

**KASKAT SÖNÜMLEMELİ KANALLAR İÇİN
İŞBİRLİKLİ SİSTEM TASARIMI VE HATA BAŞARIM ANALİZİ**

**DOKTORA TEZİ
Hacı İLHAN**

Anabilim Dalı : Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

Programı : Telekomünikasyon Mühendisliği

NİSAN 2011

**KASKAT SÖNÜMLEMELİ KANALLAR İÇİN
İŞBİRLİKLİ SİSTEM TASARIMI VE HATA BAŞARIM ANALİZİ**

**DOKTORA TEZİ
Hacı İLHAN
(504022159)**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 1 Mart 2011

Tezin Savunulduğu Tarih : 28 Nisan 2011

Tez Danışmanı : Doç. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ (İ.T.Ü.)
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ (İ.T.Ü.)
Prof. Dr. Tuncay ERTAŞ (U.Ü.)
Prof. Dr. M. Ertuğrul ÇELEBİ (İ.T.Ü.)
Prof. Dr. Erdal PANAYIRCI (K.H.Ü.)

NİSAN 2011

ÖNSÖZ

Uzun ve yoğun bir çalışma sonunda doktora tezimi nihayet tamamlamayı başardım. Bu başarımda bilgisi, disiplini ve çalışmalarıyla büyük pay sahibi olan hocam Doç. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ'a en içten teşekkürlerimi sunarım. Tez izleme komitesinde ve tez jürisinde bulunarak beni onurlandıran Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ ve Prof. Dr. Tuncay ERTAŞ'a çok teşekkür ederim. Teze katkılarından dolayı, Doç. Dr. Murat UYSAL'a ayrıca teşekkür ederim. Öğrenim hayatım boyunca desteklerini azaltmadan sürdüren annem Gülçün İLHAN ve babam Mahmut İLHAN'a sevgi ve destekleri için, sözcüklere sığmayacak kadar çok teşekkür ederim. Tezimin son dönemlerinde büyük sabır gösteren sevgili eşim Cemile İLHAN'a teşekkürü bir borç bilirim. Tez formatı konusundaki yardımları için çalışma arkadaşım Yrd. Doç. Dr. Ender M. EKŞİOĞLU'na teşekkür ederim. İsimlerini saymakla bitiremeyeceğim bütün arkadaşlarıma teşekkür ederim.

Bu çalışmanın, röleli sistemlerde kaskat sönümlemeli kanallarla ilgilenen araştırmacılara faydalı olmasını dilerim.

NİSAN 2011

Hacı İLHAN

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ	v
İÇİNDEKİLER.....	vii
KISALTMALAR	ix
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xiii
SEMBOL LİSTESİ	xvii
ÖZET.....	xix
SUMMARY	xxi
1. GİRİŞ	1
1.1. Tezin Amacı	1
1.2. Genel Bilgiler	1
1.3. Tez İle Getirilen Yenilikler ve İzlenen Yol	7
2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI VE SÖNÜMLEME MODELLERİ....	11
2.1. Toplamsal Beyaz Gauss Gürültülü Kanal	11
2.2. Sönümlemeli Kanal Karakteristikleri	12
2.2.1. Kanal parametreleri	12
2.2.2. Kanalların Sınıflandırılması	14
2.3. Rayleigh sönümlemeli kanal	15
2.4. Rician sönümlemeli kanal	16
2.5. Nakagami- m sönümlemeli kanal	17
2.6. Kaskat sönümlemeli kanal	19
3. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI İÇİN ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ..	21
3.1. Çeşitleme İle Sağlanan Üstünlükler	21
3.2. Temel Çeşitleme Yöntemleri	21
3.2.1. Zaman çeşitlemesi	22
3.2.2. Frekans çeşitlemesi	22
3.2.3. Uzay (Anten) çeşitlemesi	23
3.2.4. Açık çeşitlemesi	23
3.2.5. Polarizasyon çeşitlemesi	23
3.2.6. Çok-yollu çeşitleme	23
3.2.7. Modülasyon çeşitlemesi	24
3.3. Alıcıda Birleştirme Yöntemleri	24
3.3.1. Seçmeli birleştirme (SC)	25
3.3.2. En büyük oran birleştirmesi (MRC)	26
3.3.3. Eşit kazanç birleştirmesi (EGC)	28
3.4. Uzay-Zaman Kodlaması	29
3.4.1. Uzay-zaman kafes kodları	30

3.4.2. Uzay-zaman kafes kodlar için kodlayıcı yapısı	33
3.5. İşbirlikli Çeşitleme	37
3.6. İşbirlikli Çeşitlemede Kullanılan Aktarma Yöntemleri	38
3.6.1. Kuvvetlendir ve aktar (AF)	38
3.6.2. Çöz ve aktar (DF)	39
3.6.3. AF-DF karşılaştırması ve diğer aktarma yöntemleri	39
3.7. Kodlamalı işbirliği	40
3.8. İşbirlikli Çeşitlemede Kullanılan Protokoller	42
3.8.1. Protokol I.	42
3.8.2. Protokol II	43
3.8.3. Protokol III	43
4. KODLAMASIZ RÖLELİ SİSTEMİN KASKAT SÖNÜMLEMELİ	
KANALLARDA HATA BAŞARIM ANALİZİ VE GÜÇ OPTİMİZASYONU	45
4.1. Sistem Modeli	45
4.2. Çiftsel Hata Olasılığı ve Çeşitleme Derecesi Hesabı	47
4.2.1. Rölenin sabit olduğu durum	49
4.2.2. Rölenin hareketli olduğu durum	50
4.3. Efektif Çeşitleme Derecesinin Hesabı	52
4.4. Optimum Güç Paylaşımı	53
4.5. Benzetim Sonuçları	58
4.6. MGF Tabanlı Tam (Exact) Simge Hata Olasılığı Hesabı	63
4.6.1. IPS için MGF türetimleri	66
4.6.2. APS için MGF türetimleri	67
4.6.3. Benzetim sonuçları	70
5. KASKAT NAKAGAMİ KANALLARDA DAĞITILMIŞ UZAY-ZAMAN	
KODLAMA	75
5.1. Sistem Modeli	75
5.2. PEP Analizi	76
5.3. Kod Tasarımı	79
5.4. Benzetim Sonuçları	81
6. KASKAT NAKAGAMİ KANALLARDA DAĞITILMIŞ UZAY-ZAMAN	
TURBO KODLAMA	87
6.1. DF Tabanlı Dağıtılmış Uzay-Zaman Turbo Kodlama	88
6.1.1. Benzetim sonuçları	91
6.2. AF ve DF Tabanlı Dağıtılmış Uzay-Zaman Turbo Kodlama	94
6.2.1. D'ye doğrudan ve AF kullanan röleden gelen işaretlerin EGC ile birleştirilmesi durumunda elde edilen benzetim sonuçları	96
6.2.2. D'ye doğrudan ve AF kullanan röleden gelen işaretlerin MRC ile birleştirilmesi durumunda elde edilen benzetim sonuçları	100
6.2.3. EGC ve MRC için elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması	102
6.3. Sistemlerin Başarım Karşılaştırmaları	104
7. SONUÇLAR	107
KAYNAKLAR	109
ÖZGEÇMİŞ	121

KISALTMALAR

AF	: Amplify and Forward (Kuvvetlendir ve Aktar)
APS	: Average Power Scaling (Ortalama Güç Ölçekleme)
AWGN	: Additive White Gaussian Noise (Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü)
BER	: Bit Error Rate (Bit Hata Oranı)
CDF	: Cumulative Distribution Function (Birikimsel Dağılım Fonksiyonu)
CDMA	: Code Division Multiple Access (Kod Bölmeli Çoklu Erişim)
CF	: Compress and Forward (Sıkıştır ve Aktar)
CRC	: Cyclic Redundancy Check (Çevrimsel Fazlalık Kontrol)
CSI	: Channel State Information (Kanal Durum Bilgisi)
D	: Destination (Hedef)
DF	: Decode and Forward (Çöz ve Aktar)
DSTC	: Distributed Space-Time Coding (Dağıtılmış Uzay-Zaman Kodlama)
EGC	: Equal Gain Combining (Eşit Kazanç Birleştirmesi)
EPA	: Equal Power Allocation (Eşit Güç Paylaşımı)
FER	: Frame Error Rate (Çerçeve Hata Oranı)
IPS	: Instantaneous Power Scaling (Ani Güç Ölçekleme)
ISI	: Inter Symbol Interference (Simgelerarası Girişim)
LLR	: Log-Likelihood Ratio (Logaritmik Benzerlik Oranı)
LOS	: Line of Sight (Direkt Görüş)
MAP	: Maximum a Posteriori (En Büyük Sonsal)
MGF	: Moment Generating Function (Moment Üretme Fonksiyonu)
MIMO	: Multiple Input Multiple Output (Çok Girişli Çok Çıkışlı)
MPSK	: <i>M</i> -ary Phase Shift Keying (<i>M</i> Düzeyli Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
MRC	: Maximum Ratio Combining (En Büyük Oran Birleştirmesi)
OPA	: Optimum Power Allocation (Optimum Güç Paylaşımı)
PDF	: Probability Density Function (Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu)
PEP	: Pairwise Error Probability (Çiftsel Hata Olasılığı)
PSK	: Phase Shift Keying (Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
R	: Relay (Röle)
S	: Source (Kaynak)
SC	: Selection Combining (Seçmeli Birleştirme)
SER	: Symbol Error Rate (Simge Hata Oranı)
SNR	: Signal to Noise Ratio (İşaret Gürültü Oranı)
STBC	: Space-Time Block Codes (Uzay-Zaman Blok Kodlar)
STTC	: Space-Time Trellis Codes (Uzay-Zaman Kafes Kodlar)

