)$$

şeklindeir. İfadedeki R_b ve R_s sırasıyla bit ve simge hızı, B band genişliğidir. İletim matrisi X 'in girişleri k modüle edilmiş işaretin $(x_1, x_2, \dots, x_k)$ ve işaretlerin eşleniklerinin $(x_1^*, x_2^*, \dots, x_k^*)$ lineer kombinasyonudur. N_T adet verici antenden tam iletim çeşitlemesi sağlamak için iletim matrisi X ,

$$X X^H = c. (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_k|^2) I_{N_T} \quad (2.21)$$

koşulunu sağlamalıdır. İfadedeki X^H , X matrisinin Hermitianıdır. I_{N_T} ise $N_T \times N_T$ 'lik birim matristir. X matrisinin i . satırı, p iletim periyodunda i . verici antenden ardı ardına iletilen simgeleri belirtir. X matrisinin j . sütunu ise N_T adet verici antenden j . zamanda eşzamanlı olarak iletilen simgeleri belirtir. Yani X matrisinin i . satır ve j . sütununa ait eleman, i . verici antenden j . zamanda iletilen simgeyi gösterir. İletim matrisi X 'in satırları birbirine diktir. Her bir antenden iletilen işaret dizileri birbirine diktir. Yani, x_i ve x_j , i . ve j . antenden iletilen diziler olmak üzere,

$$x_i \cdot x_j = \sum_{t=1}^p x_{i,t} \cdot x_{j,t}^* = 0, \quad i \neq j, \quad i, j \in \{1, 2, \dots, N_T\} \quad (2.22)$$

şeklindeir. Bu diklikten ötürü tam iletim çeşitlemesi sağlanır [1].

2.6.5.2 Alıcı Çeşitlemesi

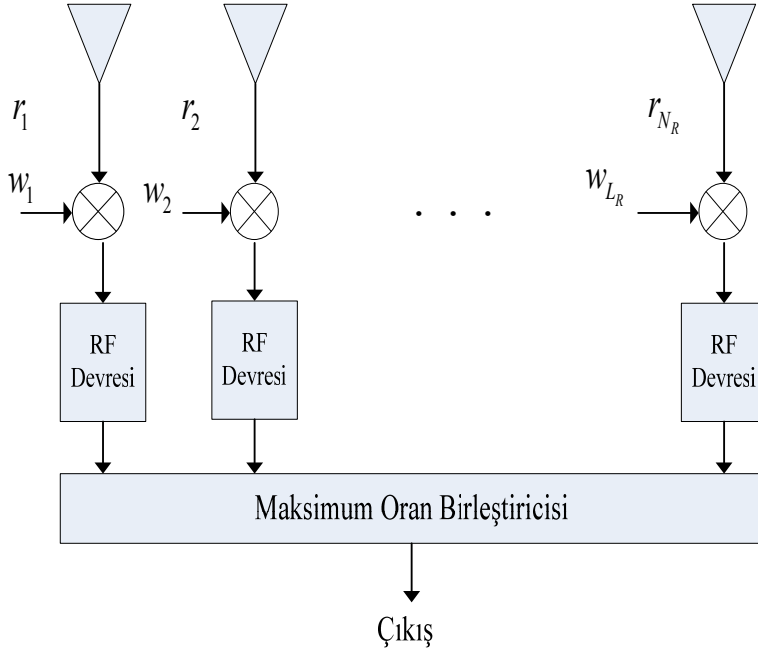
İletilen işaretin birbirinden bağımsız kopyalarını elde etmek için alıcı tarafında birçok anten kullanılabilir. Alınan işaretler, MRC, SC, EGC, GSC gibi birleştirme yöntemleri yardımıyla alıcıda birleştirilirler. Ardından karar devresine gönderilirler. Böylece alıcıdaki toplam SNR artırılır ve çok yollu sönmleme etkileri azaltılır [1].

2.7 Birleştirme Teknikleri

Haberleşme sistemlerinin performansı, çeşitleme yöntemleri ile elde edilen işaretlerin, alıcıda toplam SNR'ı artırmak için nasıl birleştirildiğine bağlıdır. Çeşitleme birleştirme yöntemleri, uygulama zorluğu ve alıcıdaki birleştirme yönteminin kanal durum bilgisine olan ihtiyacına göre sınıflandırılır [1].

2.7.1 Maksimum Oran Birleştirme Yöntemi (Maximum Ratio Combining, MRC)

MRC, doğrusal bir yöntemdir. Bu yöntemde MRC devresinin çıkış işareti tüm alınan işaretlerin ağırlıklandırılmış kopyalarının doğrusal birleşimidir. MRC, çıkış SNR'ını maksimize ettiği için optimum birleştirme yapar. Şekil 2.2'de iletilen işaretin (s), N_R adet kopyasını, birbirinden bağımsız yollardan alan ve MRC tekniği ile birleştiren bir telsiz iletişim sistemi görülmektedir. r_m , m . alıcı antende alınan işaret olmak üzere ($m = 1, 2, \dots, N_R$),



Şekil 2.2 : MRC blok diyagramı.

$$r_m = h_m s + n_m \quad (2.23)$$

olup, burada h_m , verici ve m . alıcı anten arasındaki kanal sönümlleme katsayısı, n_m ise m . alıcı antendeki Gauss gürültüsü örneğidir. Alıcının h_m değerlerini bildiği varsayılın. Gürültü örnekleri istatistiksel bağımsız olduğundan, belirli bir iletilen işaret ve kanal sönümlleme katsayıları için alınan işaretler de istatistiksel bağımsız Gauss raslantı değişkenleri olup, koşullu ortak pdf'i

$$f(r_1, r_2, \dots, r_{n_R} | s, h_1, h_2, \dots, h_{N_R}) = \frac{1}{(\pi N_0)^{n_R/2}} \exp \left\{ -\frac{\sum_{m=1}^{N_R} |r_m - s h_m|^2}{N_0} \right\} \quad (2.24)$$

şeklindedir. Burada $N_0 / 2$ kompleks Gauss gürültüsünün gerçel ve sanal kısımlarının varyansıdır. Alıcı (2.24)'ü maksimize edecek işarete ($\hat{s}$) karar verecektir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta, çeşitlenmesiz durumda (2.24)'teki maksimizasyon probleminin $N_R = 1$ için $|r_1 - s h_1|^2$ 'in minimizasyonuna indirgenmesidir ki bu da $r_1 h_1^*$ 'ye en yakın olası iletilen simgenin bulunması problemidir. (2.24)'ten hareketle, M -PSK gibi eşit enerjili simgeler içeren bir işaret kümesi için karar kuralı,

$$\begin{aligned}\hat{s} &= \arg \min_s \sum_{m=1}^{N_R} |r_m - s h_m|^2 = \arg \min_s \left\{ -s \sum_{m=1}^{N_R} h_m^* r_m - s^* \sum_{m=1}^{N_R} h_m r_m^* + \sum_{i=1}^{N_R} |r_i|^2 + |s|^2 \sum_{i=1}^{N_R} |h_m|^2 \right\} \\ &= \arg \min_s \left| \sum_{m=1}^{N_R} r_m h_m^* - s \right|^2\end{aligned}\quad (2.25)$$

olarak bulunur [34]. Dolayısıyla alıcı çeşitlemeli bu sistem için en büyük olabilirlikli (maksimum likelihood, ML) karar kuralı, çeşitleme kullanılmayan sistemde kullanılan $r_i h_i^*$ terimi yerine alınan işaretlerin, ağırlıklandırma faktörü olarak $w = h_m^*$ seçilmek üzere, ağırlıklandırılmış bir toplamı olan $\sum_{m=1}^{N_R} r_m h_m^*$ teriminin kullanılması ile elde edilir. Ortalama iletilen işaret enerjisi E_s olmak üzere, m . alıcıdaki SNR, $\gamma_m = |h_m|^2 (E_s / N_0)$ 'dır. MRC çıkışındaki SNR ise

$$\gamma_{MRC} = \frac{\left(\sum_{m=1}^{N_R} |h_m|^2 \right)^2 E_s}{\sum_{m=1}^{N_R} |h_m|^2 N_0} = \sum_{m=1}^{N_R} |h_m|^2 \frac{E_s}{N_0} = \sum_{m=1}^{N_R} \gamma_m \quad (2.26)$$

şeklinde hesaplanır [34]. Dolayısıyla, N_R adet alıcı antenli durumda elde edilen etkin SNR, N_R adet farklı yoldaki SNR'ların toplamıdır. Alınan SNR'daki bu N_R katlık artış N_R . dereceden çeşitleme kazancı sağlamaktadır. Gösterilebilir ki bu da böyle bir sistemde elde edilebilecek maksimum çeşitleme kazancıdır. $\Omega = E[\gamma_m]$ olmak üzere MRC çıkışındaki işaretin ortalama SNR'ı

$$\bar{\gamma}_{MRC} = N_R \Omega \quad (2.27)$$

olur [35]. Kanal Rayleigh sönümlmeli kabul edilirse, γ_{MRC} 'nin pdf'i ve cdf'i sırasıyla,

$$f_{\gamma_{MRC}}(\gamma) = \frac{\gamma^{N_R-1} e^{-\gamma/\Omega}}{\Omega^{N_R} (N_R-1)!}, \quad (2.28)$$

$$F_{\gamma_{MRC}}(\gamma) = 1 - e^{-\gamma/\Omega} \sum_{i=0}^{N_R-1} \frac{\left(\frac{\gamma}{\Omega} \right)^i}{i!} \quad (2.29)$$

biçimindedir.

2.7.2 Eşit Kazanç Birleştirme Yöntemi (Equal Gain Combining, EGC)

EGC yöntemi, alınan işaretlerin ağırlıklandırma faktörlerinin genliklerinin bire eşitlendiği MRC yönteminin özel bir halidir. Bu yolla alınan işaretler aynı zaman aralığında ve eşit kazançla birbirine eklenir [1]. EGC yönteminde verici anten ile alıcı antenler arasındaki her bir yolun sönmleme katsayısının genliğini hesaplamaya gerek yoktur. Bu sebeple MRC'ye göre gerçeklemesi daha kolay bir yöntem olmasına rağmen performans olarak daha kötüdür. EGC devresi çıkışındaki işaret,

$$r_{EGC} = \sum_{i=1}^{N_R} h_m s + \sum_{i=1}^{N_R} n_m \quad (2.30)$$

şeklindedir [34]. EGC devresi çıkışında SNR değeri,

$$\gamma_{EGC} = \frac{\left(\sum_{i=1}^{N_R} |h_m| \right)^2 E_s}{\sum_{i=1}^{L_R} N_0} \quad (2.31)$$

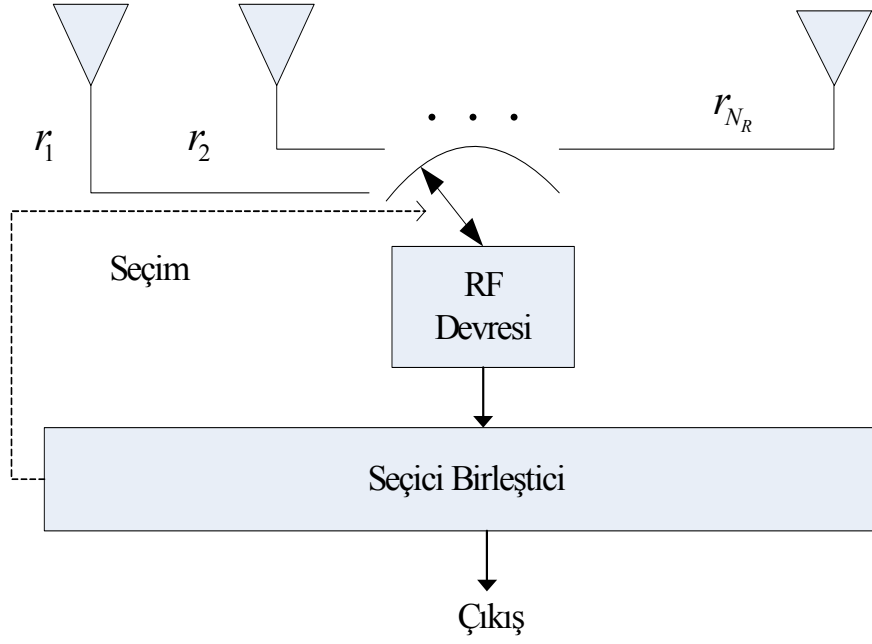
şeklinde ifade edilir [35]. Rayleigh kanal durumunda, EGC devresi çıkışındaki ortalama SNR ise,

$$\bar{\gamma}_{EGC} = \Omega \left(1 + \frac{\pi}{4} (N_R - 1) \right) \quad (2.32)$$

olarak ifade edilir [35].

2.7.3 Seçici Birleştirme Yöntemi (Selection Combining, SC)

Şekil 2.3'te görüldüğü gibi, seçici birleştirme yöntemi, en büyük anlık SNR'ı sağlayan alıcı antenin seçimi ve işaretin bu antenden alınmasıyla sistemin hata performansını iyileştirmeye yönelik bir alıcı çeşitlemesi yöntemidir. İşaretin alımı sadece seçilen anten üzerinden gerçekleştirildiğinden, tek bir alıcı RF devresi yeterli olmaktadır. Bu sebeple karmaşıklığı MRC'ye göre daha düşüktür [34]. Her bir antenden elde edilen işaret gürültü oranının beklenen değerinin aynı ve Ω olduğu kabul edilirse, sönmleme katsayısının genliğinin (mutlak değerinin) en büyük olmasını sağlayan alıcı antenin seçildiği sonucu çıkarılabilir. Vericide tek anten olduğu durumda seçilen alıcı antenin indisi



Şekil 2.3 : SC blok diyagramı.

$$y = \arg \max_{m \in \{1, \dots, N_R\}} |h_m| \quad (2.33)$$

biçimindedir. Buna göre alınan işaret,

$$r_{SC} = h_y s + n_y \quad (2.34)$$

şeklinde olmaktadır ve faz düzeltmesi yapıldıktan sonra bu değere bakılarak karar verilmektedir. n_y ise y . alıcı antendeki Gauss gürültüsü örneğidir. SC devresi çıkışındaki SNR,

$$\gamma_{SC} = |h_y|^2 \Omega = \max_{m \in \{1, \dots, N_R\}} |h_m|^2 \Omega \quad (2.35)$$

olmaktadır [34]. Kanal Rayleigh sönümlmeli kabul edilirse, sıra istatistiği (order statistics) yaklaşımından yararlanılarak ilgili pdf ve cdf sırasıyla,

$$f_{\gamma_{SC}}(x) = \frac{N_R}{\Omega} \sum_{l=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1}{l} (-1)^{N_R-1-l} \exp\left(-\frac{N_R-l}{\Omega} x\right), \quad (2.36)$$

$$F_{\gamma_{SC}}(x) = \left(1 - \exp\left(-\frac{x}{\Omega}\right)\right)^{N_R} \quad (2.37)$$

gibidir [34]. (2.36)'dan yararlanılarak birleştirici çıkışındaki SNR'ın beklenen değeri

$$\int_0^{\infty} x f_{\gamma_{SC}}(x) dx = \Omega \sum_{l=1}^{N_R} \frac{1}{l!} \quad (2.38)$$

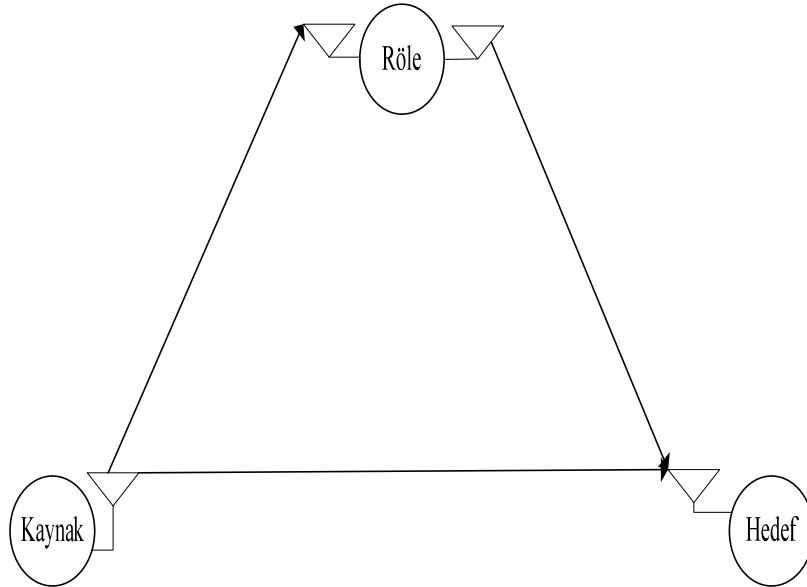
olarak elde edilmektedir.

2.7.4 Genelleştirilmiş Seçici Birleştirme Yöntemi (Generalized Selection Combining, GSC)

MRC kanal kestirim hatalarına karşı duyarlıdır. Bu hatalar ani SNR düşük olduğu zaman daha önem kazanır. SC yönteminde ise N_R adet mümkün yoldan sadece bir tanesi kullanılır ve bu yüzden kanalın sağladığı çeşitleme kazancının tümü elde edilemez. MRC ve SC tekniklerinin bu eksikliklerini gidermek için önerilmiş bir yöntem olan GSC yönteminde, N_R adet mümkün yoldan N_C sayıda en kuvvetli ani SNR değerine sahip çeşitleme kolları seçilir ve birleştirilir. GSC yöntemi $N_C=1$ için SC yöntemine eşdeğerdir. $N_C = N_R$ için ise MRC yöntemine eşdeğerdir [35].

3. İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME

Telsiz iletişimde çeşitleme tekniklerinin kullanım amacı, çok yollu sönümlenmenin etkilerini azaltmaktır. Uzay çeşitlemesi ve çoklu anten kullanımı çok iyi performans kazançları sağlamaktadır. Bununla beraber, verici çeşitlemesi gezgin birimler için boyut ve maliyet zorluğu oluşturduğundan uygulamada problem yaratabilmektedir. Bu nedenle telsiz haberleşmede verici çeşitlemesinin işbirlikli çeşitleme ile sağlanması önerilmiştir. Şekil 3.1’de işbirlikli çeşitlemeli bir sistem görülmektedir. İşbirlikli çeşitlemenin temel mantığı komşu düğümlerin, kaynaktan (S) gelen işareti hedefe (D) nakletmesidir [3], [4]. Kullanıcı, röle (R) olarak adlandırılan diğer kullanıcıların veya sabit birimlerin antenlerini ve sistemlerini kullanarak sahip olduğu tek anten sayısını yapay olarak artırmakta ve böylece verici çeşitlemesini mümkün kılmaktadır. Bu şekilde hedef aynı işaretin birbirinden bağımsız çok sayıda kopyasını alır; hedefte veya kaynakta çok sayıda anten kullanılmadan çeşitleme sağlanmış olur [36].



Şekil 3.1 : İşbirlikli çeşitleme yapısı.

3.1 İşbirlikli Çeşitlemede Kullanılan Zaman Protokolleri

Röleli yapının çalışması, iletilecek modülasyonlu işaretin kaynak tarafından röle veya hedefe gönderilmesi ve rölenin de aldığı işareti çeşitli işlemlerden geçirdikten sonra kaynağa aktarması biçimindedir. Bu iletimler gerçekleşirken birden fazla zaman veya frekans çizelgesi, yani “haberleşme protokolü” tanımlamak mümkündür. Çizelge 3.1’de kullanılabilecek zaman protokolleri sunulmaktadır. Protokol I’de ilk zaman aralığında kaynak, işareti röle ve hedefe gönderir. İkinci zaman aralığında hem kaynak hem de röle hedefe iletim yapar. Protokol II’de, ilk zaman aralığında kaynak, röle ve hedefe iletim yapar, ikinci zaman aralığında ise röle hedefe iletim yapar. Protokol III’te ise ilk zaman aralığında kaynak, röleye iletim yapar. İkinci zaman aralığında ise hem kaynak hem de röle, hedefe iletim yapar.

Çizelge 3.1: Zaman Aralığı/Protokol Tablosu.

Zaman Aralığı/Protokol	I	II	III
1	$S \rightarrow R, D$	$S \rightarrow R, D$	$S \rightarrow R$
2	$S \rightarrow D, R \rightarrow D$	$R \rightarrow D$	$S \rightarrow D, R \rightarrow D$

3.2 Klasik Tek Röleli Sistem Modeli

İşbirlikli çeşitlemenin temelleri E. van der Meulen ve Cover El Gamal’ın tek röleli kanal üzerine çalışmalarına kadar uzanmaktadır [37], [38]. Klasik tek röleli sistem modeli Şekil 3.1’deki gibidir. Protokol II’nin kullanıldığı varsayılırsa, birinci zaman aralığında röle ve hedef tarafından alınan işaretler sırası ile

$$x_R = h^{SR} s + n_R \quad (3.1)$$

$$x_D = h^{SD} s + n_D \quad (3.2)$$

şeklinde olur. Burada s , kaynak tarafından iletilen işareti, h^{SR} ve h^{SD} sırasıyla, kaynak röle ve kaynak hedef arası linklerin sönmüleme katsayılarını, n_R ve n_D ise sırasıyla, kaynak röle ve kaynak hedef arası linklerin kanal gürültüsünü belirtmektedir. Röle tarafından alınan işaret x_R , kuvvetlendirilerek veya çözülerek, birim güçlü s_R işareti elde edilir. İkinci zaman aralığında hedef tarafından alınan işaret

$$y_D = h^{RD} s_R + u_D \quad (3.3)$$

olup, burada h^{RD} röle hedef arası linkin sönümleme katsayısını, u_D röle hedef arası linkin kanal gürültüsünü belirtmektedir.

3.3 İşbirlikli Çeşitlemede Aktarma Türleri

Kaynak tarafından gönderilen işaretler röle tarafından alındıktan sonra tekrar iletilmektedir. Röle, aldığı işareti “kuvvetlendir ve aktar” veya “çöz ve aktar” gibi aktarma yöntemleri ile iletir.

3.3.1 Kuvvetlendir ve Aktar (Amplify and Forward, AF)

Bu yöntem, işbirliğine yardım edecek rölenin kaynaktan gönderilen işaretleri alma, kuvvetlendirme ve tekrar iletme temeline dayanmaktadır. Şekil 3.2’de bu yöntemin üç uç birimi arasında nasıl gerçekleştiği bir örnek senaryo üzerinde gösterilmiştir. Röle kaynaktan gönderilen işareti gürültülü olarak alır ve kuvvetlendirir, kaynak ise hedefe iletim yapar. Röle tarafından kuvvetlendirilen işaret hedefe iletilir. Kuvvetlendir ve aktar yönteminde görülen dezavantajlar, kaynak-röle (S-R) linkine etkileyen kanal gürültüsü ve sönümleme etkisinin de röle tarafından kuvvetlendirilmesidir [36]. Gürültü yükseltilese bile, çeşitlemesiz duruma göre, alıcı iki bağımsız işaret biçimi aldığı için hata yapma olasılığı azalacaktır.

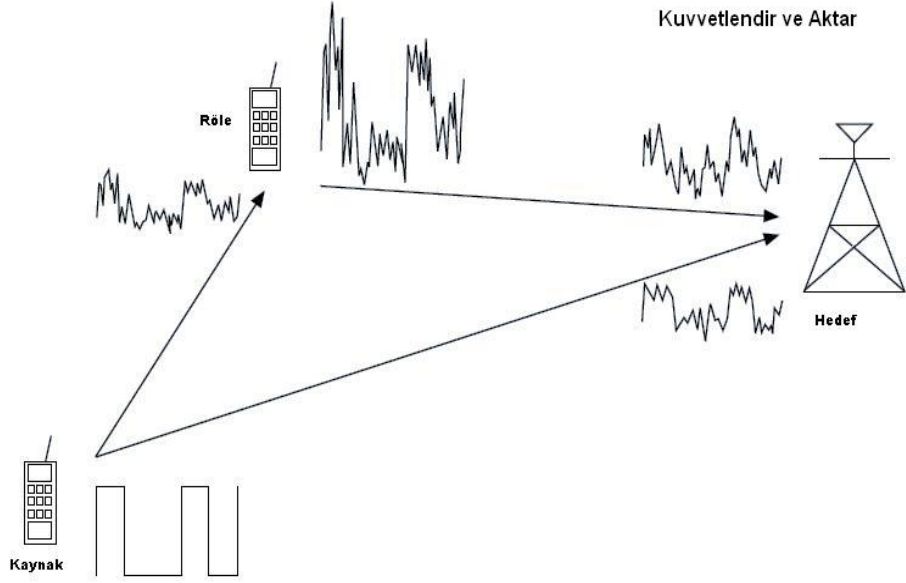
Röle tarafından ilk zaman aralığında alınan x_R işareti

$$s_R = G_{AF} x_R \quad (3.4)$$

şeklinde kuvvetlendirilir. Burada G_{AF} kuvvetlendirme katsayısı olup rölede kullanılan kuvvetlendirme türüne göre farklılık gösterir. Rölede kuvvetlendirme katsayısı iki türlü seçilebilir: sabit ve değişken kazançlı. Protokol II kullanılması durumunda, hedefte birinci zaman aralığında ve ikinci zaman aralığında alınan işaretler (3.2) ve (3.3)’teki gibidir. Hedefte alınan toplam işaret

$$z = \frac{h^{SD*} x_D}{N_0} + \frac{\tilde{h}^{SD} y_D}{\tilde{\sigma}_{SD}^2} \quad (3.5)$$

şeklinde gönderilir [3]. Burada $\tilde{h}^{SD}$ eş değer kanal kazancı, h^{SD*} S-D linkinin kanal sönümleme katsayısının eşleniği, $\tilde{\sigma}_{SD}^2$ ise S-R-D linkinin gürültüsünün varyansı



Şekil 3.2 : Kuvvetlendir ve aktar yöntemini kullanan röleli sistem.

olup sırasıyla

$$\tilde{h}_{SD} = h^{SR} h^{RD} G_{AF} \quad (3.6)$$

$$\tilde{\sigma}_{SD}^2 = |h^{RD}|^2 N_0 G_{AF} + N_0 \quad (3.7)$$

şeklindedir [3].

3.3.1.1 Sabit Kazançlı (Fixed Gain) Kuvvetlendirme

Kuvvetlendirme katsayısı sabit olan sistemler, S-R arası linkin kanal durum bilgisine sahip olunmadığı durumlarda kullanılır. Röledeki kuvvetlendirme katsayısı kanalın istatistiksel bilgilerinin yardımıyla belirlenir. Sabit kazançlı sistemlerde, kaynaktan röleye iletilen işaret rölede birleştirildikten sonra

$$G = \sqrt{E \left[\frac{1}{(|h^{SR}|^2 + N_0)^{1/2}} \right]} \quad (3.8)$$

ile kuvvetlendirilmektedir [6]. Burada $E[.]$ beklenen değer operatorünü göstermektedir.

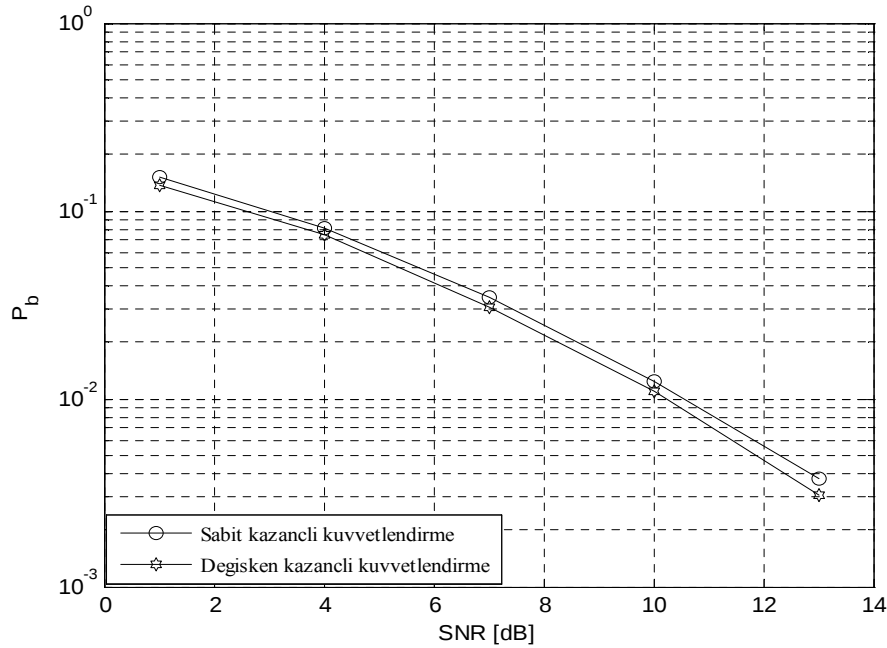
3.3.1.2 Değişken Kazançlı (Variable Gain) Kuvvetlendirme

Kuvvetlendirme katsayısı değişken sistemler, S-R linkinin kanal durum bilgisine sahip olduğu durumlarda kullanılır. Röledeki kuvvetlendirme katsayısı kanalın sönmleme katsayıları yardımıyla belirlenir. Kaynaktan röleye iletilen işaret rölede birleştirildikten sonra

$$G = \frac{1}{(|h^{SR}|^2 + cN_0)^{1/2}} \quad (3.9)$$

ile kuvvetlendirmektedir. Burada $c \in \{0,1\}$ olup, $c=0$ alınması, yukarıdaki ifadede N_0 teriminin ihmal edilmesine denktir ve bu durumda kuvvetlendirme, ideal kazançlı kuvvetlendirme olarak adlandırılır [7].

Şekil 3.3'te rölede sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının kullanıldıkları durumlarda bit hata olasılıkları (P_b) linklere Rayleigh sönmlemesinin etkimesi durumunda BPSK modülasyonu için karşılaştırılmaktadır. E_s ortalama simge enerjisi olmak üzere, $SNR = E_s / N_0$ olarak tanımlanmaktadır. Rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme yapılan durumdaki sistem performansının, sabit kazançlı kuvvetlendirme yapıldığı duruma göre daha iyi olduğu gözlemlenmektedir.



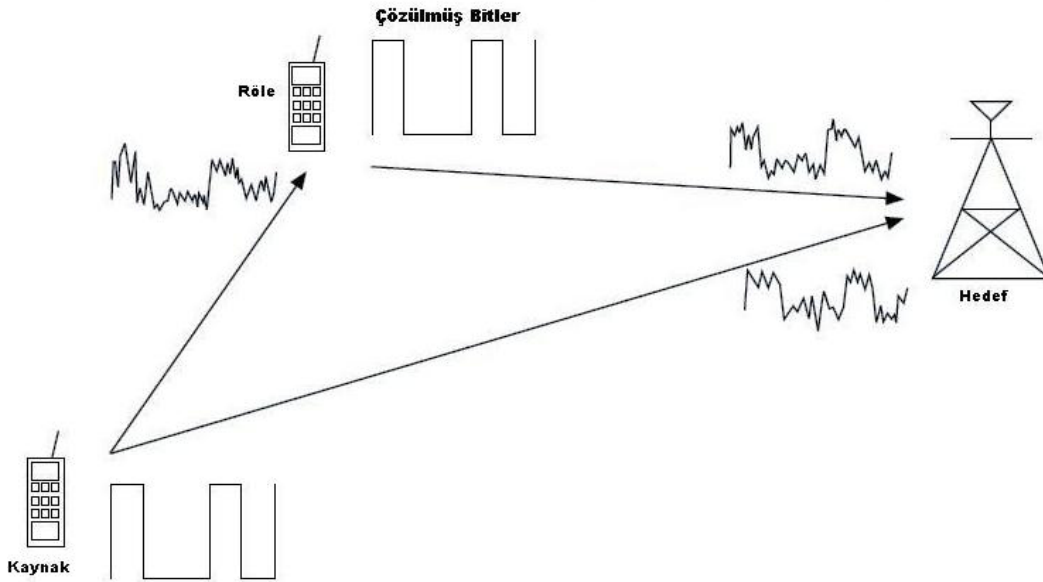
Şekil 3.3 : Rölede kullanılan kuvvetlendirme katsayısının hata performansına etkileri.

3.3.2 Çöz ve Aktar (Decode and Forward, DF)

Bu yöntem, işbirliğine yardım edecek rölenin kaynaktan gönderilen işaretleri alma, çözme ve tekrar iletme ilkesine dayanmaktadır. Şekil 3.4 'te bu yöntemin üç uç birimi arasında nasıl gerçekleştiği gösterilmiştir. Kaynak, röle ve hedefe iletim yapar. Röle kaynaktan aldığı işaretin kodunu çözer ve çözdüğü işareti hedefe iletir. DF yöntemi, AF yöntemine göre, gürültü hedefe iletilmeden önce röle tarafından yok edildiği için daha avantajlı gibi gözükse de, kaynaktan röleye sönümlemeli kanaldan gelen işaretlerin, rölede hatalı çözülme olasılığı mevcuttur [36]. Röle kaynaktan aldığı x_R işaretini

$$s_R = \text{sign}(\Re\{h^{SR*} x_R\}) \quad (3.10)$$

şeklinde çözer [3]. Burada $\Re(\cdot)$ kompleks ifadenin reel kısmını ifade eder. Elde edilen s_R işareti, röle tarafından hedef düğüme aktarılır. Protokol II kullanılırsa, hedefte birinci ve ikinci zaman aralığında alınan işaretler (3.2) ve (3.3)'teki gibidir. Hedefte maksimum olabilirlik (Maksimum Likelihood, ML) alıcısı bulunduğu durumda karar mekanizması,



Şekil 3.4 : Çöz ve aktar yöntemini kullanan röleli sistem.

$$f(t_1) + t_0 \begin{matrix} 1 \\ > \\ < \\ -1 \end{matrix} 0 \quad (3.11)$$

biçiminde olup, burada

$$f(t_1) = \ln \frac{(1-\varepsilon)e^{t_1} + \varepsilon}{\varepsilon e^{t_1} + 1 - \varepsilon} \quad (3.12)$$

$$t_1 = \frac{h^{RD*} y_D + h^{RD} y_D^*}{N_0} \quad (3.13)$$

$$t_0 = \frac{h^{SD*} x_D + h^{SD} x_D^*}{N_0} \quad (3.14)$$

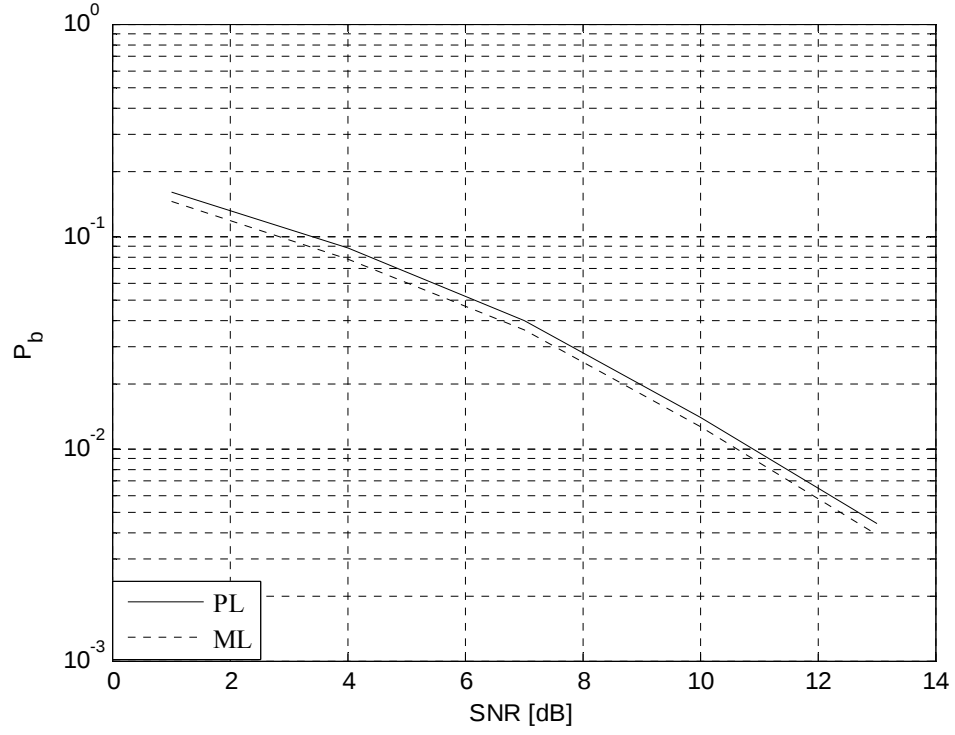
şeklindedir [3]. İfadelerdeki ε , rölenin ortalama hata olasılığıdır. ML alıcısının lineer olmayan $f(t_1)$ fonksiyonuna parça parça lineer (piece-wise linear, PL) yaklaşırsak,

$$f(t_1) \approx f_{PL}(t_1) \equiv \begin{cases} -T_1, & t_1 \leq -T_1 \\ t_1, & -T_1 \leq t_1 \leq T_1 \\ T_1, & t_1 \geq T_1 \end{cases} \quad (3.15)$$

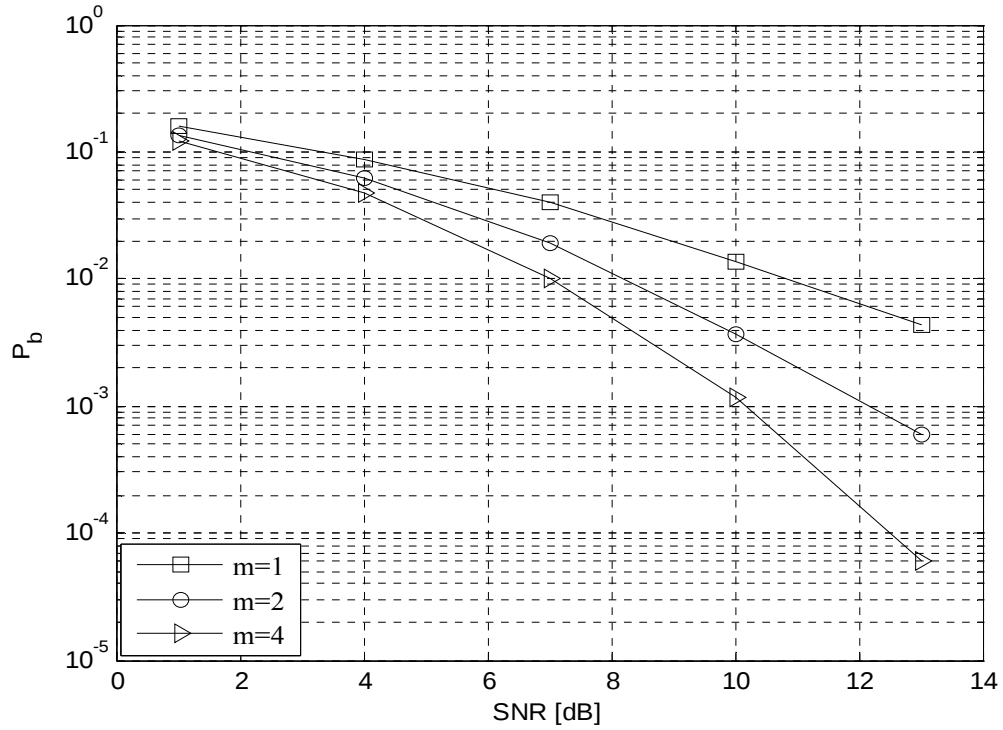
biçimini alır. Burada $T_1 = \ln[(1-\varepsilon)/\varepsilon]$ olup $\varepsilon < 0.5$ olduğu varsayılır.

Şekil 3.5'te PL ve ML alıcılarının kullanıldıkları durumlarda P_b , linklere Rayleigh sönümlemesinin etkimesi durumunda BPSK için karşılaştırılmaktadır. Beklenildiği üzere ML alıcısının performansı, ona parça parça doğrusal yaklaşıkla elde edilen PL alıcısına göre daha iyidir. Ancak aradaki fark gerçekleşmesi daha zor olan ML alıcısının PL alıcısına tercih edilmesine yol açacak kadar büyük değildir.

Şekil 3.6'da PL alıcısının kullanıldığı durumda BPSK modülasyonu için Nakagami- m sönümlemesinin etkimesi gösterilmektedir. Bölüm 2.3.3'te belirtildiği üzere $m=1$ için Nakagami- m sönümlemesi Rayleigh sönümlemesine yakınsamaktadır. m değerleri arttıkça performansın artması beklenen bir durumdur.



Şekil 3.5 : Çöz ve aktar yöntemi, PL ve ML alıcıları için Rayleigh kanalda hata performansı.