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1 K_R 'nin kanallara göre alabileceği değerler.	18
Çizelge 3.1 Protokol I.	42
Çizelge 3.2 Protokol II.	43
Çizelge 3.3 Protokol III.	43
Çizelge 4.1 Rölenin sabit bir erişim noktası olması durumunda BPSK, 4-PSK için optimum K değerleri (çift Nakagami, $m=2$).	55
Çizelge 4.2 Rölenin sabit bir erişim noktası olması durumunda 16-PSK, 16-QAM için optimum K değerleri (çift Nakagami, $m=2$).	55
Çizelge 4.3 Rölenin hareketli olması durumunda BPSK, 4-PSK için optimum K değerleri (çift Nakagami, $m=2$).	55
Çizelge 4.4 Rölenin hareketli olması durumunda 16-PSK, 16-QAM için optimum K değerleri (çift Nakagami, $m=2$).	56
Çizelge 4.5 Rölenin hareketli olduğu durumda rölenin konumuna göre ortalama bit hata olasılığı üst sınırından yararlanarak, BPSK, 4-PSK, 16-PSK ve 16-QAM için bulunan optimum K değerleri (çift Nakagami, $m=2$).	56
Çizelge 4.6 Kanal parametrelerinin çeşitli kombinasyonları için elde edilen çeşitleme dereceleri.	69
Çizelge 5.1 4-PSK için 4, 8 ve 16 durumlu uzay-zaman kafes kodların üreteç matrisleri.	82
Çizelge 5.2 8-PSK için 8 ve 16 durumlu uzay-zaman kafes kodların üreteç matrisleri.	82
Çizelge 5.3 Rölenin alıcıya veya kaynağa yakın olması durumu için tasarlanmış 4 durumlu 4-PSK uzay-zaman kafes kodların üreteç matrisleri.	83
Çizelge 6.1 4-PSK için 4 ve 8 durumlu uzay-zaman kafes kodların ileri yönde besleme katsayı dizileri ve geri yönde besleme katsayıları.	88

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 : a) Gauss dağılımının pdf'i. b) Gauss dağılımının cdf'i. c) AWGN güç spektral fonksiyonu	12
Şekil 2.2 : Rayleigh dağılımının pdf'i.	16
Şekil 2.3 : K_R parametresine göre Rician dağılımının pdf'i.	17
Şekil 2.4 : Nakagami dağılımının pdf'i.	18
Şekil 2.5 : Kaskat kanal yapıları.	19
Şekil 3.1 : 4-PSK için modülasyon çeşitlemesi.	24
Şekil 3.2 : Seçmeli birleştirme blok yapısı.	25
Şekil 3.3 : En büyük oran birleştirme yöntemi.	27
Şekil 3.4 : Alıcıda birleştirme yöntemlerin başarımlarını karşılaştırılması.	29
Şekil 3.5 : Uzay-zaman kodlamalı verici yapısı.	30
Şekil 3.6 : Uzay-zaman kafes kodları için kodlayıcı yapısı.	34
Şekil 3.7 : 4 durumlu uzay-zaman 4-PSK kafes kodları için kodlayıcı ve modülatör devresi.	35
Şekil 3.8 : 4-PSK modülasyonu için 4 durumlu uzay-zaman kafes kodları ve 4-PSK işaret uzayı.	36
Şekil 3.9 : 4-PSK modülasyonlu uzay-zaman kafes kodların FER eğrileri ($Q=4$).	36
Şekil 3.10 : İşbirlikli çeşitleme.	38
Şekil 3.11 : Kuvvetlendir ve aktar yöntemi.	39
Şekil 3.12 : Çöz ve aktar yöntemi.	40
Şekil 3.13 : Kodlamalı işbirliğinde bir kullanıcıya ait blok diyagram.	41
Şekil 4.1 : Kullanılan sistem modeli.	45
Şekil 4.2 : Rayleigh, Nakagami, çift Rayleigh ve çift Nakagami kanallar için efektif çeşitleme derecesi.	53
Şekil 4.3 : Rölenin sabit bir erişim noktası olması durumunda $BER = 10^{-3}$ için güç verimliliği kazançları.	57
Şekil 4.4 : Rölenin hareketli olması durumunda $BER = 10^{-3}$ için güç verimliliği kazançları.	57
Şekil 4.5 : Rölenin sabit olması durumunda $\mu = -30$ dB için hata başarımları (4-PSK).	59
Şekil 4.6 : Rölenin sabit olması durumunda $\mu = 0$ dB için hata başarımları (4-PSK).	59
Şekil 4.7 : Rölenin sabit olması durumunda $\mu = -30$ dB için hata başarımları (16-QAM).	60
Şekil 4.8 : Rölenin sabit olması durumunda $\mu = 0$ dB için hata başarımları (16-QAM).	61
Şekil 4.9 : Rölenin sabit olması durumunda $\mu = -30$ dB için hata başarımları (16-QAM ve 16-PSK).	61

Şekil 4.10 : Rölenin hareketli olması durumunda $\mu = -30$ dB için hata başarımı (4-PSK).	62
Şekil 4.11 : Rölenin hareketli olması durumunda $\mu = 0$ dB için hata başarımı (4-PSK).	63
Şekil 4.12 : Rölenin kaynağa çok yakın olması ve APS durumundaki SER sonuçları.	71
Şekil 4.13 : Rölenin kaynağa çok yakın olması ve APS durumundaki SER sonuçları.	71
Şekil 4.14 : Rölenin kaynağa çok yakın olması ve IPS durumundaki SER sonuçları.	72
Şekil 4.15 : Rölenin kaynağa çok yakın olması ve IPS durumundaki SER sonuçları.	73
Şekil 4.16 : Röle konumunun Durum 2 için SER performansı üzerindeki etkileri (APS).	73
Şekil 4.17 : Röle konumunun Durum 3 için SER performansı üzerindeki etkileri (APS).	74
Şekil 5.1 : 4-PSK modülasyonu için 4 durumlu kodların hata başarımı ($Q_D = 4$).	83
Şekil 5.2 : 4-PSK modülasyonu için 8 durumlu kodların hata başarımı ($Q_D = 4$).	84
Şekil 5.3 : 4-PSK modülasyonu için 16 durumlu kodların hata başarımı ($Q_D = 4$).	84
Şekil 5.4 : 8-PSK modülasyonu için 8 durumlu kodların hata başarımı ($Q_D = 4$).	85
Şekil 5.5 : 8-PSK modülasyonu için 16 durumlu kodların hata başarımı ($Q_D = 4$).	86
Şekil 6.1 : Geribeslemeli 4-PSK uzay-zaman kodlayıcı yapısı.	88
Şekil 6.2 : DF tabanlı dağıtılmış uzay-zaman turbo kodlamalı sistem modeli.	89
Şekil 6.3 : DF tabanlı yapı için iteratif kodçözücü.	90
Şekil 6.4 : 4-PSK modülasyonu için 4 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı.	91
Şekil 6.5 : 4-PSK modülasyonu için 4 durumlu $\tilde{Y}_1$ kodun farklı iterasyon sayıları için dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı hata başarımı.	92
Şekil 6.6 : 4-PSK modülasyonu için 8 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı.	93
Şekil 6.7 : 4-PSK modülasyonu için 8 durumlu $\tilde{Y}_2$ kodun farklı iterasyon sayıları için dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı hata başarımı.	93
Şekil 6.8 : AF ve DF tabanlı dağıtılmış uzay-zaman turbo kodlamalı sistem modeli.	94
Şekil 6.9 : AF ve DF tabanlı yapı için iteratif kodçözücü.	96
Şekil 6.10 : 4 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı (EGC, 4-PSK, $G_{SR_{AF}}/G_{R_{AFD}} = G_{SR_{DF}}/G_{R_{DFD}} = 30$ dB).	97
Şekil 6.11 : 4 durumlu $\tilde{Y}_1$ kodun farklı iterasyon sayıları için dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı hata başarımı (EGC, 4-PSK, $G_{SR_{AF}}/G_{R_{AFD}} = G_{SR_{DF}}/G_{R_{DFD}} = 30$ dB).	97
Şekil 6.12 : 4 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı (EGC, 4-PSK, $G_{SR_{AF}}/G_{R_{AFD}} = -30$ dB ve $G_{SR_{DF}}/G_{R_{DFD}} = 30$ dB).	98

Şekil 6.13 :	8 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı (EGC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).	99
Şekil 6.14 :	8 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı (EGC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = -30$ dB $G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).	99
Şekil 6.15 :	4 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı (MRC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).	100
Şekil 6.16 :	4 durumlu $\bar{Y}_1$ kodun dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı hata başarımı (MRC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).	101
Şekil 6.17 :	4 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı 8 iterasyon için hata başarımı (MRC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = -30$ dB, $G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).	101
Şekil 6.18 :	8 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı 8 iterasyon için hata başarımı (MRC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).	102
Şekil 6.19 :	8 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı (MRC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = -30$ dB, $G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).	103
Şekil 6.20 :	8 durumlu $\bar{Y}_2$ kodun dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı 8 iterasyon için hata başarımı (AF ve DF, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).	103
Şekil 6.21 :	8 durumlu $\bar{Y}_2$ kodun dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı 8 iterasyon için hata başarımı (AF ve DF, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = -30$ dB, $G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).	104
Şekil 6.22 :	DF, AF ve DF tabanlı dağıtılmış uzay-zaman turbo kodların ve geribeslemeli $\bar{Y}_2$ kodunun hata başarımlarının karşılaştırılması.	105

SEMBOL LİSTESİ

$(.)^*$	: Karmaşık sayı eşleniği
$(.)^T$	: Evrik alma işlevi
$(.)^H$	: Evrik eşlenik (Hermit) işlevi
m	: Nakagami parametresi
$f_X(.)$	: Olasılık yoğunluk fonksiyonu
$F_X(.)$	: Birikimsel dağılım fonksiyonu
T_m	: Maksimum zaman gecikmesi
B_d	: Doppler frekans kayması
T_c	: Uyumluluk zamanı
T_s	: Modülasyon aralığı
B_c	: Uyumluluk bandgenişliği
B_s	: İşaretin bandgenişliği
$n(t)$	: Gürültü işareti
E	: Simge enerjisi
α	: Kompleks sönümleme katsayısı
h	: Kaskat Nakagami- m dağılımlı rastgele değişken
$\Gamma(.)$	: Gamma fonksiyonu
K_R	: Rician parametresi
$E[.]$	: Beklenen değer (Ortalama)
σ^2	: Varyans
$G_{\gamma,\gamma}^{,\gamma}(.)$	: Meijer-G fonksiyonu
n_T	: Verici anten sayısı
Q	: Alıcıdaki anten sayısı
Q_D	: D hedef alıcısındaki anten sayısı
$I_0(.)$	: Birinci türden sıfırıncı dereceden Bessel fonksiyonu
P_d	: Vericiden alıcıya doğrudan ulaşan işaretin gücü
P_y	: Vericiden alıcıya yansıtılarak ulaşan işaretin gücü
u_i	: i . kullanıcının veri biti
L	: Çerçeve uzunluğu
x	: Modülasyonlu simge
d_{AB}	: A→B linkinin uzunluğu
G_{AB}	: A→B linkinin göreceli yol kaybı
v	: Yol kaybı sabiti
θ	: S→R ve R→D linkleri arasındaki açı
N	: Nakagami rastgele değişken sayısı
K, K_t, K_s	: Güç optimizasyon parametreleri
$\mathbf{r}$	: Alınan işaret vektörü
$\mathbf{n}$	: Gürültü vektörü
$\boldsymbol{\alpha}$	: Kanal katsayıları vektörü
$U(.,.,.)$	: HypergeometricU fonksiyonu

$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$	: Çiftsel hata olasılığı
$\bar{P}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$	: Ortalama çiftsel hata olasılığı
$\mathbf{X}$	: Kod matrisi
$\hat{\mathbf{X}}$	: Hatalı kod matrisi
P_b	: Bit hata olasılığı
γ	: Ani SNR
γ_{AB}	: A→B linkine ilişkin ani SNR
γ_{end}	: Uçtan uca ani SNR
$\bar{\gamma}$	: Ortalama SNR
$M(.)$	: Moment üretme fonksiyonu
$\text{Tr}(\cdot)$	: İz alma işlemi
$\tilde{\mathbf{u}}$	: Serpiştirilmiş bilgi dizisi
$L(\mathbf{u})$	: $\mathbf{u}$ dizisinin LLR'ı
$L_{ext}(\mathbf{u})$	: $\mathbf{u}$ dizisine ilişkin ekstra (extrinsic) bilgi
I	: Çok-yollu kanaldaki toplam yol sayısı
p_i	: i . yola ilişkin güç
τ_i	: i . yola ilişkin gecikme
σ_τ	: i . yola ilişkin ortalama gecikme
ϑ	: Bellek elemanı sayısı
$\mathbf{g}$	: Üreteç dizisi (İleri yönde besleme dizisi)
q	: Geri yönde besleme katsayısı
δ	: Matrisin rankı
λ_i	: Matrisin i . özdeğeri

KASKAT SÖNÜMLEMELİ KANALLAR İÇİN İŞBİRLİKLİ SİSTEM TASARIMI VE HATA BAŞARIM ANALİZİ

ÖZET

Telsiz iletişim sistemlerinde karşılaşılan kanallarda görülen en önemli bozucu etki, çok yollu yayılımdan kaynaklanan sönümlemedir. Sönümleme etkilerine karşı koyma yöntemlerinden biri, çok antenli, bir başka deyişle çok girişli çok çıkışlı (multi input multi output, MIMO) sistemler kullanmaktır. Bu yöntem anten çeşitlemesi olarak bilinir. Verici anten çeşitlemesi ile kodlama birleştirilerek uzay zaman kodlaması elde edilir. Bu yolla, band-sınırlı kanallarda yüksek hızlarda kaliteli iletim sağlanabilmektedir. Ancak, verici anten çeşitlemesi yöntemleri özellikle hücresel sistemlerin baz istasyonları için uygun olmasına karşın, boyut, maliyet ve donanım karmaşıklığı açısından gezgin birimler için çok uygun değildir. Bu soruna bir çözüm olarak, “işbirlikli çeşitleme” tekniği önerilmiştir. İşbirlikli çeşitleme, kullanıcılara ait bilgilerin sadece ilgili kullanıcıya ait anten üzerinden değil, hücre içindeki uygun diğer kullanıcılar veya röleler üzerinden de iletimi ilkesine dayalıdır. Bu yolla, gezgin birimler tek verici antene sahip olsalar bile tüm sistemde anten çeşitlemesi elde edilebilmektedir.

Son yıllarda yapılan araştırmalar, röleli işbirlikli sistemlerin, hata başarımını, işbirliği yapılmayan sistemlere göre iyileştirdiğini göstermektedir. Belirli işaret/gürültü oranında elde edilen düşük hata olasılığı, iletim hızının artırılabilceğini göstermektedir. Ayrıca kanal kapasitesine daha düşük işaret/gürültü oranları kullanılarak ulaşılabileceği anlamına da gelmektedir. İşbirliği yapılarak elde edilen bu başarımların iyileşmesi, rölelerde veya hedef alıcıda birden fazla anten kullanımı ile daha da artırılabilir.

Literatürde, röleli/işbirlikli sistemler üzerine yapılan incelemelerin büyük çoğunluğunda, haberleşen birimler arasındaki kanallar Rayleigh veya Nakagami dağılımlı varsayılmaktadır. Oysa, örneğin haberleşen birimlerin hepsinin veya bir kısmının hareketli olduğu durumlar için, bu klasik dağılımların yeterli istatistiksel modellemeyi sağlamadığı; gezgin birimler etrafındaki birbirlerinden bağımsız saçıcı grupların kanal kazançlarının çarpılmasıyla oluşan yeni bir “çarpımsal kanal” veya “kaskat kanal” modelinin geçerli olduğu deneysel çalışmalarla gösterilmiştir. Bu gerçekten hareketle bu tezde, sözkonusu sistemlere uygun şekilde, birimler arası kanal kaskat dağılımlı varsayılmıştır.