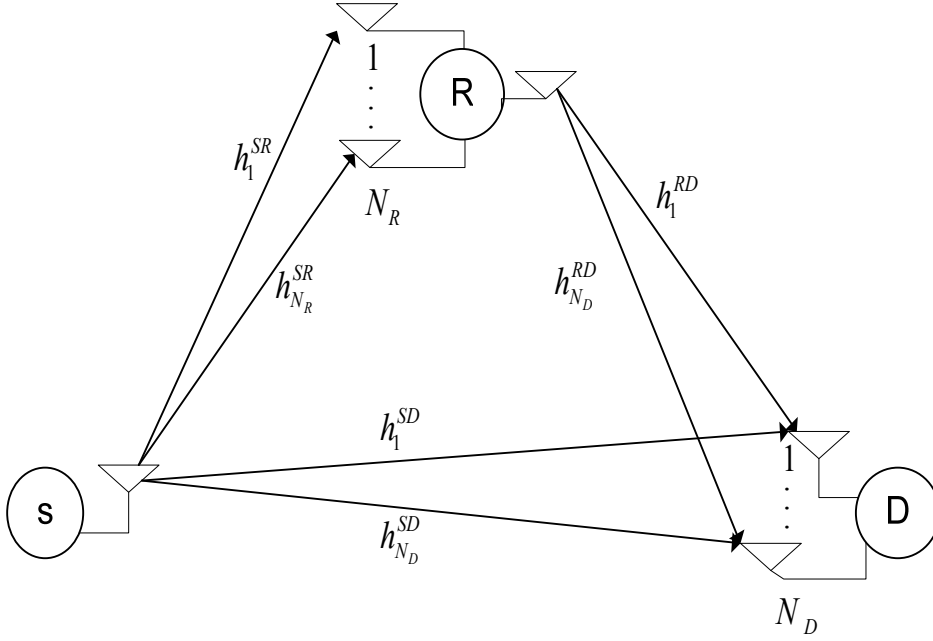
Şekil 3.6 : Çöz ve aktar yöntemi, PL alıcısı için Nakagami- m kanalda hata performansı.

4. NAKAGAMI-m SÖNÜMLEMESİ ALTINDA ALICI ÇEŞİTLEMELİ İŞBİRLİKLİ SİSTEMLER İÇİN HATA PERFORMANS ANALİZİ

Temel mantığı, kaynaktaki işaretin hedef birime hem doğrudan hem de komşu birimler (diğer kullanıcılar veya röleler) üzerinden iletilmesi olan işbirlikli haberleşme yöntemi [3] için eğer imkân varsa birimlerde birden fazla verici ve/veya alıcı anten kullanılarak çeşitleme derecesi daha da artırılabilir. Klasik tek röleli sistem bir önceki bölümde ele alınmıştır. Bu bölümde ise klasik tek röleli sistemde, röle ve hedefte birden çok anten bulunduğu durum ele alınacaktır. Röle ve hedefte MRC ve SC tekniklerinin kullanıldığı durumlar için hata performans analizleri yapılacaktır. Rölede kuvvetlendir ve aktar yönteminin kullanıldığı varsayılacaktır. Rölede kullanılan kuvvetlendirme katsayısının performansa etkisini daha iyi analiz etmek amacıyla, ele alınan sistem, rölede sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayıları için incelenecektir.

4.1 Sistem Modeli

Şekil 4.1 ile gösterilen sistemde kaynakta (source, S) 1 adet, rölede (relay, R) N_R adet, hedefte (destination, D) N_D adet anten bulunmaktadır. $h_k^{SR}, h_j^{SD}, h_z^{RD}$ sırasıyla kaynak ile rölenin k . ($k = 1, 2, \dots, N_R$), kaynak ile hedefin j . ($j = 1, 2, \dots, N_D$) ve röle ile hedefin z . ($z = 1, 2, \dots, N_D$) anteni arasındaki kompleks kanal sönümleme katsayılarıdır. Kanaldaki toplamsal beyaz Gauss gürültüsü sıfır ortalamalı ve N_o tek yönlü güç spektral yoğunluklu olarak kabul edilmektedir. Kanallar frekans seçici olmayan ve yavaş sönümlmeli varsayılmıştır. İletim protokolü olarak ilk zaman aralığında kaynağın röle ve hedefe iletim yaptığı, ikinci zaman aralığında ise rölenin kaynaktan aldığı işareti kuvvetlendirerek hedefe aktardığı iki fazlı bir protokol (Protokol II) kullanılmaktadır [3]. Kuvvetlendir ve aktar yöntemi için rölede kullanılacak kuvvetlendirme katsayısı sabit ve değişken kazançlı olarak seçilebilir.



Şekil 4.1: Sistem modeli.

Kullanılan kuvvetlendirme katsayısının türü sistem performansını etkilemektedir. Tüm linklerin kanal katsayılarının zarflarının $(|h_k^{SR}|, |h_j^{SD}| \text{ ve } |h_z^{RD}|)$ Nakagami- m dağılımlı oldukları varsayılmıştır. E_s kaynaktaki antenden iletilen ortalama simge enerjisi olmak üzere, i . antene XY linkinden gelen işaretin ani SNR'ı $\gamma_{XY,i} = |h_i^{XY}|^2 E_s / N_0$ şeklindedir ($XY \in \{SR, RD, SD\}$).

4.2 Röle ve Hedefte Maksimum Oran Birleştirilmesi

Bu bölümde Şekil 4.1 ile verilen sistem için röle ve hedefte alınan işaretlerin MRC tekniği yardımıyla birleştirildiği yapı incelenecektir. Rölede, sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayıları için analizler yapılacaktır. Kaynak ile röle (S-R), röle ile hedef (R-D) ve kaynak ile hedef (S-D) arasındaki linklerin ani SNR'ları

$\gamma_{XY} = \sum_{i=1}^N \gamma_{XY,i}$ olmak üzere ($N \in \{N_R, N_D\}$), Gamma dağılımı gösteren γ_{SR} 'nin cdf'i

ve γ_{RD} 'nin pdf'i sırasıyla

$$F_{\gamma_{SR}}(\gamma) = 1 - \frac{\Gamma\left(N_R m_{SR}, \frac{m_{SR} \gamma}{\Omega_{SR}}\right)}{\Gamma(N_R m_{SR})} \quad (4.1)$$

$$f_{\gamma_{RD}}(\gamma) = \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{N_D m_{RD}} \frac{\exp\left(-\frac{\gamma m_{RD}}{\Omega_{RD}}\right) \gamma^{N_D m_{RD}-1}}{\Gamma(N_D m_{RD})} \quad (4.2)$$

biçiminde verilebilir. Yukarıda $\Gamma(\cdot)$ klasik Gamma fonksiyonunu, $\Gamma(\cdot, \cdot)$ ise [39, (8.35.2¹¹)] ile verilen tamamlanmamış (incomplete) Gamma fonksiyonunu göstermektedir. Buradaki m_{SR} S-R, m_{RD} ise R-D arası linklerin Nakagami- m dağılımlarının parametrelerini belirtmektedir. Verici antenden alıcı antenlere her bir yol için m parametreleri aynı alınmıştır. $\Omega_{XY} = E[\gamma_{XY,i}], \forall i$ olarak tanımlanmaktadır. γ_{SR} 'nin cdf'si $N_R m_{SR}$ 'nin tamsayı değerleri için [39, (8.352.7)] yardımıyla

$$F_{\gamma_{SR}}(\gamma) = 1 - \exp\left(-\frac{m_{SR}\gamma}{\Omega_{SR}}\right) \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \left(\frac{m_{SR}\gamma}{\Omega_{SR}}\right)^n \frac{1}{n!} \quad (4.3)$$

biçiminde yeniden yazılabilir. $a_n = \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)^n \frac{1}{n!}$ olarak tanımlanırsa,

$$F_{\gamma_{SR}}(\gamma) = 1 - \exp\left(-\frac{m_{SR}\gamma}{\Omega_{SR}}\right) \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} a_n \gamma^n \frac{1}{n!} \quad (4.4)$$

elde edilir.

4.2.1 Rölede Sabit Kazançlı Kuvvetlendirme

S-R linkinin ani kanal durum bilgilerine sahip olunmadığında, kaynaktan röleye iletilen işaret rölede birleştirildikten sonra, sabit kazançlı olarak

$$G = \sqrt{E\left[\frac{1}{\left(\sum_{i=1}^{N_R} |h_i^{SR}|^2 + N_0\right)^{1/2}}\right]} \quad (4.5)$$

ile kuvvetlendirilmektedir [6]. Burada $E[\cdot]$ beklenen değer operatorünü göstermektedir. S-R arası linkin kanal sönümleme katsayılarının zarflarının Nakagami- m dağılımlı olduğu Şekil 4.1'deki sistem için kuvvetlendirme katsayısı, [39, 3.353.5⁷] kullanılarak,

$$G = \sqrt{\frac{\Omega_{SR} \left((-1)^{N_R m_{SR}-1} \exp\left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right) E_1\left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right) + \sum_{r=1}^{N_R m_{SR}-1} (r-1)! (-1)^{N_R m_{SR}-1-r} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)^{-r} \right)}{\Gamma(N_R m_{SR}) \left(\frac{\Omega_{SR}}{m_{SR}}\right)^{N_R m_{SR}}}} \quad (4.6)$$

olarak bulunur. Burada $E_1(x) = \int_x^\infty \frac{\exp(-u) du}{u}$ biçiminde tanımlanan üstel integral (exponential integral) fonksiyonunu göstermektedir [39]. Hedefteki toplam SNR ise

$$\gamma_T = \gamma_{SD} + \frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + \mathbb{C}} \quad (4.7)$$

biçimindedir [6]. Burada

$$\mathbb{C} = \frac{1}{G^2 N_o} \quad (4.8)$$

olup, (4.6) ve (4.8) yardımıyla

$$\mathbb{C} = \frac{\Gamma(N_R m_{SR}) \left(\frac{\Omega_{SR}}{m_{SR}}\right)^{N_R m_{SR}}}{(-1)^{N_R m_{SR}-1} \exp\left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right) E_1\left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right) + \sum_{r=1}^{N_R m_{SR}-1} (r-1)! (-1)^{N_R m_{SR}-1-r} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)^{-r}} \quad (4.9)$$

olarak elde edilir.

4.2.1.1 Hata Performans Analizi

(4.7) ile verilen eşitlikten S-R-D linkinin SNR'nın

$$\gamma_{SRD} = \frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + \mathbb{C}} \quad (4.10)$$

biçiminde olduğu açıkça görülmektedir. γ_{SRD} 'nin cdf'i

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{SRD}}(z) &= \Pr\left(\frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + \mathbb{C}} < z\right) \\ &= \int_0^\infty F_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w}\right) f_{\gamma_{RD}}(w) dw \end{aligned} \quad (4.11)$$

ile hesaplanır [6]. $F_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w}\right)$ ifadesi

$$F_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w}\right) = 1 - \exp\left(-\frac{zm_{SR}}{\Omega_{SR}}\right) \exp\left(-\frac{m_{SR}z\mathbb{C}}{w\Omega_{SR}}\right) \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} a_n \left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w}\right)^n \quad (4.12)$$

şeklinde yazılabilir. $\left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w}\right)^n$ terimi için [39, (1.111)] ile verilen binom açılımı uygulanırsa

$$F_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w}\right) = 1 - \exp\left(-\frac{zm_{SR}}{\Omega_{SR}}\right) \exp\left(-\frac{m_{SR}z\mathbb{C}}{w\Omega_{SR}}\right) \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n a_n \binom{n}{p} z^n \mathbb{C}^p w^{-p} \quad (4.13)$$

biçimini alır. (4.2), (4.11) ve (4.13) yardımıyla γ_{SRD} 'nin cdf'i

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}\right)^{N_D m_{RD}} \frac{\exp\left(-\frac{zm_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)}{\Gamma(N_D m_{RD})} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n a_n \binom{n}{p} z^n \mathbb{C}^p \int_0^\infty \exp\left(-\frac{wm_{RD}}{\Omega_{RD}} - \frac{m_{SR}z\mathbb{C}}{w\Omega_{SR}}\right) w^{N_D m_{RD}-1-p} dw \quad (4.14)$$

olarak elde edilir. İfadedeki integralin çözümü için [39, (3.471.9)] kullanılırsa

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \frac{2 \exp\left(-\frac{zm_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)}{\Gamma(N_D m_{RD})} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n a_n \binom{n}{p} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}\right)^{\frac{p+N_D m_{RD}}{2}} \mathbb{C}^{\frac{p+N_D m_{RD}}{2}} \times \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)^{\frac{N_D m_{RD}-p}{2}} z^{\frac{2n+N_D m_{RD}-p}{2}} K_{N_D m_{RD}-p} \left(2 \sqrt{\frac{m_{SR} m_{RD} \mathbb{C} z}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}}\right) \quad (4.15)$$

olarak bulunur. Burada $K_{N_D m_{RD}-p}(\cdot)$, [39, (8.407)] ile verilen $(N_D m_{RD} - p)$. dereceden 2. tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonudur. γ_{SRD} 'nin MGF'si, γ_{SRD} 'nin cdf'i $F_{\gamma_{SRD}}(z)$ kullanılarak,

$$M_{\gamma_{SRD}}(s) = s \int_0^\infty F_{\gamma_{SRD}}(z) \exp(-sz) dz \quad (4.16)$$

biçiminde bulunabilir. O halde $M_{\gamma_{SRD}}(s)$ için,

$$M_{\gamma_{SRD}}(s) = 1 - \frac{2s}{\Gamma(N_D m_{RD})} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n a_n \binom{n}{p} \mathbb{C}^{\frac{p+N_D m_{RD}}{2}} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}\right)^{\frac{p+N_D m_{RD}}{2}} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)^{\frac{N_D m_{RD}-p}{2}} \times \int_0^\infty \exp\left(-z\left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} + s\right)\right) z^{\frac{2n+N_D m_{RD}-p}{2}} K_{N_D m_{RD}-p} \left(2 \sqrt{\frac{m_{SR} m_{RD} \mathbb{C} z}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}}\right) dz \quad (4.17)$$

yazılabilir. İfadedeki integralli kısmı çözmek için [39, (6.443.3)]'ten yararlanılırsa

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{SRD}}(s) = & 1 - \frac{s}{\Gamma(N_D m_{RD})} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n a_n \binom{n}{p} \mathbb{C}^{\frac{p+N_D m_{RD}}{2}} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{\frac{p+N_D m_{RD}}{2}} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right) \\
& \times \sqrt{\frac{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}{m_{SR} m_{RD} \mathbb{C}}} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right)^{\frac{-(2n+N_D m_{RD}+1-p)}{2}} \exp\left(\frac{m_{SR} m_{RD} \mathbb{C}}{2\Omega_{RD} (m_{SR} + \Omega_{SR} s)} \right) \Gamma(n+1) \quad (4.18) \\
& \times \Gamma(n + N_D m_{RD} - p + 1) W_{\frac{-(2n+N_D m_{RD}+1-p)}{2}, \frac{N_D m_{RD}-p}{2}} \left(\frac{m_{SR} m_{RD} \mathbb{C}}{\Omega_{RD} (m_{SR} + \Omega_{SR} s)} \right)
\end{aligned}$$

olarak bulunur. Burada $W_{\frac{-(2n+N_D m_{RD}+1-p)}{2}, \frac{N_D m_{RD}-p}{2}}(\cdot)$, [39, (9.220.4)] ile verilen Whittaker fonksiyonudur. S-D linkinin Nakagami- m sönümlemesine maruz kaldığı durumda γ_{SD} 'nin pdf'i

$$f_{\gamma_{SD}}(\gamma) = \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{N_D m_{SD}} \frac{\exp\left(-\frac{\gamma m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right) \gamma^{N_D m_{SD}-1}}{\Gamma(N_D m_{SD})} \quad (4.19)$$

gibidir. Burada m_{SD} , Nakagami- m dağılımıyla sönümlenen S-D linkinin sönümleme parametresidir. $M_{\gamma_{SD}}(s)$ ifadesi, γ_{SD} 'nin pdf'i kullanılarak,

$$M_{\gamma_{SD}}(s) = E[e^{-s\gamma}] = \int_0^{\infty} f_{\gamma_{SD}}(\gamma) \exp(-s\gamma) d\gamma \text{ biçiminde bulunabilir. Karşılaşılan integralin}$$

çözümü için [39, (3.326.2)] kullanılarak $M_{\gamma_{SD}}(s)$ ifadesi

$$M_{\gamma_{SD}}(s) = \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{N_D m_{SD}} \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} + s \right)^{-N_D m_{SD}} \quad (4.20)$$

olarak bulunur. γ_{SRD} ve γ_{SD} 'nin istatistiksel bağımsız oluşu göz önünde bulundurulursa hedefteki toplam SNR'ın MGF'si

$$M_{\gamma_T}(s) = M_{\gamma_{SRD}}(s) M_{\gamma_{SD}}(s) \quad (4.21)$$

biçiminde elde edilir. Bu durumda

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_T}(s) = & \left(1 - \frac{s}{\Gamma(N_D)} \sum_{n=0}^{N_R-1} \sum_{p=0}^n a_n \binom{n}{p} \mathbb{C}^{\frac{p+N_D}{2}} \exp\left(\frac{\mathbb{C}}{2\Omega_{RD} + 2\Omega_{RD}\Omega_{SR}s}\right) \Gamma(n+1) \right. \\
& \times \left(\frac{1}{\Omega_{RD}}\right)^{\frac{p+N_D}{2}} \sqrt{\frac{\Omega_{RD}}{\Omega_{SR}\mathbb{C}}} \left(\frac{1}{\Omega_{SR}} + s\right)^{\frac{-(2n+N_D+1-p)}{2}} \Gamma(n+N_D-p+1) \\
& \times W_{\frac{-(2n+N_D+1-p)}{2}, \frac{N_D-p}{2}} \left(\frac{\mathbb{C}}{\Omega_{RD} + \Omega_{RD}\Omega_{SR}s}\right) \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}}\right)^{N_D m_{SD}} \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} + s\right)^{-N_D m_{SD}} \Big)
\end{aligned} \quad (4.22)$$

olarak bulunur. Nakagami- m dağılımının $m=1$ durumunda Rayleigh dağılımına yakınsadığı göz önünde bulundurulursa, S-R-D linkinin Rayleigh sönümlmesine maruz kaldığı durumda, yani $m_{SR} = m_{RD} = 1$ olduğu durumda

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_T}(s) = & \left(1 - \frac{s}{\Gamma(N_D)} \sum_{n=0}^{N_R-1} \sum_{p=0}^n a_n \binom{n}{p} \mathbb{C}^{\frac{p+N_D}{2}} \exp\left(\frac{\mathbb{C}}{2\Omega_{RD} + 2\Omega_{RD}\Omega_{SR}s}\right) \Gamma(n+1) \right. \\
& \times \left(\frac{1}{\Omega_{RD}}\right)^{\frac{p+N_D}{2}} \sqrt{\frac{\Omega_{RD}}{\Omega_{SR}\mathbb{C}}} \left(\frac{1}{\Omega_{SR}} + s\right)^{\frac{-(2n+N_D+1-p)}{2}} \Gamma(n+N_D-p+1) \\
& \times W_{\frac{-(2n+N_D+1-p)}{2}, \frac{N_D-p}{2}} \left(\frac{\mathbb{C}}{\Omega_{RD} + \Omega_{RD}\Omega_{SR}s}\right) \left(\frac{1}{\Omega_{SD}}\right)^{N_D} \left(\frac{1}{\Omega_{SD}} + s\right)^{-N_D} \Big)
\end{aligned} \quad (4.23)$$

biçimini alır.

$M_{\gamma_T}(s)$ ifadesi yardımıyla sembol hata olasılığı M -PSK modülasyonu için,

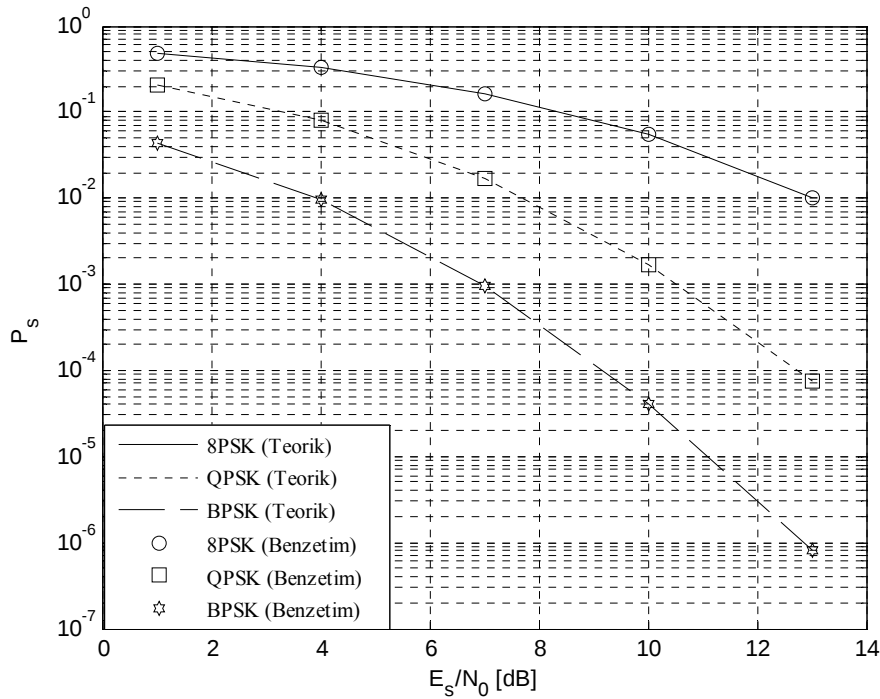
$$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi(M-1)/M} M_T(g_{PSK} \sin^{-2} \theta) d\theta \quad (4.24)$$

eşitliğiyle hesaplanır [2, (9.15)]. Burada $g_{PSK} = \sin^2(\pi/M)$, M ise modülasyonun derecesi olarak tanımlanmaktadır.

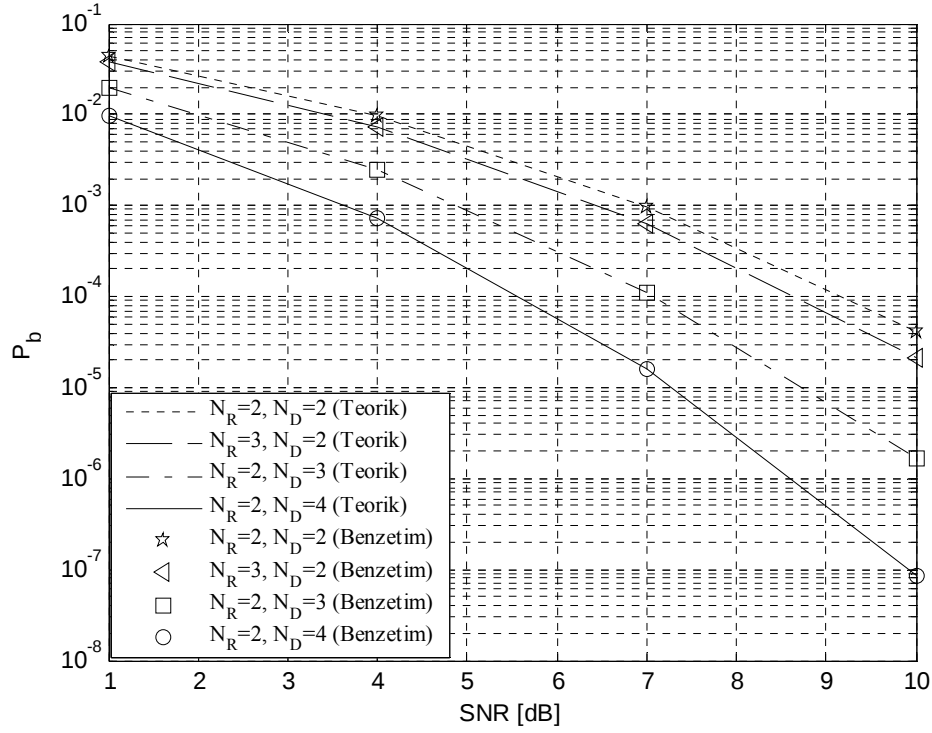
4.2.1.2 Nümerik Sonuçlar

Eğriler, (4.24) eşitliği kullanılarak nümerik yolla ve ayrıca benzetimle elde edilmiştir. $SNR = \Omega_{SR} = \Omega_{RD} = \Omega_{SD}$ olarak tanımlanmaktadır. Şekil 4.2, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ ve $N_D = N_R = 2$ için sistemde kullanılan farklı modülasyonların performansa etkisini göstermektedir. Görülmektedir ki modülasyon derecesi arttıkça performans kötüleşmektedir. Bunun sebebi işaret uzayının kalabalıklaşmasıdır. Ancak modülasyon derecesi arttıkça hız artacağı için, hızı performansa tercih eden

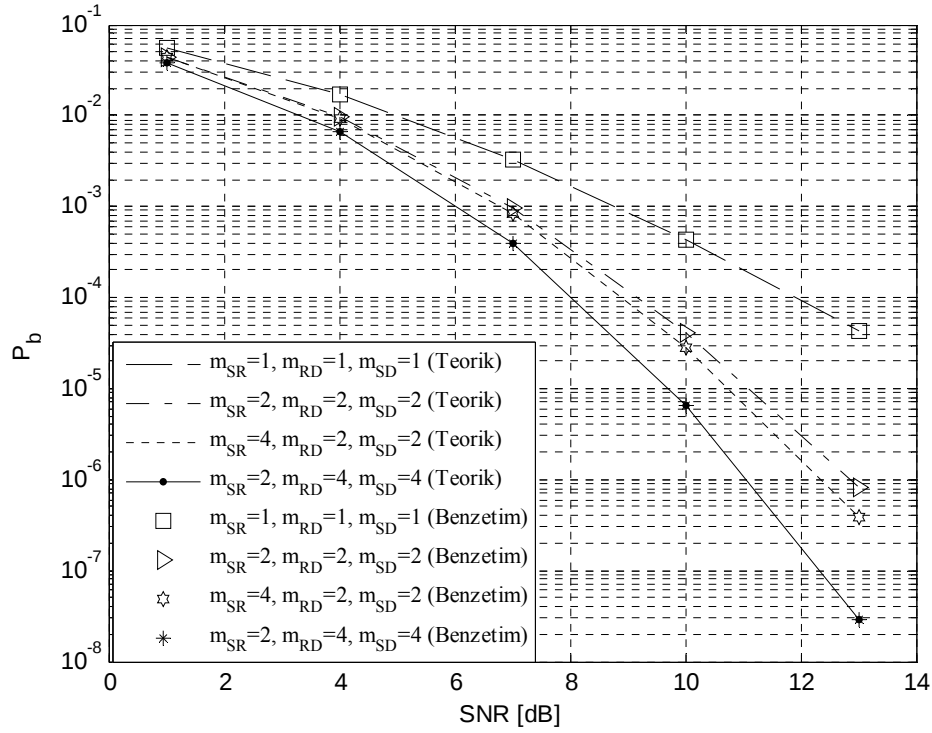
sistemlerde uygulanabilir. Bu bölümdeki diğer tüm eğriler sistemde BPSK modülasyonu kullanıldığı durum için elde edilmiştir. Şekil 4.3, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için rölede ve hedefte farklı sayılarda anten kullanımının performansa etkisini göstermektedir. Anten sayısı arttıkça performans iyileşmektedir. Ancak, alıcı anten sayısını hedefte artırmak, daha büyük performans iyileşmesi sağlamaktadır. Şekil 4.4 $N_R = N_D = 2$ için farklı m sönümleme parametrelerinin performansa etkisini göstermektedir. Bilindiği üzere m arttıkça performans iyileşmektedir. Ayrıca Şekil 4.4'te $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 1$ değerleriyle Nakagami- m sönümlemesinin Rayleigh sönümlemesine eşit olduğu durum gösterilmektedir.



Şekil 4.2: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ ve $N_D = N_R = 2$ için farklı modülasyonların performansa etkisi (MRC, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 4.3: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ için N_D ve N_R 'nin performansa etkisi (MRC, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 4.4: $N_R = N_D = 2$ için farklı m değerlerinin performansa etkisi (MRC, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).

4.2.2 Rölede Değişken Kazançlı Kuvvetlendirme

S-R linkinin kanal durum bilgisine sahip olduğu durumlarda rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayısı kullanılır. Sistem performansının sabit kazançlı kuvvetlendirme yapıldığı duruma göre genel olarak daha iyi olması beklenir. Kaynaktan röleye iletilen işaret rölede birleştirildikten sonra, sönmüleme katsayıları ile değişen

$$G = \frac{1}{\left(\sum_{i=1}^{N_R} |h_i^{SR}|^2 + cN_0\right)^{1/2}} \quad (4.25)$$

kazancı ile kuvvetlendirmektedir ($c \in \{0,1\}$). Hedefteki toplam SNR

$$\gamma_T = \gamma_{SD} + \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + \gamma_{RD} + c} \quad (4.26)$$

biçimindedir [7]. Yukarıdaki eşitlikten S-R-D linkinin SNR'nın,

$$\gamma_{SRD} = \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + \gamma_{RD} + c} \quad (4.27)$$

şeklinde olduğu açıkça görülmektedir.

4.2.2.1 Hata Performans Analizi

Rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme yapıldığı durumda, γ_{SRD} 'nin cdf'i

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{SRD}}(\gamma) &= \Pr(\gamma_{SRD} < z) \\ &= \Pr\left(\frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + \gamma_{RD} + c} < z\right) \\ &= 1 - \int_0^\infty \bar{F}_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z^2 + cz}{w}\right) f_{\gamma_{RD}}(z+w) dw \end{aligned} \quad (4.28)$$

yardımıyla bulunabilir [7]. Yukarıdaki eşitlikte $\bar{F}_{\gamma_{SR}}(.) = 1 - F_{\gamma_{SR}}(.)$ 'yi ifade etmektedir. (4.4)'ün yardımıyla

$$\bar{F}_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z^2 + cz}{w}\right) = \sum_{n=0}^{N_R m_{SR} - 1} a_n \exp\left(-\frac{m_{SR} z}{\Omega_{SR}}\right) \exp\left(-\frac{m_{SR}(z^2 + cz)}{\Omega_{SR} w}\right) \left(z + \frac{z^2 + cz}{w}\right)^n \quad (4.29)$$

olarak elde edilir. $\left(z + \frac{z^2 + cz}{w}\right)^n$ terimi için binom açılımı uygulanırsa,

$$\bar{F}_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z^2 + cz}{w}\right) = \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n a_n \binom{n}{p} \exp\left(-\frac{m_{SR} z}{\Omega_{SR}}\right) \exp\left(-\frac{m_{SR}(z^2 + cz)}{\Omega_{SR} w}\right) z^n (z+c)^p w^{-p} \quad (4.30)$$

olur. γ_{RD} 'nin pdf'i (4.2) ile verildiği gibidir. Bu durumda,

$$f_{\gamma_{RD}}(z+w) = \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}\right)^{N_D m_{RD}} \frac{\exp\left(-\frac{m_{RD}(z+w)}{\Omega_{RD}}\right)}{\Gamma(N_D m_{RD})} (z+w)^{N_D m_{RD}-1} \quad (4.31)$$

olur. $(z+w)^{N_D m_{RD}-1}$ terimi için binom açılımını uygulanırsa,

$$f_{\gamma_{RD}}(z+w) = \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}\right)^{N_D m_{RD}} \frac{\exp\left(-\frac{m_{RD}(z+w)}{\Omega_{RD}}\right)}{\Gamma(N_D m_{RD})} \sum_{j=0}^{N_D m_{RD}-1} \binom{N_D m_{RD}-1}{j} w^j z^{N_D m_{RD}-1-j} \quad (4.32)$$

şeklinde elde edilir. (4.30) ve (4.32), (4.28)'de yerine konursa γ_{SRD} 'nin cdf'i için,

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}\right)^{N_D m_{RD}} \sum_{j=0}^{N_D m_{RD}-1} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n a_n \binom{n}{p} \binom{N_D m_{RD}-1}{j} \frac{z^{N_D m_{RD}-1-j+n}}{\Gamma(N_D m_{RD})} \times (z+c)^p \exp\left(-\frac{m_{SR} z}{\Omega_{SR}}\right) \int_0^\infty w^{j-p} \exp\left(-\frac{m_{SR}(z^2 + cz)}{\Omega_{SR} w} - \frac{m_{RD}(z+w)}{\Omega_{RD}}\right) dw \quad (4.33)$$

elde edilir. Buradan, [39, (3.471.9)] yardımıyla γ_{SRD} 'nin cdf'i

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \frac{2 \exp\left(-\frac{m_{RD} z}{\Omega_{RD}} - \frac{m_{SR} z}{\Omega_{SR}}\right)}{\Gamma(N_D m_2)} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}\right)^{N_D m_{RD}} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n \sum_{j=0}^{N_D m_{RD}-1} a_n \binom{n}{p} \binom{N_D m_{RD}-1}{j} \times \left(\frac{m_{SR}(z^2 + cz)\Omega_{RD}}{\Omega_{SR} m_{RD}}\right)^{\frac{j-p+1}{2}} (z+c)^p z^{n+N_D m_{RD}-1-j} K_{j-p+1}\left(2\sqrt{\frac{m_{SR} m_{RD}(z^2 + cz)}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}}\right) \quad (4.34)$$

olarak elde edilir. Bundan sonraki işlemlerde kolaylık açısından $c=0$ olarak alınacaktır. γ_{SRD} 'nin MGF'si için, $F_{\gamma_{SRD}}(z)$ kullanılarak, (4.16) yardımıyla,

$$M_{\gamma_{SRD}}(s) = 1 - \frac{2s}{\Gamma(N_D m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{N_D m_{RD}} \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}} \sum_{p=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{j=0}^n a_n \binom{n}{p} \binom{N_D m_{RD}-1}{j} \left(\frac{m_{SR} \Omega_{RD}}{\Omega_{SR} m_{RD}} \right)^{\frac{j-p+1}{2}} \times \int_0^\infty z^{n+N_D m_{RD}} K_{j-p+1} \left(2z \sqrt{\frac{m_{SR} m_{RD}}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}} \right) \exp \left(-z \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + \frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} + s \right) \right) dz \quad (4.35)$$

yazılabilir. İntegralin çözümü için [39, (6.621.3)] kullanılarak

$$M_{\gamma_{SRD}}(s) = 1 - \frac{2s\sqrt{\pi}}{\Gamma(N_D m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{N_D m_{RD}} \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}} \sum_{p=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{j=0}^n a_n \binom{n}{p} \binom{N_D m_{RD}-1}{j} \times \Gamma(n+N_D m_{RD}+p-j) \Gamma(n+N_D m_{RD}+j+2-p) \left(4 \sqrt{\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}} \right)^{j-p+1} \times \frac{{}_2F_1 \left(n+N_D m_{RD}+2-p+j, j-p+\frac{3}{2}, n+N_D m_{RD}+\frac{3}{2}, \frac{\left(\sqrt{\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}} - \sqrt{\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s}{\left(\sqrt{\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}} + \sqrt{\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s} \right)}{\left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + \frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} + s + 2 \sqrt{\frac{m_{SR} m_{RD}}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}} \right)^{n+N_D m_{RD}+j+2-p} \Gamma \left(n+N_D m_{RD}+\frac{3}{2} \right)} \quad (4.36)$$

olarak bulunur. Burada ${}_2F_1(.,.,.)$ [39, (9.10)] ile verilen Gauss hipergeometrik fonksiyonunu belirtmektedir. γ_{SRD} 'nin MGF'si için bulunan ifadede $m_{SR} = m_{RD} = m$, $\Omega_{SR} = \Omega_{RD} = \Omega$ ve $N_R = N_D = N$ alınırsa, bu özel durumun

$${}_2F_1 \left(Nm, 2Nm, Nm + \frac{1}{2}, -\frac{s\Omega}{4m} \right) \quad (4.37)$$

eşitliğine indirgendiği ve bu sonucun da [40, (5)] ile verilen eşitlikle uyumlu olduğu gösterilebilir. S-D linkinin Nakagami- m sönümlemesine maruz kaldığı durumda γ_{SD} 'nin MGF'si (4.20) ile verildiği gibidir. γ_{SRD} ve γ_{SD} istatistiksel bağımsız olduğundan dolayı hedefteki toplam SNR'ın MGF'si

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_T}(s) = & \left(1 - \frac{2s\sqrt{\pi}}{\Gamma(N_D m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{N_D m_{RD}} \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}} \sum_{p=0}^{N_D m_{RD}-1} \sum_{j=0}^{n} a_n \binom{n}{p} \binom{N_D m_{RD}-1}{j} \left(4 \sqrt{\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}} \right)^{j-p+1} \right. \\
& \times \left. \frac{{}_2F_1 \left[n + N_D m_{RD} + 2 - p + j, j - p + \frac{3}{2}, n + N_D m_{RD} + \frac{3}{2}, \frac{\left(\sqrt{\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}} - \sqrt{\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s}{\left(\sqrt{\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}} + \sqrt{\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s} \right]}{\left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + \frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} + s + 2 \sqrt{\frac{m_{SR} m_{RD}}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}} \right)^{n + N_D m_{RD} + j + 2 - p}} \Gamma \left(n + N_D m_{RD} + \frac{3}{2} \right)} \right. \\
& \times \Gamma(n + N_D m_{RD} + p - j) \Gamma(n + N_D m_{RD} + j + 2 - p) \left(\frac{m_{SD}}{\bar{\gamma}_{SD}} \right)^{N_D m_{SD}} \left(\frac{m_{SD}}{\bar{\gamma}_{SD}} + s \right)^{-N_D m_{SD}}
\end{aligned} \quad (4.38)$$

olarak yazılır. Nakagami- m dağılımının $m=1$ durumunda Rayleigh dağılımına yakınsadığı göz önünde bulundurulursa, S-R-D linkinin Rayleigh sönümlemesine maruz kaldığı durumda yani $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 1$ olduğu durumda $M_{\gamma_T}(s)$,

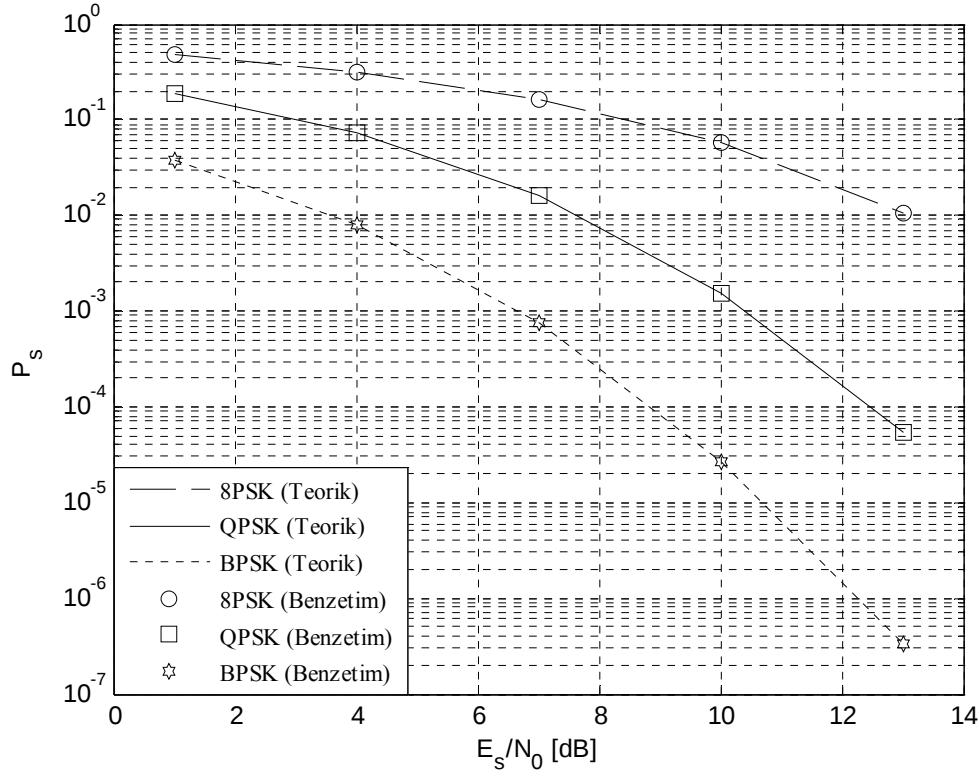
$$\begin{aligned}
M_{\gamma_T}(s) = & \left(1 - \frac{2s\sqrt{\pi}}{\Gamma(N_D)} \left(\frac{1}{\Omega_{RD}} \right)^{N_D} \sum_{n=0}^{N_D} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{j=0}^{n} a_n \binom{n}{p} \binom{N_D-1}{j} \left(4 \sqrt{\frac{1}{\Omega_{SR}}} \right)^{j-p+1} \right. \\
& \times \left. \frac{{}_2F_1 \left[n + N_D + 2 - p + j, j - p + \frac{3}{2}, n + N_D + \frac{3}{2}, \frac{\left(\sqrt{\frac{1}{\Omega_{SR}}} - \sqrt{\frac{1}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s}{\left(\sqrt{\frac{1}{\Omega_{SR}}} + \sqrt{\frac{1}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s} \right]}{\left(\frac{1}{\Omega_{SR}} + \frac{1}{\Omega_{RD}} + s + 2 \sqrt{\frac{1}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}} \right)^{n + N_D + j + 2 - p}} \Gamma \left(n + N_D + \frac{3}{2} \right)} \right. \\
& \times \Gamma(n + N_D + p - j) \Gamma(n + N_D + j + 2 - p) \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{SD}} \right)^{N_D} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{SD}} + s \right)^{-N_D}
\end{aligned} \quad (4.39)$$

biçimini alır.

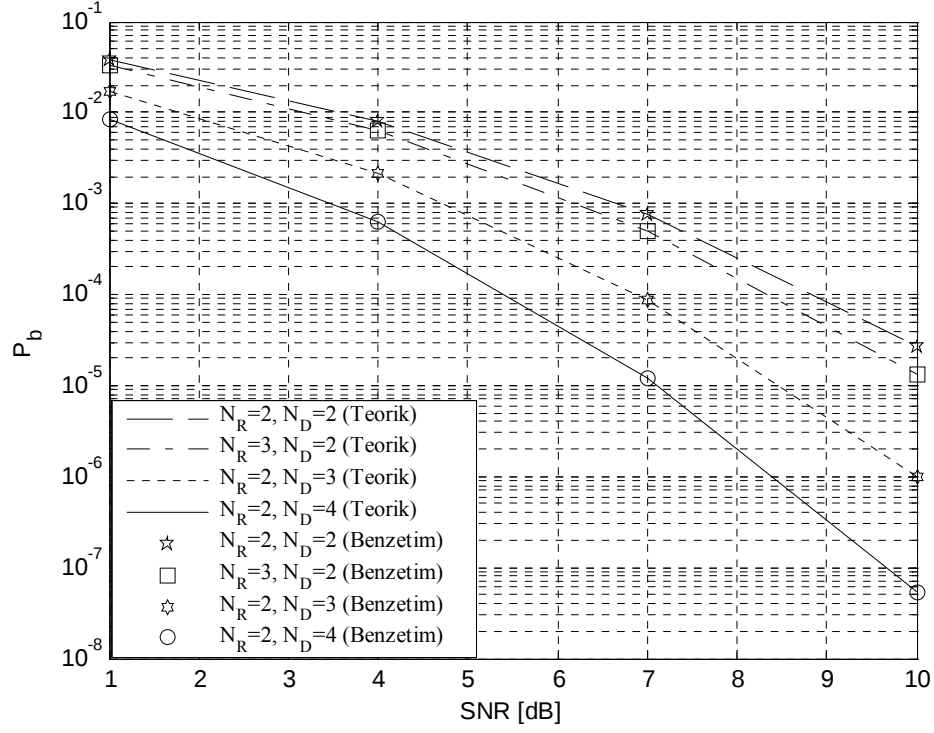
4.2.2.2 Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde, S-R-D ve S-D linklerinin Nakagami- m sönümlemesine maruz kalması, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme yapılması ve $SNR = \Omega_{SR} = \Omega_{RD} = \Omega_{SD}$ olarak varsayılması durumlarında sistemin hata performans analizi sonuçları verilmektedir. Şekil 4.5'te sistemde kullanılan farklı modülasyon türlerinin hata performansına etkisi gösterilmektedir. Bu bölümdeki diğer tüm eğriler sistemde modülasyon türü olarak BPSK kullanılması durumunda elde edilmiştir. Rölede ve

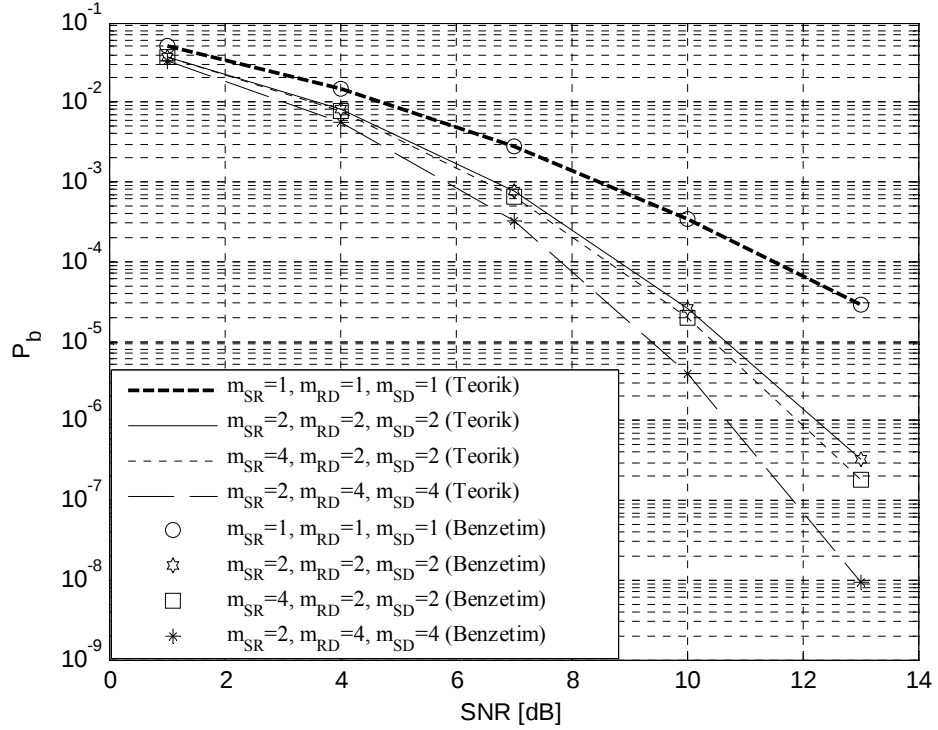
hedefte kullanılan anten sayısını artırmanın sisteme etkisi, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için Şekil 4.6 ile verilmektedir. Şekil 4.7’de ise, $N_R = N_D = 2$ için farklı m sönümleme parametrelerinin performansa etkisi gösterilmektedir. Eğrilerden, anten sayıları ve m arttıkça performansın iyileştiği görülmektedir.



Şekil 4.5: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ ve $N_R = N_D = 2$ için farklı modülasyonların performansa etkisi (MRC, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 4.6: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ için N_R ve N_D 'nin performansa etkisi (MRC, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).

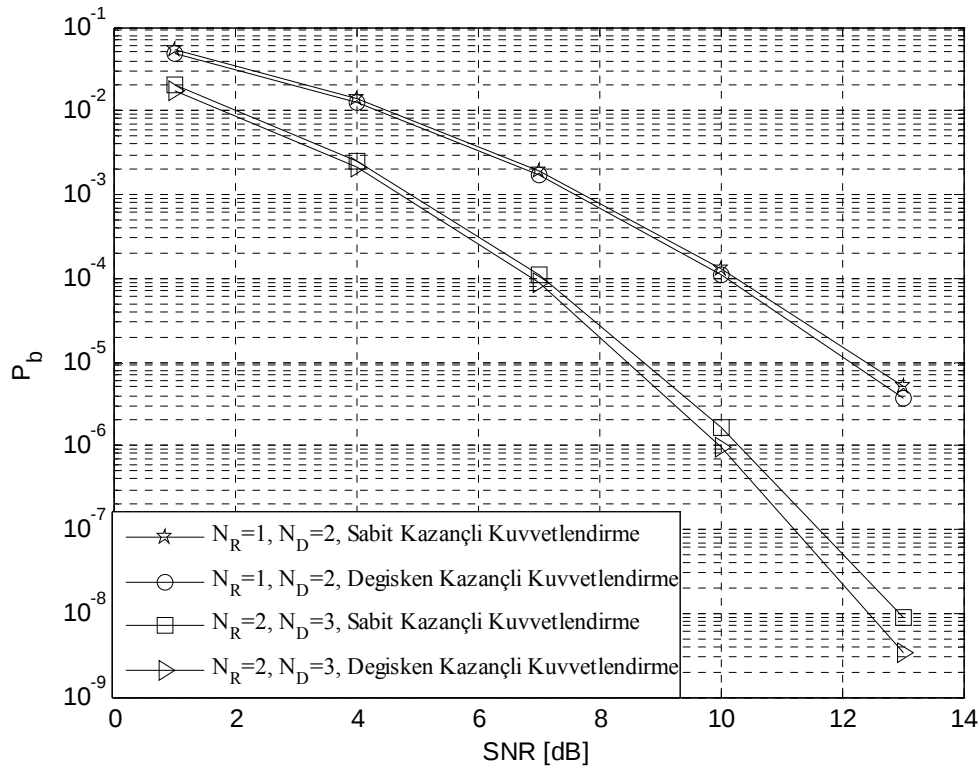


Şekil 4.7: $N_R = N_D = 2$ için farklı m değerlerinin performansa etkisi (MRC, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).

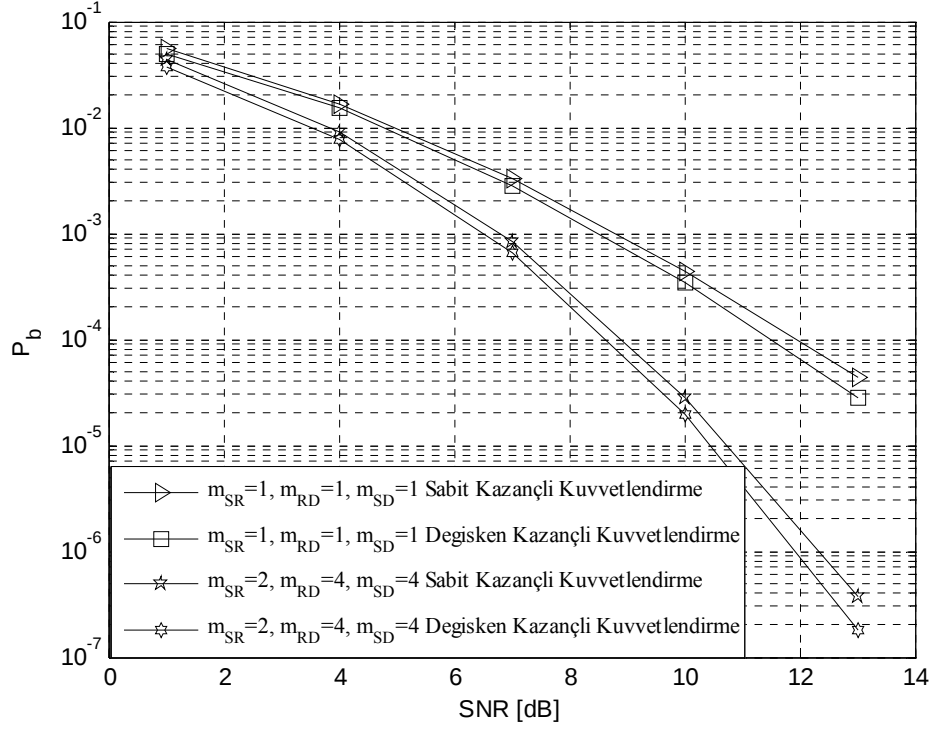
4.2.3 Sabit ve Değişken Kazançlı Kuvvetlendirmenin Karşılaştırılması

Bu bölümde, rölede seçilen kuvvetlendirme katsayısının performans üzerindeki etkisi karşılaştırılmaktadır. Bu amaçla rölede kullanılan kuvvetlendirme katsayısının sabit ve değişken kazançlı olduğu durumlarda, Şekil 4.1'deki sistemde BPSK modülasyonu için P_b sonuçları verilmektedir. $SNR = \Omega_{SR} = \Omega_{RD} = \Omega_{SD}$ varsayımı yapılmıştır. $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, röle ve hedefte farklı anten sayıları için P_b eğrileri, Şekil 4.8'de gösterilmektedir. Şekil 4.9, $N_R = N_D = 2$ için farklı m sönümleme parametrelerinin performansa etkisini göstermektedir.

Eğrilerden görüldüğü üzere, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme yapıldığı durumlarda daha iyi performans elde edilmiştir. Değişken kazançlı kuvvetlendirme daha iyi performans sağlasa bile ele alınan sistem için aradaki fark çok yüksek değildir. Rölede kanal katsayılarına ihtiyaç duyulmadan, daha pratik olarak gerçekleştirilebilen sabit kazançlı kuvvetlendirme yöntemi, maliyet ve gerçekleştirme zorluğunu düşürmek amaçlı kullanılabilir.



Şekil 4.8: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve N_D, N_R değerlerinin performansa etkisi (MRC).



Şekil 4.9: $N_R = N_D = 2$ için sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı m değerlerinin performansa etkisi (MRC).

4.3 Röle ve Hedefte Seçici Birleştirme

Bu bölümde Şekil 4.1 ile verilen sistemde röle ve hedefte alınan işaretlerin SC yöntemiyle birleştirildiği yapı incelenecektir. Rölede, sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayıları için analizler yapılacaktır. Mevcut sistemde ilk zaman aralığında kaynak, hedef ve röleye iletim yapar. Rölede bulunan N_R adet antene gelen işaretlerden en iyi ani SNR'a sahip olan işaret seçilip bir katsayı ile kuvvetlendirilir. İkinci zaman aralığında ise röle tarafından güçlendirilen işaret hedefe iletilir. Hedefte ise N_D adet antene gelen işaretlerden en iyi ani SNR'a sahip işaret çıkış işareti olarak seçilir. Kaynak ile röle, röle ile hedef ve kaynak ile hedef arasındaki linklerin ani SNR'larının maksimumu $\gamma_{XY} = \max_i \gamma_{XY,i}$ olarak tanımlanır.

Gamma dağılımı gösteren $\gamma_{SR,i}$ 'nin cdf'i ve $\gamma_{RD,i}$ 'nin pdf'i sırasıyla

$$F_{\gamma_{SR,i}}(\gamma) = 1 - \exp\left(-\frac{m_{SR}\gamma}{\Omega_{SR}}\right) \sum_{n=0}^{m_{SR}-1} \left(\frac{m_{SR}\gamma}{\Omega_{SR}}\right)^n \frac{1}{n!} \quad (4.40)$$

$$f_{\gamma_{RD,i}}(\gamma) = \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \frac{\gamma^{m_{RD}-1}}{\Gamma(m_{RD})} \exp\left(-\frac{m_{RD}\gamma}{\Omega_{RD}} \right) \quad (4.41)$$

şeklindedir. Bu durumda γ_{SR} 'nin cdf'i için

$$F_{\gamma_{SR}}(\gamma) = \left[1 - \exp\left(-\frac{m_{SR}\gamma}{\Omega_{SR}} \right) \sum_{n=0}^{m_{SR}-1} \left(\frac{m_{SR}\gamma}{\Omega_{SR}} \right)^n \frac{1}{n!} \right]^{N_R} \quad (4.42)$$

yazılabilir [41]. Yukarıdaki ifade için binom açılımı uygulanırsa,

$$F_{\gamma_{SR}}(\gamma) = \sum_{t=0}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \binom{N_R}{t} (-1)^t \exp\left(-\frac{m_{SR}t\gamma}{\Omega_{SR}} \right) \gamma^n \mu_n(t, m_{SR}) \quad (4.43)$$

olarak bulunur. Burada $\mu_n(t, m_{SR})$, [39, (0.314)] ile verilen

$$\mu_n(t, m_{SR}) = \frac{1}{na_0} \sum_{\tau=1}^n (t\tau - n + \tau) a_\tau \mu_{n-\tau}(t, m_{SR}), \quad n \geq 1 \quad (4.44)$$

çoklu terim katsayılarını (multinomial coefficients) ifade etmektedir. Çoklu terim

katsayıları için verilen ifadede $a_\tau = \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^\tau \frac{1}{\tau!}$ ve $\mu_0(t, m_{SR}) = a_0^t$ olarak

tanımlanmaktadır. γ_{RD} 'nin pdf'i için

$$f_{\gamma_{RD}}(\gamma) = N_D \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \frac{\gamma^{m_{RD}-1}}{\Gamma(m_{RD})} \exp\left(-\frac{m_{RD}\gamma}{\Omega_{RD}} \right) \left(1 - \exp\left(\frac{m_{RD}\gamma}{\Omega_{RD}} \right) \sum_{n=0}^{m_{RD}-1} \left(\frac{m_{RD}\gamma}{\Omega_{RD}} \right)^n \frac{1}{n!} \right)^{N_D-1} \quad (4.45)$$

yazılabilir. Buradaki $\left(1 - \exp\left(\frac{m_{RD}\gamma}{\bar{\gamma}_{RD}} \right) \sum_{n=0}^{m_{RD}-1} \left(\frac{m_{RD}\gamma}{\bar{\gamma}_{RD}} \right)^n \frac{1}{n!} \right)^{N_D-1}$ için binom açılımı

uygulanırsa, γ_{RD} 'nin pdf'i

$$f_{\gamma_{RD}}(\gamma) = \frac{N_D}{\Gamma(m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{RD}-1)} \binom{N_D-1}{p} (-1)^p \mu_q(p, m_{RD}) \exp\left(-\frac{m_{RD}(p+1)\gamma}{\Omega_{RD}} \right) \gamma^{n+m_{RD}-1} \quad (4.46)$$

olarak elde edilir.

4.3.1 Rölede Sabit Kazançlı Kuvvetlendirme

Rölede SC işleminden sonra elde edilen işaret için sabit kuvvetlendirme katsayısı, (4.6) eşitliğinde $N_R = 1$ alınarak elde edilebilir.

4.3.1.1 Hata Performans Analizi

Sabit kazanç katsayılı röleli sistemler için γ_{SRD} 'nin cdf'i

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = \Pr(\gamma_{SRD} < z) \\ = 1 - \int_0^\infty \bar{F}_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w}\right) f_{\gamma_{RD}}(w) dw \quad (4.47)$$

ile bulunabilir. Burada γ_{SRD} , (4.10) ile verildiği gibidir. $F_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w}\right)$ ifadesi,

$$F_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w}\right) = \sum_{t=0}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \binom{N_R}{t} (-1)^t \exp\left(-\frac{m_{SR}tz}{\Omega_{SR}} - \frac{m_{SR}tz\mathbb{C}}{w\Omega_{SR}}\right) \mu_n(t, m_{SR}) \left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w}\right)^n \quad (4.48)$$

olarak yazılır. $\left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w}\right)^n$ terimi için binom açılımı uygulanırsa

$$F_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w}\right) = \sum_{t=0}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \sum_{j=0}^n \binom{N_R}{t} \binom{n}{j} (-1)^t \exp\left(-\frac{m_{SR}tz}{\Omega_{SR}}\right) \exp\left(-\frac{m_{SR}tz\mathbb{C}}{w\Omega_{SR}}\right) \mu_n(t, m_{SR}) z^n \mathbb{C}^j w^{-j} \quad (4.49)$$

biçiminde elde edilir. $\bar{F}_{\gamma_{SR}}(\cdot)$ ifadesi,

$$\bar{F}_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w}\right) = \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \sum_{j=0}^n \binom{N_R}{t} \binom{n}{j} (-1)^{t+1} \exp\left(-\frac{m_{SR}tz}{\Omega_{SR}}\right) \exp\left(-\frac{m_{SR}tz\mathbb{C}}{w\Omega_{SR}}\right) \mu_n(t, m_{SR}) z^n \mathbb{C}^j w^{-j} \quad (4.50)$$

olarak bulunur. γ_{SRD} 'nin cdf'i için (4.46), (4.50) ve (4.47) yardımıyla,

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \frac{N_D}{\Gamma(m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\bar{\gamma}_{RD}}\right)^{m_{RD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{RD}-1)} \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \sum_{j=0}^n \binom{N_R}{t} \binom{n}{j} \binom{N_D-1}{p} (-1)^{t+p+1} \\ \times \mu_n(t, m_{SR}) \mu_q(p, m_{RD}) z^n \mathbb{C}^j e^{\frac{-m_{SR}tz}{\bar{\gamma}_{SR}}} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{m_{RD}(p+1)w}{\Omega_{RD}} - \frac{m_{SR}tz\mathbb{C}}{w\Omega_{SR}}\right) w^{q+m_{RD}-j-1} dw \quad (4.51)$$

yazılır. Yukarıdaki ifadedeki integralli kısmın çözümü için [39, (3.471.9)] kullanılırsa, γ_{SRD} 'nin cdf'i

$$\begin{aligned}
F_{\gamma_{SRD}}(z) = & 1 - \frac{2N_D}{\Gamma(m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \sum_{j=0}^n \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{RD}-1)} \binom{N_R}{t} \binom{n}{j} \binom{N_D-1}{p} \\
& \times \mu_n(t, m_{SR}) \mu_q(p, m_{RD}) (-1)^{t+p+1} z^n \mathbb{C}^j \left(\frac{m_{SR} t z \mathbb{C} \Omega_{RD}}{\Omega_{SR} m_{RD} (p+1)} \right)^{\frac{q+m_{RD}-j}{2}} \quad (4.52) \\
& \times K_{q+m_{RD}-j} \left(2 \sqrt{\frac{m_{SR} t z \mathbb{C} m_{RD} (p+1)}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}} \right) \exp \left(-\frac{m_{SR} t z}{\Omega_{SR}} \right)
\end{aligned}$$

olarak elde edilir. $F_{\gamma_{SRD}}(z)$ 'den yola çıkılarak $M_{\gamma_{SRD}}(s)$ 'yi hesaplanmak için (4.16) kullanılırsa,

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{SRD}}(s) = & 1 - \frac{2N_D s}{\Gamma(m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \sum_{j=0}^n \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{RD}-1)} \binom{N_R}{t} \binom{n}{j} \binom{N_D-1}{p} \\
& \times \mu_n(t, m_{SR}) \mathbb{C}^j \mu_q(p, m_{RD}) (-1)^{t+p+1} \left(\frac{m_{SR} t \mathbb{C} \Omega_{RD}}{\Omega_{SR} m_{RD} (p+1)} \right)^{\frac{q+m_{RD}-j}{2}} \quad (4.53) \\
& \times \int_0^\infty z^{\frac{q+m_{RD}-j+2n}{2}} K_{q+m_{RD}-j} \left(2 \sqrt{\frac{m_{SR} t z \mathbb{C} m_{RD} (p+1)}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}} \right) \exp \left(-z \left(\frac{m_{SR} t}{\Omega_{SR}} + s \right) \right) dz
\end{aligned}$$

yazılabilir. İfadedeki integralli kısmı çözmek için [39, (6.643.3)] kullanılırsa

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{SRD}}(s) = & 1 - \frac{N_D s}{\Gamma(m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \sum_{j=0}^n \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{RD}-1)} \binom{N_R}{t} \binom{n}{j} \binom{N_D-1}{p} \\
& \times \mu_n(t, m_{SR}) \mathbb{C}^j (-1)^{t+p+1} \mu_q(p, m_{RD}) \left(\frac{m_{SR} t \mathbb{C} \Omega_{RD}}{\Omega_{SR} m_{RD} (p+1)} \right)^{\frac{q+m_{RD}-j}{2}} \Gamma(n+1) \quad (4.54) \\
& \times \sqrt{\frac{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}{m_{SR} m_{RD} t \mathbb{C} (p+1)}} \left(\frac{m_{SR} t + \Omega_{SR} s}{\Omega_{SR}} \right)^{-\frac{(2n+q+m_{RD}-j+1)}{2}} \Gamma(n+q+m_{RD}-j+1) \\
& \times \exp \left(\frac{m_{SR} m_{RD} t \mathbb{C} (p+1)}{2 \Omega_{RD} (m_{SR} t + \Omega_{SR} s)} \right) W_{-\left(\frac{2n+q+m_{RD}-j+1}{2}\right), \left(\frac{q+m_{RD}-j}{2}\right)} \left(\frac{m_{SR} m_{RD} t \mathbb{C} (p+1)}{\Omega_{RD} (m_{SR} t + \Omega_{SR} s)} \right)
\end{aligned}$$

olarak bulunur. S-D linkinin Nakagami- m sönümlemesine maruz kaldığı durumda γ_{SD} 'nin pdf'i

$$f_{\gamma_{SD}}(\gamma) = \frac{N_D}{\Gamma(m_{SD})} \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{m_{SD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{SD}-1)} \binom{N_D-1}{p} (-1)^p \mu_q(p, m_{SD}) \exp \left(-\frac{m_{SD} (p+1) \gamma}{\Omega_{SD}} \right) \gamma^{q+m_{SD}-1} \quad (4.55)$$

biçimindedir. $M_{\gamma_{SD}}(s)$ ifadesi, γ_{SD} 'nin pdf'inden yararlanılarak

$$M_{\gamma_{SD}}(\gamma) = \frac{N_D}{\Gamma(m_{SD})} \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{m_{SD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{SD}-1)} \binom{N_D-1}{p} (-1)^p \mu_q(p, m_{SD}) \int_0^\infty \gamma^{q+m_{SD}-1} \exp\left(-\left(\frac{m_{SD}(p+1)}{\Omega_{SD}} + s\right)\gamma\right) d\gamma \quad (4.56)$$

biçiminde yazılır. Karşılaşılan integralin çözümü için [39, (3.326.2)] kullanılarak

$$M_{\gamma_{SD}}(\gamma) = \frac{N_D}{\Gamma(m_{SD})} \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{m_{SD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{SD}-1)} \binom{N_D-1}{p} (-1)^p \mu_q(p, m_{SD}) \Gamma(q+m_{SD}) \left(\frac{m_{SD}(p+1)}{\Omega_{SD}} \right)^{-(q+m_{SD})} \quad (4.57)$$

bulunur. γ_{SRD} ve γ_{SD} istatistiksel bağımsız olduğundan dolayı, (4.7) ile tanımlanan, hedefteki toplam SNR'ın MGF'si

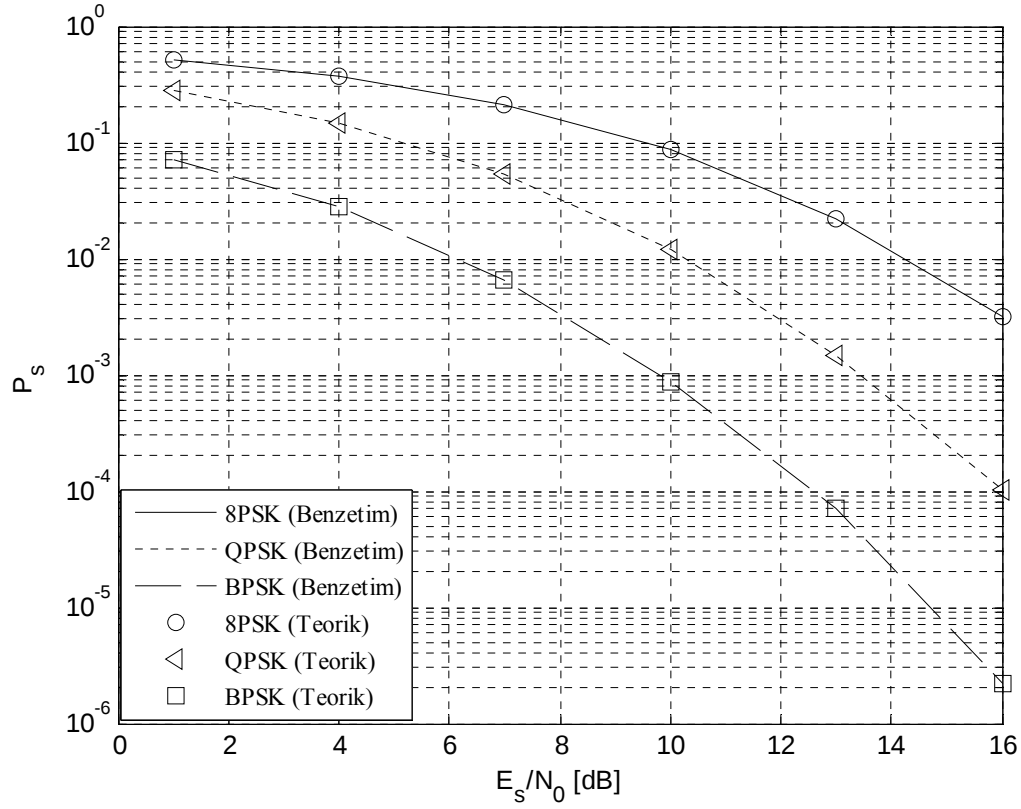
$$\begin{aligned} M_{\gamma_T}(s) = & \left(1 - \frac{N_D s}{\Gamma(m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \sum_{j=0}^n \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{RD}-1)} \binom{N_R}{t} \binom{n}{j} \binom{N_D-1}{p} (-1)^{t+p+1} \mu_h(t, m_{SR}) \mathbb{C}^j \right. \\ & \times \exp\left(\frac{m_{SR} m_{RD} t \mathbb{C}(p+1)}{2\Omega_{RD}(m_{SR} t + \Omega_{SR} s)}\right) \mu_q(p, m_{RD}) \left(\frac{m_{SR} t \mathbb{C} \Omega_{RD}}{\Omega_{SR} m_{RD} (p+1)} \right)^{\frac{q+m_{RD}-j}{2}} \sqrt{\frac{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}{m_{SR} m_{RD} t \mathbb{C}(p+1)}} \Gamma(n+1) \\ & \times \Gamma(n+q+m_{RD}-j+1) \left(\frac{m_{SR} t + \Omega_{SR} s}{\Omega_{SR}} \right)^{\frac{(2n+q+m_{RD}-j+1)}{2}} W_{\left(\frac{2n+q+m_{RD}-j+1}{2}\right) \left(\frac{q+m_{RD}-j}{2}\right) \left(\frac{m_{SR} m_{RD} t \mathbb{C}(p+1)}{\Omega_{RD} (m_{SR} t + \Omega_{SR} s)}\right)} \Bigg) \\ & \times \frac{N_D}{\Gamma(m_{SD})} \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{m_{SD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{SD}-1)} \binom{N_D-1}{p} (-1)^p \mu_q(p, m_{SD}) \Gamma(q+m_{SD}) \left(\frac{m_{SD}(p+1)}{\Omega_{SD}} \right)^{-(q+m_{SD})} \end{aligned} \quad (4.58)$$

olarak yazılabilir.

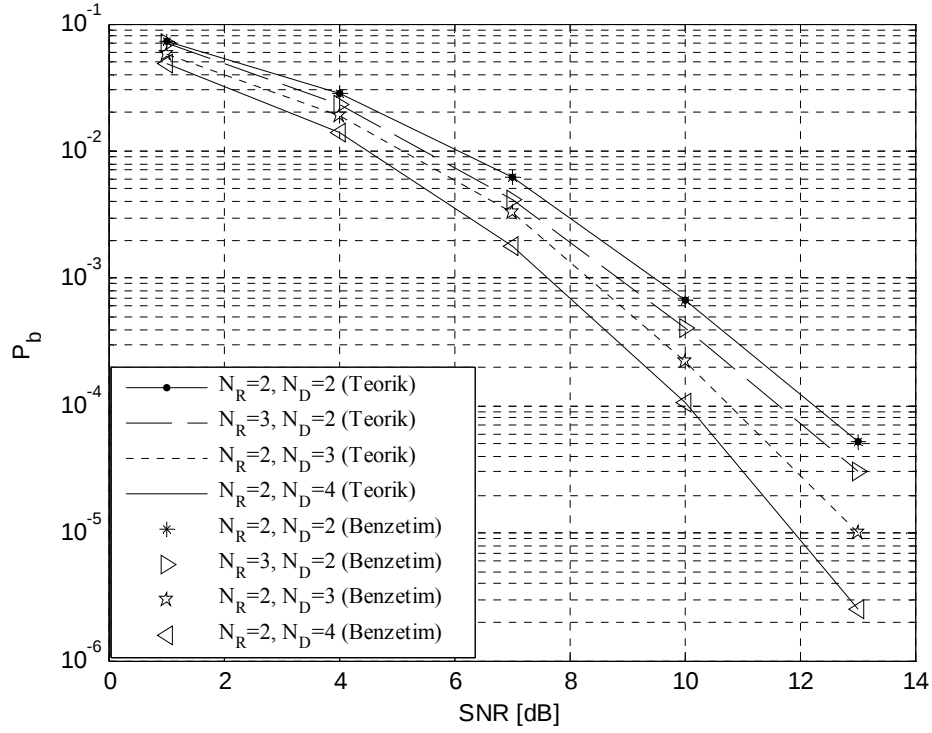
4.3.1.2 Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde ele alınan işbirlikli haberleşme sistemi için eğriler, (4.24) eşitliği kullanılarak nümerik yolla ve ayrıca benzetimle elde edilmiştir. $SNR = \Omega_{SR} = \Omega_{RD} = \Omega_{SD}$ varsayımı yapılmıştır. Şekil 4.10'da sistemde kullanılan modülasyon türünün hata performansına etkisi gösterilmektedir. Diğer tüm eğrilerde modülasyon türü olarak BPSK kullanılmıştır. $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için röle ve hedefte farklı sayılarda anten kullanımının performansa etkisi Şekil 4.11 ile gösterilmektedir. Röle ve hedefteki anten sayılarını artırmak performansı iyileştirmiş, ancak performanstaki iyileşme miktarı MRC yöntemi kullanıldığı durumdaki kadar olmamıştır. Bunun sebebi SC yönteminde çıkış işareti olarak en iyi ani SNR'a sahip tek bir işaretin seçilmesi, kanalın sağladığı çeşitleme kazancının tümünün kullanılamamasıdır. MRC yönteminde ise çıkış işareti tüm işaretlerin

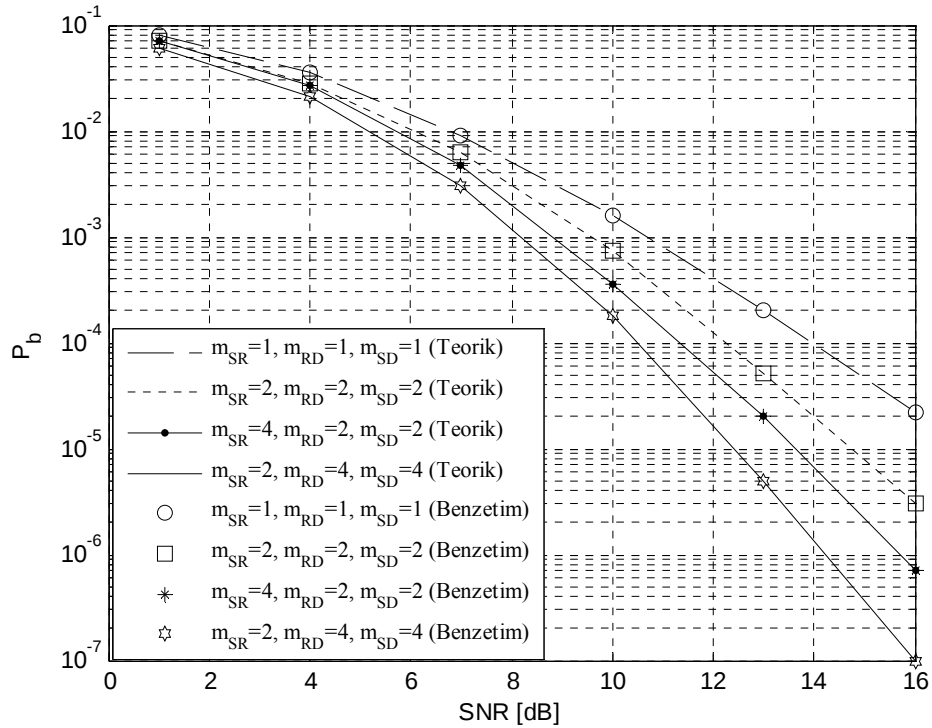
ağırlıklandırılmış toplamıdır, yani kanalın sağladığı tüm çeşitleme kazancı kullanılır. Şekil 4.12’de $N_R = N_D = 2$ için m sönümleme parametreleri arttıkça performansın iyileştiği görülmektedir.



Şekil 4.10: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ ve $N_R = N_D = 2$ için farklı modülasyonların performansa etkisi (SC, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 4.11: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için N_R ve N_D 'nin performansa etkisi (SC, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 4.12: $N_R = N_D = 2$ için farklı m değerlerinin performansa etkisi (SC, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).

4.3.2 Rölede Değişken kazançlı Kuvvetlendirme Katsayısı Kullanılması

Rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayısı kullanıldığı durumda, SC işleminden sonra elde edilen işaret,

$$G = \frac{1}{\left(|h_{maks}^{SR}|^2 + cN_0 \right)^{1/2}} \quad (4.59)$$

ile kuvvetlendirilmektedir ($c \in \{0,1\}$). Burada $h_{maks}^{SR} = \max_i h_i^{SR}$ olarak tanımlanmaktadır.

4.3.2.1 Hata Performans Analizi

Rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme yapıldığı durumda, γ_{SRD} 'nin cdf'i (4.28) ile hesaplanır. Rölede SC kullanıldığı durumda γ_{SR} 'nin cdf'i $F_{\gamma_{SR}}(\gamma)$, (4.43)'teki gibidir. $\bar{F}_{\gamma_{SR}}(\gamma) = 1 - F_{\gamma_{SR}}(\gamma)$ için,

$$\bar{F}_{\gamma_{SR}}(\gamma) = \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \mu_n(t, m_{SR}) \binom{N_R}{t} (-1)^{t+1} \exp\left(-\frac{m_{SR}t\gamma}{\Omega_{SR}}\right) \gamma^n, \quad (4.60)$$

$$\begin{aligned} \bar{F}_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z^2 + cz}{w}\right) &= \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \binom{N_R}{t} (-1)^{t+1} \mu_n(t, m_{SR}) \left(z + \frac{z^2 + cz}{w}\right)^n \\ &\quad \times \exp\left(-\frac{m_{SR}tz}{\Omega_{SR}}\right) \exp\left(-m_{SR}t \frac{(z^2 + cz)}{w\Omega_{SR}}\right) \end{aligned} \quad (4.61)$$

şeklinde yazılır. $\left(z + \frac{z^2 + cz}{w}\right)^n$ terimi için binom açılımı uygulanırsa

$$\begin{aligned} \bar{F}_{\gamma_{SR}}\left(z + \frac{z^2 + cz}{w}\right) &= \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \sum_{j=0}^n \binom{N_R}{t} \binom{n}{j} \mu_n(t, m_{SR}) (-1)^{t+1} w^{-j} z^n \\ &\quad \times (z + c)^j \exp\left(-\frac{m_{SR}tz}{\Omega_{SR}}\right) \exp\left(-m_{SR}t \frac{(z^2 + cz)}{w\Omega_{SR}}\right) \end{aligned} \quad (4.62)$$

olur. Rölede SC kullanıldığı durumda γ_{RD} 'nin pdf'i (4.46)'daki gibidir. Bu durumda,

$f_{\gamma_{RD}}(z + w)$ ifadesi,

$$f_{\gamma_{RD}}(z+w) = \frac{N_D}{\Gamma(m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{RD}-1)} \binom{N_D-1}{p} (-1)^p \times \mu_q(p, m_{RD}) \exp\left(-\frac{m_{RD}(p+1)(z+w)}{\Omega_{RD}}\right) (z+w)^{q+m_{RD}-1} \quad (4.63)$$

olarak yazılır. İfadedeki $(z+w)^{q+m_{RD}-1}$ terimi için binom açılımı uygulanırsa,

$$f_{\gamma_{RD}}(z+w) = \frac{N_D}{\Gamma(m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{RD}-1)} \sum_{r=0}^{q+m_{RD}-1} \binom{N_D-1}{p} \binom{q+m_{RD}-1}{r} (-1)^p \times \mu_q(p, m_{RD}) \exp\left(-\frac{m_{RD}(p+1)z}{\Omega_{RD}} - \frac{m_{RD}(p+1)w}{\Omega_{RD}}\right) z^{q+m_{RD}-r-1} w^r \quad (4.64)$$

şeklinde yeniden yazılabilir. (4.28), (4.62) ve (4.64) yardımıyla

$$F_{\gamma_{SRD}}(\gamma) = 1 - \frac{N_D}{\Gamma(m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{RD}-1)} \sum_{r=0}^{q+m_{RD}-1} \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \sum_{j=0}^n \binom{N_D-1}{p} \binom{q+m_{RD}-1}{r} \binom{N_R}{t} \times \binom{n}{j} \mu_n(t, m_{SR}) \mu_q(p, m_{RD}) (-1)^{t+p+1} \exp\left(-z \left(\frac{m_{SR}t}{\Omega_{SR}} + \frac{m_{RD}(p+1)}{\Omega_{RD}} \right)\right) \times z^{n+q+m_{RD}-r-1} (z+c)^j \int_0^\infty \exp\left(-\frac{m_{RD}(p+1)w}{\Omega_{RD}} - m_{SR}t \frac{(z^2+cw)}{n\Omega_{SR}}\right) w^{t-j} dw \quad (4.65)$$

olarak yazılır. İfadededeki integralli terimi çözmek için [39, (3.471.9)]'dan yararlanılarak,

$$F_{\gamma_{SRD}}(\gamma) = 1 - \frac{2N_D}{\Gamma(m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{RD}-1)} \sum_{r=0}^{q+m_{RD}-1} \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \sum_{j=0}^n \binom{N_D-1}{p} \binom{q+m_{RD}-1}{r} \binom{N_R}{t} \times \binom{n}{j} (-1)^{t+p+1} \mu_n(t, m_{SR}) \mu_q(p, m_{RD}) (z+c)^j \exp\left(-z \left(\frac{m_{SR}t}{\Omega_{SR}} + \frac{m_{RD}(p+1)}{\Omega_{RD}} \right)\right) \times z^{n+q+m_{RD}-r-1} \left(\frac{m_{SR}t(z^2+cw)\Omega_{RD}}{\Omega_{SR}m_{RD}(p+1)} \right)^{\frac{r-j+1}{2}} K_{r-j+1} \left(2 \sqrt{\frac{m_{SR}m_{RD}t(p+1)(z^2+cw)}{\Omega_{SR}\Omega_{RD}}} \right) \quad (4.66)$$

elde edilir. Bundan sonraki işlemlerde kolaylık açısından $c=0$ olarak alınacaktır.