Bu tez çalışmasında ilk olarak, “kuvvetlendir ve aktar” yöntemini kullanan tek röleli işbirlikli bir haberleşme sisteminin, kaskat Rayleigh sönümlemeli kanal varsayımı altında çiftsel hata olasılığı (pairwise error probability, PEP) üst sınır ifadeleri elde edilerek hata başarım analizi yapılmış ve sistemin sağladığı çeşitleme dereceleri bulunmuştur. Ayrıca PEP ifadelerinden yararlanarak, sistemin bit hata olasılığı üst sınırının minimum yapılmasına dayalı, optimum güç paylaşımı problemi incelenmiştir.

Ardından, kanal modeli genelleştirilmiş ve aynı analiz kaskat Nakagami sönümlemeli kanal için yapılmıştır. Bunun yanında yine kaskat Nakagami sönümleme durumu için moment üretme fonksiyonuna dayalı tam simge hata olasılığı ifadeleri elde edilmiştir.

Tezde ayrıca, hata başarımını daha da iyileştirebilmek amacıyla, tek röleli sistemde dağıtılmış uzay-zaman kodlama kullanılması önerilmiş ve bu duruma ilişkin PEP üst sınırları, kaskat Nakagami sönümlemeli kanallar için çıkartılarak hata başarım analizi yapılmıştır. Bu üst sınırdan yararlanarak çift Rayleigh sönümlemeli kanallar için yeni bir kod tasarım ölçütü geliştirilmiş ve bu ölçüte dayalı olarak dağıtılmış yapıda yeni uzay-zaman kodları tasarlanmıştır. Bulunan yeni kodların hata başarımları, literatürde verilen klasik ve dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlarının çift Rayleigh sönümlemeli kanalda sağladığı başarımlar ile karşılaştırılmış ve yeni kodların üstünlükleri ortaya konulmuştur.

Tezde son olarak, yukarıda sözü edilen yeni kodları bileşen kod olarak kullanan dağıtılmış yapıda paralel sıralı (turbo) kodlamalı röleli işbirlikli haberleşme sistemleri ele alınmıştır. Bu sistemler, hedef alıcıda iteratif kodçözme tekniği kullanılmaktadırlar. Ayrıca, alıcıda eşit kazanç birleştirmesi ve en büyük oran birleştirmesi yöntemleri de kullanılmaktadır. Kanallar çift Rayleigh sönümlemeli varsayılarak, bilgisayar benzetimleri ile bu yapıların hata başarımları incelenmiştir. Bu yapı ile hata başarımının daha da iyileştiği gösterilmiştir.

COOPERATIVE SYSTEM DESIGN AND ERROR PERFORMANCE ANALYSIS FOR CASCADED FADING CHANNELS

SUMMARY

Transmission over wireless channels suffers from fading produced by multipath propagation. A common approach to mitigate the degrading effects of fading is the use of systems with multiple antennas that is called multi input multi output (MIMO). This method is also known as antenna space diversity. Space-time codes can be obtained by combining transmit antenna diversity and coding. By using this technique, high transmission rates and good error performance can be achieved in band-limited channels. Cooperative communication techniques have emerged as a powerful alternative to MIMO communications for wireless applications, in which case where power and size limitations exclude the possibility of using multiple co-located antennas. In a cooperative communication system, network nodes (users or relays) help each other via relaying information and realize spatial diversity advantages in a distributed manner.

Recent research have shown that the relay/cooperative systems lead to better error performance with respect to the noncooperative systems. Low error rate in specific signal-to-noise ratio ensures the increase of the transmission rate. This also means that the channel capacity can be reached even at low signal-to-noise ratios. The performance improvement obtained by using the cooperative communication techniques can be further increased by employing multiple antennas at the relays and destinations.

In the literature, channels between the communicating units are assumed as Rayleigh or Nakagami distributions in majority of the investigations on the relay/cooperative systems. The classical distributions do not provide adequate statistical modeling, for example, when the communicating units are in motion. In this case, experimental studies have shown that a new “multiplicative channel” or a “cascaded channel” model is valid since the channel gains of independent scattering groups around the mobile units are multiplied with each other. Hence, in this thesis, the channels between the units are assumed to have cascaded distribution.

In this thesis, primarily, the error performance of a relay/cooperative system using amplify and forward method is investigated when the channels have double Rayleigh fading. Upper bounds on pairwise error probability (PEP) of the system are derived, and diversity orders are obtained. By using the PEP expressions, which are based on the minimum upper bound of the bit error probability, the problem of optimum power allocation is examined. Later, the channel model is generalized and the similar analyses are performed for the cascaded Nakagami channel. Additionally, based on the moment generating function approach, the exact symbol error rate expressions are derived for the cascaded Nakagami fading.

Also in the thesis, in order to further improve the error performance, a distributed space-time coding technique in relay systems is proposed. The system error performance is investigated by using upper bound on PEP when the channels are subject to cascaded Nakagami fading. By using this upper bound, a new code design criterion is developed over the cascaded Rayleigh fading channels and, the new distributed space-time codes are designed based on this criterion. Error performances of the new codes, are compared with their counterparts over the double Rayleigh fading channels and advantages of the new codes are demonstrated.

Finally, the distributed parallel concatenated (turbo) coding for relay cooperative communication systems, whose component codes are the obtained new codes, are investigated. These systems use the iterative decoding technique in the destination. Furthermore, equal gain combining and maximum ratio combining methods are used at the receiver side. Error performances of these systems are investigated by using computer simulations assuming that the channels have cascaded Rayleigh fading. It is shown that the distributed turbo coding scheme further improves the error performance.

1. GİRİŞ

1.1 Tezin Amacı

Bu tezin amacı, röleli/işbirlikli (relay/cooperative) sistemlerin hata başarımını kaskat Rayleigh ve kaskat Nakagami sönümlemeli kanallar için incelemek ve hata başarımını artırıcı dağıtılmış yapıda uzay-zaman kodlar/sistemler tasarlamaktır. Ayrıca, tasarlanan yeni kodları sıralı yapılarda bileşen kod olarak kullanarak hata başarımının daha da iyileştirilebileceğini göstermektir.

1.2 Genel Bilgiler

Günümüzde telsiz iletişim alanındaki çalışmalarda görülen artış, telsiz ağlarda önemli gelişmeleri beraberinde getirmiştir. Telsiz kanallardan iletişim; girişim, çok yollu sönümleme (multipath fading), yol kaybı ve gölgeleme gibi birçok etkiler altında gerçekleşmektedir. Bu tür sistemlerde özellikle çok yollu sönümlemenin etkisi, istenilen kalitede iletişimin sağlanmasını zorlaştırmaktadır. Bu konuda yapılan çalışmalarda, kanalda görülen olumsuz etkileri en aza indirebilmek amacıyla haberleşme sisteminde çeşitlemeyi, yani iletilen işaretin bağımsız sönümlemelerden etkilenen birden fazla kopyasının alıcıya ulaştırılmasını öne çıkaran çözümler üretilmiştir. Bunlar arasında, anten çeşitlemesi (antenna diversity) son yıllarda en çok ilgi gören çeşitleme yöntemi olmuştur. Anten çeşitlemesi, alıcı ve vericide uygulanmasına göre, sırasıyla alıcı ve verici anten çeşitlemesi olarak ikiye ayrılmaktadır. Alıcı ve vericide birden fazla anten içeren sistemler çok girişli çok çıkışlı (Multiple input multiple output, MIMO) sistemler olarak adlandırılmaktadır.

Literatürde, Telatar (Telatar, 1999) ve ayrıca Foschini vd. (Foschini, 1998) göstermişlerdir ki, MIMO kanallara ilişkin kanal sığası anten sayısı arttıkça artmaktadır. Bu, hata başarımının yanında sistemin iletim hızının (veya band verimliliğinin) artması anlamına da gelir. MIMO sistemler için kanal kodlama ile anten çeşitlemesini birleştiren uzay-zaman kodlama (space-time coding) tekniği, ilk olarak Tarokh vd. (Tarokh, 1998) ve Alamouti (Alamouti, 1998) tarafından

önerilmiştir. (Tarokh, 1998)’de, frekans seçici olmayan (düz) (frequency nonselective (flat)) duruğumsu (quasi-static) ve hızlı sönmülemeli kanallar için kod tasarım ölçütleri geliştirilmiş ve bu ölçütlere dayalı tam çeşitleme kazancı ve kodlama kazancı sağlayan uzay-zaman kafes kodlar (space-time trellis codes, STTC) tasarlanmıştır. Ardından, yeni tasarım ölçütleri ve daha iyi hata başarımı sağlayan çeşitli uzay-zaman kafes kodları önerilmiştir (Baro, 2000; Chen, 2001; Firmanto, 2001; Yuan, 2003). Alamouti ise, kodlama kazancı sağlamamasına karşın tam çeşitleme kazancı sağlayan, dayandığı dik yapı nedeniyle işaretlerin birbirlerinden bağımsız olarak çözülmesine olanak tanıyan iki verici antenli bir çeşitleme sistemi önermiştir. Alamouti’nin yöntemi daha sonra “uzay-zaman blok kodları (space-time block codes, STBC)” adı altında genelleştirilmiştir (Tarokh, 1999). Genel olarak uzay-zaman kafes kodları daha iyi hata başarımı, uzay-zaman blok kodları ise daha basit verici ve alıcı yapısı sağlamaktadır. Uzay-zaman kafes kodlarının tasarımı, ilk önerildiği şekliyle doğrudan kafes koda dayalı olarak yapılabildiği gibi (Tarokh, 1998; Yuan, 2003), cebirsel yöntemlerle de (El Gamal, 2002, 2003a; Hammons, 2000) yapılabilmektedir. Jafarkhani vd. (Jafarkhani, 2003), uzay-zaman kafes kodlarının, Alamouti’nin dik yapısından farklı ancak yine dik değişik yapılar ile bir arada kullanılmasını önererek, üstün-dik uzay-zaman kafes kodlarını (super-orthogonal space-time trellis codes) tasarlamışlar ve böylece tam çeşitlemenin yanında klasik kodlara göre önemli oranda kodlama kazancı elde etmişlerdir. Bu yöntem bağımsız olarak Siwamogsatham vd. (Siwamogsatham, 2002) tarafından da önerilmiştir. Literatürdeki uzay-zaman kodlamasına ilişkin analizler çoğunlukla Rayleigh sönmülemeli kanallar için yapılmasına karşın, farklı kanal türlerini ele alan çalışmalar da bulunmaktadır (Dharmawansa, 2005; Gong, 2001; Mesleh, 2010; Palat, 2008; Robokis, 2008, 2010; Song, 2008; Uysal, 2004a,b).

Verici anten çeşitlemesi yöntemleri özellikle hücresel sistemlerin baz istasyonları için uygun olmasına karşın, boyut, maliyet ve donanım karmaşıklığı açısından gezgin birimler için çok uygun değildir. Bu probleme bir çözüm olarak “işbirlikli çeşitleme (cooperative diversity)” tekniği önerilmiştir (Laneman, 2001; Sendonaris, 1998). İşbirlikli çeşitlemenin veya diğer adıyla kullanıcı işbirliği çeşitlemesinin (user cooperation diversity) temelleri E. van der Meulen (Meulen, 1971) ve Cover ve El Gamal’ın (Cover, 1979) tek röleli kanal (relay channel) üzerine çalışmalarına kadar uzanmaktadır. İşbirlikli çeşitlemede kaynak kullanıcısı, bilgisini doğrudan ve bir veya

birden fazla yardımcı birim (röle) üzerinden hedef alıcıya göndererek verici çeşitlemesi sağlamaktadır. İşbirlikli çeşitleme, ayrıca gerekli iletim gücünü azaltarak daha uzun batarya süresi ve sınırlı girişim sistemi oluşturarak kapasite artışı sağlamaktadır.

Kodlamasız röleli ve işbirlikli sistemlerle ilgili bir çok çalışma literatürde verilmektedir. Bunlardan bazıları (Anghel, 2004; Kramer, 2005; Laneman, 2000, 2001, 2004; Mheidat, 2006; Shin, 2008; Zhao, 2005, 2008)'dir. (Anghel, 2004; Mheidat, 2006)'da, rölenin kaynaktan aldığı işareti kuvvetlendirip hedefe aktardığı, kuvvetlendir ve aktar (amplify and forward, AF) yöntemi kullanılmaktadır. (Kramer, 2005)'te ise, rölenin kaynaktan aldığı işareti çözüp tekrar kodlayıp hedefe aktardığı, çöz ve aktar (decode and forward, DF) yöntemi kullanılmaktadır. AF ve DF aktarma yöntemlerinin her ikisinin de kullanıldığı çalışmalar (Laneman, 2000, 2001, 2004; Zhao, 2005, 2008)'de verilmektedir.

Literatürde kodlamalı röleli ve işbirlikli sistemlere ilişkin çeşitli çalışmalar da yapılmış ve değişik kodlar tasarlanmıştır. Bu konuda yapılan çalışmalar arasında (Hunter, 2006; Laneman, 2001; Liu, 2003; Nabar, 2004; Stefanov, 2004; Zhao, 2003) ile (Li, 2006b) öne çıkmaktadır. Bu çalışmalarda güç verimliliğini artıran kodlar tasarlanırken, iletim bandının çok verimli olarak kullanılmadığı görülmektedir. (Li, 2007)'de ise, yüksek hızlı kodlamalı işbirlikli kodlar tasarlanmıştır.

(Stefanov, 2004)'te önerilen çalışmada yazarlar, sistemdeki tüm kanallar ayrı ayrı duruğumsu olsa bile, hedef alıcı tarafından görülen kanalın blok sönmülemeli olduğu gerçeğinden hareketle kullanıcılarda blok sönmülemeli kanallar için tasarlanmış kodların (Knopp, 2000) kullanılabileceğini belirtmişlerdir. Ancak daha iyi bir yaklaşım olarak, kullanıcılar arası duruğumsu kanalı ve işbirliği olmadığı durumda karşılaşılan duruğumsu kanalı da düşünerek yeni kod tasarım ölçütü geliştirmişler ve bu ölçüte göre klasik katlamalı kodları kullanarak tasarladıkları uzay-zaman kodları ile, kullanıcılar arası kanal kötü olsa bile önemli miktarda çeşitleme ve kodlama kazancı elde edilebileceğini göstermişlerdir.

Gerek (Hunter, 2002a) ve gerekse (Stefanov, 2004)'te önerilen yöntemler, kullanıcıların birden fazla antene sahip olabildiği durum için kolayca genelleştirilebilir. Bu teknik "işbirlikli uzay-zaman kodlaması" olarak adlandırılır. Bu tür bir çalışma

(Stefanov, 2005)’te önerilmiştir. Burada da, yukarıdakine benzer şekilde, blok sönümlemeli kanallar için tasarlanmış kodların (El Gamal, 2003a) kullanılabileceği belirtilmiş, ancak daha iyi bir yaklaşımın dizili (overlay) kodların (El Gamal, 2003b) kullanılması olduğu bildirilmiştir. Buna dayalı olarak kod tasarım ölçütleri verilmiş ve işbirlikli çeşitleme için klasik katlamalı kodlar kullanarak tasarlanan uzay-zaman kodları ile, kullanıcılar arası kanal kötü olsa bile önemli miktarda çeşitleme ve kodlama kazancı elde edilebileceği gösterilmiştir.

İşbirlikli uzay-zaman kodlaması, kullanıcıların birden fazla antene sahip olmasına gerek kalmadan, röle görevi yapan kullanıcıların antenleri bir uzay-zaman koduna ilişkin “dağıtılmış (distributed)” antenler gibi düşünülerek de gerçekleştirilebilir (Anghel, 2002, 2006; Laneman, 2003). Bu teknik, “işbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kodlaması” olarak adlandırılır ve uzay-zaman blok kodlarına veya uzay-zaman kafes kodlarına uygulanabilir. İşbirlikli dağıtılmış uzay-zaman blok kodlamasında, blok kodun iletim matrisindeki sütunların her biri farklı bir kullanıcı tarafından iletilir (Anghel, 2006; Laneman, 2003; Yiu, 2006). İşbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlamasında ise, klasik uzay-zaman kafes kodlamasındaki tek kullanıcının farklı antenlerinden iletilecek işaretleri, farklı kullanıcıların tek antenlerinden iletilir ve böylece çeşitleme kazancı sağlanır (Canpolat, 2007; Demiroglu, 2010; Kamuang, 2010; Maw, 2008; Nabar, 2004; Uysal, 2005b; Yiu, 2007; Yuan, 2009).