γ_{SRD} 'nin MGF'si için, (4.16) ve $F_{\gamma_{SRD}}(\gamma)$ kullanılarak,

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{SRD}}(\gamma) = & 1 - \frac{2N_D}{\Gamma(m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{RD}-1)} \sum_{r=0}^{q+m_{RD}-1} \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \sum_{j=0}^n \binom{N_D-1}{p} \binom{q+m_{RD}-1}{r} \\
& \times \binom{N_R}{t} \binom{n}{j} (-1)^{t+p+1} \mu_n(t, m_{SR}) \mu_q(p, m_{RD}) \left(\frac{m_{SR} t \Omega_{RD}}{\Omega_{SR} m_{RD} (p+1)} \right) \\
& \times \int_0^\infty z^{n+q+m_{RD}} K_{r-j+1} \left(2z \sqrt{\frac{m_{SR} m_{RD} t (p+1)}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}} \right) \exp \left(-z \left(\frac{m_{SR} t}{\Omega_{SR}} + \frac{m_{RD} (p+1)}{\Omega_{RD}} + s \right) \right) dz
\end{aligned} \tag{4.67}$$

yazılabilir. İfadedeki integralin çözümü için [39, (6.621.3)]’ten yararlanılarak,

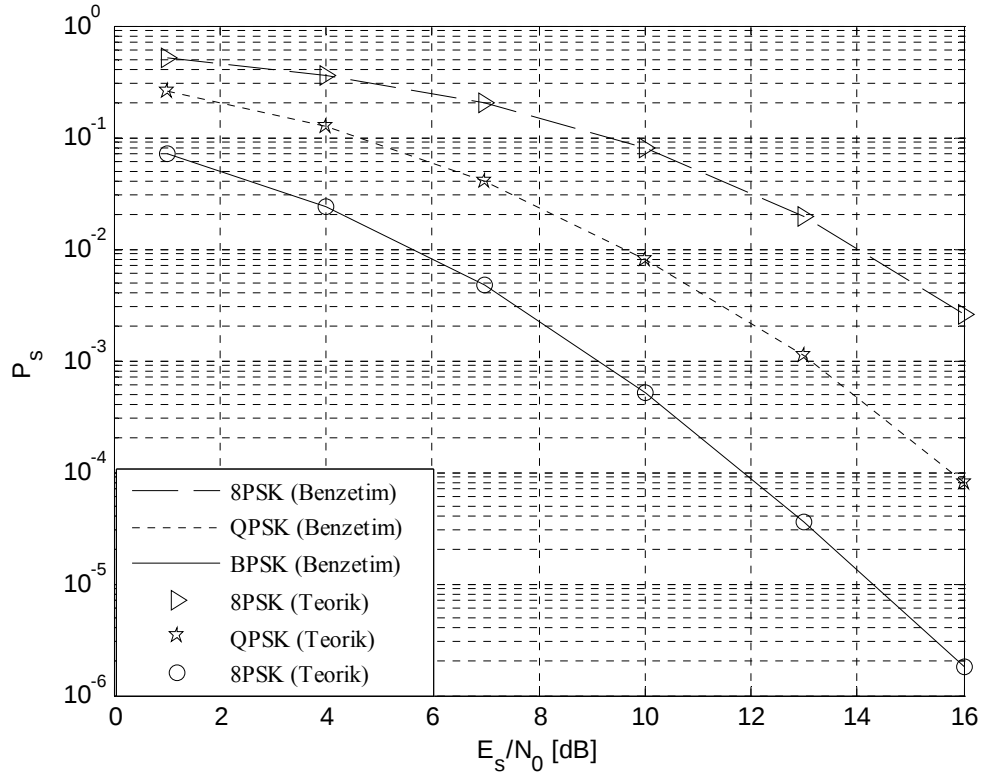
$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{SRD}}(\gamma) = & \left(1 - \frac{2N_D s \sqrt{\pi}}{\Gamma(m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{RD}-1)} \sum_{r=0}^{q+m_{RD}-1} \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \sum_{j=0}^n \binom{N_D-1}{p} \binom{q+m_{RD}-1}{r} \binom{N_R}{t} \binom{n}{j} (-1)^{t+p+1} \right. \\
& \times \mu_n(t, m_{SR}) \mu_q(p, m_{RD}) \left(\frac{4m_{SR} t}{\Omega_{SR}} \right)^{r-j+1} \frac{\Gamma(n+q+m_{RD}+r-j+2) \Gamma(n+q+m_{RD}-r+j)}{\Gamma(n+q+m_{RD}+3/2) \left(\left(\sqrt{\frac{m_{SR} t}{\Omega_{SR}}} + \sqrt{\frac{m_{RD} (p+1)}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s \right)^{n+q+m_{RD}+r-j+2}} \\
& \left. \times {}_2F_1 \left[\begin{matrix} n+q+m_{RD}+r-j+2, r-j+3/2 \\ n+q+m_{RD}+3/2 \end{matrix} ; \frac{\left(\sqrt{\frac{m_{SR} t}{\Omega_{SR}}} - \sqrt{\frac{m_{RD} (p+1)}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s}{\left(\sqrt{\frac{m_{SR} t}{\Omega_{SR}}} + \sqrt{\frac{m_{RD} (p+1)}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s} \right] \right)
\end{aligned} \tag{4.68}$$

elde edilir. Bu çalışmadan bağımsız olarak [42]’de (4.68) ile verilen ifadenin eşdeğeri bulunmuştur. S-D linkinin Nakagami- m sönümlemesine maruz kaldığı durumda γ_{SD} ’nin pdf’i (4.55), MGF’si ise (4.56) ile verildiği gibidir. γ_{SRD} ve γ_{SD} istatistiksel bağımsız olduğundan dolayı γ_T ’nin MGF’si aşağıdaki gibidir:

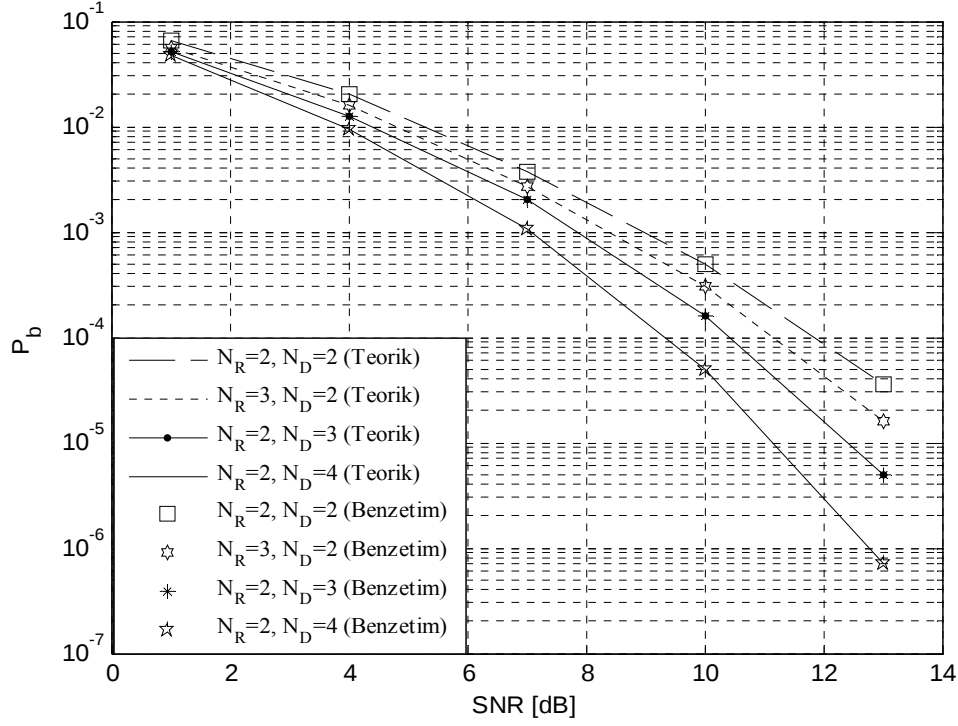
$$\begin{aligned}
M_{\gamma_T}(\gamma) = & \left(1 - \frac{2N_D s \sqrt{\pi}}{\Gamma(m_{RD})} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{m_{RD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{RD}-1)} \sum_{r=0}^{q+m_{RD}-1} \sum_{t=1}^{N_R} \sum_{n=0}^{t(m_{SR}-1)} \sum_{j=0}^n \binom{N_D-1}{p} \binom{q+m_{RD}-1}{r} \binom{N_R}{t} \binom{n}{j} (-1)^{t+p+1} \right. \\
& \times \mu_n(t, m_{SR}) \mu_q(p, m_{RD}) \left(\frac{4m_{SR} t}{\Omega_{SR}} \right)^{r-j+1} \frac{\Gamma(n+q+m_{RD}+r-j+2) \Gamma(n+q+m_{RD}-r+j)}{\Gamma(n+q+m_{RD}+3/2) \left(\left(\sqrt{\frac{m_{SR} t}{\Omega_{SR}}} + \sqrt{\frac{m_{RD} (p+1)}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s \right)^{n+q+m_{RD}+r-j+2}} \\
& \left. \times {}_2F_1 \left[\begin{matrix} n+q+m_{RD}+r-j+2, r-j+3/2 \\ n+q+m_{RD}+3/2 \end{matrix} ; \frac{\left(\sqrt{\frac{m_{SR} t}{\Omega_{SR}}} - \sqrt{\frac{m_{RD} (p+1)}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s}{\left(\sqrt{\frac{m_{SR} t}{\Omega_{SR}}} + \sqrt{\frac{m_{RD} (p+1)}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s} \right] \right) \\
& \times \frac{N_D}{\Gamma(m_{SD})} \left(\frac{m_{SD}}{\gamma_{SD}} \right)^{m_{SD}} \sum_{p=0}^{N_D-1} \sum_{q=0}^{p(m_{SD}-1)} \binom{N_D-1}{p} (-1)^p \mu_q(p, m_{SD}) \Gamma(q+m_{SD}) \left(\frac{m_{SD} (p+1)}{\gamma_{SD}} \right)^{-(q+m_{SD})}
\end{aligned} \tag{4.69}$$

4.3.2.2 Nümerik Sonuçlar

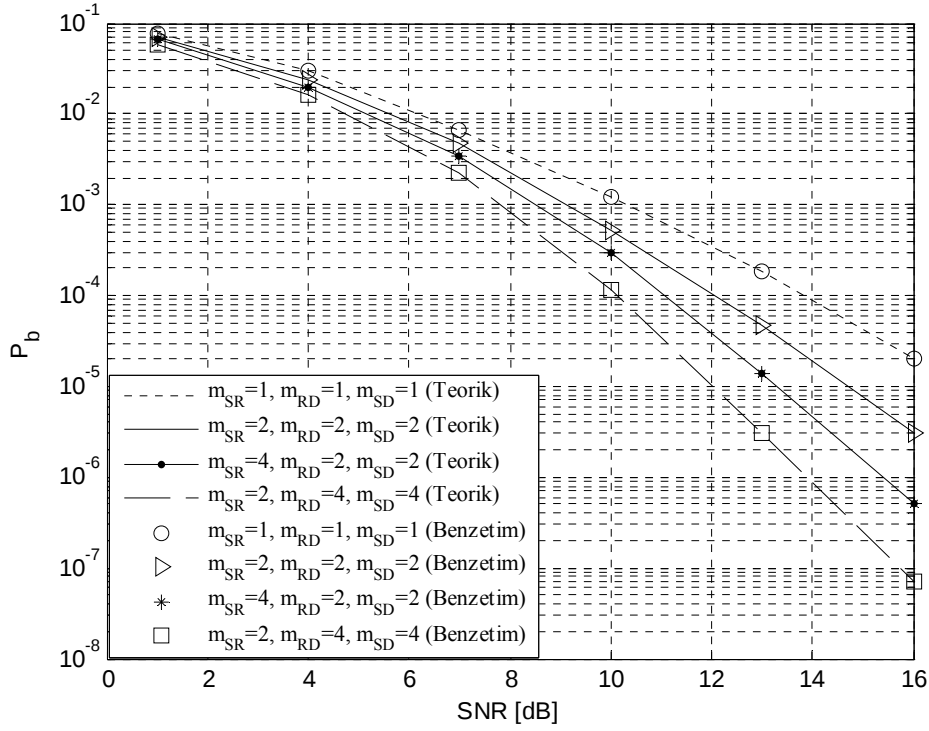
Eğriler, Şekil 4.1 ile verilen işbirlikli haberleşme sistemi için $SNR = \Omega_{SR} = \Omega_{RD} = \Omega_{SD}$ olduğu varsayımı altında, (4.24) eşitliği kullanılarak nümerik yolla ve ayrıca benzetimle elde edilmiştir. Şekil 4.13 ile $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ ve $N_R = N_D = 2$ için farklı modülasyonların performansa etkisi gösterilmektedir. Diğer tüm eğrilerde modülasyon türü olarak BPSK kullanılmaktadır. Şekil 4.14, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için farklı N_R ve N_D sayılarının performansa etkisini göstermektedir. Şekil 4.15, $N_R = N_D = 2$ için m sönmüleme parametresinin performansa etkisini göstermektedir. Eğrilerden Rayleigh kanal durumunda en kötü performansın elde edildiği, m arttıkça performansın iyileştiği gözlenmektedir. SC yönteminin kullanılması durumunda da, hedefteki anten sayısını artırmanın, röledeki anten sayısını artırmaktan daha iyi performans sağladığı görülmektedir. Bunun sebebi hedefteki anten sayısını artırmanın, mevcut sistemde çeşitleme kazancını daha da artırmasıdır.



Şekil 4.13: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ ve $N_R = N_D = 2$ için farklı modülasyonların performansa etkisi (SC, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 4.14: $m_{SR}=m_{RD}=m_{SD}=2$ için N_R ve N_D 'nin performansa etkisi (SC, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).

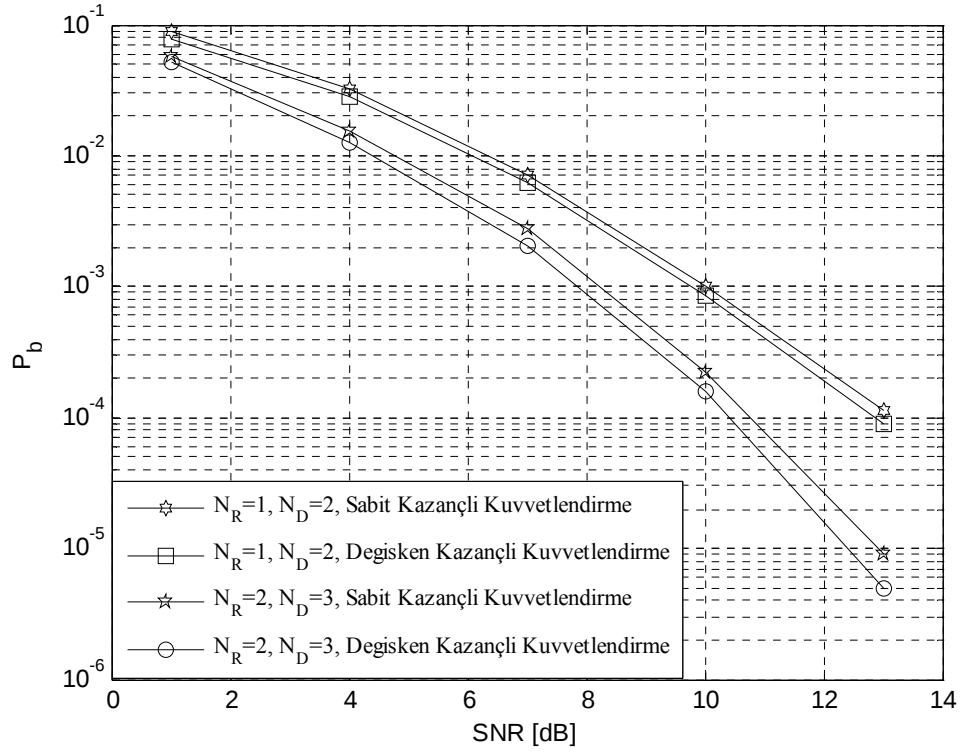


Şekil 4.15: $N_R = N_D = 2$ için farklı m değerlerinin performansa etkisi (SC, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).

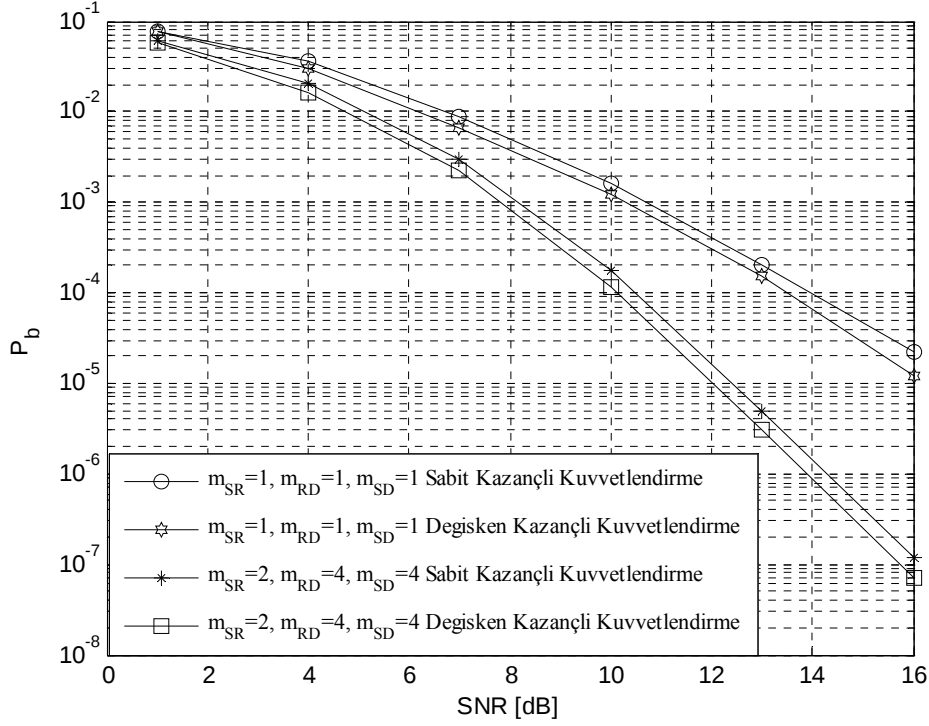
4.3.3 Sabit ve Değişken Kazançlı Kuvvetlendirmenin Karşılaştırılması

Bu bölümde, BPSK modülasyonu için rölede kullanılan kuvvetlendirme katsayısının hata performansına etkisi karşılaştırılmaktadır. Şekil 4.16, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, farklı N_R ve N_D sayıları için P_b eğrilerini göstermektedir. Şekil 4.17’de ise, $N_R = N_D = 2$ için farklı m sönümleme parametrelerinin performansa etkisi gösterilmektedir.

Röle ve hedefteki alıcı antenlere gelen işaretlerin birleştirilmesi için SC yönteminin kullanıldığı durumda da, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirmenin daha iyi performans sağlandığı gözlemlenmektedir.



Şekil 4.16: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve N_R, N_D değerlerinin performansa etkisi (SC).



Şekil 4.17: $N_R = N_D = 2$ için sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı m değerlerinin performansa etkisi (SC).

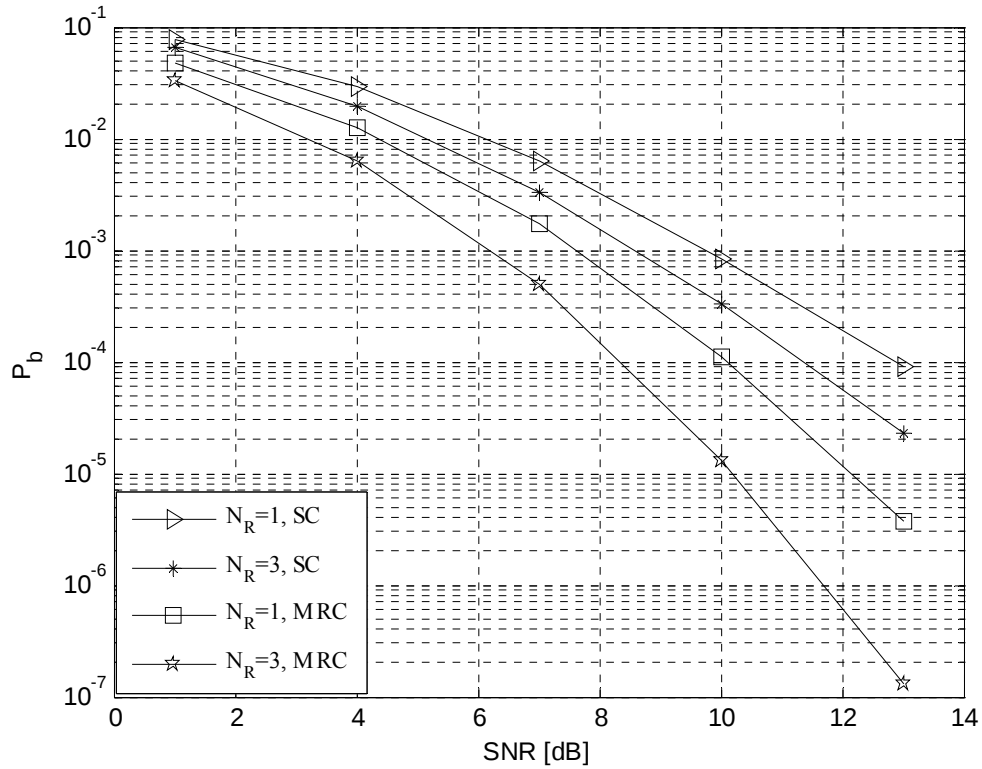
4.4 MRC ve SC Yöntemlerinin Karşılaştırması

Bu bölümde rölede ve hedefte kullanılan birleştirme yönteminin performans üzerindeki etkisi incelenmektedir. Bu amaçla MRC ve SC tekniklerinin kullanıldığı durumlarda, P_b sonuçları BPSK modülasyonu için verilmektedir. $SNR = \Omega_{SR} = \Omega_{RD} = \Omega_{SD}$ varsayımı yapılmıştır. Şekil 4.18, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $N_D = 2$, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayısı, rölede N_R adet anten için röle ve hedefte MRC ve SC kullanımının performansa etkisini göstermektedir. Şekil 4.19, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $N_R = 2$, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayısı, hedefte N_D adet anten için röle ve hedefte MRC ve SC kullanımının performansa etkisini göstermektedir.

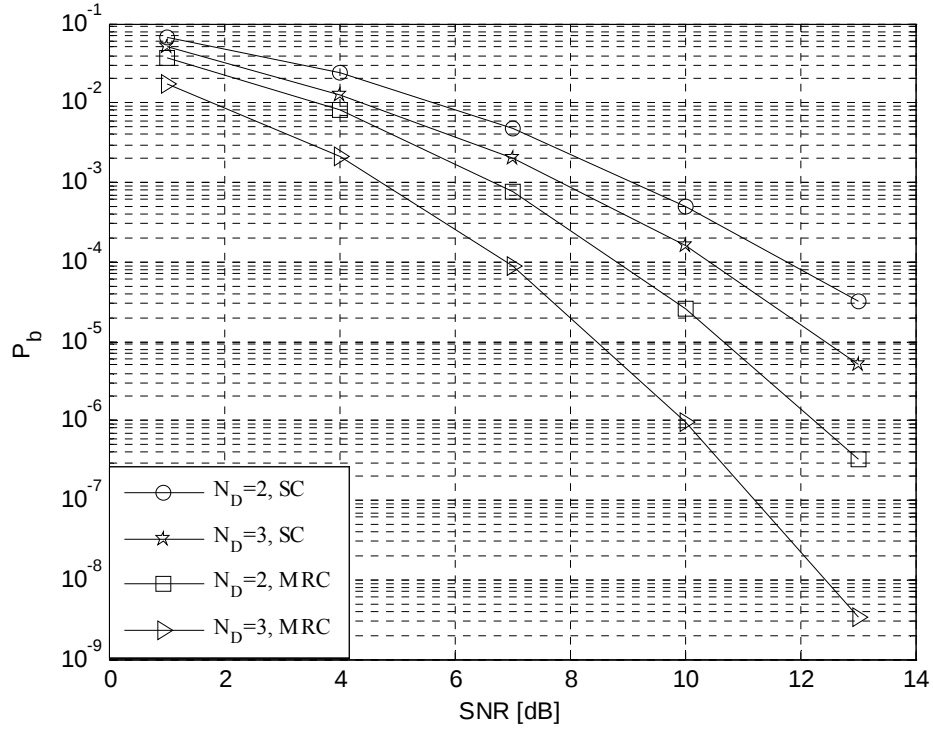
Şekil 4.20, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $N_D = 2$, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme katsayısı, rölede N_R adet anten için röle ve hedefte MRC ve SC kullanımının performansa etkisini göstermektedir. Şekil 4.21 ise, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $N_R = 2$,

rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme katsayısı, hedefte N_D adet anten için röle ve hedefte MRC ve SC kullanımının performansa etkisini göstermektedir.

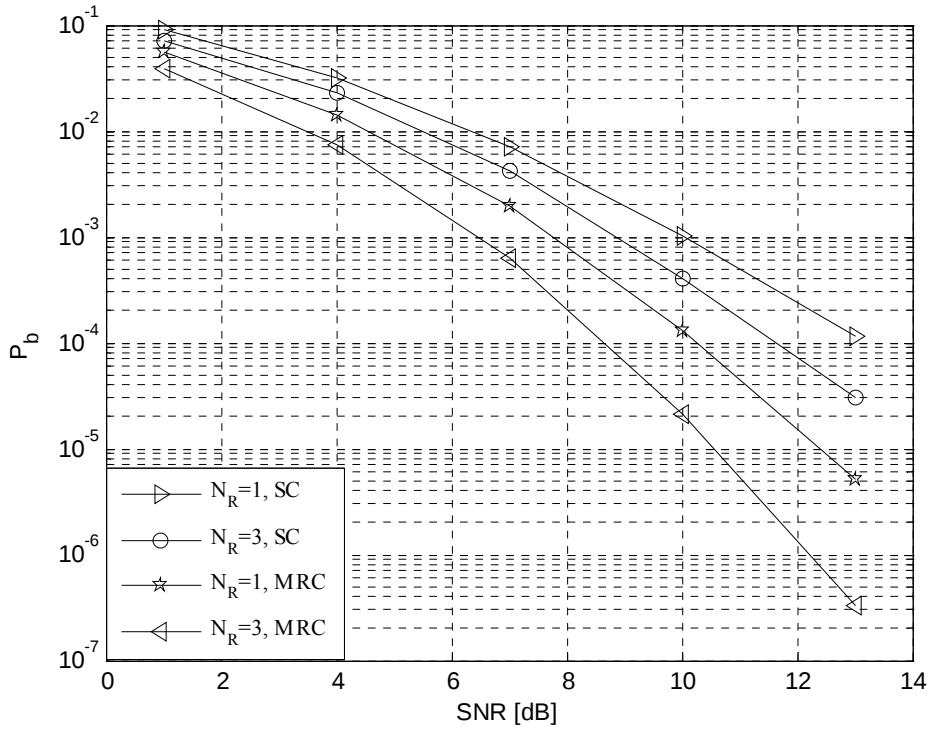
Anten sayılarındaki artışın, performansı iyileştirmesine rağmen, alıcı anten sayısını hedefte artırmanın rölede artırmaktan daha iyi performans sağladığı gözlenmektedir. Ancak röle ve hedefte SC yönteminin kullanıldığı durumda, anten sayısı arttıkça gözlenen performans artışı, röle ve hedefte MRC kullanıldığı durum kadar yüksek olmamıştır. Bu beklenen bir durumdur. SC yönteminde kanal tarafından mümkün olan çeşitleme kazancının tümünü kullanılamaz. MRC yönteminde ise çıkış işareti tüm alınan işaretlerin ağırlıklandırılmış kopyalarının lineer birleşimidir. Kanal tarafından sunulan çeşitleme kazancının tümü elde edilir. Bu sebeple anten sayısındaki artış MRC yönteminde performansta daha büyük iyileşme sağlar.



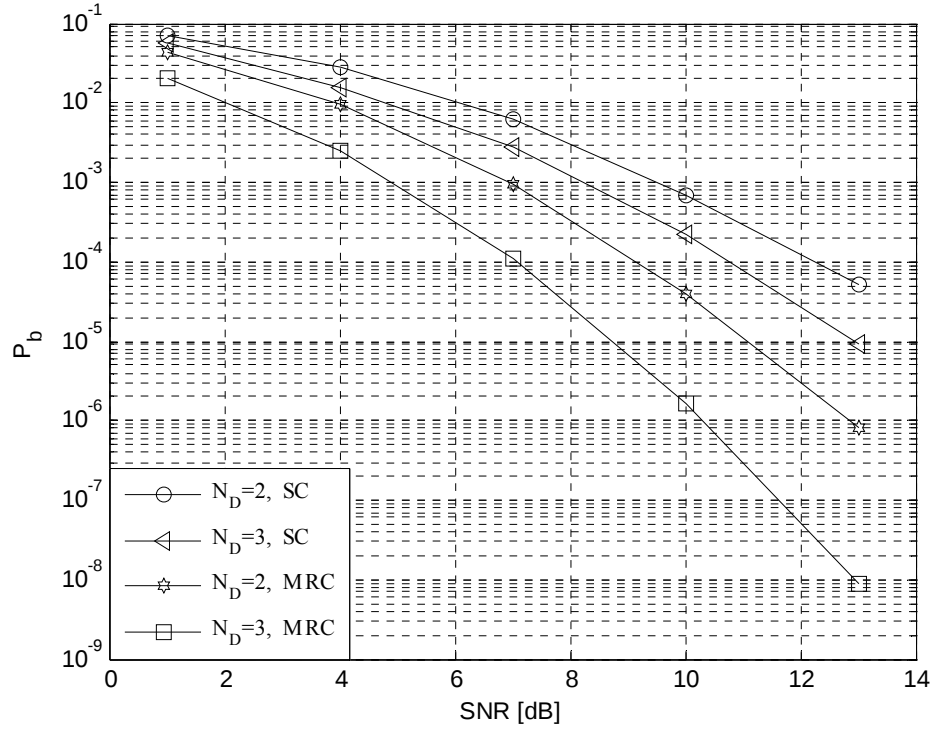
Şekil 4.18: $N_D = 2$ ve N_R için röle ve hedefte MRC ve SC kullanımının performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 4.19: $N_R = 2$ ve N_D için röle ve hedefte MRC ve SC kullanımının performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 4.20: $N_D = 2$ ve N_R için röle ve hedefte MRC ve SC kullanımının performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 4.21: $N_R = 2$ ve N_D için röle ve hedefte MRC ve SC kullanımının performansına etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).

5. GÖLGELEMELİ KANAL ALTINDA MRC TEKNIĞİ KULLANILAN İŞBİRLİKLİ SİSTEMLER İÇİN HATA PERFORMANS ANALİZİ

4. bölümde, ele alınan sistemin Nakagami- m sönümlemesine maruz kalması halinde, röle ve hedefteki alıcı antenlerde işaretlerin MRC ve SC teknikleriyle birleştirilmesi durumları için hata analizleri yapılmıştır. Ancak, telsiz iletim ortamlarında, kaynaktan gönderilen işareti bozucu etkiler arasında sönümlemenin yanında gölgeleme de bulunmaktadır. Bu bölümde, ele alınan sisteme gölgeleme ve sönümlemenin birlikte etkidiği durum incelenecektir. Röle ve hedefteki alıcı antenlerde işaretlerin MRC tekniği ile birleştirildiği ve rölede AF yönteminin kullanıldığı varsayılacaktır. Kuvvetlendirme katsayısının performansa etkisini daha iyi analiz etmek amacıyla, rölede sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme yapıldığı durumlar incelenecektir.

5.1 S-D Linkindeki Gölgelemenin Etkisi

Bu bölümde Şekil 4.1 ile verilen haberleşme sisteminde S-R ve R-D arası linklerin Nakagami- m sönümlemesine, S-D arası linkin Genelleştirilmiş- K ve Log-normal gölgelemesine maruz kaldığı durumlar için hata performansları incelenecektir. Gamma dağılımı gösteren S-R ve R-D arası linklere ilişkin ani SNR'ların pdf ve cdf'leri (4.2) ve (4.4) ile verildiği gibidir. S-D arası linkin kanal katsayılarının Genelleştirilmiş- K dağılımı ile modellendiği durum için, $\gamma_{SD,i} = |h_i^{SD}|^2 E_s / N_0$ 'ın ve γ_{SD} 'nin pdf'leri sırasıyla,

$$f_{SD,i}(\gamma) = \frac{2\gamma^{(m_{SD}+k_{SD}-2)/2}}{\Gamma(m_{SD})\Gamma(k_{SD})} \left(\frac{k_{SD}m_{SD}}{\Omega_{SD,i}} \right)^{(m_{SD}+k_{SD})/2} K_{k_{SD}-m_{SD}} \left(2\sqrt{\frac{k_{SD}m_{SD}\gamma}{\Omega_{SD,i}}} \right) \quad (5.1)$$

$$f_{\gamma_{SD}}(\gamma) = \varphi(m_{SD}, k_{SD}, N_D) \left(\frac{k_{SD}m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{\frac{(1+\tau)}{2}} N_D^{\frac{(1-\tau)}{2}} I_{\tau-1} \left(2\sqrt{\frac{k_{SD}m_{SD}}{\Omega_{SD}}} N_D^{\frac{1}{2}} \gamma^{\frac{1}{2}} \right) \quad (5.2)$$

olur ($j=1,2,...,N_D$) [25], [23]. Burada $k_{SD} > 0$ ve $m_{SD} > 0$, Genelleştirilmiş- K parametreleri olup, $K_{k_{SD}-m_{SD}}(\cdot)$, $(k_{SD}-m_{SD})$. dereceden değiştirilmiş ikinci tür Bessel ve $I_{\tau-1}(\cdot)$, $(\tau-1)$. dereceden değiştirilmiş birinci tür Bessel fonksiyonunu göstermektedir [39]. S-D linkindeki verici anten ile alıcı antenler arasındaki tüm kanal katsayılarının parametreleri $(k_{SD}$ ve $m_{SD})$ aynı kabul edilmiştir. $\varphi(\cdot)$ ve τ ise,

$$\varphi(m_{SD}, k_{SD}, N_D) = \sum_{L=0}^{N_D} \sum_{n_0=0}^L \sum_{n_1=0}^{L-n_0} \dots \sum_{n_{m_{SD}-1}=0}^{L-n_0-n_1-\dots-n_{m_{SD}-2}} \sum_{p_0=0}^{N_D-L-N_D-L} \dots \sum_{p_{k-1}=0}^{N_D-L} \binom{N_D}{L} \left[\frac{\Gamma(m_{SD}-k_{SD})}{\Gamma(m_{SD})} \right]^L \left[\frac{\Gamma(k_{SD}-m_{SD})}{\Gamma(k_{SD})} \right]^{N_D-L} \quad (5.3)$$

$$\times \frac{L!(N_D-L)!}{n_0!n_1!\dots n_{m_{SD}-1}!p_0!p_1!\dots p_{k-1}!} \prod_{i=0}^{m_{SD}-1} \left[\frac{(1-m_{SD})_i (-1)^i}{i! (k_{SD}-m_{SD}+1)_i} \right]^i \prod_{j=0}^{k_{SD}-1} \left[\frac{(1-k_{SD})_j (-1)^j}{j! (1-k_{SD}+m_{SD})_j} \right]^j,$$

$$\tau = \sum_{i=0}^{m_{SD}-1} (in_i) + \sum_{i=0}^{k_{SD}-1} (jp_j) + N_D m_{SD} + (k_{SD} - m_{SD}) L \quad (5.4)$$

biçimindedir. (5.3) ifadesindeki toplama işlemlerinde $n_0 + n_1 + \dots + n_{m_{SD}-1} = L$ ve $p_0 + p_1 + \dots + p_{k-1} = N_D - L$ koşullarını sağlayan değişkenler kullanılmaktadır [23].

$(\cdot)_n$ Pochhammer sembolü [39] olup, $\binom{n}{p} = \frac{n!}{(n-p)!p!}$ olarak tanımlanmaktadır.

(5.3)'ten yararlanarak γ_{SD} 'ye ilişkin MGF,

$$M_{\gamma_{SD}}(s) = \varphi(m_{SD}, k_{SD}, N_D) \left(\frac{k_{SD} m_{SD}}{\Omega_{SD} s} \right)^\tau \exp \left(\frac{k_{SD} m_{SD} N_D}{\Omega_{SD} s} \right) \quad (5.5)$$

biçiminde doğrudan yazılabilir [23]. Buradaki $\varphi(\dots)$ ve τ , (5.3) ve (5.4)'teki gibidir. γ_{SD} 'ye ilişkin MGF daha basit formda

$$M_{\gamma_{SD}}(s) = \left(\frac{k_{SD} m_{SD}}{\Omega_{SD} s} \right)^{((k_{SD}+m_{SD}-1)N_D)/2} \exp \left(\frac{k_{SD} m_{SD} N_D}{2\Omega_{SD} s} \right) W_{-(k+m_{SD}-1)/2, (k+m_{SD})/2} \left(\frac{k_{SD} m_{SD}}{\Omega_{SD} s} \right)^{N_D} \quad (5.6)$$

şeklinde ifade edilebilir [23].

Bu tezde ayrıca, S-D arası link katsayılarının Log-normal dağılımlı olduğu durum da incelenmiştir. Log-normal dağılımdan kaynaklanan matematiksel işlem zorluğunu aşabilmek için, hedefte $N_D=1$ anten olduğu varsayılmıştır. S-D arası linkin katsayılarının σ^2 varyansı ve μ ortalaması ile Log-normal dağılımla modellendiği durumda, γ_{SD} 'nin pdf'i ve MGF'si sırasıyla

$$f_{\gamma_{SD}}(\gamma) = \frac{10}{\ln 10 \sqrt{2\pi\sigma\gamma}} \exp\left(-\frac{(10 \log_{10} \gamma / \Omega_{SD} - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (5.7)$$

$$M_{\gamma_{SD}}(s) = \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_{x_n} \exp\left(s \Omega_{SD} 10^{(\sqrt{2}\sigma x_n + \mu)/10}\right) \quad (5.8)$$

biçimindedir [2]. Burada N_p , $H_{x_n} = \frac{2^{N_p-1} N_p! \sqrt{\pi}}{N_p^2 H_{N_p-1}^2(x_n)}$ olarak tanımlanan Hermite polinomunun [39] derecesini göstermektedir. x_n , Hermite polinomunun sıfırlarını, H_{x_n} ise Hermite polinomunun ağırlıklandırma faktörlerini belirtmektedir.

5.1.1 Rölede Sabit Kazançlı Kuvvetlendirme

S-R-D linkinin kanal katsayılarının Nakagami- m dağılımlı olduğu ve rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme yapıldığı durumda γ_{SRD} 'nin MGF'si 4. bölümde (4.18) eşitliği ile elde edilmiştir. Bu bölümde ise rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme için, direkt linkin Genelleştirilmiş- K ve Log-normal dağılımla modellenen gölgeleme etkisine maruz kaldığı durumlarda MGF ve BER analizleri yapılacaktır.

5.1.1.1 S-D Linkinde Genelleştirilmiş- K Dağılımı Olma Durumu

S-D arası linkin kanal katsayılarının k_{SD} ve m_{SD} parametreleriyle Genelleştirilmiş- K dağılımı ile modellendiği durum için, γ_{SD} 'nin pdf'i ve MGF'si (5.2) ve (5.6) ile verildiği gibidir. γ_{SRD} ve γ_{SD} 'nin istatistiksel bağımsızlığından ötürü γ_T 'nin MGF'si (4.21) ile elde edilir. S-D arası linkin kanal katsayılarının Genelleştirilmiş- K dağılımı ile modellendiği durum için γ_T 'nin MGF'si (4.18), (4.21) ve (5.6) yardımıyla

$$M_T = \left(1 - \frac{s}{\Gamma(N_D m_{RD})} \sum_{n=0}^{N_D m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n a_n \binom{n}{p} \mathbb{C}^{\frac{p+N_D m_{RD}}{2}} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{\frac{p+N_D m_{RD}}{2}} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{\frac{p+N_D m_{RD}}{2}} \sqrt{\frac{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}{m_{SR} m_{RD}}} \Gamma(n+N_D m_{RD}-p+1) \right. \\ \times \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right)^{\frac{-(2n+N_D m_{RD})+1-p}{2}} \exp\left(\frac{m_{SR} m_{RD} \mathbb{C}}{2\Omega_{RD}(m_{SR} + \Omega_{SR}s)} \right) \Gamma(n+1) W_{\frac{-(2n+N_D m_{RD})+1-p}{2}, \frac{N_D m_{RD}-p}{2}} \left(\frac{m_{SR} m_{RD} \mathbb{C}}{\Omega_{RD}(m_{SR} + \Omega_{SR}s)} \right) \Bigg) \quad (5.9) \\ \times \left(\frac{k m_{SD}}{\Omega_{SD}s} \right)^{((k+m_{SD}-1)N_D)/2} \exp\left(\frac{k m_{SD} N_D}{2\Omega_{SD}s} \right) W_{-(k+m_{SD}-1)/2, (k+m_{SD})/2} \left(\frac{k m_{SD}}{\Omega_{SD}s} \right)^{N_D}$$

olarak bulunur.