Literatürde, kodlamasız veya kodlamalı röleli/işbirlikli sistemler üzerine yapılan incelemelerin büyük çoğunluğunda haberleşen birimlerin arasındaki kanalların klasik Rayleigh, Nakagami veya Rician dağılımlı olduğu varsayılmaktadır (Fareed, 2008; Mheidat, 2006; Nabar, 2004; Zhao, 2008). (Nabar, 2004)’te dağıtılmış uzay-zaman kodlarının AF yöntemiyle çalışması durumunda tek röleli ve Rayleigh/Rician sönümlemeli sistemler için hata başarımları analizi verilmiş ve klasik uzay-zaman kodları için duruğumsu Rayleigh kanallarda geçerli olan rank ve determinant ölçütünün ilgili çalışmada tanımlanan Protokol III için uygun güç kontrolü altında yine geçerli olduğu gösterilmiştir. (Fareed, 2008)’de, AF yöntemini kullanan tek röleli ve işbirlikli bir sistemde, Protokol I, II ve III için çiftsel hata olasılığı (pairwise error probability, PEP) üzerinden bit hata olasılığı üst sınırının minimum yapılmasına dayalı olarak, optimum güç paylaşımı problemi ele alınmıştır. Canpolat vd. (Canpolat, 2004), röleli sistemde

klasik uzay-zaman kodlar yerine üstün-dik uzay-zaman kafes kodlar (Jafarkhani, 2003) kullanarak daha iyi hata başarımının sağlanabileceğini göstermişlerdir. Ayrıca (Canpolat, 2005, 2007)'de, (Nabar, 2004)'te ele alınan sistem, röle sayısının çok arttığı durum için analiz edilmiş ve bu durumda rank ve determinant ölçütünün artık geçerli olmadığı, belli iletişim protokolleri için Öklid türü bir ölçütün kullanılması gerektiği gösterilmiştir. Bu ölçüte dayalı olarak dağıtılmış yeni uzay-zaman kafes kodları tasarlanmıştır. Daha sonra Hong vd. (Hong, 2008), (Canpolat, 2007)'de önerilen Öklid türü kod tasarım ölçütünü geliştirerek yeni bir tasarım ölçütü önermişler ve bu tasarım ölçütünü kullanarak dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlar tasarlamışlardır. Ayrıca, literatürde DF tabanlı dağıtılmış uzay-zaman kod tasarımı ile ilgili çalışmalar da bulunmaktadır (Chu, 2008; Seddik, 2008; Yuan, 2009; Zhang, 2008).

İşbirlikli çeşitlemenin sağladığı hata başarımı, paralel sıralı (turbo) kodlama yöntemi kullanılarak daha da artırılabilir. Bilindiği üzere turbo kodlar (Benedetto, 1996; Berrou, 1996) aralarında bir serpiştirici (interleaver) olmak üzere, klasik kodların paralel olarak sıralanması ile oluşturulmakta ve bilgi, alıcı kısımda geri beslemeli bir yapı ile iteratif olarak çözülür. Bu yolla hata başarımı, kanal sığası tarafından belirlenen sınıra çok yaklaşabilmektedir. Yine aralarında bir serpiştirici olmak kaydıyla, kodlar ardarda sıralanırsa, seri sıralı kodlama elde edilir ve bu yapı da iteratif olarak çözülebilir (Benedetto, 1998). Literatürde paralel ve seri sıralı kodların bir arada kullanıldığı karma sıralı yapılar da bulunmaktadır (Divsalar, 1997). İteratif kod çözme durumunda oldukça karmaşık olan hata başarım analizi ve kod tasarımı, EXIT (extrinsic information transfer) diyagramları (Brink, 1999; Divsalar, 2001) yardımıyla göreceli olarak kolaylaştırılabilir. Hata başarımını daha da artırmak amacıyla sıralı kodlama ve iteratif kod çözme tekniği uzay-zaman kodlamasına uygulanmaktadır. Bu konuda zengin bir literatür vardır (Boutillon, 2007; Firmanto, 2002; Gulati, 2003; Gui, 2010; Lin, 2000; Su, 2001; Tujkovic, 2000).

Turbo kodlamanın işbirlikli çeşitlemeye uygulanması konusunda literatürde çeşitli çalışmalar bulunmaktadır. Turbo kodların doğasında birden fazla kod olduğu için, bu kodlar (ve serpiştirici) farklı kullanıcılarda çalıştırılırsa, alıcı tarafından görülen tüm kod dağıtılmış bir turbo kod olur. Bu mantığa dayalı ilk çalışma Zhao vd. (Zhao, 2003) tarafından önerilmiştir. Benzer bir çalışma (Janani, 2004)'te de verilmektedir.

Ayrıca, Zhang vd. (Zhang, 2005, 2007) tarafından tam ve yarı duplex turbo kodlamalı işbirlikli çeşitleme sistemleri incelenmiştir. (Li, 2006a)'da, rölenin iletilen bilgiyi çözmeden “yumuşak” bilgi aktarımı yaptığı bir çalışma bildirilmiştir. (Li, 2008)'de karma AF ve DF aktarma yöntemi ve iteratif kodçözme kullanan dağıtılmış turbo kodlamalı bir yapı incelenmiştir. Simetrik olmayan iki yönlü (two-way) röleli haberleşmede turbo kodları kullanan yarı duplex bir yapı, (Hou, 2008)'de verilmiştir. Daha sonra turbo kodları kullanarak rölelerde hata yayılımı etkisini azaltan bir teknik Al-Habian vd. (Al-Habian, 2008) tarafından önerilmiştir. (Khuong, 2009)'da bir diğer işbirlikli turbo kod yapısı önerilmiştir. İşbirlikli çeşitlemenin seri sıralı olarak gerçekleştirilmesi konusundaki bir çalışma (Cao, 2005)'te ve kısmen (Zhao, 2003)'te verilmiştir.

Deneyisel ve teorik çalışmalar, klasik Rayleigh ve Nakagami gibi dağılımların hücresel radyo sistemleri için oldukça uygun bir kanal modeli olduğunu ispatlamaktadır. Bununla beraber literatürde, birimlerin hepsinin veya bir kısmının hareketli olduğu durumlar için bu dağılımların yeterli istatistiksel modellemeyi sağlamadığını gösteren çalışmalar da bulunmaktadır (Akki, 1986; Kovacs, 2002). Gerçekten de bu durumda gezgin birimler etrafındaki birbirlerinden bağımsız saçıcı grupların kanal kazançlarının çarpılmasıyla oluşan yeni bir “çarpımsal kanal” modelinin geçerli olduğu deneyisel çalışmalarla gösterilmiştir (Andersen, 2002a,b). Bu tür kanallar “kaskat sönümlemeli kanallar” olarak da adlandırılmaktadır. Özellikle iki bağımsız saçıcı grubun olduğu durumun, yani çift sönümlemeli kanal modelinin (çift Rayleigh, çift Nakagami vs.) verici ve alıcının her ikisinin de hareketli olduğu senaryo için oldukça uygun olduğu bildirilmiştir (Erceg, 1997). Dolayısıyla kaskat kanal modeli, son yıllarda çok popüler olan ve yakın gelecekte günlük hayatta oldukça önemli bir yer tutacak olan akıllı ulaşım sistemlerinde (intelligent transportation system, ITS) hareket halinde araçtan araca (vehicle-to-vehicle, V2V) telsiz haberleşme üzerine yapılan araştırmalar için de kullanışlı bir model olmaktadır (Patzold, 2008; Salo, 2006).

Kaskat sönümlemeli kanallar ile ilgili ilk çalışmalar arasında (Uysal, 2005a, 2006) makaleleri verilebilir. Bu çalışmalarda kodlamasız veya klasik uzay-zaman kodlamalı durumda çift Rayleigh sönümleme altında sistemin sağladığı hata başarımı ve çeşitleme derecesi araştırılmıştır. Literatürde, gezgin birimler arası kanalın çift

Rayleigh dağılımlı varsayıldığı diğer bazı çalışmalar da (Li, 2010a,b,c) olarak verilebilir. İlgili makalelerde, optimum güç paylaşımı problemi araştırılarak ergodik kapasite maksimum yapılmaya çalışılmış ve servis kesilme (outage) olasılığı hesabı yapılmıştır. Genelleştirilmiş düşük yoğunluklu (generalized low-density) kodların DF aktarma yöntemini kullanan çok röleli işbirlikli bir sistemde sağladığı hata başarımı (Han, 2010)'da verilmektedir. Burada da gezgin birimler arası kanal çift Rayleigh varsayılmıştır. Kaskat Rayleigh sönümlemesinin bir genelleştirmesi, (Karagiannidis, 2005, 2007)'de kaskat Nakagami dağılımı ile yapılmıştır. AF aktarma yöntemini kullanan iki atlamalı (two hop) bir röleli işbirlikli sistemdeki kanal yapısının çift Nakagami dağılımlı varsayıldığı bir sistem (Rafiq, 2010)'da verilmektedir. (Sagias, 2007)'de kanal modeli daha da genelleştirilerek kaskat Weibull sönümlemesi ele alınmıştır. (Hajri, 2009)'da iki atlamalı AF yöntemini kullanan röleli sistem modelinde gezgin birimler arası kanal çift Hoyt dağılımlı varsayılmıştır. Çift Rician sönümlemeli kanal modelini kullanan iki atlamalı çok röleli sistem ile ilgili bir çalışma (Talha, 2010)'da verilmektedir. Bazı çalışmalarda, anahtar deliği (key-hole) kanal yapıları kaskat kanal olarak yer almaktadır (Chizhik, 2000, 2002; Salo, 2006; Yilmaz, 2009). Gölgelemeli kanal durumunda, Kaskat genelleştirilmiş-K dağılımı ile ilgili bir çalışma Peppas vd. (Peppas, 2010) tarafından verilmiştir.