5.1.1.2 S-D Linkinde Log-normal Dağılım Olma Durumu

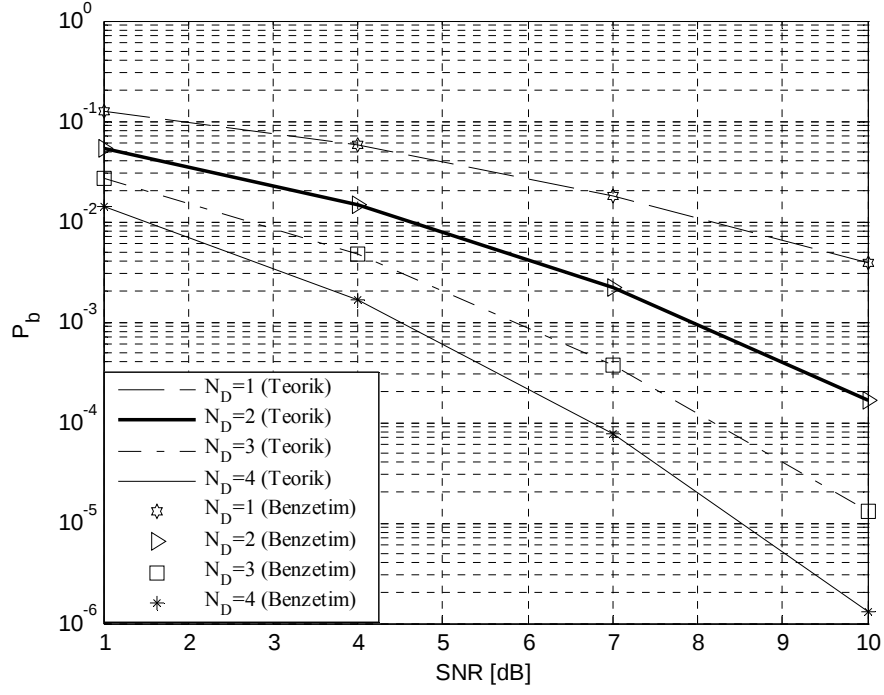
S-D arası linkin katsayılarının σ^2 varyansı ve μ ortalamasıyla Log-normal dağılım ile modellendiği durum için, γ_{SD} 'nin pdf'i ve MGF'si sırasıyla (5.7) ve (5.8) ile verildiği gibidir. γ_T 'nin MGF'si (4.18), (4.21) ve (5.8) yardımıyla

$$M_T = \left(1 - \frac{s}{\Gamma(m_{RD})} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n a_n \binom{n}{p} \mathbb{C}^{\frac{p+m_{RD}}{2}} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{\frac{p+m_{RD}}{2}} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right) \sqrt{\frac{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}{m_{SR} m_{RD}}} \mathbb{C}^{\Gamma(n+m_{RD}-p+1)} \right. \\ \left. \times \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right)^{\frac{-(2n+m_{RD})+p}{2}} \exp \left(\frac{m_{SR} m_{RD} \mathbb{C}}{2 \Omega_{RD} (m_{SR} + \Omega_{SR} s)} \right) \Gamma(n+1) W_{\frac{-(2n+m_{RD})+p}{2}, \frac{m_{RD}-p}{2}} \left(\frac{m_{SR} m_{RD} \mathbb{C}}{\Omega_{RD} (m_{SR} + \Omega_{SR} s)} \right) \right) \\ \times \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_{x_n} \exp \left(s \Omega_{SD} 10^{(\sqrt{2} \alpha x_n + \mu)/10} \right) \quad (5.10)$$

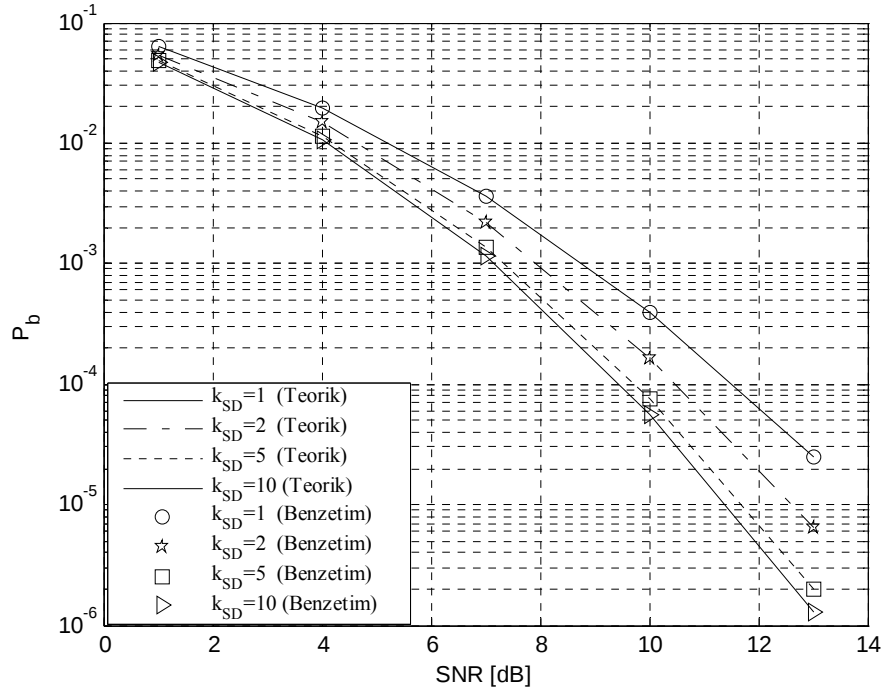
biçiminde elde edilir.

5.1.1.3 Nümerik Sonuçlar

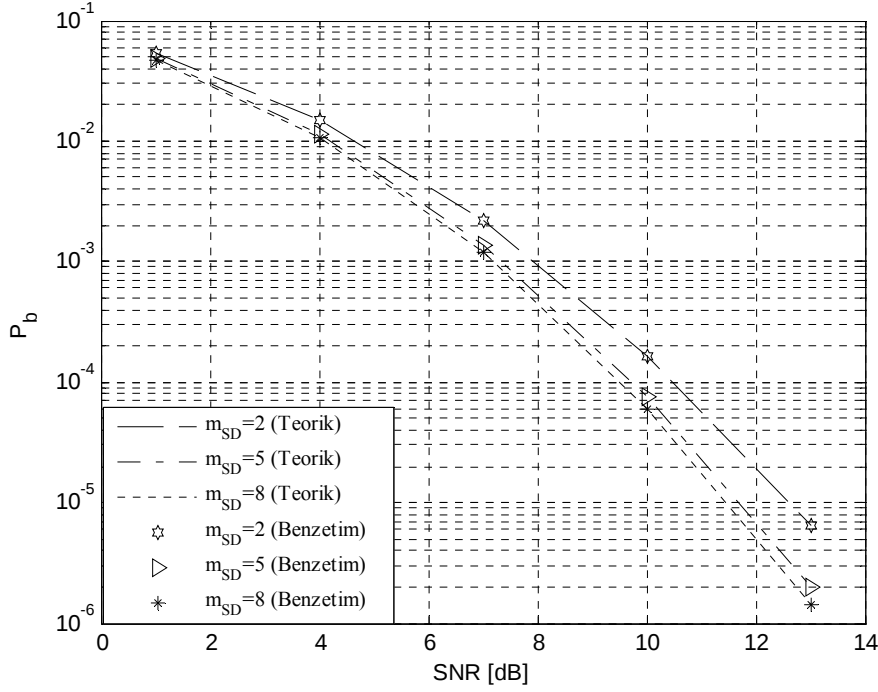
$M_{\gamma_T}(s)$ ifadesi yardımıyla sistemin bit hata olasılığı, BPSK modülasyonu kullanılması durumunda (4.24) ile hesaplanabilir. Bu analizde $SNR = \Omega_{SR} = \Omega_{RD} = \Omega_{SD}$ olarak alınmıştır. Şekil 5.1, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $k_{SD} = 2$ ve $N_R = 2$ için hedefte farklı sayılarda anten kullanımının performansa etkisini göstermektedir. Anten sayısı arttıkça performans iyileşmektedir. Şekil 5.2'de ise $N_D = N_R = 2$ ve $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için farklı k_{SD} değerlerinin performansa etkisi gözlenmektedir. k_{SD} arttıkça gölgelemenin etkisi azaldığı için hata performansı iyileşmektedir. Şekil 5.3, $N_D = N_R = 2$ ve $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için farklı m_{SD} değerlerinin performansa etkisini göstermektedir. m_{SD} arttıkça sönümlleme etkisi azaldığı için, hata performansı iyileşmektedir. Şekil 5.4'te ise $m_{SR} = m_{RD} = 2$, $N_R = 2$ ve $N_D = 1$ için S-D linkine Log-normal dağılımla modellenen gölgelemenin etkidiği durum verilmektedir. Beklenildiği üzere standart sapma arttıkça performans kötüleşmektedir.



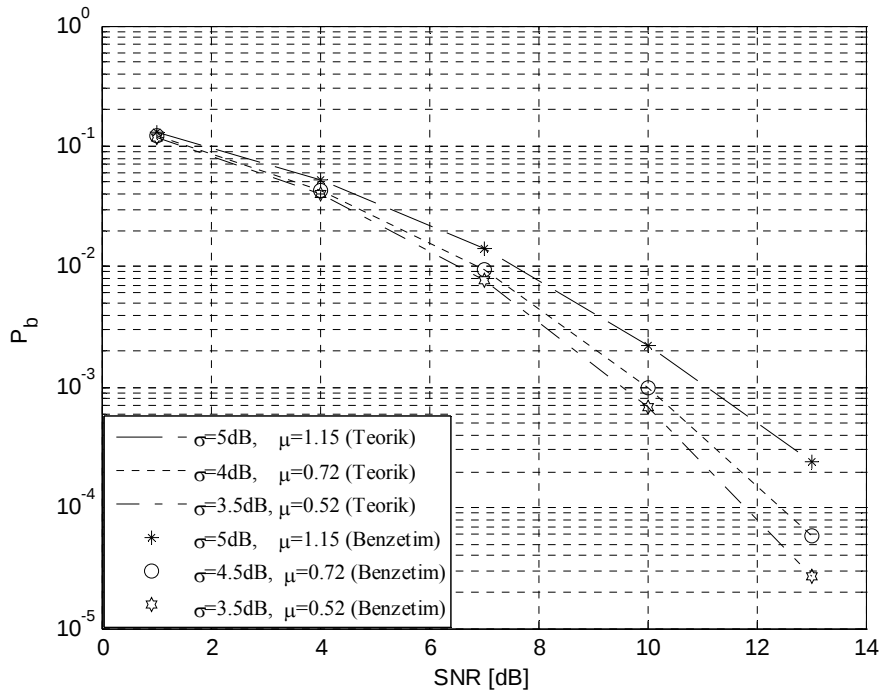
Şekil 5.1: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $k_{SD} = 2$, $N_R = 2$ için N_D 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 5.2: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ ve $N_D = N_R = 2$ için k_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 5.3: $m_{SR} = m_{RD} = 2$, $k_{SD} = 2$ için m_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 5.4: $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için σ ve μ 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).

5.1.2 Değişken Kazançlı Kuvvetlendirme

S-R-D linkinin Nakagami- m sönümlemesine maruz kaldığı ve rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme yapıldığı durumda γ_{SRD} 'nin MGF'si 4. bölümde (4.36) ile elde edilmiştir. Bu bölümde ise rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme için, direkt linkin Genelleştirilmiş- K ve Log-normal dağılımla modellenen gölgeleme etkisine maruz kaldığı durumlarda MGF ve BER analizleri yapılacaktır.

5.1.2.1 S-D Linkinde Genelleştirilmiş- K Dağılımı Olma Durumu

S-D arası linkin k_{SD} ve m_{SD} parametreleriyle Genelleştirilmiş- K ile modellenen gölgelemeye maruz kaldığı durumda γ_T 'ye ilişkin MGF (4.21), (4.36) ve (5.6) yardımıyla

$$\begin{aligned}
 M_{\gamma_T}(s) = & \left(1 - \frac{2sm_{RD}^{N_D} \sqrt{\pi}}{\Gamma(N_D m_{RD}) \Omega_{RD}^{N_D m_{RD}}} \sum_{n=0}^{N_D m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n \sum_{j=0}^{N_D m_{RD}-1} a_h \binom{n}{p} \binom{N_D m_{RD}-1}{j} \Gamma(n+N_D m_{RD}+j+2-p) \left(4 \sqrt{\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}} \right)^{j-p+1} \right. \\
 & \times \left. \frac{{}_2F_1 \left[n+N_D m_{RD}+2-p+j, j-p+\frac{3}{2}, n+N_D m_{RD}+\frac{3}{2}; \frac{\left(\sqrt{\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}} - \sqrt{\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + S}{\left(\sqrt{\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}} + \sqrt{\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + S} \right]}{\left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + \frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right) + S + 2 \sqrt{\frac{m_{SR} m_{RD}}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}}} \Gamma \left(n+N_D m_{RD} + \frac{3}{2} \right)} \right. \\
 & \left. \times \left(\frac{k_{SD} m_{SD}}{\Omega_{SD} S} \right)^{((k+m_{SD}-1)N_D)/2} \exp \left(\frac{k_{SD} m_{SD} N_D}{2 \Omega_{SD} S} \right) W_{-(k+m_{SD}-1)/2, (k+m_{SD})/2} \left(\frac{k_{SD} m_{SD}}{\Omega_{SD} S} \right)^{N_D} \right) \quad (5.11)
 \end{aligned}$$

şeklinde elde edilir.

5.1.2.2 S-D Linkinde Log-normal Dağılım Olma Durumu

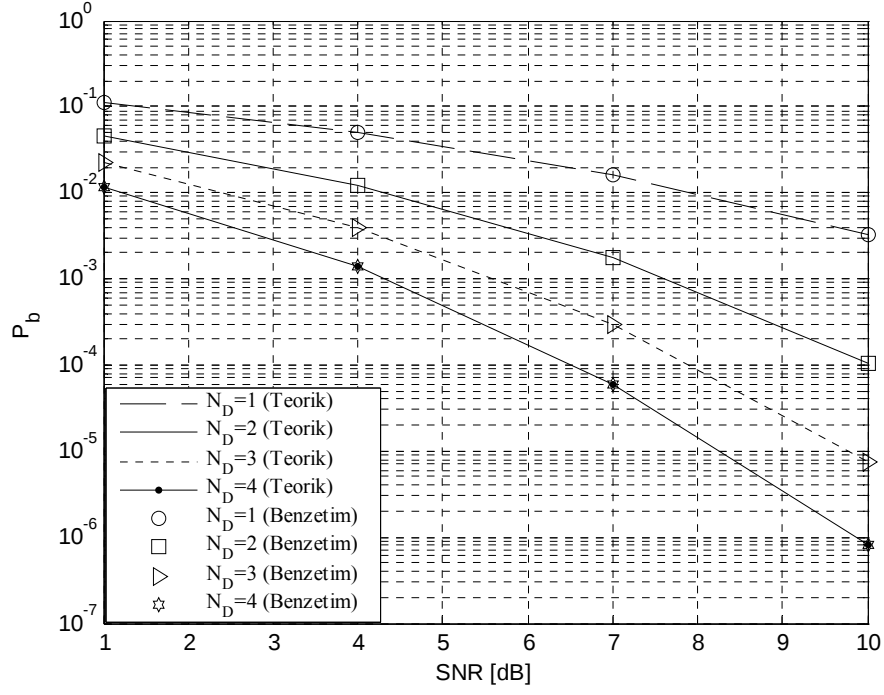
S-D arası linkin σ^2 varyansı ve μ ortalamasıyla Log-normal dağılımla modellenen gölgelemeye maruz kaldığı durumda γ_T 'nin MGF'si (4.21), (4.36) ve (5.8) yardımıyla

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_T}(s) = & \left(1 - \frac{2sm_{RD}\sqrt{\pi}}{\Gamma(m_{RD})\Omega_{RD}^{m_{RD}}} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n \sum_{j=0}^{m_{RD}-1} a_n \binom{n}{p} \binom{m_{RD}-1}{j} \left(4\sqrt{\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}} \right)^{j-p+1} \right. \\
& \times \left. {}_2F_1 \left[n+m_{RD}+2-p+j, j-p+\frac{3}{2}, n+m_{RD}+\frac{3}{2}, \frac{\left(\sqrt{\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}} - \sqrt{\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s}{\left(\sqrt{\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}} + \sqrt{\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}}} \right)^2 + s} \right] \right. \\
& \times \left. \frac{\left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + \frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} + s + 2\sqrt{\frac{m_{SR}m_{RD}}{\Omega_{SR}\Omega_{RD}}} \right)^{n+m_{RD}+j+2-p} \Gamma\left(n+m_{RD}+\frac{3}{2}\right)}{\Gamma(n+m_{RD}+j+2-p)\Gamma(n+m_{RD}+p-j)} \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_{x_n} \exp\left(s\bar{\gamma}_{SD} 10^{(\sqrt{2}\sigma_{x_n}+\mu)/10}\right) \right) \quad (5.12)
\end{aligned}$$

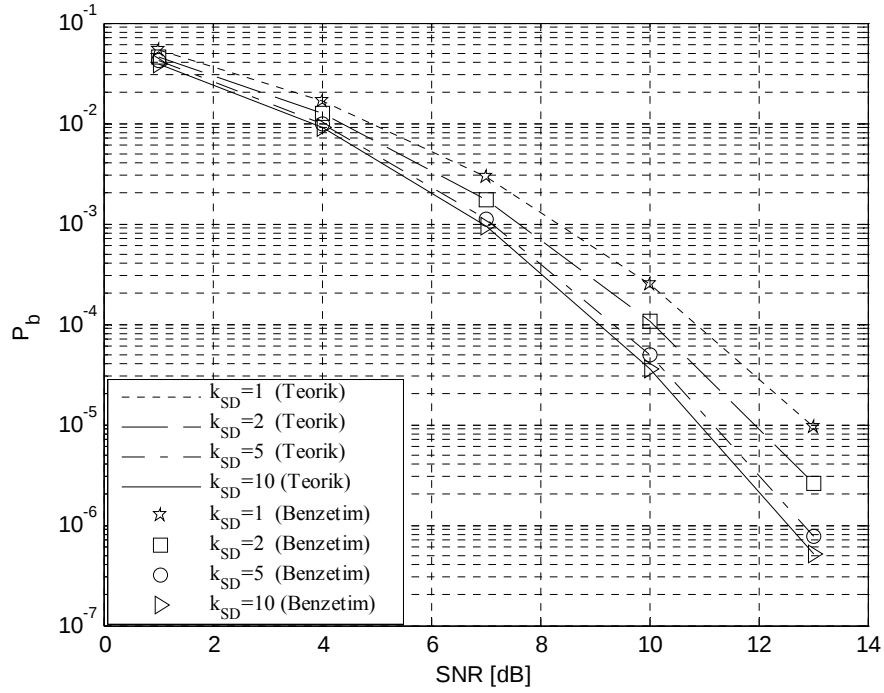
olarak bulunur.

5.1.2.3 Nümerik Sonuçlar

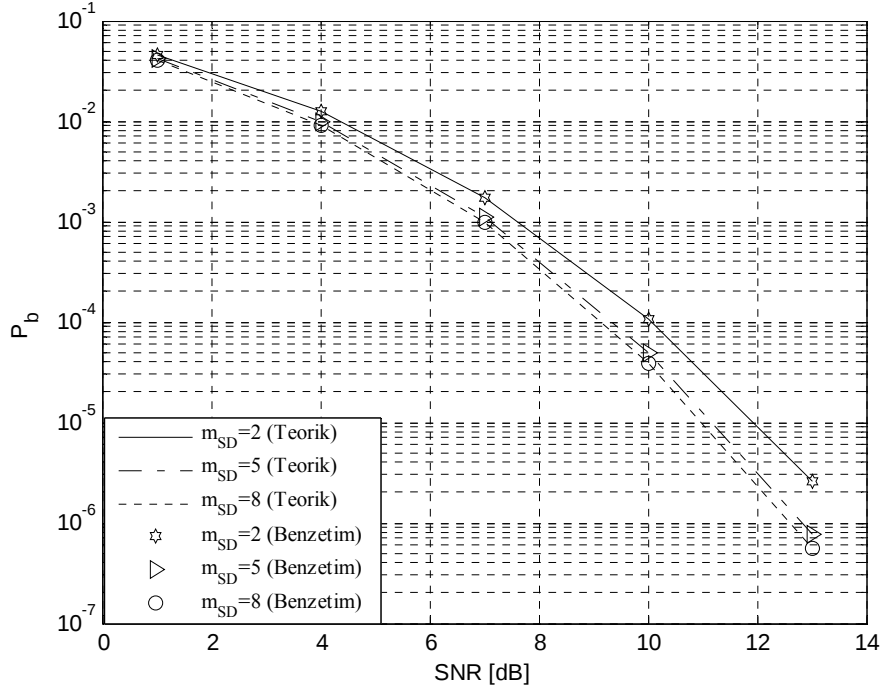
Tüm hata olasılığı eğrileri, ele alınan sistemde BPSK modülasyonu kullanıldığı ve $SNR = \Omega_{SR} = \Omega_{RD} = \Omega_{SD}$ varsayımı altında elde edilmektedir. Şekil 5.5, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $k_{SD} = 2$ ve $N_R = 2$ için hedefteki anten sayısının performansa etkisini göstermektedir. Şekil 5.6'da ise $N_D = N_R = 2$ ve $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için k_{SD} 'nin performansa etkisi gözlenmektedir. k_{SD} arttıkça hata performansının iyileşmesinin sebebi gölgelemenin etkisi azalmasıdır. Ayrıca Şekil 5.7, $N_D = N_R = 2$ ve $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için m_{SD} 'nin performansa etkisini göstermektedir. m_{SD} arttıkça sönmüleme etkisi azaldığı için hata performansının iyileştiği gözlemlenmektedir. Şekil 5.8'de ise $m_{SR} = m_{RD} = 2$, $N_R = 2$ ve $N_D = 1$ için S-D linkine Log-normal dağılımla modellenen gölgelemenin etkidiği durum verilmektedir. Standart sapma arttıkça performansın kötüleştiği gözlenmektedir.



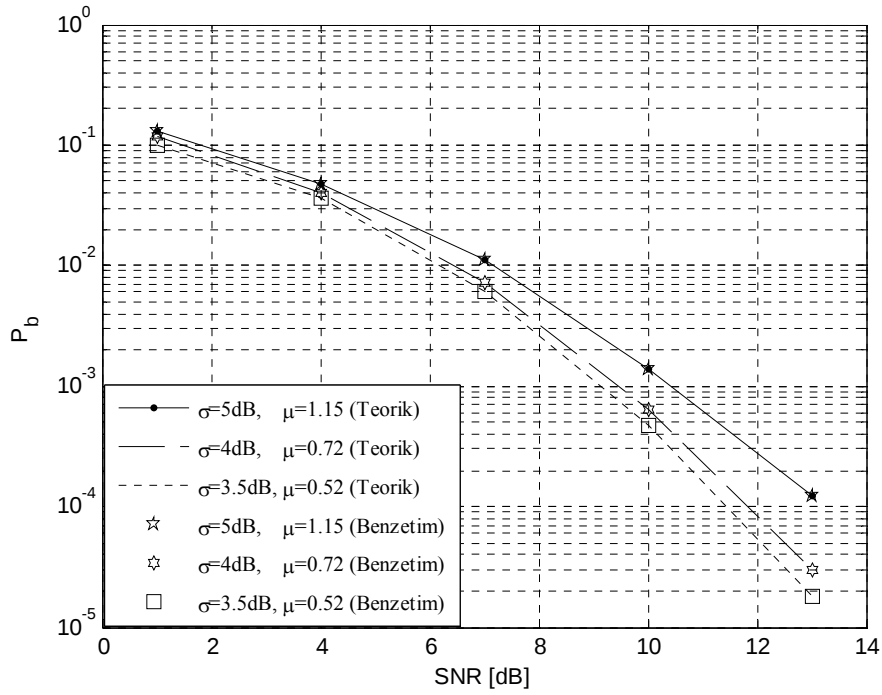
Şekil 5.5: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $k_{SD} = 2$, $N_R = 2$ için N_D 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 5.6: $m_{SR} = m_{RD} = 2$, $N_D = N_R = 2$ için k_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 5.7: $N_D = N_R = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için m_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).

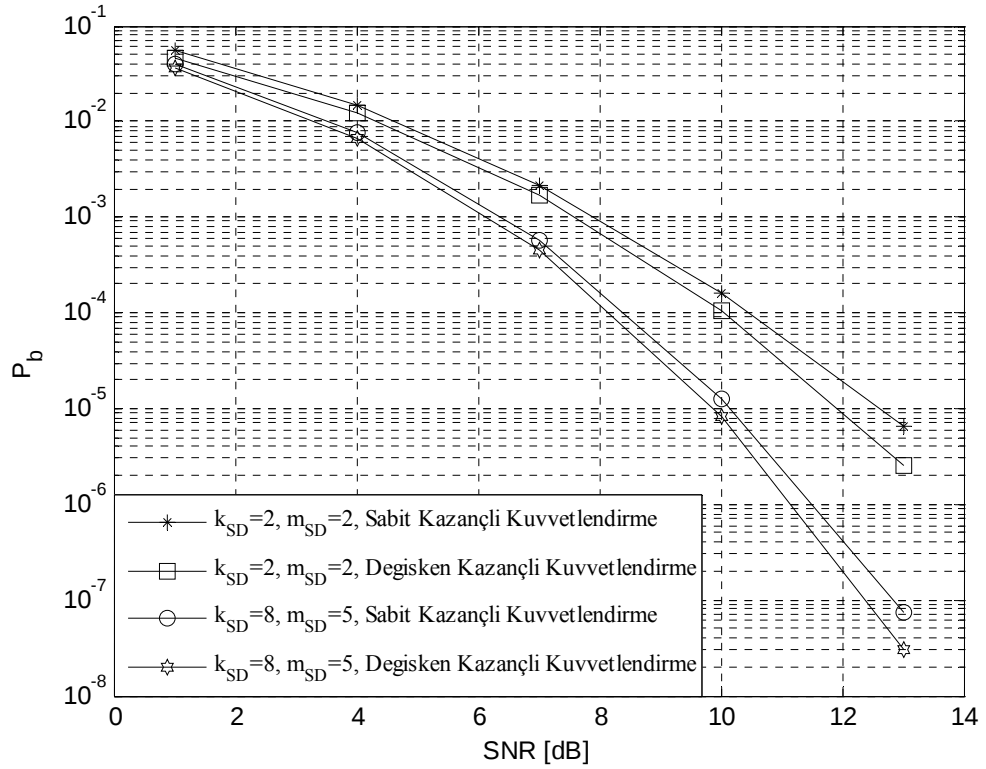


Şekil 5.8: $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için σ ve μ 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).

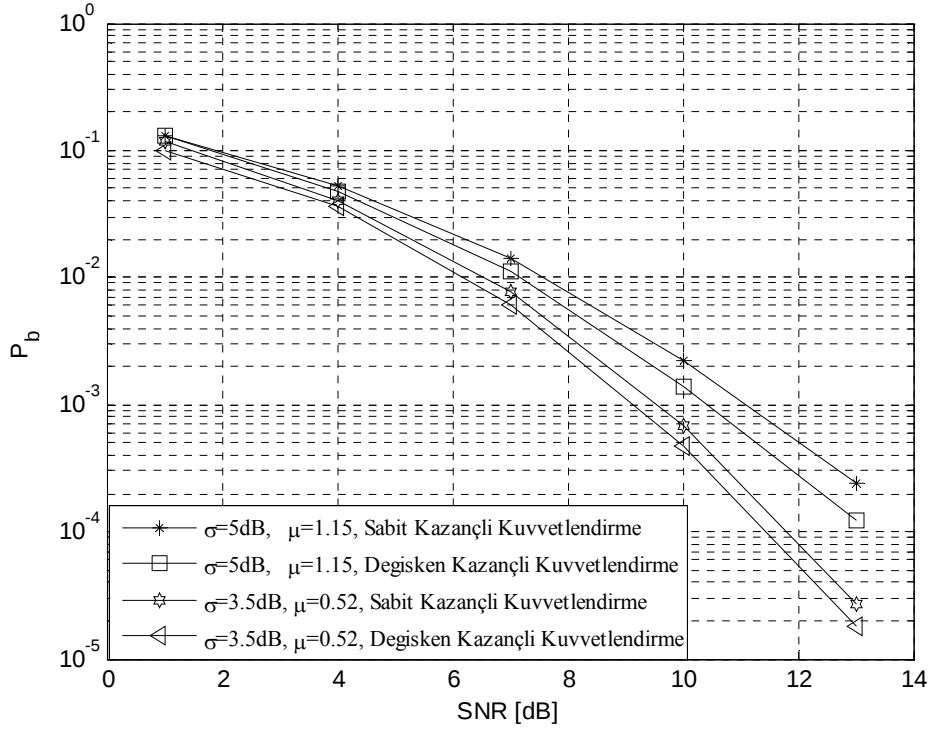
5.1.3 Sabit ve Değişken Kazançlı Kuvvetlendirmenin Karşılaştırılması

Bu bölümde, S-R-D linkine Nakagami- m , S-D linkine Genelleştirilmiş- K ve/veya Log-normal gölgeleme etkidiği durum için, rölede kullanılan kuvvetlendirme katsayısının performans üzerindeki etkisi BPSK modülasyonu için karşılaştırılmaktadır. $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $N_R = N_D = 2$ için S-D linkinin Genelleştirilmiş- K gölgelemesine maruz kaldığı durumda P_b eğrileri Şekil 5.9'da verilmektedir. $m_{SR} = m_{RD} = 2$, $N_R = 2$ için S-D linkinin Log-normal dağılımla modellenen gölgelemeye maruz kaldığı durumda P_b eğrileri Şekil 5.10'da verilmektedir.

Beklenildiği üzere, tüm eğriler için, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayısı kullanıldığı durumlarda hata olasılığı daha düşük olduğu için daha iyi performans sağlanır.



Şekil 5.9: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı k_{SD} ve m_{SD} değerlerinin performansa etkisi.



Şekil 5.10: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı σ ve μ değerlerinin performansa etkisi.

5.2 R-D ve S-D Linklerindeki Gölgelemenin Etkisi

Bu bölümde, Şekil 4.1 ile verilen sistemde $N_D=1$ olduğu; S-R arası linkin Nakagami- m sönümlemesine, R-D arası linkin ise Genelleştirilmiş- K gölgelemesine maruz kaldığı varsayılacaktır. Ayrıca, S-D arası linkin Genelleştirilmiş- K ve Log-normal gölgelemelerine maruz kaldığı durumlar incelenecektir. Rölede kuvvetlendirme için kullanılan iki ayrı yöntem (sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme) için hata analizleri verilecektir. Gamma dağılımı gösteren γ_{SR} 'nin cdf'i (4.4) ile verildiği gibi olup, pdf'i ise

$$f_{\gamma_{SR}}(\gamma) = \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{N_R m_{SR}} \frac{\exp\left(-\frac{\gamma m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right) \gamma^{N_R m_{SR}-1}}{\Gamma(N_R m_{SR})} \quad (5.13)$$

biçimindedir. γ_{RD} 'nin pdf ve cdf'i ise k_{RD} ve m_{RD} 'nin tamsayı değerleri için sırasıyla

$$f_{\gamma_{RD}}(\gamma) = \frac{2}{\Gamma(m_{RD})\Gamma(k_{RD})} \left(\frac{k_{RD} m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{\frac{k_{RD}+m_{RD}}{2}} \gamma^{\frac{k_{RD}+m_{RD}-2}{2}} K_{k_{RD}-m_{RD}} \left(2 \sqrt{\frac{k_{RD} m_{RD} \gamma}{\Omega_{RD}}} \right) \quad (5.14)$$

$$F_{\gamma_{RD}}(\gamma) = \frac{2}{\Gamma(k_{RD})} \left(\frac{k_{RD} m_{SR} \gamma}{\Omega_{RD}} \right)^{\frac{k_{RD}}{2}} \sum_{\lambda=0}^{m_{RD}-1} \frac{1}{\lambda!} \left(\frac{k_{RD} m_{RD} \gamma}{\Omega_{RD}} \right)^{\frac{\lambda}{2}} K_{k_{RD}-m_{RD}} \left(2 \sqrt{\frac{k_{RD} m_{RD} \gamma}{\Omega_{RD}}} \right) \quad (5.15)$$

olarak tanımlanır [25].

5.2.1 Rölede Sabit Kazançlı Kuvvetlendirme

Rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme için, kaynaktan röleye iletilen işaret, rölede birleştirildikten sonra (4.5) ile kuvvetlendirilmektedir. S-R arası linkin Nakagami- m sönümlmeli olduğu durumda kuvvetlendirme katsayısı ve $\mathbb{C}$ sabiti, sırasıyla (4.6) ve (4.9) ile verildiği gibidir. 4. bölümden, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme yapılması durumunda γ_T ve γ_{SRD} 'nin (4.7) ve (4.10) biçiminde olduğu ve γ_{SRD} 'nin

$$\text{cdf'nin (4.11) ile hesaplanabildiği bilinmektedir. } F_{\gamma_{SR}} \left(z + \frac{z\mathbb{C}}{w} \right) \text{ ise,} \quad (4.13)$$

biçiminde yazılabilir. γ_{SRD} 'nin cdf'i için (4.11), (4.13) ve (5.14) kullanılarak

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \frac{2 \exp\left(-\frac{zm_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)}{\Gamma(m_{RD})\Gamma(k_{RD})} \left(\frac{k_{RD} m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{\frac{k_{RD}+m_{RD}}{2}} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n a_n \binom{n}{p} z^n \mathbb{C}^p \times \int_0^\infty \exp\left(-\frac{m_{SR} z \mathbb{C}}{w \Omega_{SR}}\right) w^{\frac{k_{RD}+m_{RD}-2-2p}{2}} K_{k_{RD}-m_{RD}} \left(2 \sqrt{\frac{k_{RD} m_{RD} w}{\Omega_{RD}}} \right) dw \quad (5.16)$$

elde edilir. Sırasıyla [43, (11)] ve [43, (14)] yardımıyla

$$\exp\left(-\frac{m_{SR} z \mathbb{C}}{w \Omega_{SR}}\right) = G_{10}^{01} \left(\frac{w \Omega_{SR}}{m_{SR} z \mathbb{C}} \middle| \begin{matrix} 1 \\ - \end{matrix} \right), \quad (5.17)$$

$$K_{k_{RD}-m_{RD}} \left(2 \sqrt{\frac{k_{RD} m_{RD} w}{\Omega_{RD}}} \right) = \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left(\frac{k_{RD} m_{RD} w}{\Omega_{RD}} \middle| \begin{matrix} - \\ \frac{k_{RD}-m_{RD}}{2}, \frac{m_{RD}-k_{RD}}{2} \end{matrix} \right) \quad (5.18)$$

dönüşümleri yapılabilir. Elde edilenler (5.16)'da yerine konulursa,

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \frac{\exp\left(-\frac{zm_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)}{\Gamma(m_{RD})\Gamma(k_{RD})} \left(\frac{k_{RD} m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{\frac{k_{RD}+m_{RD}}{2}} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n a_n \binom{n}{p} z^n \mathbb{C}^p \times \int_0^\infty w^{\frac{k_{RD}+m_{RD}-2-2p}{2}} G_{10}^{01} \left(\frac{w \Omega_{SR}}{m_{SR} z \mathbb{C}} \middle| \begin{matrix} 1 \\ - \end{matrix} \right) G_{0,2}^{2,0} \left(\frac{k_{RD} m_{RD} w}{\Omega_{RD}} \middle| \begin{matrix} - \\ \frac{k_{RD}-m_{RD}}{2}, \frac{m_{RD}-k_{RD}}{2} \end{matrix} \right) dw \quad (5.19)$$

biçimini alır. İfadedeki integralli kısmı çözmek için [44, (21.02.03.01)] kullanılırsa,

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \frac{\exp\left(-\frac{zm_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)}{\Gamma(m_{RD})\Gamma(k_{RD})} \left(\frac{k_{RD}m_{RD}m_{SR}z\mathbb{C}}{\Omega_{SR}\Omega_{RD}}\right)^{\frac{k_{RD}+m_{RD}}{2}} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n \frac{1}{n!} \binom{n}{p} \times \left(\frac{m_{SR}z}{\Omega_{SR}}\right)^{n-p} G_{0,3}^{3,0}\left(\frac{k_{RD}m_{RD}m_{SR}z\mathbb{C}}{\Omega_{SR}\Omega_{RD}} \middle| \frac{k_{RD}-m_{RD}}{2}, \frac{m_{RD}-k_{RD}}{2}, \frac{2-m_{RD}}{2}\right) \quad (5.20)$$

olarak elde edilir. S-R-D linkinin MGF'si için (4.16) yardımıyla

$$M_{\gamma_{SRD}}(s) = 1 - \frac{s \left(\frac{k_{RD}m_{RD}m_{SR}\mathbb{C}}{\Omega_{SR}\Omega_{RD}}\right)^{\frac{k_{RD}+m_{RD}}{2}}}{\Gamma(m_{RD})\Gamma(k_{RD})} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n \frac{1}{n!} \binom{n}{p} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)^{n-p} \times \int_0^\infty z^{\frac{k_{RD}+m_{RD}}{2}+n-p} G_{0,3}^{3,0}\left(\frac{k_{RD}m_{RD}m_{SR}z\mathbb{C}}{\Omega_{SR}\Omega_{RD}} \middle| \frac{k_{RD}-m_{RD}}{2}, \frac{m_{RD}-k_{RD}}{2}, \frac{2-m_{RD}}{2}\right) \exp\left(-z\left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}+s\right)\right) dz \quad (5.21)$$

yazılır. [43, (11)] kullanılarak

$$\exp\left(-z\left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}+s\right)\right) = G_{10}^{01}\left(\frac{\Omega_{SR}}{z(m_{SR}+\Omega_{SR}s)} \middle| 1\right) \quad (5.22)$$

dönüşümü yapılabilir. (5.22), (5.21)'de konulursa,

$$M_{\gamma_{SRD}}(s) = 1 - \frac{s \left(\frac{k_{RD}m_{RD}m_{SR}\mathbb{C}}{\Omega_{SR}\Omega_{RD}}\right)^{\frac{k_{RD}+m_{RD}}{2}}}{\Gamma(m_{RD})\Gamma(k_{RD})} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{p=0}^n \frac{1}{n!} \binom{n}{p} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)^{n-p} \times \int_0^\infty z^{\frac{k_{RD}+m_{RD}}{2}+n-p} G_{10}^{01}\left(\frac{\Omega_{SR}}{z(m_{SR}+\Omega_{SR}s)} \middle| 1\right) G_{0,3}^{3,0}\left(\frac{k_{RD}m_{RD}m_{SR}z\mathbb{C}}{\Omega_{SR}\Omega_{RD}} \middle| \frac{k_{RD}-m_{RD}}{2}, \frac{m_{RD}-k_{RD}}{2}, \frac{2-m_{RD}}{2}\right) dz \quad (5.23)$$

biçimini alır. İfadedeki integralli kısmı çözmek için [44, (21.02.03.01)] kullanılırsa,

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{SRD}}(s) = & 1 - \frac{s \left(\frac{k_{RD} m_{RD} m_{SR} \mathbb{C}}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}} \right)^{\frac{k_{RD} + m_{RD}}{2}}}{\Gamma(m_{RD}) \Gamma(k_{RD})} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR} - 1} \sum_{p=0}^n \frac{1}{n!} \binom{n}{p} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{n-p} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right)^{-\left(\frac{k_{RD} + m_{RD} + 2 + 2n - 2p}{2} \right)} \\
& \times G_{1,3}^{3,1} \left(\frac{k_{RD} m_{RD} m_{SR} \mathbb{C}}{\Omega_{RD} (m_{SR} + \Omega_{SR} s)} \left| 1 - \left(\frac{k_{RD} + m_{RD} + 2 + 2n - 2p}{2} \right) \right. \right. \\
& \left. \left. \frac{k_{RD} - m_{RD}}{2}, \frac{m_{RD} - k_{RD}}{2}, p - \left(\frac{k_{RD} - m_{RD}}{2} \right) \right) \right) \quad (5.24)
\end{aligned}$$

olarak bulunur.