Kaskat sönümlemeli kanallar için literatürde çözülmemiş problemlerin çokluğu ve konunun giderek daha popüler olması nedeniyle, bu doktora tezinde ele alınan röleli sisteme ilişkin araştırmalarda kaskat kanal modeli kullanılmıştır. Bildiğimiz kadarıyla, röleli veya işbirlikli sistemlerde kaskat kanal modelinin kullanılması, literatürde ilk kez bu tez kapsamında yapılan çalışmalarla gerçekleşmiş olmaktadır.

1.3 Tez İle Getirilen Yenilikler ve İzlenen Yol

Bu tezde, literatürde ilk kez kaskat Rayleigh ve kaskat Nakagami sönümlemeli kanal modelleri röleli/işbirlikli haberleşmeye uygulanmış ve bu kanal modellerini kullanan röleli sistemler için hata başarımı ve optimum güç paylaşımı analizleri yapılmıştır. Kaskat Rayleigh kanallar için yeni bir dağıtılmış uzay-zaman kod tasarım ölçütü bulunmuş ve bu ölçüte dayalı olarak uzay-zaman kafes kod tasarımları gerçekleştirilmiştir. Yeni kodların referans alınan kodlara göre kaskat sönümlemeli kanallarda daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir. Bu kodları bileşen kod

olarak kullanan turbo kodların hata başarımları yine kaskat sönümlemeli kanallarda incelenmiş ve üstünlükleri ortaya konulmuştur.

Tezin ikinci bölümünde, telsiz iletişim kanalları ve sönümleme modelleri tanıtılmaktadır. Bölüm 3'te ise çeşitleme yöntemleri ve işbirlikli çeşitleme hakkında temel bilgiler verilmektedir.

Bölüm 4'te, kodlamasız, AF yöntemini kullanan tek röleli işbirlikli bir sistem ele alınmıştır. Burada, (Nabar, 2004)'te tanımlanan Protokol II'yi ve AF yöntemini kullanan, kaskat Rayleigh ve kaskat Nakagami sönümlemeli kanallara sahip tek röleli işbirlikli sistem için PEP üst sınır ifadeleri elde edilerek hata başarımları analizi yapılmıştır. Bunun yanında, sistemin bit hata olasılığı üst sınırının minimum yapılmasına dayalı, optimum güç paylaşımı problemi incelenmiştir. Ayrıca, kaskat Nakagami sönümlemesi durumu için moment üretme fonksiyonuna dayalı tam simge hata olasılığı ifadeleri elde edilmiştir.

Bölüm 5'te, dağıtılmış uzay-zaman kodlamalı (Distributed space-time coding, DSTC), AF yöntemini kullanan tek röleli ve işbirlikli bir sistem ele alınmıştır. Burada, (Nabar, 2004)'te tanımlanan Protokol I'i ve AF yöntemini kullanan, kaskat sönümlemeli kanallara sahip tek röleli sistem için dağıtılmış uzay-zaman kod tasarımları ve hata başarımları analizleri yapılmıştır. Ele alınan sistemin PEP üst sınırları, kaskat Nakagami sönümlemeli kanallar için çıkartılmıştır. Bu üst sınırdan yararlanarak çift Rayleigh sönümlemeli kanallar için yeni bir kod tasarım ölçütü geliştirilmiş ve bu ölçüte dayalı olarak dağıtılmış yapıda yeni uzay-zaman kodları tasarlanmıştır. Bulunan yeni kodların hata başarımları, literatürde verilen klasik ve dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlarının çift Rayleigh kanalda sağladığı başarımlar ile karşılaştırılmış ve yeni kodların üstünlükleri ortaya konulmuştur.

Bölüm 6'da, dağıtılmış yapıdaki turbo kodların kaskat kanallardaki hata başarımları incelenmektedir. Burada, iki farklı dağıtılmış uzay-zaman turbo kod yapısı düşünülmüştür. İlk olarak, DF aktarma yöntemini kullanan tek röleli turbo kodlamalı sistem, ikinci olarak AF ve DF aktarma yöntemlerini birlikte kullanan ve iki farklı röle içeren turbo kodlamalı sistem ele alınmıştır. Özel olarak çift Rayleigh kanal durumu ele alınmış ve yeni tasarlanan uzay-zaman kodların geribeslemeli biçimleri turbo

kodda bileşen kod olarak kullanılarak, alıcıda eşit kazanç birleştirmesi (equal gain combining, EGC) veya en büyük oran birleştirmesi (maximum ratio combining, MRC) yöntemleri ile elde edilen işaretleri giriş işareti olarak kullanan iteratif kodçözücü ile bu kanalda da hata başarımında önemli iyileştirmeler yapılabileceği gösterilmiştir.

Bu tez çalışmasında elde edilen sonuçlar SCI'ya giren uluslararası dergilerde yayınlanmış (İlhan, 2009a, 2010b, 2011a) ve ayrıca ulusal ve uluslararası konferanslarda sunulmuştur (İlhan, 2008a,b,c, 2009b, 2010a, 2011b). Sözkonusu yayınların listesi aşağıda verilmektedir:

- **Dergi Yayınları**

İlhan H., Uysal M., Altunbaş İ., 2009a. Cooperative diversity for inter-vehicular communication: Performance analysis and optimization, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, pp.3301-3310.

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2010b. Novel distributed space-time trellis codes for relay systems over cascaded Rayleigh fading, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 14, pp. 1140-1142.

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2011a. MGF-based performance evaluation of amplify-and-forward relaying in N*Nakagami-m fading channels, *IET Commun.*, vol. 5, pp. 253-263.

- **Konferans Yayınları**

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2008a. Optimized amplify-and-forward relaying for vehicular ad-hoc networks, *Proc. IEEE VTC-Fall*, Calgary, Alberta, Canada.

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2008b. Cooperative diversity for relay-ssisted inter-vehicular communication, *Proc. IEEE VTC-Spring*, Singapore.

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2008c. Performance analysis and optimization of relay-assisted vehicle-to-vehicle (V2V) cooperative communication (in Turkish) *Proc. IEEE SİU*, Aydın.

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2009b. Performance analysis of relay systems under cascaded Nakagami channels (in Turkish), *Proc. IEEE SİU*, Antalya.

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2010a. Design of distributed space-time space-time trellis code for relay systems over cascaded Nakagami channels (in Turkish), *Proc. IEEE SİU*, Diyarbakır.

İlhan H., Altunbaş İ., 2011b. Error performance of distributed turbo coded cooperative systems over cascaded fading channels (in Turkish), *Proc. IEEE SİU*, Antalya.

2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI VE SÖNÜMLEME MODELLERİ

Telsiz iletişim kanallarında, verici tarafından iletilen işaret alıcıya çeşitli yolları izleyerek ulaşır. İletilen dalga, çevrede bulunan binalardan ve araziden yansıyabilir, kırınımına uğrayabilir veya saçılabilir. Sonuçta alıcı antenine ulaşan işaret, bu çok sayıda yoldan gelmiş işaretlerin toplamından oluşan bir işarettir. Bazı durumlarda, direkt görüş yolu (line of sight, LoS) olarak da adlandırılan, alıcının vericiyi doğrudan görebildiği bir yol bulunabilir. Alıcıya ulaşan çok-yollu işaretin bileşenleri değişik gecikmelere ve genlik değerlerine sahiptirler. Bu nedenle toplam işaret, genlik ve faz bileşenleri açısından oldukça büyük ve hızlı değişimlere sahip olabilir. Alınan işaretle önemli bir bozulmaya yol açabilen bu olay, sönmüleme (fading) olarak adlandırılır. Çok-yollu iletim, sayısal işaretler için simgelerarası girişime de neden olup iletişim kalitesini düşürmektedir. Hareketli telsiz haberleşme sistemleri için ortaya çıkan diğer bir etki de Doppler yayılmasıdır. Tüm bu bozucu etkiler, hata başarımını toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanaldakine göre oldukça azaltır.