5.2.1.1 S-D Linkinde Genelleştirilmiş-K Dağılımı Olma Durumu

R-D linkinin ve S-D linkinin Genelleştirilmiş-K dağılımlı gölgelemeye maruz kalması durumunda γ_T 'ye ilişkin MGF, (4.21), (5.6) ve (5.24) yardımıyla

$$\begin{aligned}
M_T(s) = & \left(1 - \frac{s \left(\frac{k_{RD} m_{RD} m_{SR} \mathbb{C}}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}} \right)^{\frac{k_{RD} + m_{RD}}{2}}}{\Gamma(m_{RD}) \Gamma(k_{RD})} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR} - 1} \sum_{p=0}^n \frac{1}{n!} \binom{n}{p} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{n-p} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right)^{-\left(\frac{k_{RD} + m_{RD} + 2 + 2n - 2p}{2} \right)} \right. \\
& \times G_{1,3}^{3,1} \left(\frac{k_{RD} m_{RD} m_{SR} \mathbb{C}}{\Omega_{RD} (m_{SR} + \Omega_{SR} s)} \left| 1 - \left(\frac{k_{RD} + m_{RD} + 2 + 2n - 2p}{2} \right) \right. \right. \\
& \left. \left. \frac{k_{RD} - m_{RD}}{2}, \frac{m_{RD} - k_{RD}}{2}, p - \left(\frac{k_{RD} - m_{RD}}{2} \right) \right) \right) \\
& \times \left(\frac{k_{SD} m_{SD}}{\Omega_{SD} s} \right)^{(k_{SD} + m_{SD} - 1)/2} \exp \left(\frac{k_{SD} m_{SD}}{2 \Omega_{SD} s} \right) W_{-(k_{SD} + m_{SD} - 1)/2, (k_{SD} + m_{SD})/2} \left(\frac{k_{SD} m_{SD}}{\Omega_{SD} s} \right) \quad (5.25)
\end{aligned}$$

şeklinde ifade edilebilir.

Bilindiği üzere, Genelleştirilmiş-K dağılımı, $k_{SD} \rightarrow \infty$ iken m_{SD} parametresi ile Nakagami- m dağılımına indirgenir. k_{SD} 'nin yeterince büyük değerleri için S-D linkinin kanal katsayılarının Nakagami- m dağılımlı olması durumunda γ_T 'ye ilişkin MGF, (4.20) yardımıyla,

$$\begin{aligned}
M_T(s) = & \left(1 - \frac{s \left(\frac{k_{RD} m_{RD} m_{SR} \mathbb{C}}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}} \right)^{\frac{k_{RD} + m_{RD}}{2}}}{\Gamma(m_{RD}) \Gamma(k_{RD})} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR} - 1} \sum_{p=0}^n \frac{1}{n!} \binom{n}{p} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{n-p} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right)^{\left(\frac{k_{RD} + m_{RD} + 2 + 2n - 2p}{2} \right)} \right. \\
& \times G_{1,3}^{3,1} \left(\frac{k_{RD} m_{RD} m_{SR} \mathbb{C}}{\Omega_{RD} (m_{SR} + \Omega_{SR} s)} \left| \begin{matrix} 1 - \left(\frac{k_{RD} + m_{RD} + 2 + 2n - 2p}{2} \right) \\ \frac{k_{RD} - m_{RD}}{2}, \frac{m_{RD} - k_{RD}}{2}, p - \left(\frac{k_{RD} - m_{RD}}{2} \right) \end{matrix} \right. \right) \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{m_{SD}} \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} + s \right)^{-m_{SD}} \right)
\end{aligned} \tag{5.26}$$

olarak yazılır.

5.2.1.2 S-D Linkinde Log-normal Dağılım Olma Durumu

R-D linkinin Genelleştirilmiş-K ve S-D arası linkin σ^2 varyansı ve μ ortalamasıyla Log-normal dağılımla modellenen gölgelemeye maruz kaldığı durumda hedefteki toplam SNR'ın MGF'si (4.21), (5.8) ve (5.24) kullanılarak

$$\begin{aligned}
M_T(s) = & \left(1 - \frac{s \left(\frac{k_{RD} m_{RD} m_{SR} \mathbb{C}}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}} \right)^{\frac{k_{RD} + m_{RD}}{2}}}{\Gamma(m_{RD}) \Gamma(k_{RD})} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR} - 1} \sum_{p=0}^n \frac{1}{n!} \binom{n}{p} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{n-p} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right)^{\left(\frac{k_{RD} + m_{RD} + 2 + 2n - 2p}{2} \right)} \right. \\
& \times G_{1,3}^{3,1} \left(\frac{k_{RD} m_{RD} m_{SR} \mathbb{C}}{\Omega_{RD} (m_{SR} + \Omega_{SR} s)} \left| \begin{matrix} 1 - \left(\frac{k_{RD} + m_{RD} + 2 + 2n - 2p}{2} \right) \\ \frac{k_{RD} - m_{RD}}{2}, \frac{m_{RD} - k_{RD}}{2}, p - \left(\frac{k_{RD} - m_{RD}}{2} \right) \end{matrix} \right. \right) \left(\frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_{x_n} \exp \left(s \Omega_{SD} 10^{\left(\sqrt{2} x_n + t_d \right) / 10} \right) \right)
\end{aligned} \tag{5.27}$$

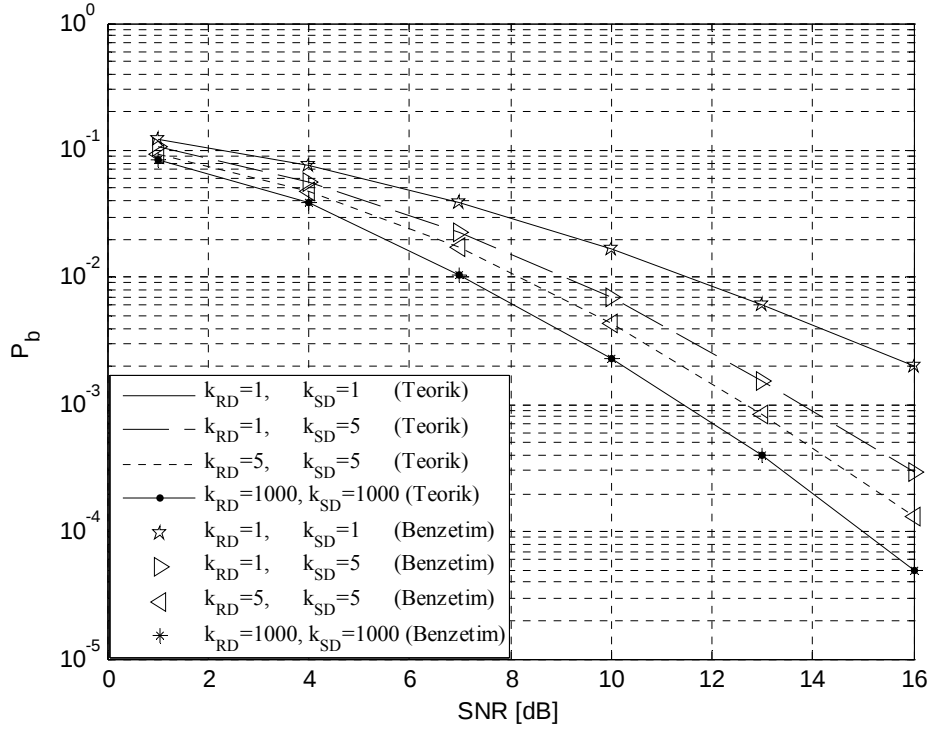
olarak yazılır.

5.2.1.3 Nümerik Sonuçlar

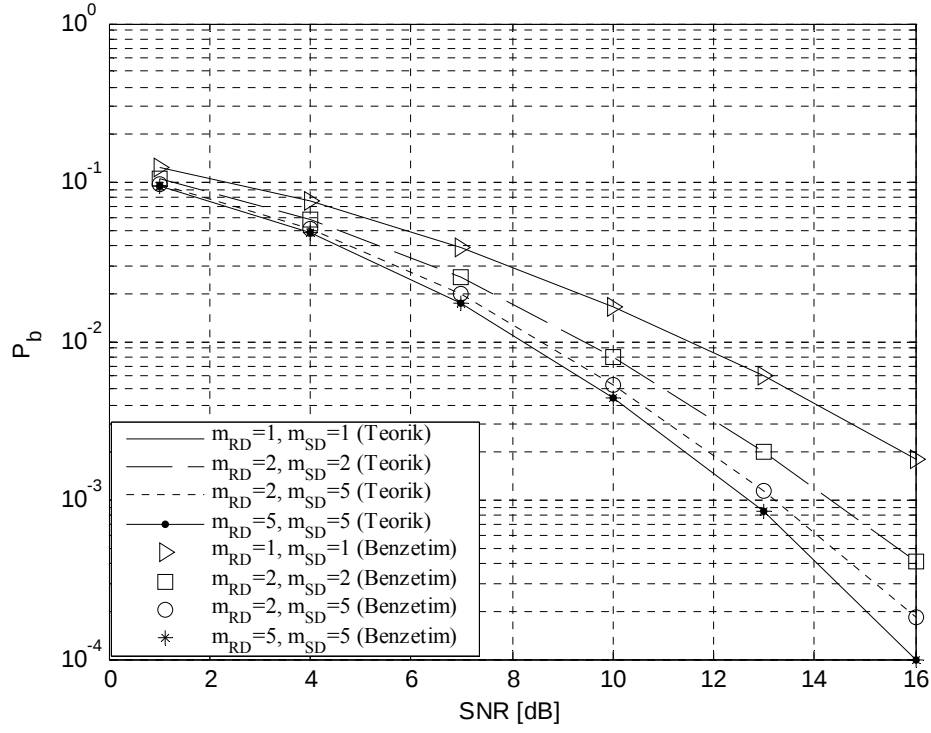
Bu bölümde, ele alınan sistemde BPSK modülasyonu kullanıldığı durumda, $SNR = \Omega_{SR} = \Omega_{RD} = \Omega_{SD}$ varsayımı altında elde edilen P_b sonuçları verilmektedir. $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $N_R = 2$ için k_{SD} ve k_{RD} parametrelerinin performansa etkisi Şekil 5.11 ile verilmektedir. $m_{SR} = 2$, $k_{RD} = k_{SD} = 2$, $N_R = 2$ için m_{SD} ve m_{RD} parametrelerinin performansa etkisi Şekil 5.12 ile verilmektedir. Beklenildiği üzere k ve m arttıkça, sırasıyla gölgeleme ve sönümleme etkisinin azalması performansı

iyileştirmektedir. Şekil 5.13'te $k_{RD} = k_{SD} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için N_R 'nin performansa etkisi gösterilmektedir. Röledeki anten sayısının artması çeşitleme derecesini arttırdığı için performans iyileşmektedir.

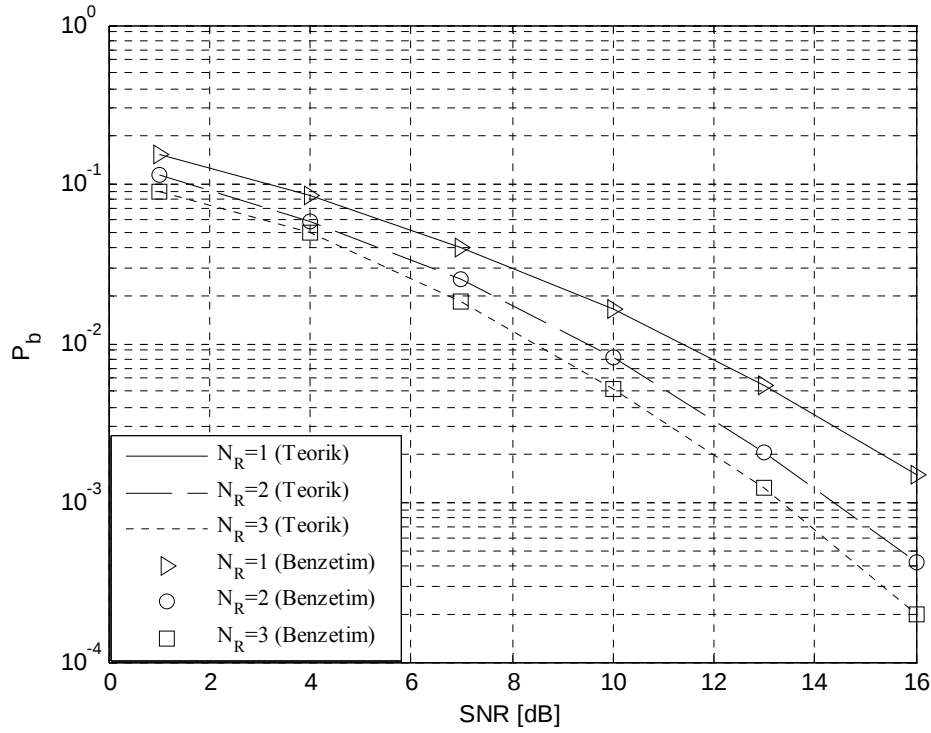
Şekil 5.14'te ise $k_{RD} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = 2$, $N_R = 2$ için S-D linkine Log-normal dağılımla modellenen gölgelemenin etkideği durum verilmektedir. Görüldüğü gibi, standart sapma azaldıkça performans iyileşmektedir.



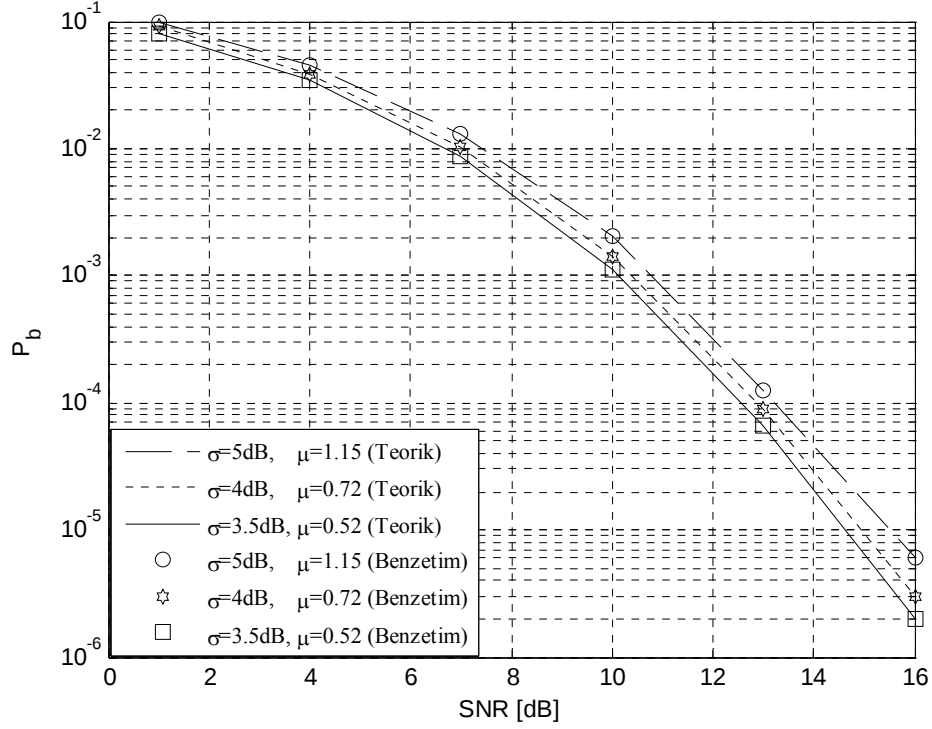
Şekil 5.11: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için k_{SD} ve k_{RD} 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 5.12: $m_{SR} = 2$, $k_{RD} = k_{SD} = 2$ için m_{SD} ve m_{RD} 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme)..



Şekil 5.13: $k_{RD} = k_{SD} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için N_R 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme)..



Şekil 5.14: $k_{RD} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için σ ve μ ’nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).

5.2.2 Rölede Değişken Kazançlı Kuvvetlendirme

Rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme yapıldığı durumda, MRC işleminden sonra elde edilen işaretin (4.25) ile kuvvetlendirildiği, γ_T ve γ_{SRD} ’nin (4.26) ve (4.27) ile ifade edilebildiği ve γ_{SRD} ’nin cdf’sinin (4.28) ile hesaplanabildiği bilinmektedir. (5.14) yardımıyla

$$f_{\gamma_{RD}}(z+w) = \frac{2}{\Gamma(m_{RD})\Gamma(k_{RD})} \left(\frac{m_{RD}k_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{\frac{m_{RD}+k_{RD}}{2}} (z+w)^{\frac{m_{RD}+k_{RD}-2}{2}} K_{k_{RD}-m_{RD}} \left(2\sqrt{\frac{m_{RD}k_{RD}(z+w)}{\Omega_{RD}}} \right) \quad (5.28)$$

olarak yazılır. $(z+w)^{\frac{m_{RD}+k_{RD}-2}{2}}$ için binom açılımı uygulanırsa,

$$f_{\gamma_{RD}}(z+w) = \frac{2}{\Gamma(m_{RD})\Gamma(k_{RD})} \left(\frac{m_{RD}k_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{\frac{m_{RD}+k_{RD}}{2}} \sum_{p=0}^{\frac{m_{RD}+k_{RD}-2}{2}} \binom{\frac{m_{RD}+k_{RD}-2}{2}}{p} \left(\frac{m_{RD}+k_{RD}-2}{2} \right) z^p w^{\frac{m_{RD}+k_{RD}-2}{2}-p} K_{k_{RD}-m_{RD}} \left(2\sqrt{\frac{m_{RD}k_{RD}(z+w)}{\Omega_{RD}}} \right) \quad (5.29)$$

olarak yeniden yazılabilir. (4.30)'da $c=0$ (ideal kazançlı kuvvetlendirme) alınarak,

$$\bar{F}_{\gamma_{SR}} \left(z + \frac{z^2}{w} \right) = \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{t=0}^n \binom{n}{t} a_n \exp \left(-\frac{m_{SR} z}{\gamma_{SR}} - m_{SR} \left(\frac{z^2}{w \gamma_{SR}} \right) \right) z^{n+t} w^{-t} \quad (5.30)$$

biçiminde yeniden belirtilebilir. γ_{SRD} 'nin cdf'i için (5.29), (5.30) ve (4.28) kullanılarak,

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \frac{2}{\Gamma(m_{RD})\Gamma(k_{RD})} \left(\frac{m_{RD} k_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{\frac{m_{RD}+k_{RD}}{2}} \exp \left(-\frac{m_{SR} z}{\Omega_{SR}} \right) \sum_{q=0}^{\left(\frac{m_{RD}+k_{RD}-2}{2} \right)} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{t=0}^n \binom{m_{RD}+k_{RD}-2}{2} \frac{1}{p} \times \binom{n}{t} a_n z^{p+n+t} \int_0^\infty \exp \left(-\frac{m_{SR} z^2}{w \Omega_{SR}} \right) w^{\frac{m_{RD}+k_{RD}-2-2p-2t}{2}} K_{k_{RD}-m_{RD}} \left(2 \sqrt{\frac{m_{RD} k_{RD} (z+w)}{\Omega_{RD}}} \right) dw \quad (5.31)$$

yazılabilir. [43, (11)] ve [43, (14)] yardımıyla sırasıyla

$$\exp \left(-\frac{m_{SR} z^2}{w \Omega_{SR}} \right) = G_{1,0}^{0,1} \left(\frac{w \Omega_{SR}}{m_{SR} z^2} \middle| \begin{matrix} 1 \\ - \end{matrix} \right), \quad (5.32)$$

$$K_{k_{RD}-m_{RD}} \left(2 \sqrt{\frac{m_{RD} k_{RD} (z+w)}{\Omega_{RD}}} \right) = \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left(\frac{m_{RD} k_{RD} (z+w)}{\Omega_{RD}} \middle| \begin{matrix} - \\ \frac{k_{RD}-m_{RD}}{2}, \frac{m_{RD}-k_{RD}}{2} \end{matrix} \right) \quad (5.33)$$

dönüşümleri yapılabilir. Bu dönüşümler kullanılarak γ_{SRD} 'nin cdf'i için

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \frac{2}{\Gamma(m_{RD})\Gamma(k_{RD})} \left(\frac{m_{RD} k_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{\frac{m_{RD}+k_{RD}}{2}} \exp \left(-\frac{m_{SR} z}{\Omega_{SR}} \right) \sum_{q=0}^{\left(\frac{m_{RD}+k_{RD}-2}{2} \right)} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR}-1} \sum_{t=0}^n \binom{m_{RD}+k_{RD}-2}{2} \frac{1}{p} \binom{n}{t} a_n z^{p+n+t} \times \frac{1}{2} \int_0^\infty w^{\frac{m_{RD}+k_{RD}-2-2p-2t}{2}} G_{0,2}^{2,0} \left(\frac{m_{RD} k_{RD} (z+w)}{\Omega_{RD}} \middle| \begin{matrix} - \\ \frac{k_{RD}-m_{RD}}{2}, \frac{m_{RD}-k_{RD}}{2} \end{matrix} \right) G_{1,0}^{0,1} \left(\frac{w \Omega_{SR}}{m_{SR} z^2} \middle| \begin{matrix} 1 \\ - \end{matrix} \right) dw \quad (5.34)$$

yazılır. İfadedeki son çarpan,

$$E = \frac{1}{2} \int_0^\infty w^{\frac{m_{RD}+k_{RD}-2-2p-2t}{2}} G_{02}^{20} \left(\frac{m_{RD} k_{RD} z}{\Omega_{RD}} + \frac{m_{RD} k_{RD} w}{\Omega_{RD}} \middle| \begin{matrix} - \\ \frac{k_{RD}-m_{RD}}{2}, \frac{m_{RD}-k_{RD}}{2} \end{matrix} \right) G_{10}^{01} \left(\frac{w \Omega_{SR}}{m_{SR} z^2} \middle| \begin{matrix} 1 \\ - \end{matrix} \right) dw \quad (5.35)$$

olsun. E 'nin çözümü için [44, (21.02.05)] ile verilen

$$\int_0^\infty \tau^{\alpha-1} G_{u,v}^{s,t} \left(\delta + \tau \left| \begin{matrix} c_1 \dots c_u \\ d_1 \dots d_v \end{matrix} \right. \right) G_{p,q}^{m,n} \left(\beta \tau \left| \begin{matrix} a_1 \dots a_p \\ b_1 \dots b_q \end{matrix} \right. \right) d\tau =$$

$$\sum_{g=0}^\infty \frac{(-\delta)^g}{g!} G_{p+v+1, q+u+1}^{m+t, n+s+1} \left(\beta \left| \begin{matrix} 1-\alpha, a_1, \dots, a_n, k-\alpha-d_1+1, \dots, k-\alpha-d_v+1, a_{n+1}, \dots, a_p \\ b_1, \dots, b_m, k-\alpha-c_1+1, \dots, k-\alpha-c_u+1, k-\alpha+1, b_{m+1}, \dots, b_p \end{matrix} \right. \right) \quad (5.36)$$

eşitliği kullanılabilir. E ifadesinde $\tau = k_{RD} m_{RD} w / \Omega_{RD}$ değişken dönüşümü yapılırsa,

$$E = \frac{1}{2} \left(\frac{\Omega_{RD}}{k_{RD} m_{RD}} \right)^{\frac{m_{RD} + k_{RD} - 2p - 2t}{2}} \int_0^\infty \tau^{\frac{m_{RD} + k_{RD} - 2p - 2t}{2}} G_{0,2}^{2,0} \left(\frac{m_{RD} k_{RD} z}{\Omega_{RD}} \left| \begin{matrix} - \\ k_{RD} - m_{RD}, m_{RD} - k_{RD} \end{matrix} \right. \right) G_{1,0}^{0,1} \left(\frac{\Omega_{RD} \Omega_{SR} \tau}{k_{RD} m_{SR} m_{RD} z^2} \left| \begin{matrix} 1 \\ - \end{matrix} \right. \right) d\tau \quad (5.37)$$

şeklinde yeniden yazılabilir. E 'nin çözümü için [44, (21.02.05)] kullanılarak γ_{SRD} 'nin cdf'i

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \frac{1}{\Gamma(m_{RD}) \Gamma(k_{RD})} \sum_{p=0}^{\left(\frac{m_{RD} + k_{RD} - 2}{2}\right)} \sum_{n=0}^{N_R m_{SR} - 1} \sum_{t=0}^n \sum_{g=0}^\infty \frac{a_n}{g!} \binom{m_{RD} + k_{RD} - 2}{2} \binom{n}{t} (-1)^g \left(\frac{k_{RD} m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{p+g} z^{n+p+g}$$

$$\times \exp \left(\frac{m_{RD} z}{\Omega_{RD}} \right) G_{4,1}^{0,4} \left(\frac{\Omega_{RD} \Omega_{SR}}{m_{SR} m_{RD} k_{RD} z^2} \left| \begin{matrix} 1 - \left(\frac{k_{RD} + m_{RD} - 2p - 2t}{2} \right), 1, g - k_{RD} + p + t + 1, g - m_{RD} \\ g - \left(\frac{k_{RD} + m_{RD} - 2p - 2t}{2} \right) + 1 \end{matrix} \right. \right) \quad (5.38)$$

olarak elde edilir. [44, (16.01.01)] ile verilen

$$G_{p,q}^{m,n} \left(\frac{1}{\mu} \left| \begin{matrix} a_1 \dots a_n \dots a_{n+1} \dots a_p \\ b_1 \dots b_m \dots b_{m+1} \dots b_q \end{matrix} \right. \right) = G_{a,p}^{n,m} \left(\mu \left| \begin{matrix} 1 - b_1 \dots, 1 - b_m \dots, 1 - b_{m+1} \dots, 1 - b_q \\ 1 - a_1 \dots, 1 - a_n \dots, 1 - a_{n+1} \dots, 1 - a_p \end{matrix} \right. \right) \quad (5.39)$$

yardımla

$$G_{4,1}^{0,4} \left(\frac{\Omega_{RD} \Omega_{SR}}{m_{SR} m_{RD} k_{RD} z^2} \left| \begin{matrix} 1 - \left(\frac{k_{RD} + m_{RD} - 2p - 2t}{2} \right), 1, g - k_{RD} + p + t + 1, g - m_{RD} \\ g - \left(\frac{k_{RD} + m_{RD} - 2p - 2t}{2} \right) + 1 \end{matrix} \right. \right) =$$

$$G_{1,4}^{4,0} \left(\frac{m_{SR} m_{RD} k_{RD} z^2}{\Omega_{SR} \Omega_{RD}} \left| \begin{matrix} \frac{m_{RD} + k_{RD} - 2p - 2t}{2} - g \\ \frac{m_{RD} + k_{RD} - 2p - 2t}{2}, 0, k_{RD} - g - p - t, m_{RD} - p - t - g \end{matrix} \right. \right) \quad (5.40)$$

olarak yeniden ifade edilebilir. S-R-D linkinin MGF'si için, (4.16) kullanılarak

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{SD}}(s) = & 1 - \frac{s}{\Gamma(m_{RD})\Gamma(k_{RD})} \sum_{p=0}^{\frac{k_{RD}+m_{RD}-2}{2}} \sum_{n=0}^{N_{\gamma_{SR}}-1} \sum_{t=0}^n \sum_{g=0}^{\infty} \frac{a_n}{g!} \left(\frac{k_{RD}+m_{RD}-2}{2} \right) \binom{n}{t} (-1)^g \left(\frac{k_{RD}m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{p+t+g} \\
& \times \int_0^{\infty} G_{4,4}^{4,0} \left(\frac{m_{SR}m_{RD}k_{RD}z^2}{\Omega_{SR}\Omega_{RD}} \left| \frac{m_{RD}+k_{RD}-2p-2t}{2} - g \right. \right. \\
& \left. \left. \frac{m_{RD}+k_{RD}-2p-2t}{2}, 0, k_{RD}-g-p-t, m_{RD}-p-t-g \right) \exp \left(-z \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right) \right) z^{n+p+t+g} dz \quad (5.41)
\end{aligned}$$

yazılır. [43, (11)] kullanılarak

$$\exp \left(z \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right) \right) = G_{0,1}^{1,0} \left(z \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right) \middle| - \right) \quad (5.42)$$

yazılabilir. (5.42) ve [43, (21)] kullanılarak γ_{SRD} 'nin MGF'si

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{SD}}(s) = & 1 - \frac{s}{\Gamma(m_{RD})\Gamma(k_{RD})\sqrt{\pi}} \sum_{p=0}^{\frac{k_{RD}+m_{RD}-2}{2}} \sum_{n=0}^{N_{\gamma_{SR}}-1} \sum_{t=0}^n \sum_{g=0}^{\infty} \frac{a_n}{g!} \left(\frac{k_{RD}+m_{RD}-2}{2} \right) \binom{n}{t} (-1)^g \left(\frac{k_{RD}m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{p+t+g} 2^{n+p+t+g} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right)^{-(n+p+t+g+1)} \\
& \times G_{3,4}^{4,2} \left(4 \left(\frac{m_{SR}m_{RD}k_{RD}z^2}{\Omega_{SR}\Omega_{RD}} \right) \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right)^{-2} \left| \frac{(n+p+t+g)}{2}, \frac{k_{RD}+m_{RD}-2p-2t-2g}{2}, \frac{k_{RD}+m_{RD}-2p-2t-2g}{2} \right. \right. \\
& \left. \left. \frac{k_{RD}+m_{RD}-2p-2t}{2}, 0, k_{RD}-g-p-t, m_{RD}-p-t-g \right) \right) \quad (5.43)
\end{aligned}$$

olarak elde edilir.

5.2.2.1 R-D ve S-D Linklerinde Genelleştirilmiş-K Dağılımı Olma Durumu

R-D ve S-D linkinin Genelleştirilmiş-K gölgelemesine maruz kalması durumunda γ_T 'ye ilişkin MGF, (4.21), (5.6) ve (5.43) yardımıyla

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_T}(s) = & \left(1 - \frac{s}{\Gamma(m_{RD})\Gamma(k_{RD})\sqrt{\pi}} \sum_{p=0}^{\frac{k_{RD}+m_{RD}-2}{2}} \sum_{n=0}^{N_{\gamma_{SR}}-1} \sum_{t=0}^n \sum_{g=0}^{\infty} \frac{a_n}{g!} \left(\frac{k_{RD}+m_{RD}-2}{2} \right) \binom{n}{t} (-1)^g \left(\frac{k_{RD}m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{p+t+g} 2^{n+p+t+g} \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right)^{-(n+p+t+g+1)} \right. \\
& \times G_{3,4}^{4,2} \left(4 \left(\frac{m_{SR}m_{RD}k_{RD}z^2}{\Omega_{SR}\Omega_{RD}} \right) \left(\frac{m_{SR}}{\Omega_{SR}} + s \right)^{-2} \left| \frac{(n+p+t+g)}{2}, \frac{k_{RD}+m_{RD}-2p-2t-2g}{2}, \frac{k_{RD}+m_{RD}-2p-2t-2g}{2} \right. \right. \\
& \left. \left. \frac{k_{RD}+m_{RD}-2p-2t}{2}, 0, k_{RD}-g-p-t, m_{RD}-p-t-g \right) \right) \quad (5.44) \\
& \times \left(\frac{km_{SD}}{\Omega_{SD}s} \right)^{(k+m_{SD}-1)/2} \exp \left(\frac{km_{SD}}{2\Omega_{SD}s} \right) W_{-(k+m_{SD}-1)/2, (k+m_{SD})/2} \left(\frac{km_{SD}}{\Omega_{SD}s} \right)
\end{aligned}$$

şeklinde ifade edilebilir. k_{SD} 'nin yeterince büyük değerleri için S-D linkinin kanal katsayılarının Nakagami- m dağılımlı olması durumunda γ_T 'ye ilişkin MGF, (4.20) ve (5.43) yardımıyla

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_T}(s) = & \left(1 - \frac{s}{\Gamma(m_D)\Gamma(k_D)\sqrt{\pi}} \sum_{p=0}^{\frac{k_D+m_D-2}{2}} \sum_{n=0}^{N_D m_D-1} \sum_{t=0}^n \sum_{g=0}^{\infty} \frac{a_n}{g!} \left(\frac{k_D+m_D-2}{2} \right) \binom{n}{t} (-1)^g \left(\frac{k_D m_D}{\Omega_D} \right)^{p+g} 2^{n+p+g} \left(\frac{m_S}{\Omega_S} + s \right)^{-(n+p+g+1)} \right. \\
& \times G_{34}^{42} \left(4 \left(\frac{m_S m_D k_D^2}{\Omega_S \Omega_D} \right) \left(\frac{m_S}{\Omega_S} + s \right)^2 \left| \begin{array}{c} \frac{(n+p+t+g)}{2}, \frac{k_D+m_D-2p-2t-2g}{2}, \frac{k_D+m_D-2p-2t-2g}{2} \\ \frac{k_D+m_D-2p-2t}{2}, 0, k_D-g-p-t, m_D-p-t-g \end{array} \right. \right) \\
& \left. \times \left(\frac{m_D}{\Omega_D} \right)^{n_D} \left(\frac{m_D}{\Omega_D} + s \right)^{-n_D} \right) \quad (5.45)
\end{aligned}$$

olarak yazılabilir.

5.2.2.2 S-D Linkinde Log-normal Dağılım Olma Durumu

R-D linkinin Genelleştirilmiş- K ve S-D arası linkin σ^2 varyansı ve μ ortalamasıyla Log-normal dağılımla modellenen gölgelemeye maruz kaldığı durumda γ_T 'nin MGF'si, (4.21), (5.8) ve (5.43) yardımıyla

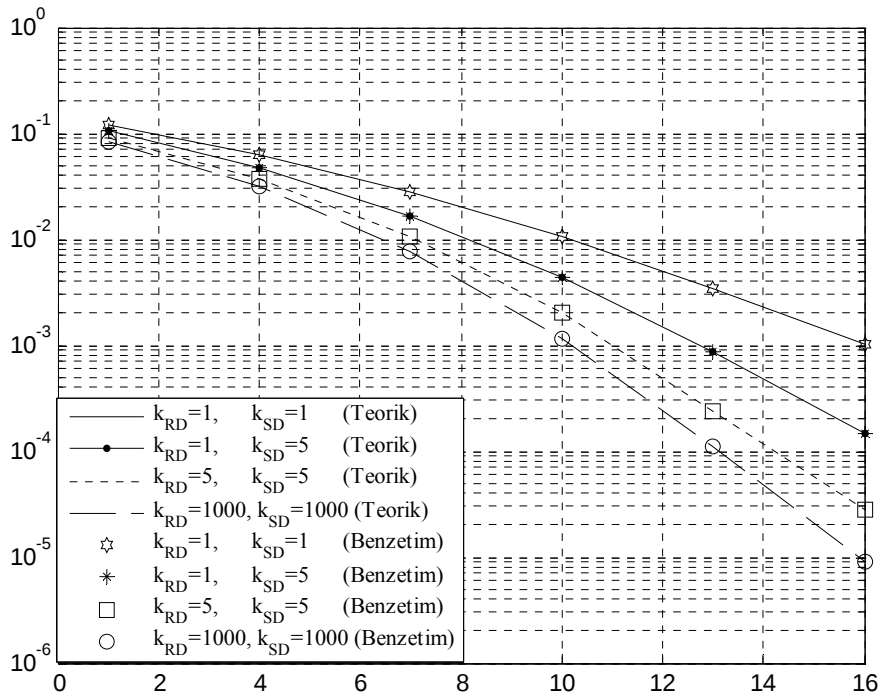
$$\begin{aligned}
M_{\gamma_T}(s) = & \left(1 - \frac{s}{\Gamma(m_D)\Gamma(k_D)\sqrt{\pi}} \sum_{p=0}^{\frac{k_D+m_D-2}{2}} \sum_{n=0}^{N_D m_D-1} \sum_{t=0}^n \sum_{g=0}^{\infty} \frac{a_n}{g!} \left(\frac{k_D+m_D-2}{2} \right) \binom{n}{t} (-1)^g \left(\frac{k_D m_D}{\Omega_D} \right)^{p+g} 2^{n+p+g} \left(\frac{m_S}{\Omega_S} + s \right)^{-(n+p+g+1)} \right. \\
& \times G_{34}^{42} \left(4 \left(\frac{m_S m_D k_D^2}{\Omega_S \Omega_D} \right) \left(\frac{m_S}{\Omega_S} + s \right)^2 \left| \begin{array}{c} \frac{(n+p+t+g)}{2}, \frac{k_D+m_D-2p-2t-2g}{2}, \frac{k_D+m_D-2p-2t-2g}{2} \\ \frac{k_D+m_D-2p-2t}{2}, 0, k_D-g-p-t, m_D-p-t-g \end{array} \right. \right) \\
& \left. \times \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_D} H_{\gamma_n} \exp \left(\Omega_D 10^{(\sqrt{2} \gamma_n + \mu)/10} \right) \right) \quad (5.46)
\end{aligned}$$

olarak ifade edilebilir.

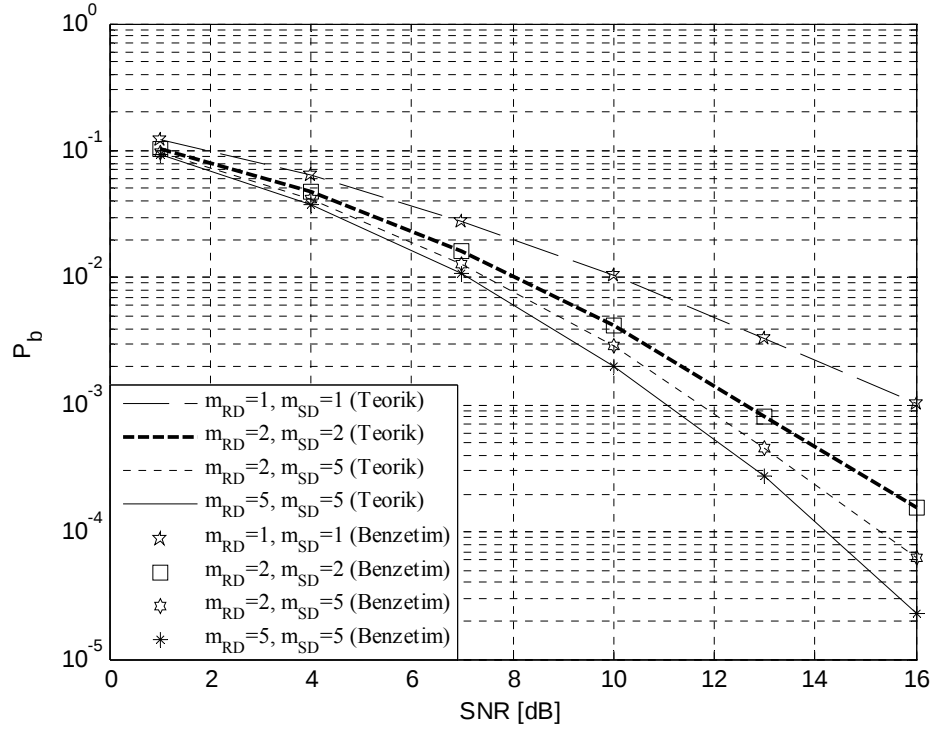
5.2.2.3 Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde, Şekil 4.1 ile ele alınan işbirlikli haberleşme sistemi için rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme yapıldığı, BPSK modülasyonu kullanıldığı ve $SNR = \Omega_{SR} = \Omega_{RD} = \Omega_{SD}$ olarak varsayıldığı durumda P_b sonuçları verilmektedir.

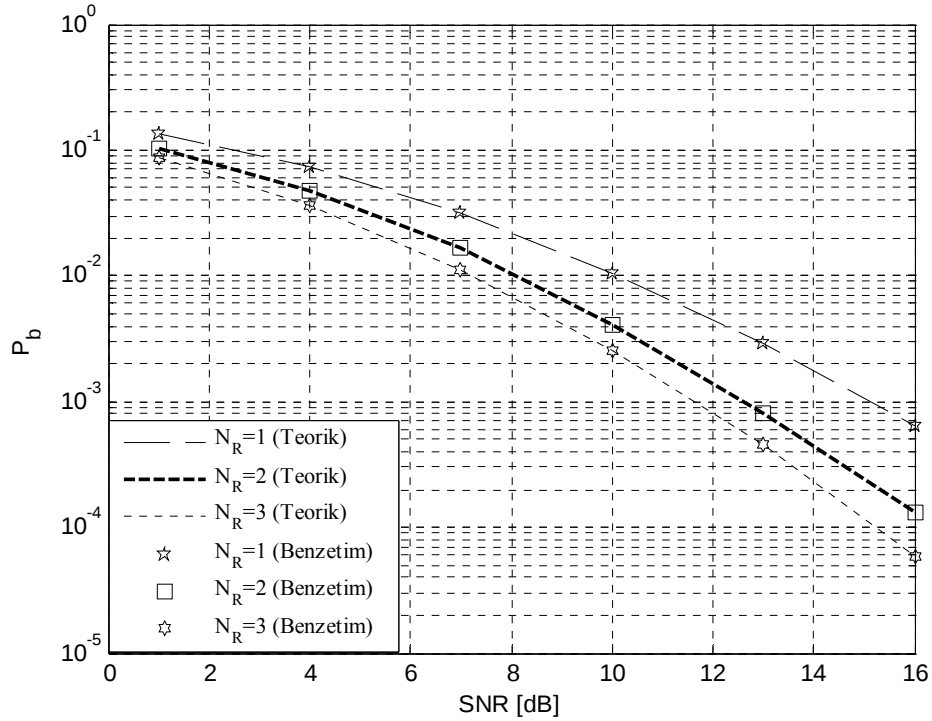
Şekil 5.15 ile $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $N_R = 2$ için k_{SD} ve k_{RD} parametrelerinin performansa etkisi verilmektedir. Şekil 5.16 ile $m_{SR} = 2$, $k_{RD} = k_{SD} = 2$, $N_R = 2$ için m_{SD} ve m_{RD} parametrelerinin performansa etkisi gösterilmektedir. k ve m arttıkça performansın iyileştiği gözlenmektedir. Şekil 5.17’de $k_{RD} = k_{SD} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için N_R ’nin performansa etkisi gösterilmektedir. Şekil 5.18’de ise S-D linkine Log-normal dağılımla modellenen gölgelemenin etkidiği durum $k_{RD} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = 2$, $N_R = 2$ için verilmektedir.



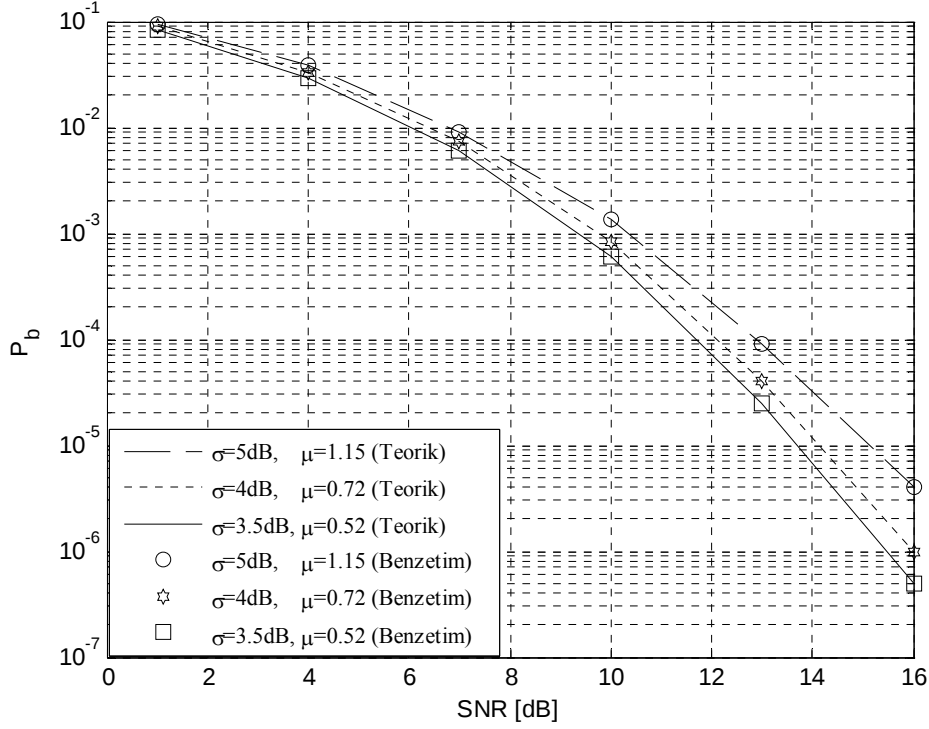
Şekil 5.15: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için k_{SD} ve k_{RD} ’nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 5.16: $m_{SR} = 2$, $k_{RD} = k_{SD} = 2$ için m_{SD} ve m_{RD} 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 5.17: $k_{RD} = k_{SD} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için N_R 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).

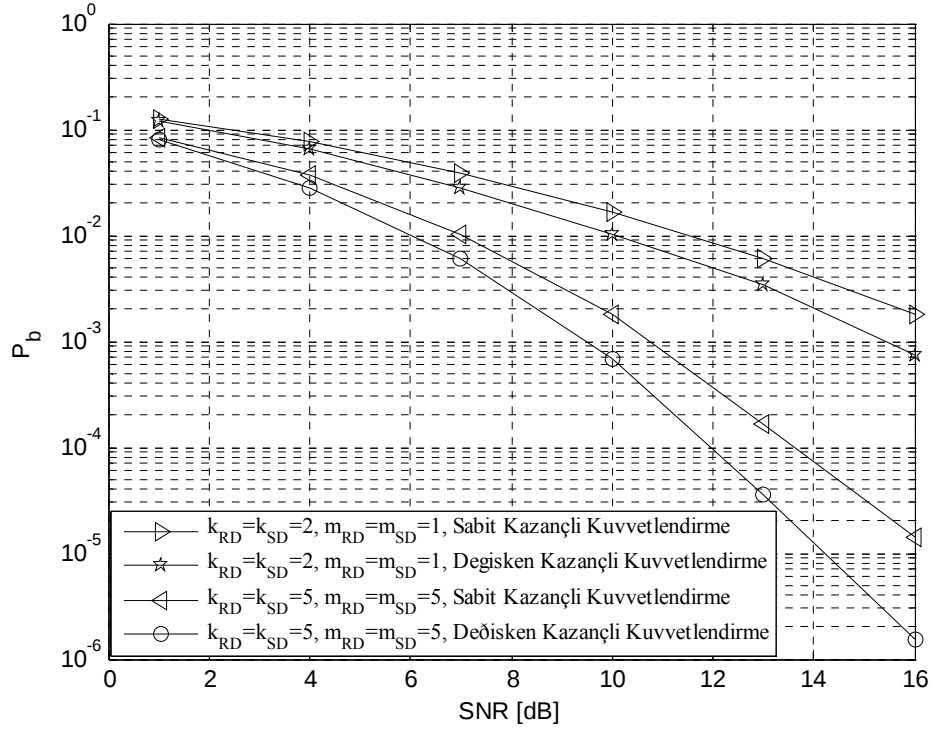


Şekil 5.18: $k_{RD} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için σ ve μ 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).

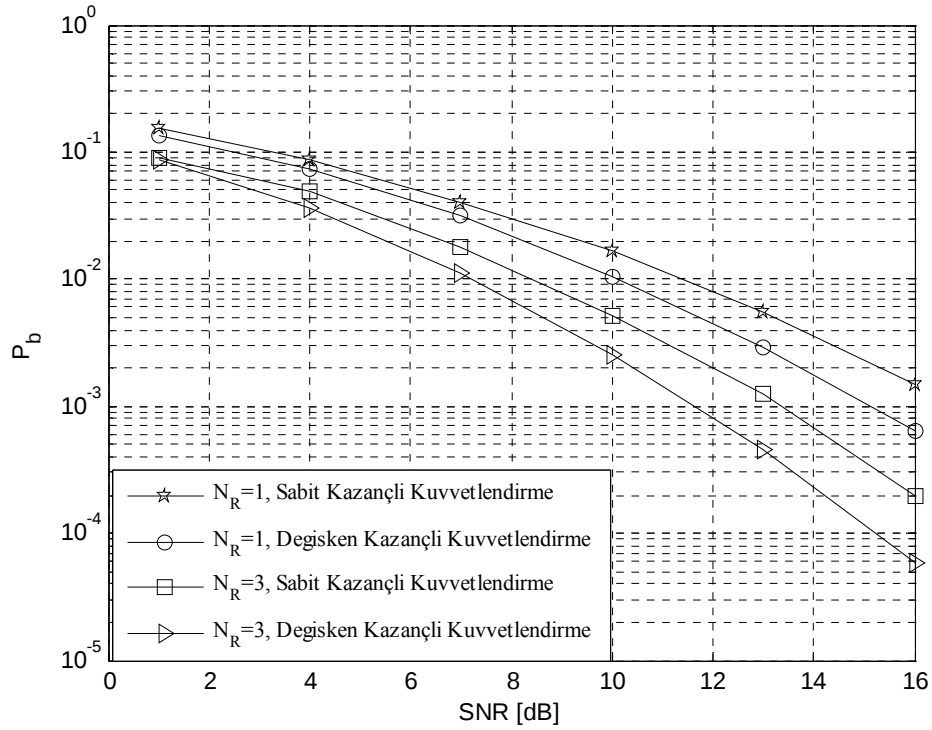
5.2.3 Sabit ve Değişken Kazançlı Kuvvetlendirmenin Karşılaştırılması

Bu bölümde, rölede kullanılan kuvvetlendirme katsayısının hata performansına etkisi BPSK modülasyonu için karşılaştırılmaktadır. $m_{SR} = 2$, $N_R = 2$ için, farklı k_{RD} , k_{SD} , m_{RD} , m_{SD} parametrelerinin performansa etkisi Şekil 5.19'da gösterilmektedir. Şekil 5.20'de, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $k_{SD} = k_{RD} = 2$ ve farklı N_R sayıları için P_b eğrileri verilmektedir. Şekil 5.21'de ise, S-D arası linkinin Log-normal dağılımla modellenen gölgelemeye maruz kalması durumunda, $m_{SR} = m_{RD} = 2$, $k_{RD} = 2$, $N_R = 2$ için P_b eğrileri verilmektedir.

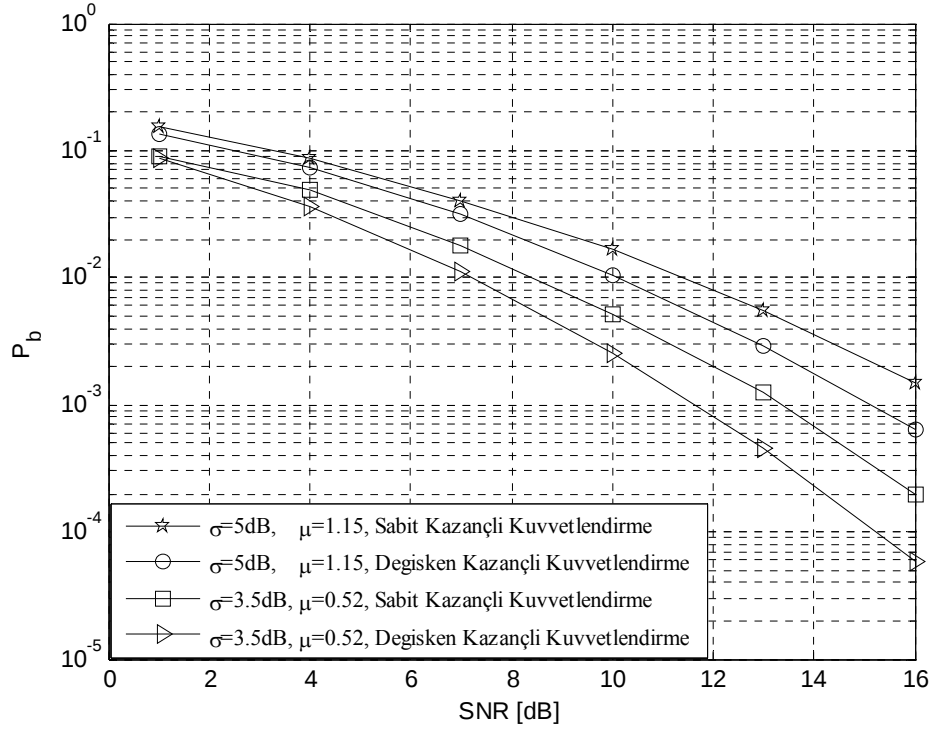
Beklenildiği üzere, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayısı kullanıldığında, sabit kazançlı kuvvetlendirme katsayısının kullanıldığı durumlara göre daha iyi performans elde edilmiştir.



Şekil 5.19: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı k_{RD} , k_{SD} , m_{RD} , m_{SD} değerlerinin performansa etkisi.



Şekil 5.20: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı N_R değerlerinin performansa etkisi.



Şekil 5.21: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı σ ve μ değerlerinin performansa etkisi.

5.3 S-R ve S-D Linklerindeki Gölgelemenin Etkisi

Şekil 4.1 ile gösterilen sistemde $N_R = 1$ olduğu; S-R linkinin Genelleştirilmiş- K gölgelemeye, R-D linkinin ise Nakagami- m sönümlemesine maruz kaldığı varsayılacaktır. S-D linkinin ise Genelleştirilmiş- K ve/veya Log-normal gölgelemesine maruz kaldığı durumlar incelenecektir. γ_{SR} 'nin pdf ve cdf'i k_{SR} ve m_{SR} 'nin tamsayı değerleri için sırasıyla

$$f_{\gamma_{SR}}(\gamma) = \frac{2}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}} \gamma^{\frac{k_{SR}+m_{SR}-2}{2}} K_{k_{SR}-m_{SR}} \left(2\sqrt{\frac{k_{SR}m_{SR}\gamma}{\Omega_{SR}}} \right) \quad (5.47)$$

$$F_{\gamma_{SR}}(\gamma) = \frac{2}{\Gamma(k)} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}\gamma}{\bar{\gamma}_{SR}} \right)^{\frac{k_{SR}}{2}} \sum_{\lambda=0}^{m_{SR}-1} \frac{1}{\lambda!} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}\gamma}{\bar{\gamma}_{SR}} \right)^{\frac{\lambda}{2}} K_{k_{SR}-m_{SR}} \left(2\sqrt{\frac{k_{SR}m_{SR}\gamma}{\bar{\gamma}_{SR}}} \right) \quad (5.48)$$

biçimindedir [25]. Gamma dağılımı gösteren γ_{RD} 'nin pdf'i (4.2) ile verildiği gibi olup, cdf'i ise

$$F_{\gamma_{RD}}(\gamma) = 1 - \exp\left(-\frac{m_{RD}\gamma}{\Omega_{RD}}\right) \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}-1} \frac{1}{n!} \left(\frac{m_{RD}\gamma}{\Omega_{RD}}\right)^n \quad (5.49)$$

şeklindedir.

5.3.1 Rölede Sabit Kazançlı Kuvvetlendirme

Rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme yapılması durumunda kaynaktan röleye iletilen işaretin rölede birleştirildikten sonra (4.5) ile kuvvetlendirildiği bilinmektedir. S-R arası linkin kanal katsayılarının Genelleştirilmiş- K dağılımlı olduğu durumda kuvvetlendirme katsayısı olarak

$$G = \sqrt{\frac{\left(\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)^{\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}} G_{1,3}^{3,1}\left(\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}} \left| \frac{1-(k_{SR}+m_{SR}-1)}{2}, \frac{1-(k_{SR}+m_{SR}-1)}{2}, \frac{k_{SR}-m_{SR}}{2}, \frac{m_{SR}-k_{SR}}{2} \right. \right)}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})N_0}} \quad (5.50)$$

seçilir [26]. Bu durumda $\mathbb{C} = 1 / G^2 N_0$ olarak tanımlanan sabit,

$$\mathbb{C} = \frac{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})}{\left(\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)^{\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}} G_{1,3}^{3,1}\left(\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}} \left| \frac{1-(k_{SR}+m_{SR}-1)}{2}, \frac{1-(k_{SR}+m_{SR}-1)}{2}, \frac{k_{SR}-m_{SR}}{2}, \frac{m_{SR}-k_{SR}}{2} \right. \right)} \quad (5.51)$$

olur [26]. 4. bölümden, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme yapılması durumunda γ_T ve γ_{SRD} 'nin (4.7) ve (4.10) olduğu bilinmektedir. γ_{SRD} 'nin cdf' i

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \int_z^\infty \bar{F}_{\gamma_{RD}}\left(\frac{\mathbb{C}z}{w-z}\right) f_{\gamma_{SR}}(w) dw \quad (5.52)$$

eşitliği ile hesaplanabilir [26]. $\bar{F}_{\gamma_{RD}}\left(\frac{\mathbb{C}z}{w-z}\right)$ için (5.49) yardımıyla

$$\bar{F}_{\gamma_{RD}}\left(\frac{\mathbb{C}z}{w-z}\right) = \exp\left(-\frac{m_{RD}\mathbb{C}z}{\Omega_{RD}(w-z)}\right) \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}-1} \frac{1}{n!} \left(\frac{m_{RD}\mathbb{C}z}{\Omega_{RD}}\right)^n \left(\frac{1}{w-z}\right)^n \quad (5.53)$$

olarak ifade edilir. (5.47) ve (5.53), (5.52)'te yerine konularak γ_{SRD} 'nin cdf' i için

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \frac{2}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}} \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}-1} \frac{1}{n!} \left(\frac{m_{RD}\mathbb{C}z}{\Omega_{RD}} \right)^n \times \int_z^{\infty} \exp\left(-\frac{m_{RD}\mathbb{C}z}{\Omega_{RD}(w-z)}\right) w^{\frac{k_{SR}+m_{SR}-2}{2}} \left(\frac{1}{w-z} \right)^n K_{k_{SR}-m_{SR}} \left(2\sqrt{\frac{k_{SR}m_{SR}w}{\Omega_{SR}}} \right) dw \quad (5.54)$$

yazılır. İfadedeki integralli kısım

$$A = \int_z^{\infty} \exp\left(-\frac{m_{RD}\mathbb{C}}{\Omega_{RD}} \frac{\frac{z}{w}}{\left(1-\frac{z}{w}\right)}\right) \frac{w^{\frac{k_{SR}+m_{SR}-2}{2}-n}}{\left(1-\frac{z}{w}\right)^n} K_{k_{SR}-m_{SR}} \left(2\sqrt{\frac{k_{SR}m_{SR}w}{\Omega_{SR}}} \right) dw \quad (5.55)$$

olarak yazılıp, $|y| < 1$ için $(1-y)^{-\alpha-1} \exp\left(\frac{xy}{y-1}\right) = \sum_{p=0}^{\infty} L_p^{\alpha}(x)y^p$ [26] dönüşümü

yapılırsa

$$A = \int_1^{\infty} w^{\frac{k_{SR}+m_{SR}-2}{2}-n} \sum_{p=0}^{\infty} L_p^{n-1} \left(\frac{m_{RD}\mathbb{C}}{\Omega_{RD}} \right) \left(\frac{z}{w} \right)^p K_{k_{SR}-m_{SR}} \left(2\sqrt{\frac{k_{SR}m_{SR}w}{\Omega_{SR}}} \right) dw \quad (5.56)$$

olur. Burada $L_p^{\alpha}(x)$ genelleştirilmiş Laguerre polinomunu belirtmektedir [39, (8.970.1)]. A için bulunan (5.56), (5.54)'te yerine konup $u = w/z$ değişken dönüşümü yapılırsa

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - 2 \left(\frac{k_{SR}m_{SR}z}{\Omega_{SR}} \right)^{\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}} \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}-1} \frac{1}{n!} \left(\frac{m_{RD}\mathbb{C}}{\Omega_{RD}} \right)^n \sum_{p=0}^{\infty} L_p^{n-1} \left(\frac{m_{RD}\mathbb{C}}{\Omega_{RD}} \right) \int_1^{\infty} u^{\frac{k_{SR}+m_{SR}-2}{2}-n-p} K_{k_{SR}-m_{SR}} \left(2\sqrt{\frac{k_{SR}m_{SR}zu}{\Omega_{SR}}} \right) du \quad (5.57)$$

olarak yeniden yazılabilir. [43, (14)] ile verilen

$$K_{k_{SR}-m_{SR}} \left(2\sqrt{\frac{k_{SR}m_{SR}zu}{\Omega_{SR}}} \right) = \frac{1}{2} G_{0,2}^{2,0} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}zu}{\Omega_{SR}} \left| \frac{k_{SR}-m_{SR}}{2}, \frac{m_{SR}-k_{SR}}{2} \right. \right) \quad \text{dönüşümü yapılarak ve}$$

[44] yardımıyla γ_{SRD} 'nin cdf'i

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \frac{1}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}z}{\Omega_{SR}} \right)^{\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}} \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}-1} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\mathbb{C}^n}{n!} L_p^{n-1} \left(\frac{m_{RD}\mathbb{C}}{\Omega_{RD}} \right) \times \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^n G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}z}{\Omega_{SR}} \left| n+p-\frac{(k_{SR}+m_{SR}-1)}{2}+\frac{1}{2}, n+p-\frac{(k_{SR}+m_{SR}-1)}{2}-\frac{1}{2}, \frac{k_{SR}}{2}, -\frac{k_{SR}}{2} \right. \right) \quad (5.58)$$

olarak elde edilir. S-R-D linkinin MGF'si için, (4.16) kullanılarak

$$\begin{aligned} M_{\gamma_{SRD}}(s) = & 1 - \frac{s}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}} \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}-1} \frac{\mathbb{C}^n}{n!} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^n \sum_{p=0}^{\infty} L_p^{n-1} \left(\frac{m_{RD}\mathbb{C}}{\Omega_{RD}} \right) \\ & \times \int_0^{\infty} z^{\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}} G_{1,3}^{3,0} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}z}{\Omega_{SR}} \left| \begin{matrix} n+p-\left(\frac{k_{SR}+m_{SR}-1}{2}\right)+\frac{1}{2} \\ n+p-\left(\frac{k_{SR}+m_{SR}-1}{2}\right)-\frac{1}{2}, \frac{k_{SR}}{2}, -\frac{k_{SR}}{2} \end{matrix} \right. \right) \exp(-sz) dz \end{aligned} \quad (5.59)$$

yazılır. [43 , (11)] ile verilen $\exp(-sz) = G_{0,1}^{1,0} \left(sz \left| \begin{matrix} - \\ 0 \end{matrix} \right. \right)$ dönüşümü yapılarak ve [43, (21)] yardımıyla

$$\begin{aligned} M_{\gamma_{SRD}}(s) = & 1 - \frac{s}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}} \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}-1} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\mathbb{C}^n}{n!} L_p^{n-1} \left(\frac{m_{RD}\mathbb{C}}{\Omega_{RD}} \right) s^{-\left(\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}\right)} \\ & \times \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^n G_{2,3}^{3,1} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}s} \left| \begin{matrix} 1-\left(\frac{k_{SR}+m_{SR}+2}{2}\right), n+p-\frac{(k_{SR}+m_{SR}-1)}{2}+\frac{1}{2} \\ n+p-\frac{(k_{SR}+m_{SR}-1)}{2}-\frac{1}{2}, \frac{k_{SR}}{2}, -\frac{k_{SR}}{2} \end{matrix} \right. \right) \end{aligned} \quad (5.60)$$

elde edilir.

5.3.1.1 S-D Linkinde Genelleştirilmiş-K Dağılımı Olma Durumu

S-R ve S-D linkinin Genelleştirilmiş-K gölgelemesine maruz kalması durumunda γ_T 'ye ilişkin MGF, (4.21), (5.6) ve (5.60) yardımıyla

$$\begin{aligned} M_T(s) = & \left(1 - \frac{s}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}} \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}-1} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\mathbb{C}^n}{n!} L_p^{n-1} \left(\frac{m_{RD}\mathbb{C}}{\Omega_{RD}} \right) s^{-\left(\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}\right)} \right. \\ & \times G_{2,3}^{3,1} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}s} \left| \begin{matrix} 1-\left(\frac{k_{SR}+m_{SR}+2}{2}\right), n+p-\frac{(k_{SR}+m_{SR}-1)}{2}+\frac{1}{2} \\ n+p-\frac{(k_{SR}+m_{SR}-1)}{2}-\frac{1}{2}, \frac{k_{SR}}{2}, -\frac{k_{SR}}{2} \end{matrix} \right. \right) \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^n \Bigg) \\ & \times \left(\frac{k_{SD}m_{SD}}{\Omega_{SD}s} \right)^{((k_{SD}+m_{SD}-1)N_D)/2} \exp \left(\frac{k_{SD}m_{SD}N_D}{2\Omega_{SD}s} \right) W_{-(k_{SD}+m_{SD}-1)/2, (k_{SD}+m_{SD})/2} \left(\frac{k_{SD}m_{SD}}{\Omega_{SD}s} \right)^{N_D} \end{aligned} \quad (5.61)$$

şeklinde ifade edilebilir. k_{SD} 'nin yeterince büyük değerleri için S-D linkinin kanal katsayılarının Nakagami- m dağılımlı olması durumunda γ_T 'ye ilişkin MGF, (5.60) yardımıyla

$$M_T(s) = \left(1 - \frac{s}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}} \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}-1} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\mathbb{C}^n}{n!} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^n L_p^{n-1} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \mathbb{C} \right) s^{\left(\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2} \right)} \right. \\ \left. \times G_{2,3}^{2,1} \left[\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}s} \left| 1 - \left(\frac{k_{SR}+m_{SR}+2}{2} \right), n+p - \frac{(k_{SR}+m_{SR}-1)}{2} + \frac{1}{2} \right. \right] \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{N_D m_{SD}} \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} + s \right)^{-N_D m_{SD}} \right] \right) \quad (5.62)$$

olarak yazılabilir.

5.3.1.2 S-D Linkinde Log-normal Dağılım Olma Durumu

S-R linkinin Genelleştirilmiş- K ve S-D arası linkin σ^2 varyansı ve μ ortalamasıyla Log-normal dağılımla modellenen gölgelemeye maruz kaldığı durumda γ_T 'nin MGF'si, (4.21), (5.8) ve (5.60) yardımıyla

$$M_T(s) = \left(1 - \frac{s}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})} \left(\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2}} \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}-1} \sum_{p=0}^{\infty} \frac{\mathbb{C}^n}{n!} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^n L_p^{n-1} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \mathbb{C} \right) s^{\left(\frac{k_{SR}+m_{SR}}{2} \right)} \right. \\ \left. \times G_{2,3}^{2,1} \left[\frac{k_{SR}m_{SR}}{\Omega_{SR}s} \left| 1 - \left(\frac{k_{SR}+m_{SR}+2}{2} \right), n+p - \frac{(k_{SR}+m_{SR}-1)}{2} + \frac{1}{2} \right. \right] \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_p} H_{x_n} \exp \left(s \Omega_{SD} 10^{\left(\sqrt{2} \alpha_{x_n} + \mu \right) / 10} \right) \right] \right) \quad (5.63)$$

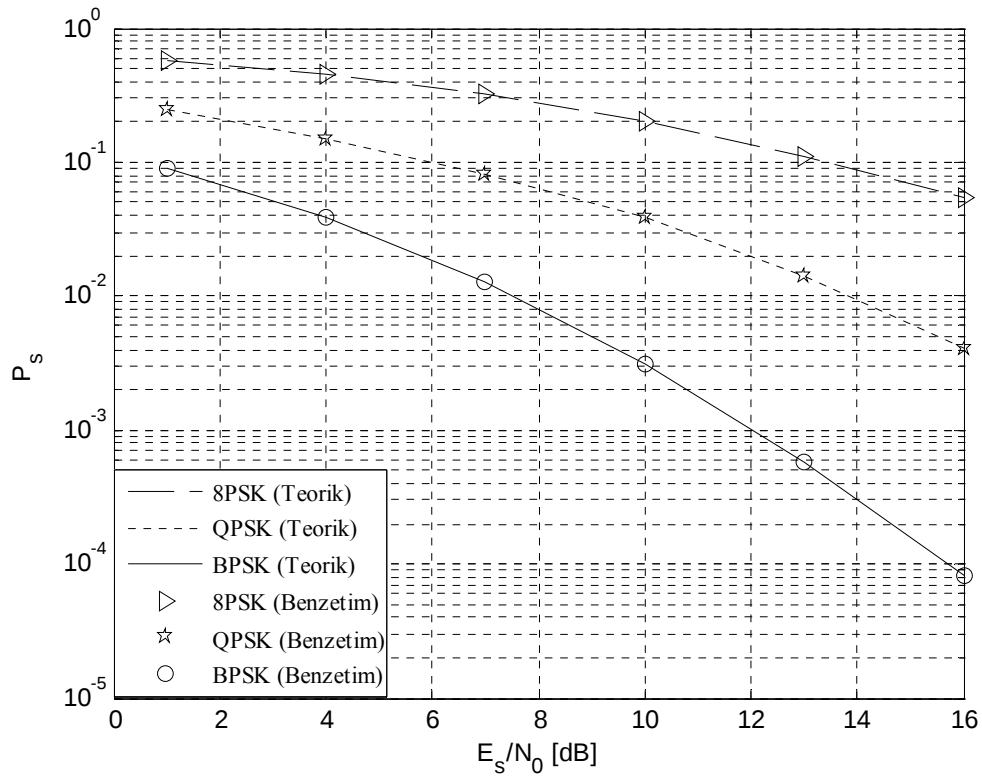
olarak yazılır.

5.3.1.3 Nümerik Sonuçlar

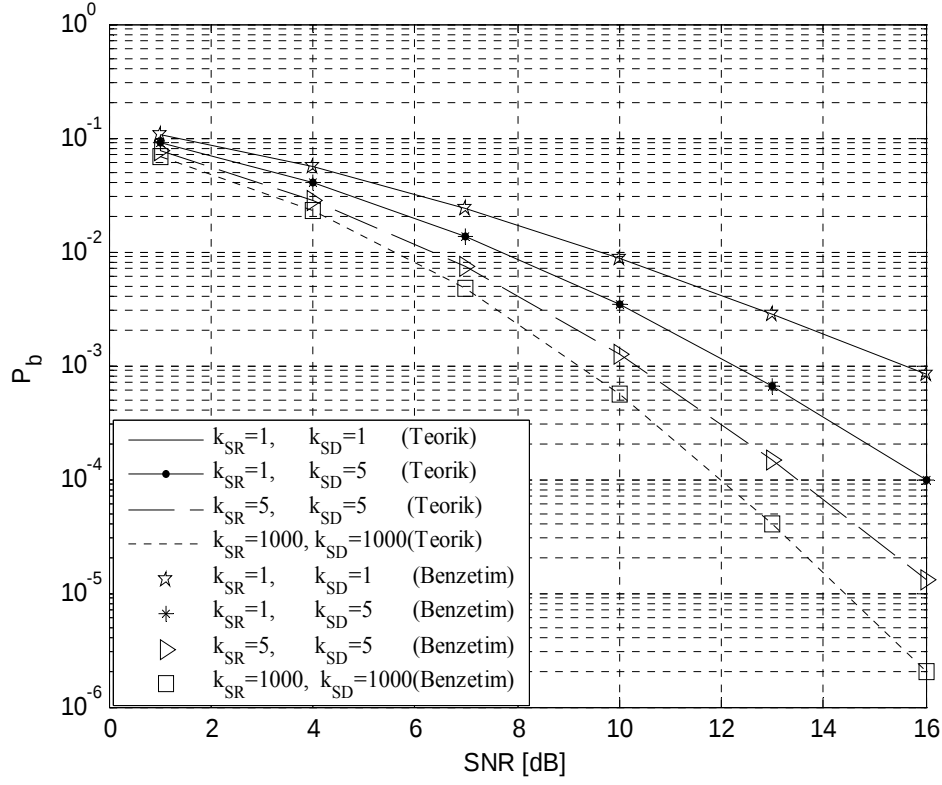
Bu bölümde, ele alınan işbirlikli haberleşme sistemi için, rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme yapıldığı ve $SNR = \Omega_{SR} = \Omega_{RD} = \Omega_{SD}$ olarak alındığı durumda hata analizi sonuçları verilmektedir. Şekil 5.22'de $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ ve $k_{SR} = k_{SD} = 2$ için farklı modülasyon türlerinin performansa etkisi verilmektedir. Diğer tüm eğriler BPSK modülasyonu için elde edilmiştir. Şekil 5.23, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $N_D = 2$ için k_{SR} ve k_{SD} parametrelerinin performansa etkisini göstermektedir. Şekil 5.24 ise

$m_{RD} = 2$, $k_{SR} = k_{SD} = 2$, $N_D = 2$ için m_{SR} ve m_{SD} parametrelerinin performansa etkisini göstermektedir. Eğrilerden, k arttıkça gölgeleme ve m arttıkça sönümleme etkisi azalacağı için, k ve m değerlerindeki artışın performansı iyileştirdiği görülmektedir. Şekil 5.25'te $k_{SR} = k_{SD} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için N_D 'nin performansa etkisi gösterilmektedir. Hedefteki anten sayısının artması çeşitleme kazancını artırdığı için performans iyileştirmektedir.

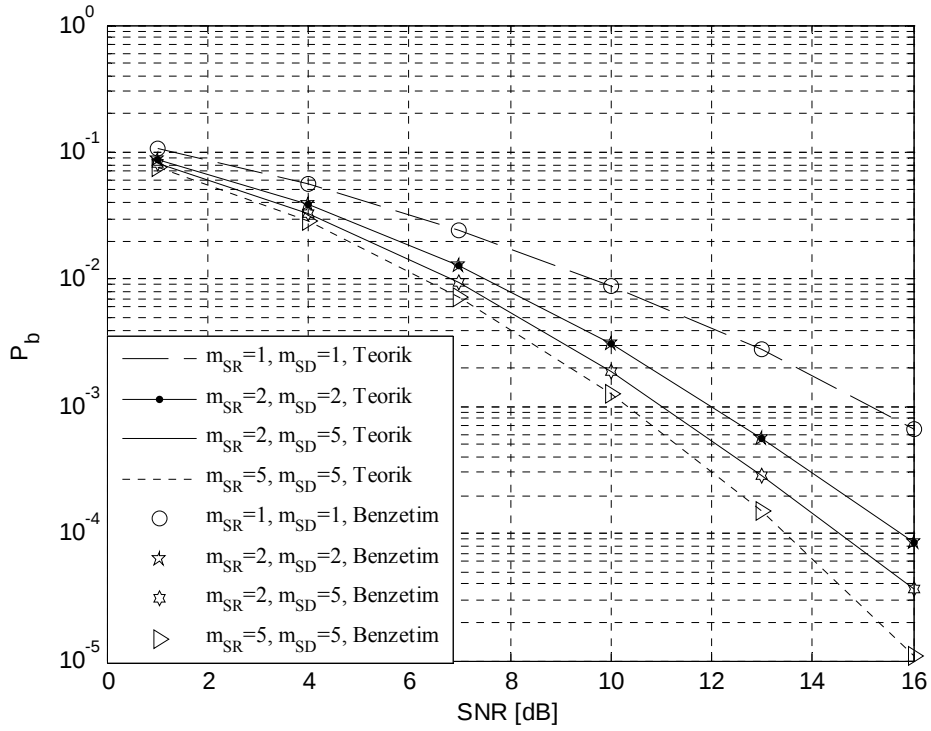
Şekil 5.26'da ise $k_{SR} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için S-D linkine Log-normal dağılımla modellenen gölgelemenin etkidiği durum verilmektedir.



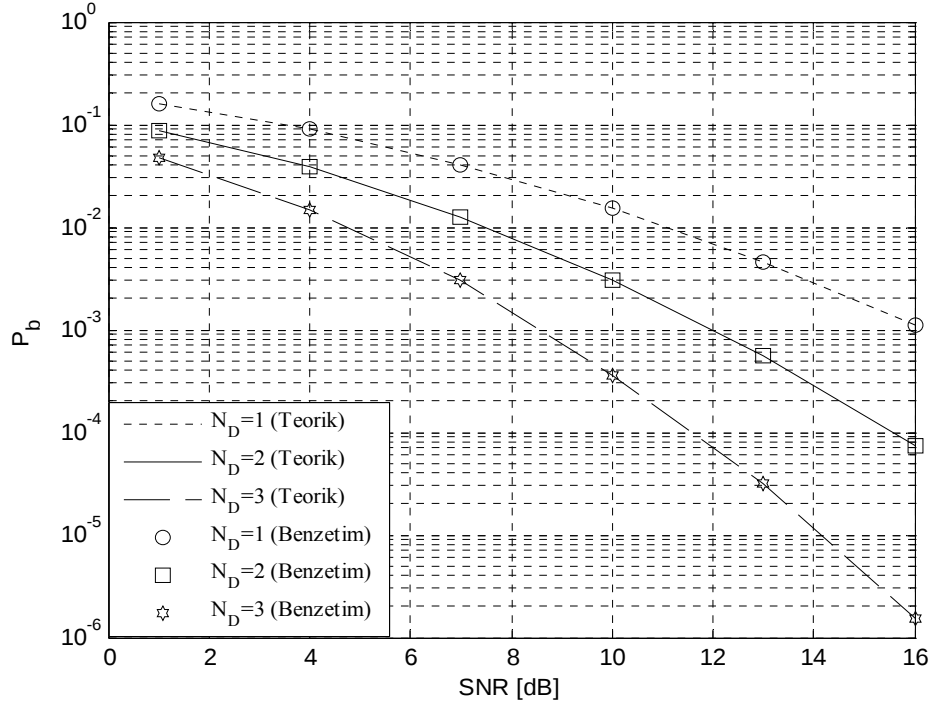
Şekil 5.22: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ ve $k_{SR} = k_{SD} = 2$ için farklı modülasyon türlerinin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).



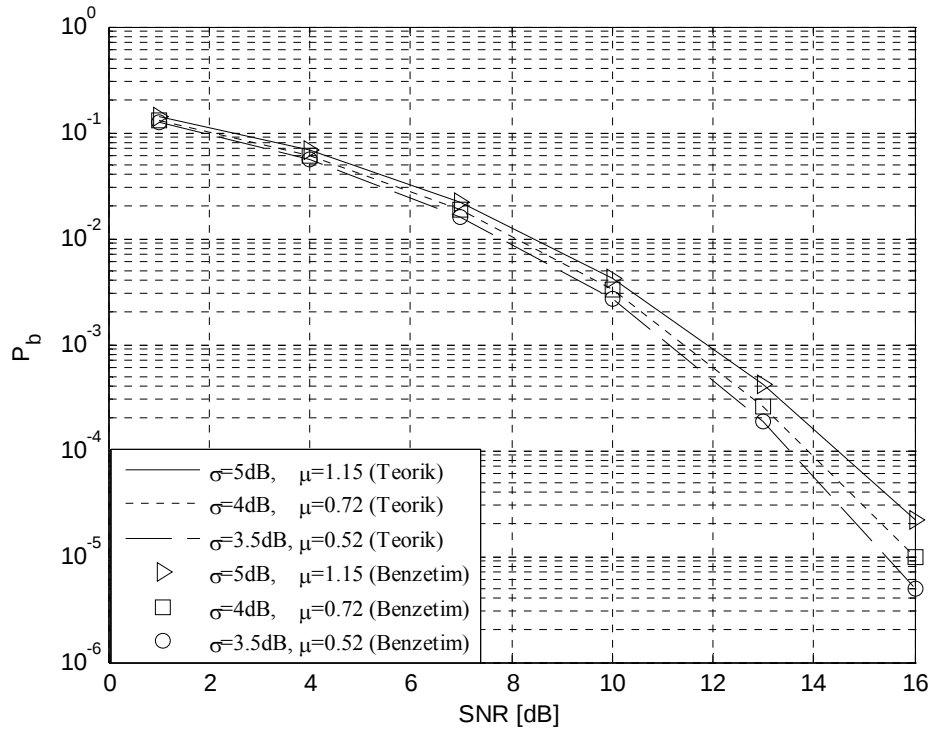
Şekil 5.23: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için k_{SR} ve k_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 5.24: $m_{RD} = 2$, $k_{SR} = k_{SD} = 2$ için m_{SR} ve m_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 5.25: $k_{SR} = k_{SD} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için N_D 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 5.26: $k_{SR} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için σ ve μ 'nin performansa etkisi (rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme).

5.3.2 Rölede Değişken Kazançlı Kuvvetlendirme

Bölüm 5.2.2’de, S-R linkinin Nakagami- m , R-D linkinin Genelleştirilmiş- K gölgelemesine maruz kaldığı durumda, S-R-D linki için cdf ve MGF analizleri verilmiştir. Rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme yapıldığı durumda, γ_{SRD} ’nin (4.27) ile hesaplanabildiği 4. bölüm’den bilinmektedir. (4.27) ifadesindeki simetriden ötürü benzer analizler yapıldığında, S-R linkinin Genelleştirilmiş- K gölgelemesine, R-D linkinin Nakagami- m sönümlemesine maruz kaldığı durumda, γ_{SRD} ’nin cdf’i için

$$F_{\gamma_{SRD}}(z) = 1 - \frac{1}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})} \sum_{p=0}^{\left(\frac{m_{SR}+k_{SR}-2}{2}\right)} \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}-1} \sum_{t=0}^n \sum_{g=0}^{\infty} \frac{a_n}{g!} \left(\frac{m_{SR}+k_{SR}-2}{2}\right) \binom{n}{t} (-1)^g \left(\frac{k_{SR} m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)^{p+t+g} \\ \times e^{\frac{-m_{SR} z}{\Omega_{SR}}} z^{n+p+t+g} G_{41}^{04} \left(\frac{\Omega_{SR} \Omega_{RD}}{m_{RD} m_{SR} k_{SR} z^2} \left| \begin{matrix} 1 - \left(\frac{k_{SR} + m_{SR} - 2p - 2t}{2}\right), 1, g - k_{SR} + p + t + 1, g - m_{SR} \\ g - \left(\frac{k_{SR} + m_{SR} - 2p - 2t}{2}\right) + 1 \end{matrix} \right. \right) \quad (5.64)$$

elde edilir. γ_{SRD} ’nin MGF’si

$$M_{\gamma_{SRD}}(s) = 1 - \frac{s}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})\sqrt{\pi}} \sum_{p=0}^{\left(\frac{k_{SR}+m_{SR}-2}{2}\right)} \sum_{n=0}^{N_D m_{RD}-1} \sum_{t=0}^n \sum_{g=0}^{\infty} \frac{a_n}{g!} \left(\frac{k_{SR}+m_{SR}-2}{2}\right) \binom{n}{t} (-1)^g \left(\frac{k_{SR} m_{SR}}{\Omega_{SR}}\right)^{p+t+g} 2^{n+p+t+g} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} + s\right)^{-(n+p+t+g+1)} \\ \times G_{34}^{42} \left(4 \left(\frac{m_{RD} m_{SR} k_{SR} z^2}{\gamma_{RD} \Omega_{SR}}\right) \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} + s\right) \left| \begin{matrix} \frac{-(n+p+t+g)}{2}, \frac{k_{SR}+m_{SR}-2p-2t-2g}{2}, \frac{k_{SR}+m_{SR}-2p-2t-2g}{2} \\ \frac{k_{SR}+m_{SR}-2p-2t}{2}, 0, k_{SR}-g-p-t, m_{SR}-p-t-g \end{matrix} \right. \right) \quad (5.65)$$

olarak bulunur.

5.3.2.1 S-D Linkinde Genelleştirilmiş- K Dağılımı Olma Durumu

S-R ve S-D linkinin Genelleştirilmiş- K gölgelemesine maruz kalması durumunda, γ_T ’ye ilişkin MGF, (4.21), (5.6) ve (5.65) yardımıyla

$$\begin{aligned}
M_T(s) = & \left(1 - \frac{s}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})\sqrt{\pi}} \sum_{p=0}^{\frac{k_{SR}+m_{SR}-2}{2}} \sum_{n=0}^{N_T m_{RD}-1} \sum_{t=0}^n \sum_{g=0}^{\infty} \frac{a_n}{g!} \left(\frac{k_{SR}+m_{SR}-2}{2} \right) \binom{n}{t} (-1)^g \left(\frac{k_{SR} m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{p+t+g} 2^{n+p+t+g} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} + s \right)^{-(n+p+t+g+1)} \right. \\
& \times G_{3,4}^{4,2} \left(4 \left(\frac{m_{RD} m_{SR} k_{SR}^2}{\Omega_{RD} \Omega_{SR}} \right) \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} + s \right)^2 \left| \begin{array}{c} -(n+p+t+g), \frac{k_{SR}+m_{SR}-2p-2t-2g}{2}, \frac{k_{SR}+m_{SR}-2p-2t-2g}{2} \\ \frac{k_{SR}+m_{SR}-2p-2t}{2}, 0, k_{SR}-g-p-t, m_{SR}-p-t-g \end{array} \right. \right) \\
& \times \left(\frac{k_{SD} m_{SD}}{\Omega_{SD} s} \right)^{((k_{SD}+m_{SD}-1)N_D)/2} \exp \left(\frac{k_{SD} m_{SD} N_D}{2 \Omega_{SD} s} \right) W_{-(k_{SD}+m_{SD}-1)/2, (k_{SD}+m_{SD})/2} \left(\frac{k_{SD} m_{SD}}{\Omega_{SD} s} \right)^{N_D} \Bigg) \quad (5.66)
\end{aligned}$$

şeklinde ifade edilebilir. k_{SD} 'nin yeterince büyük değerleri için S-D linkinin kanal katsayılarının Nakagami- m dağılımlı olması durumunda γ_T 'ye ilişkin MGF (5.65) yardımıyla

$$\begin{aligned}
M_T(s) = & \left(1 - \frac{s}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})\sqrt{\pi}} \sum_{p=0}^{\frac{k_{SR}+m_{SR}-2}{2}} \sum_{n=0}^{N_T m_{RD}-1} \sum_{t=0}^n \sum_{g=0}^{\infty} \frac{a_n}{g!} \left(\frac{k_{SR}+m_{SR}-2}{2} \right) \binom{n}{t} (-1)^g \right. \\
& \times G_{3,4}^{4,2} \left(4 \left(\frac{m_{RD} m_{SR} k_{SR}^2}{\Omega_{RD} \Omega_{SR}} \right) \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} + s \right)^2 \left| \begin{array}{c} -(n+p+t+g), \frac{k_{SR}+m_{SR}-2p-2t-2g}{2}, \frac{k_{SR}+m_{SR}-2p-2t-2g}{2} \\ \frac{k_{SR}+m_{SR}-2p-2t}{2}, 0, k_{SR}-g-p-t, m_{SR}-p-t-g \end{array} \right. \right) \\
& \times 2^{n+p+t+g} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} + s \right)^{-(n+p+t+g+1)} \left(\frac{k_{SR} m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{p+t+g} \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} \right)^{N_D n_{SD}} \left(\frac{m_{SD}}{\Omega_{SD}} + s \right)^{-N_D n_{SD}} \Bigg) \quad (5.67)
\end{aligned}$$

olarak yazılır.

5.3.2.2 S-D Linkinde Log-normal Dağılım Olma Durumu

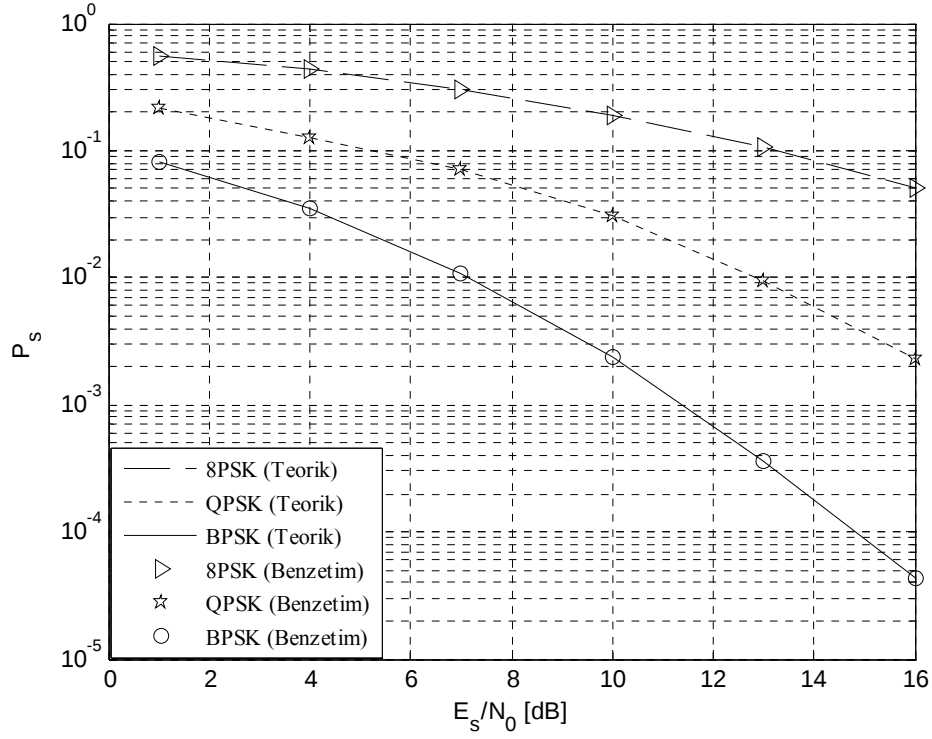
S-R linkinin Genelleştirilmiş- K ve S-D arası linkin σ^2 varyansı ve μ ortalamasıyla Log-normal dağılımla modellenen gölgelemeye maruz kaldığı durumda, γ_T 'nin MGF'si (4.21), (5.8) ve (5.65) yardımıyla

$$\begin{aligned}
M(s) = & \left(1 - \frac{s}{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})\sqrt{\pi}} \sum_{p=0}^{\frac{k_{SR}+m_{SR}-2}{2}} \sum_{n=0}^{N_D m_D - 1} \sum_{t=0}^n \sum_{g=0}^{\infty} \frac{q_n}{g!} \binom{k_{SR}+m_{SR}-2}{2} \binom{n}{t} (-1)^g \left(\frac{k_{SR} m_{SR}}{\Omega_{SR}} \right)^{p+t+g} 2^{n+p+t+g} \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{-(n+p+t+g+1)} \right. \\
& \times C_{34}^{42} \left(4 \left(\frac{m_{RD} m_{SR} k_{SR}^2}{\Omega_{RD} \Omega_{SR}} \right) \left(\frac{m_{RD}}{\Omega_{RD}} \right)^{+s} \right)^{-2} \left| \begin{array}{c} \frac{(n+p+t+g)}{2}, \frac{k_{SR}+m_{SR}-2p-2t-2g}{2}, \frac{k_{SR}+m_{SR}-2p-2t-2g}{2} \\ \frac{k_{SR}+m_{SR}-2p-2t}{2}, 0, k_{SR}-g-p-t, m_{SR}-p-t-g \end{array} \right| \\
& \times \frac{1}{\sqrt{\pi}} \sum_{n=1}^{N_D} H_{\chi_n} \exp \left(\Omega_D 10^{\left(\sqrt{2} \alpha_{\chi_n} + \beta \right) / 10} \right) \quad (5.68)
\end{aligned}$$

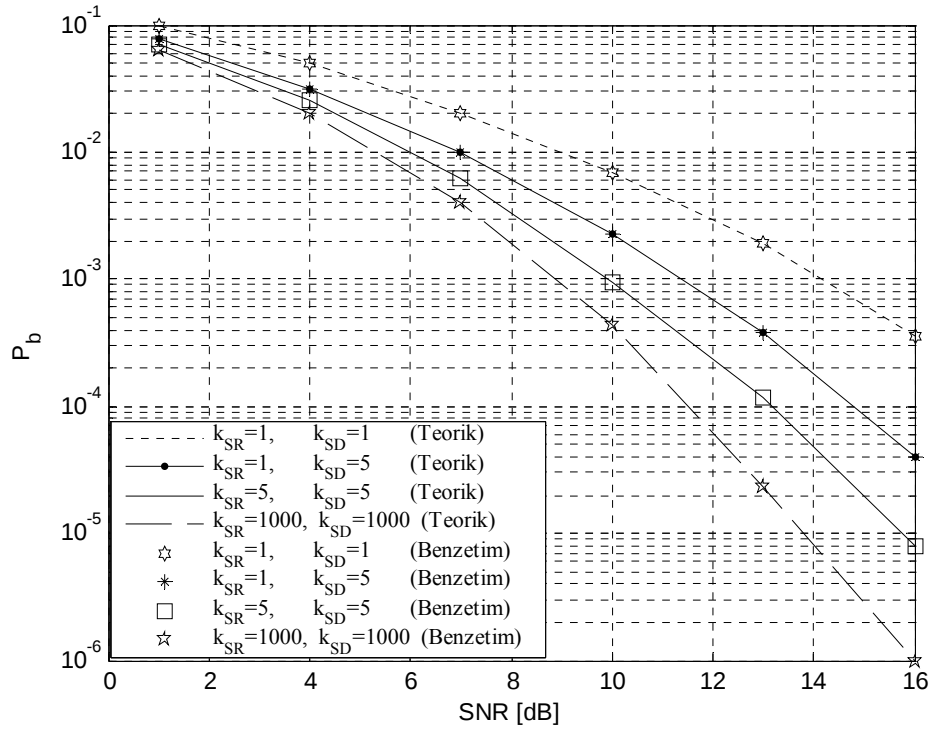
olarak elde edilir.

5.3.2.3 Nümerik Sonuçlar

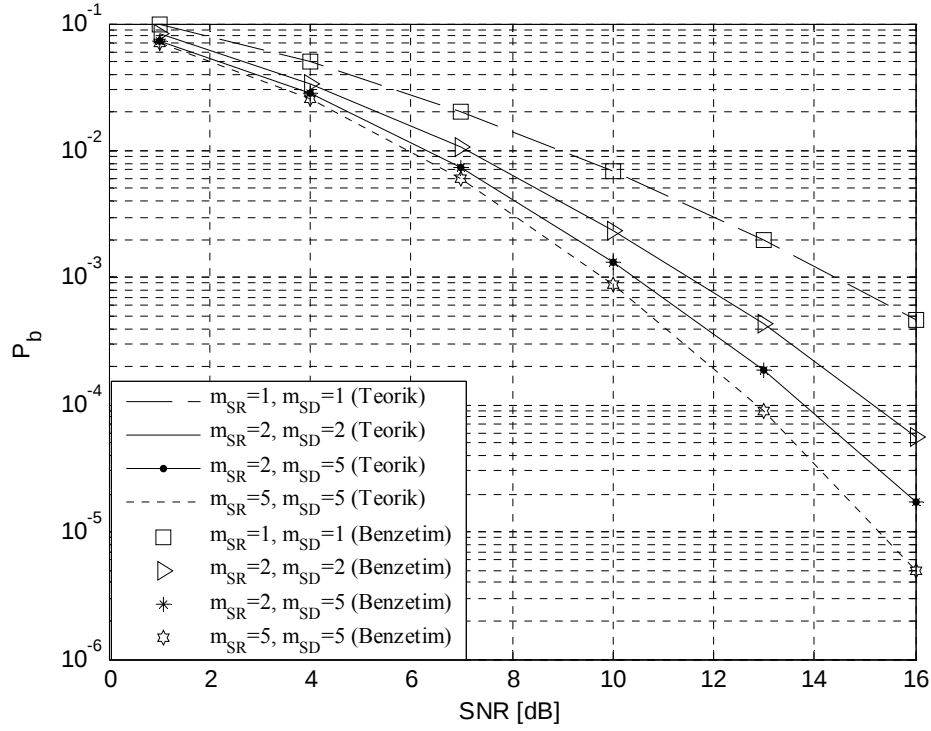
Bu bölümde, S-R linkinin Genelleştirilmiş- K gölgelemesine, R-D linkinin Nakagami- m sönümlemesine maruz kaldığı, rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme yapıldığı sonuçlar verilmektedir. Şekil 5.27’de $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ ve $k_{SR} = k_{SD} = 2$ için farklı modülasyon türlerinin performansa etkisi gösterilmektedir. Bu bölümdeki diğer tüm eğriler BPSK modülasyonu için elde edilmiştir. Şekil 5.28’de, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $N_D = 2$ için k_{SR} ve k_{SD} parametrelerinin performansa etkisi gösterilmektedir. Şekil 5.29’da, $m_{RD} = 2$, $k_{SR} = k_{SD} = 2$, $N_D = 2$ için m_{SR} ve m_{SD} parametrelerinin performansa etkisi gösterilmektedir. Şekil 5.30’da $k_{SR} = k_{SD} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için N_D ’nin performansa etkisi gösterilmektedir. Şekil 5.31’de ise $k_{SR} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için S-D linkine Log-normal dağılımla modellenen gölgelemenin etkidiği durum verilmektedir.



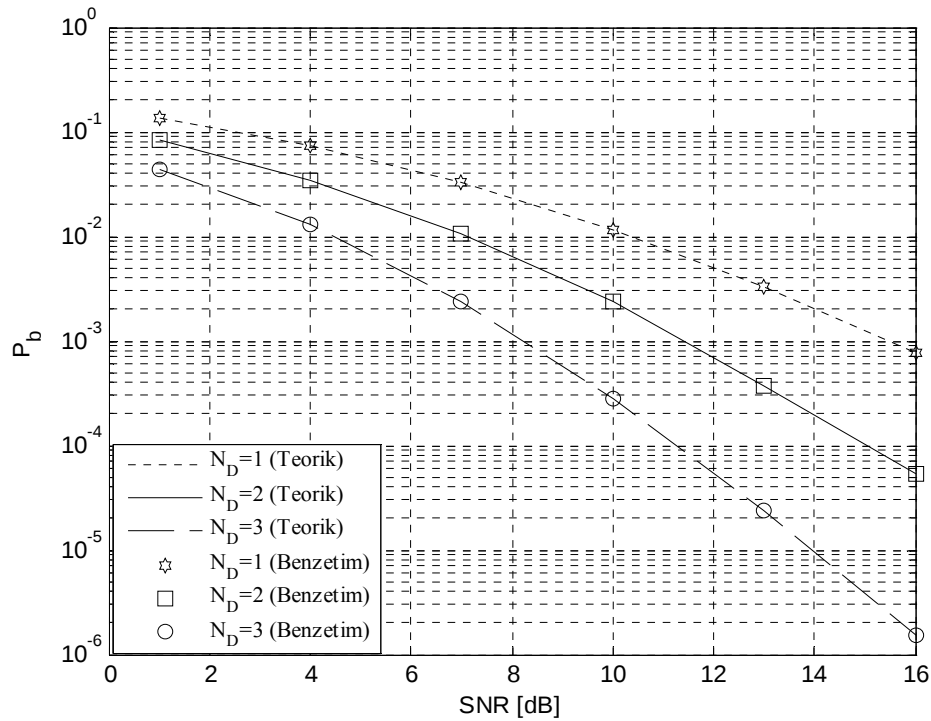
Şekil 5.27: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ ve $k_{SR} = k_{SD} = 2$ için farklı modülasyon türlerinin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).



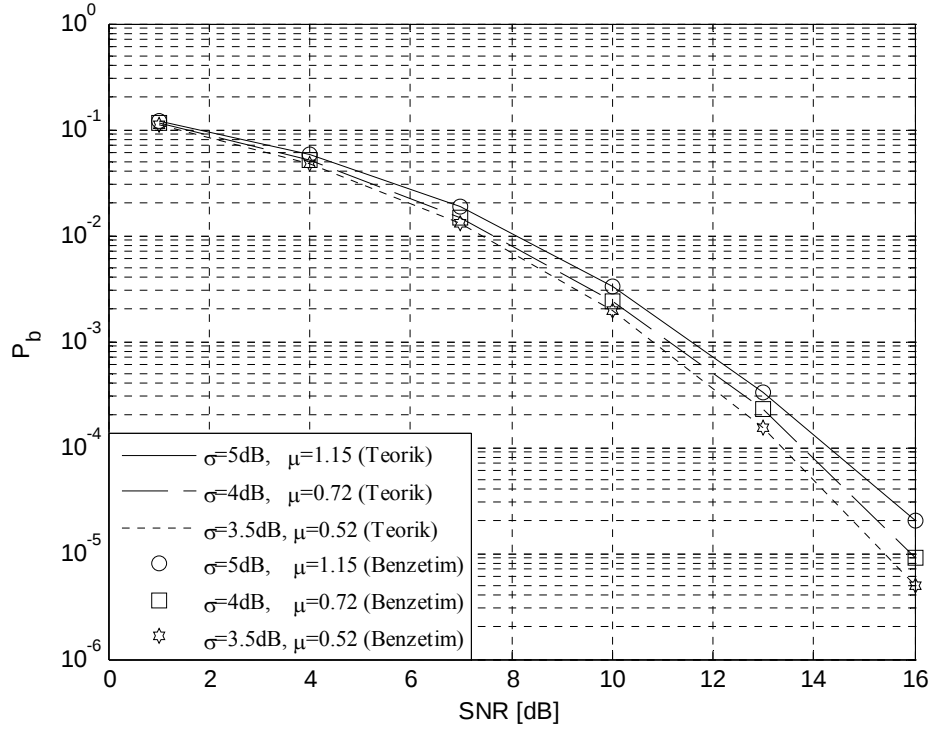
Şekil 5.28: $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için k_{SR} ve k_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).



Şekil 5.29: $m_{RD} = 2$, $k_{SR} = k_{SD} = 2$ için m_{SR} ve m_{SD} 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).



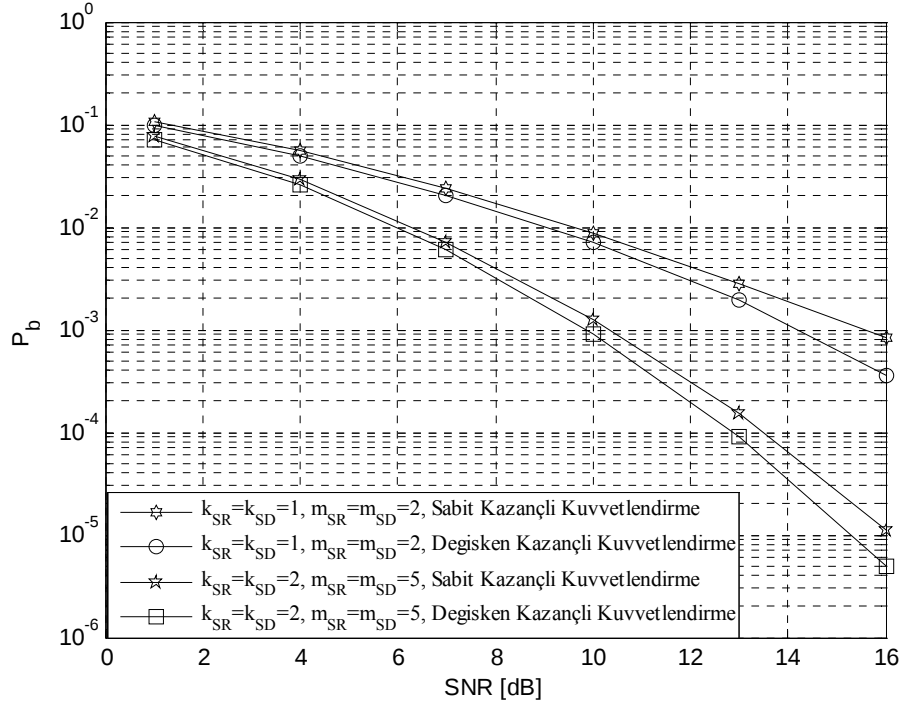
Şekil 5.30: $k_{SR} = k_{SD} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$ için N_D 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).



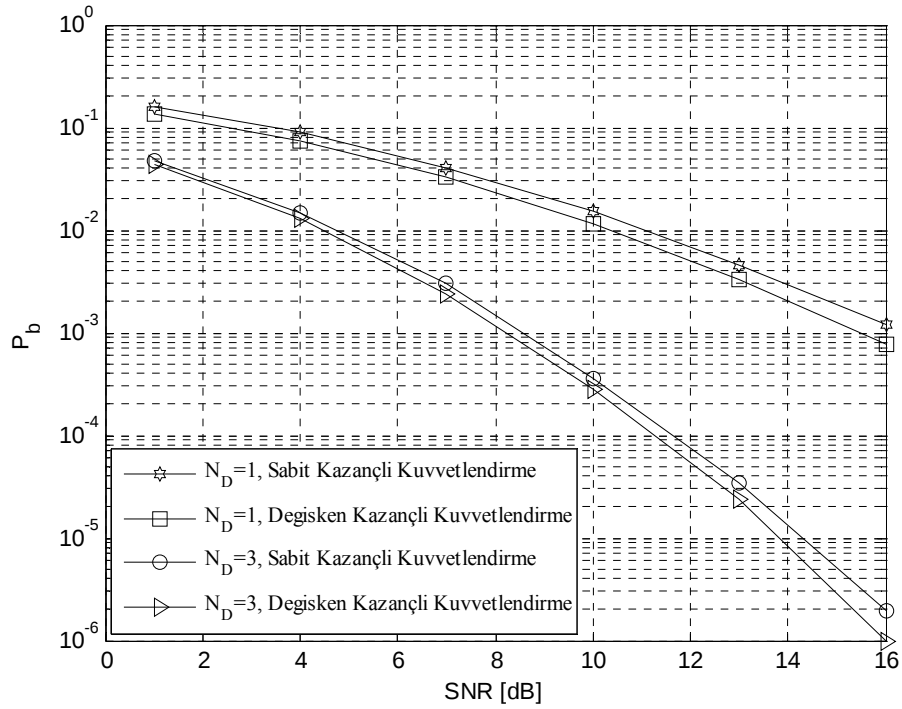
Şekil 5.31: $k_{SR} = 2$, $m_{SR} = m_{RD} = 2$ için σ ve μ 'nin performansa etkisi (rölede değişken kazançlı kuvvetlendirme).

5.3.3 Sabit ve Değişken Kazançlı Kuvvetlendirmenin Karşılaştırılması

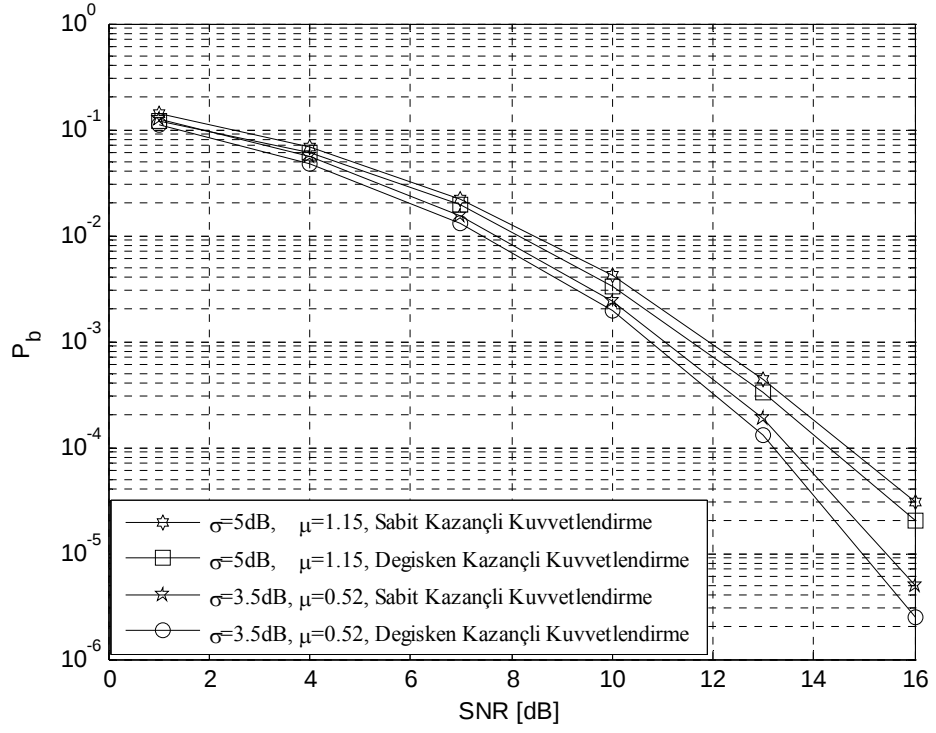
Bu bölümde, sistemde BPSK modülasyonu kullanıldığı durum için rölede kullanılan kuvvetlendirme katsayısının performansa etkisi incelenmektedir. Şekil 5.32'de $m_{RD} = 2$, $N_R = 2$ ve farklı k_{SR} , k_{SD} , m_{SR} , m_{SD} parametreleri için P_b eğrileri gösterilmektedir. Şekil 5.33'te $m_{SR} = m_{RD} = m_{SD} = 2$, $k_{SD} = k_{RD} = 2$ ve rölede farklı anten sayıları için hata performans eğrileri verilmektedir. Şekil 5.34'te ise, S-D linkinin Log-normal dağılımla modellenen gölgelemeye maruz kaldığı durumda, $m_{SR} = m_{RD} = k_{RD} = 2$, $N_R = 2$ için P_b sonuçları verilmektedir. Tüm eğriler için rölede sabit kazançlı kuvvetlendirme katsayısı kullanıldığı durumlarda hata olasılığı artmakta, yani performans kötüleşmektedir.



Şekil 5.32: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı k_{SR} , k_{SD} , m_{SR} , m_{SD} değerlerinin performansa etkisi.



Şekil 5.33: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı N_D değerlerinin performansa etkisi.



Şekil 5.34: Sabit ve değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayılarının ve farklı σ ve μ değerlerinin performansa etkisi.

6. SONUÇLAR

Bu çalışmada, sönümleme ve gölgelemenin olumsuz etkilerini azaltmak amaçlı olarak röle ve hedefte alıcı anten çeşitlemesi kullanılan işbirlikli bir yapı ele alınmıştır. Ele alınan sistemin hata performansı analitik olarak, moment üretme fonksiyonu tekniği yardımıyla bulunmuş ve elde edilen analitik sonuçların doğruluğu bilgisayar benzetimleri ile gösterilmiştir. İşbirliği çeşitlemesi yanında, rölede ve hedefte alıcı anten çeşitlemesi yapılmasının hata performansını önemli ölçüde iyileştirdiği gösterilmiştir. Tüm çalışma boyunca rölelerde kuvvetlendir ve aktar yöntemi uygulanmıştır. Rölede seçilen kuvvetlendirme katsayısının performansa etkisini analiz etmek amacıyla, kuvvetlendirme katsayısının sabit ve değişken kazançlı olarak seçildiği durumlar ele alınmıştır. Görülmüştür ki, kanal durum bilgisine sahip olduğu durumda kanal sönümleme katsayılarının yardımıyla belirlenen değişken kazançlı kuvvetlendirme katsayısının kullanılması, sistemde hata olasılığını, sabit kuvvetlendirme katsayısı kullanıldığı duruma göre azaltmaktadır. Çalışmada ayrıca, röle ve hedefteki alıcı anten sayılarının performansa etkisi incelenmiştir. Anten sayısı arttıkça çeşitleme derecesi artacağı için performans iyileşmiştir. Ancak mevcut sistemde hedefe, hem röle hem de kaynak tarafından iletim yapıldığı için alıcı anten sayısını hedefte artırmanın, rölede artırmaktan daha büyük çeşitleme kazancı sağladığı, dolayısıyla performansı daha da iyileştirdiği gözlemlenmiştir.

Alıcı antenlerde kullanılan birleştirme tekniğinin sistem performansına etkisini analiz etmek amacıyla, sisteme sadece Nakagami- m sönümlemesinin etkidiği durumda, röle ve hedefteki alıcı antenlerde MRC ve SC tekniklerinin kullanıldığı iki ayrı yapı ele alınmıştır. Röle ve hedefte SC yönteminin kullanıldığı durumda, anten sayısı arttıkça gözlenen performans artışı, röle ve hedefte MRC kullanıldığı durum kadar yüksek olmamıştır. Bunun sebebi, SC yönteminde sistemdeki mevcut antenlerden sadece bir tanesinin kullanılması ve bunun sonucu olarak kanal tarafından sunulan çeşitleme kazancının tümünün kullanılamamasıdır. MRC yönteminde, çıkış işareti tüm alınan işaretlerin ağırlıklandırılmış kopyalarının doğrusal birleşimi olduğu için kanal tarafından sunulan çeşitleme kazancının tümü kullanılır. Bu sebeple röle ve hedefteki

alıcı antenlerde MRC tekniği kullanımı ile daha yüksek performans elde edilmiştir. Nakagami- m sönümleme parametresi m 'nin sistem performansı üzerine etkileri de incelenmiştir. m arttıkça performans iyileşmiştir. Nakagami- m sönümlemesinin $m=1$ için Rayleigh sönümlemesi formunu aldığı, m sonsuza giderken ise sönümlemesiz AWGN kanalına yakınsadığı bilinmektedir. Dolayısıyla m arttıkça performansın artması beklenen bir durumdur.

Bu çalışmada ayrıca, sisteme gölgeleme ve sönümlemenin birlikte etkidiği durum göz önünde bulundurulmuştur. Pratik uygulamalarda karşılaşılabilecek şekilde, kaynak ile hedef arasındaki kanala Genelleştirilmiş- K ve Log-normal gölgelemenin etkidiği iki ayrı durum için, kaynağın hedefe hem bu link üzerinden, hem de göreceli olarak kaynaktan daha iyi konumda olan röle üzerinden iletim yaptığı varsayılmıştır. Direkt linkin gölgelemeye maruz kaldığı bu durumda, olası senaryoları çeşitlendirmek amacıyla S-R-D linklerine sadece Nakagami- m sönümlemesinin etkidiği ve S-R linkine Genelleştirilmiş- K gölgelemesinin, R-D linkine Nakagami- m sönümlemesinin etkidiği ve S-R linkine Nakagami- m , R-D linkine Genelleştirilmiş- K gölgelemesinin etkidiği üç ayrı senaryo için analizler yapılmıştır. Linklere Genelleştirilmiş- K gölgelemesinin etkidiği durumda dağılıma ilişkin k parametresi arttıkça gölgelemenin, m arttıkça da sönümlemenin etkisi azaldığı için performansın iyileştiği ve k 'nın çok büyük değerleri için Genelleştirilmiş- K gölgelemesinin Nakagami- m sönümlemesine indirgendiği gözlemlenmiştir. Genelleştirilmiş- K dağılımının, $k \rightarrow \infty$ iken m parametresi ile Nakagami dağılımına $k \rightarrow \infty$ ve $m \rightarrow \infty$ iken sönümlemesiz AWGN kanalına indirgendiği bilinmektedir. Dolayısıyla k ve m değerleri arttıkça hata olasılığının azalması beklenen bir durumdur. Linklere Log-normal gölgelemesinin etkidiği durum için ise Log-normal dağılımın parametrelerinden olan standart sapma arttıkça, performansın kötüleştiği gözlemlenmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **Vucetic, B. and Yuan, J.**, “Space-Time Coding”, *John Wiley & Sons*, 2003.
- [2] **M. K. Simon and M. S. Alouini**, “Digital Communication over Fading Channels”, *John Wiley & Sons*, 2000.
- [3] **Q. Zhao, H. Li, P. Wang**, “Performance of Cooperative Relay with Binary Modulation in Nakagami- m Fading Channels”, *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, 2008.
- [4] **Laneman, J.N.**, “Cooperative Diversity in Wireless Networks: Algorithms and Architectures”, Ph.D. Thesis, M.I.T, 2002.
- [5] **M. O. Hasna, M. S. Alouini**, “End-to-End Performance of Transmission Systems with Relays Over Rayleigh Fading Channels”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2003.
- [6] **M. O. Hasna and M. S. Alouini**, “A Performance Study of Dual-Hop Transmissions with Fixed Gain Relays”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2003.
- [7] **R. H. Y. Louie, Y. Li, B. Vucetic**, “Performance Analysis of Beamforming in Two Hop Amplify and Forward Relay Networks”, *Proc. IEEE ICC*, 2008.
- [8] **D. B. Costa, S. Aissa**, “Cooperative Dual-Hop Relaying Systems with Beamforming Over Nakagami- m Fading Channels”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2009.
- [9] **S. Ikki, M. H. Ahmed**, “Performance Analysis of Cooperative Diversity Wireless Networks over Nakagami- m Fading Channel”, *IEEE Communications Letters*, April, 2007.
- [10] **A. Adiyoni, H. Yanikomeroglu**, “Cooperative Relaying in Multi-antenna Fixed Relay Networks”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Vol. 6, 2007.
- [11] **H. Shin, J.B. Song**, “MRC Analysis of Cooperative Diversity with Fixed-gain Relays in Nakagami- m Fading Channels”, *IEEE Trans. on Wireless Commun.* vol. 7, pp. 2069-2074, June 2008.
- [12] **H. Mheidat, M. Uysal**, “Impact of Receive Diversity on the Performance of Amplify-and-Forward Relaying under APS and IPS Power Constraints”, *IEEE Communications Letters*, Vol. 10, June 2006.
- [13] **A. Yilmaz, O. Kucur**, “Error Performance of Transmit Antenna Selection/Maximal ratio Combining in Two Hop Amplify-and-Forward Relay System over Rayleigh Fading Channel”, *Proc. IEEE (PIMRC)*, 2010.

- [14] **J. B. Kim, D. Kim**, “End-to-End BER Performance of Cooperative MIMO Transmission with Antenna Selection in Rayleigh Fading ”, *Fortieth Asilomar Conference (ACSSC)*, 2006.
- [15] **S. Ikki, M. H. Ahmed**, “Performance of Selection Combining in Cooperative Relaying Networks over Rayleigh Fading Channel”, *Canadian Conference (CCECE)*, 2008.
- [16] **M. Safari, M. Uysal**, “Cooperative Diversity over Log-Normal Fading Channels: Performance Analysis and Optimization”, *IEEE Transactions on*, May 2008.
- [17] **F. Hansen, F. I. Meno**, “Mobile Fading Rayleigh and Log-normal Superimposed”, *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, vol. 26, pp. 332-335, 1977.
- [18] **A. Abdi, M. Kaveh**, “ K distribution: An Appropriate Substitute for Rayleigh-Log-normal Distribution in Fading-Shadowing Wireless Channels”, *IEE Electronics Let.*, vol. 34, pp. 851-852, 1998.
- [19] **P. M. Shankar**, “Error Rates in Generalized Shadowed Fading Channels”, *Wireless Personal Commun.*, vol. 28, pp. 233-238, 2004.
- [20] **P. S. Bithas, N. C. Sagias, P. T. Mathiopoulos, G. K. Karagiannidis, A. A. Rontogiannis**, “On the Performance Analysis of Digital Communications over Generalized- K Fading Channels”, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 10, May 2006.
- [21] **S. Al Ahmadi, H. Yanikomeroglu**, “On the Approximation of the Generalized- K Distribution by a Gamma Distribution for Modeling Composite Fading Channels”, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 2010.
- [22] **P. M. Shankar**, “Performance Analysis of Diversity Combining Algorithms in Shadowed Fading Channels”, *Wireless Personal Commun.*, vol.37, pp. 61-72, 2006.
- [23] **P. S. Bithas, P. T. Mathiopoulos, S. A. Kotsopoulos**, “Diversity Reception over Generalized- K Fading Channels”, *IEEE Trans. on Vehicular Tech.*, 2008 .
- [24] **C. K. Datsikas, K. P. Peppas, F. I. Lazarakis, G. S. Tombras**, “Error Rate Performance Analysis of Dual-hop Relaying Transmissions over Generalized- K Fading Channels”, *Int. J. Electron. Commun. (AEÜ)*, vol. 64, pp. 1094-1099, 2010.
- [25] **J. Cao, L. Yang, Z. Zhong**, “Performance of Multihop Wireless Links over Generalized- K Amplify and Forward Relay Networks”, *Proc. VTC-Fall* 2010.
- [26] **I. Trigui, S. Affes, A. Stephenne**, “On the Performance of Dual-Hop Fixed Gain Relaying Systems over Composite Multipath/Shadowing Channels”, *Vehicular Technology Conference Fall*, 2010.
- [27] **F. Yilmaz, M. S. Alouini**, “A New Simple Model for Composite Fading Channels: Second Order Statistics and Channel Capacity”, *Proc. ISWCS*, 2010.

- [28] **Proakis, J. G. and Salehi**, “Communications Systems Engineering”, *Prentice Hall*, 1994.
- [29] **Stüber, G. L.**, “Principles of Mobile Communication”, *Kluwer Academic Publishers*, 2000.
- [30] **Vucetic, B. And Du, J.**, “Channel Modelling and Simulation in Satellite Mobile Communication Systems”, *IEEE Journal on Select Areas in Communications*, 1992.
- [31] **M.S. Alouini and A. Goldsmith**, “A Unified Approach for Calculating Error Rates of Linearly Modulated Signals over Generalized Fading Channels”, *IEEE Transactions on Communications*, 1999.
- [32] **N. C. Beaulieu, Q. Xie**, “An Optimal Lognormal Approximation to Lognormal Sum Distributions”, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 2004.
- [33] **Garg V.K.**, “Wireless Network Evolution 2G to 3G”, *Prentice-Hall*, 2001.
- [34] **Jafarkani H.**, “Space Time Coding Theory and Practice”, *Cambridge University Press*, 2005.
- [35] **T. S. Rappaport**, “Wireless Communication: Principles and Practice”, 2nd Edition, *Prentice Hall*, 2002.
- [36] **Nosratinia, A.**, “Cooperative Communication in Wireless Networks”, *IEEE Communications Magazine*, October, 2004.
- [37] **E. van der Meulen**, “Three-Terminal Communication Channels,” *Adv. Appl. Prob.*, vol. 3, pp. 120-154, 1971.
- [38] **T. Cover and A. El Gamal**, “Capacity Theorems for the Relay Channel,” *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. 25, pp. 572-584, Sept. 1979
- [39] **I. S. Gradshteyn, I. M. Ryzhik**, “Table of Integrals, Series, and Products”, *Academic Press*, Seventh Edition, 2007.
- [40] **M. O. Hasna, M. S. Alouini**, “Harmonic Mean and End-to-End Performance of Transmission Systems with Relays”, *IEEE Transactions on*, 2004.
- [41] **İ. L. Karaevli, İ. Altunbaş, G. Karabulut**, “Verici Anten Seçimi ve Seçici Birleştirme Uygulanan Çok Antenli Röleli Sistemin Hata Performansı”, *Habtekus*, 2008.
- [42] **A. Yılmaz, O. Kucur**, “Error “Performance of Joint Transmit and Receive Antenna Selection in Two Hop Amplify-and-Forward Relay System over Nakagami- m Fading Channels”, *PIMRC*, 2010.
- [43] **V. S. Adamchik and O. I. Marichev**, ”The Algorithm for Calculating Integrals of Hypergeometric Type Functions and its Realization in Reduce Systems,” in *Proc. Intern. Conf. on Symbolic and Algebraic Computation*, pp. 212-224, 1990.
- [44] “The Wolfram functions site.” [Online]. Available: <<http://mathworld.wolfram.com>>.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Yasemin Sitti

Doğum Yeri ve Tarihi: İstanbul/Üsküdar 20.01.1986

Adres: İcadiye Cad. Birlik Apt. No:99/6 Kuzguncuk/Üsküdar

Lisans Üniversitesi: İstanbul Teknik Üniversitesi

Yayın Listesi:

- Y.Sitti, İ. Altunbaş, “Alıcı Çeşitlemeli İşbirlikli Sistemlerin Hata Performans Analizi: Kaynak-Hedef Arasındaki Gölgelemenin Etkisi”, 19.Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Antalya, Nisan 2011.