2.1 Toplamsal Beyaz Gauss Gürültülü Kanal

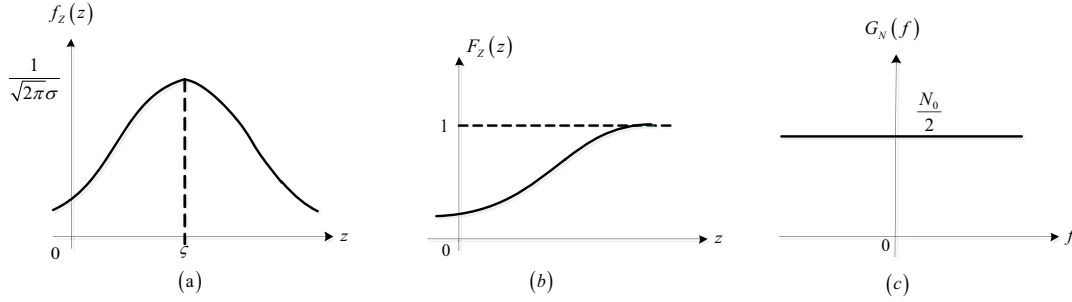
Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise, AWGN), haberleşme sistemlerinde en sık karşılaşılan bozucu etkidir. Burada, bozulmadaki temel etken alıcıdaki ısı gürültüsüdür. ζ beklenen değer, σ^2 varyans olmak üzere Gauss gürültüsünün genliği,

$$f_Z(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(z-\zeta)^2}{2\sigma^2}\right), \quad -\infty < z < \infty \quad (2.1)$$

Gauss olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, pdf) ile modellenir (Proakis, 1994). Z 'nin birikimsel dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function, cdf),

$$F_Z(z) = \int_{-\infty}^z f_Z(z) dz = 1 - Q\left(\frac{z-\zeta}{\sigma}\right) \quad (2.2)$$

şeklindedir (Proakis, 1994). Burada $Q(z) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_z^{\infty} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$ olarak tanımlanmaktadır (Simon, 2005). Şekil 2.1’de Gauss dağılımının pdf ve cdf eğrileri ve ayrıca AWGN güç spektral yoğunluğu ($G_N(f)$) verilmektedir.



Şekil 2.1: a) Gauss dağılımının pdf’i. b) Gauss dağılımının cdf’i. c) AWGN güç spektral fonksiyonu .

Şekil 2.1’de görüldüğü gibi Gauss pdf’i ortalamaya yakın değerler için yükselirken ortalamadan uzaklaştıkça azalır. Güç spektrumunun bütün frekanslar için sabit $\left(\frac{N_0}{2}\right)$ olmasından da anlaşılabileceği gibi AWGN kanal ideal bir kanal modelidir.

2.2 Sönümlmeli Kanal Karakteristikleri

AWGN kanal modeli, iletim karakteristiği zamanla değişen kanallarda, işaret iletimini karakterize etmek için uygun değildir. Zamanla değişen kanal davranışını göstermek için daha genel modeller kullanılır (Proakis, 1994). Bu tür kanallardan sayısal iletim, işaretin gücünü negatif yönde etkileyen en önemli bozucu etkenlerden biri olan sönümleme etkisinin hesaba katıldığı bir kanal modeline gereksinim duymaktadır (Sklar, 1997).

2.2.1 Kanal parametreleri

Sönümlmeli bir çok-yollu kanal, gecikme yayılımı, uyumluluk band genişliği, Doppler yayılması ve uyumluluk süresi gibi parametreler yardımıyla sınıflandırılabilir (Jafarkhani, 2005; Proakis, 1994; Sklar, 1997).

Gecikme yayılımı

Çok-yollu kanal üzerinden alıcıya ulaşan işaretin gücü belli bir zaman aralığına yayılır. Çok-yollu kanalın I tane yoldan oluştuğunu varsayalım ve i . yola ilişkin gücü ve

gecikmeyi sırasıyla, p_i ve τ_i ile gösterelim. Bu durumda ağırlaştırılmış ortalama gecikme,

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^I p_i \tau_i}{\sum_{i=1}^I p_i} \quad (2.3)$$

olarak ifade edilir. (2.3) nolu denklemden yararlanarak gecikme yayılımı şöyle ifade edilebilir:

$$\sigma_{\tau} = \sqrt{\bar{\tau}^2 - \bar{\tau}^2}. \quad (2.4)$$

Burada $\bar{\tau}^2$ ifadesi,

$$\bar{\tau}^2 = \frac{\sum_{i=1}^I p_i \tau_i^2}{\sum_{i=1}^I p_i} \quad (2.5)$$

şeklindedir.

Uyumluluk bandgenişliği

Uyumluluk bandgenişliği B_c , tüm işaretlerin neredeyse aynı kazanç ve doğrusal fazla geçebildikleri (düzgün) bandın genişliğine denmektedir. Bu band içerisindeki işaretlerin genlik değerleri oldukça güçlü bir ilişkiye sahiptir. Öte yandan, frekansları arasındaki fark uyumluluk bandgenişliği B_c 'den büyük olan iki işaret kanaldan geçerken oldukça değişik etkilenirler. Uyumluluk bandgenişliği yaklaşık olarak aşağıdaki gibi ifade edilir (Biglieri, 2002; Jafarkhani, 2005):

$$B_c \approx \frac{1}{5\sigma_{\tau}}. \quad (2.6)$$

Doppler yayılması

Doppler yayılması B_D , hareketli (gezgin) birimin veya kanaldaki cisimlerin hareketiyle meydana gelen spektral genişlemenin ölçüsüdür. Alınan işaretin toplam bandgenişliği, temelband işaretin bandgenişliği ve Doppler kayması miktarı ile belirlenir.

Uyumluluk süresi

Uyumluluk bandgenişliğinin tanımına benzer şekilde, uyumluluk süresi T_c , kabaca işarettaki bozulmanın fark edilebileceği en küçük zaman aralığına denir. Zarfları arasında belli bir ilişki katsayısına sahip aynı frekanslı iki işaret arasındaki zaman farkını gösterir. Uyumluluk süresi kabaca,

$$T_c \approx \frac{9}{16\pi B_D} \quad (2.7)$$

olarak ifade edilebilir (Biglieri, 2002; Jafarkhani, 2005; Proakis, 1994).

2.2.2 Kanalların Sınıflandırılması

Frekans seçici olmayan sönümleme

Eğer bir telsiz kanal, işaret bandgenişliğinden daha geniş bir band üzerinde sabit kazanç ve doğrusal faza sahipse meydana gelecek sönümlemeye frekans seçici olmayan (frequency nonselective) sönümleme denir. Bu sönümleme düz (flat) sönümleme olarak da adlandırılmaktadır. Frekans seçici olmayan sönümlemede çok-yollu iletimin özellikleri öyledir ki iletilen işaretin spektral özellikleri alıcıda aynen korunur. Kanal parametreleri cinsinden ele alındığında frekans seçici olmayan sönümlemeli kanal,

$$B_c \gg B_s \quad (2.8)$$

veya eşdeğer olarak,

$$\sigma_\tau \ll T_s \quad (2.9)$$

koşullarını sağlayan kanaldır (Proakis, 1994). Burada B_s ve T_s sırasıyla, işaret bandgenişliğini ve simge süresini göstermektedir.

Frekans seçici sönümleme

Kanalın sabit kazanç ve doğrusal faza sahip olduğu bandgenişliği işaretin bandgenişliğinden daha küçükse iletilen işaret frekans seçici (frequency selective) sönümlemeden etkilenir. Bu özelliğe sahip olan çok-yollu yapıda, alınan işaret iletilen işaretin değişik gecikmelerle alıcıya ulaşmış, zayıflamış kopyalarından oluşur. İletilen işaretin zaman bölgesinde dağılmasından dolayı alınan işarete simgelerarası girişim (intersymbol interference, ISI) meydana gelir. Frekans bölgesi incelendiğinde ise bu olay bazı frekans bileşenlerinin kazancının diğerlerine göre daha kuvvetli (veya zayıf) olmasına karşılık düşer. Kanal parametreleri göz önüne alındığında frekans seçici kanal,

$$B_c < B_s \quad (2.10)$$

veya eşdeğer olarak,

$$\sigma_\tau > T_s \quad (2.11)$$

koşullarını sağlayan kanaldır (Biglieri, 2002; Proakis, 1994). Buna göre, kanal uyumluluk bandgenişliği işaret bandgenişliğinden küçükse veya eşdeğer olarak, gecikme yayılımı simge süresinden büyükse frekans seçici sönmleme meydana gelir.

Hızlı sönmleme

Kanalın uyumluluk süresi simge süresinden küçük olduğunda veya eşdeğer olarak, Doppler yayılması miktarı işaret bandgenişliğinden büyük olduğunda meydana gelen sönmlemeye hızlı sönmleme denir. Bu durum,

$$T_s > T_c \quad (2.12)$$

veya eşdeğer olarak,

$$B_s < B_D \quad (2.13)$$

eşitsizlikleriyle verilebilir (Proakis, 1994).

Yavaş sönmleme

Kanalın uyumluluk süresi simge süresinden çok uzun veya eşdeğer olarak, Doppler yayılması işaret bandgenişliğinden çok küçük olduğu zaman meydana gelen sönmlemeye yavaş sönmleme denir. Buna göre, kanalın yavaş sönmlemeye sahip olması için,

$$T_s \ll T_c \quad (2.14)$$

veya eşdeğer olarak,

$$B_s \gg B_D \quad (2.15)$$

özelliklerine sahip olması gerekir.

2.3 Rayleigh sönmlemeli kanal

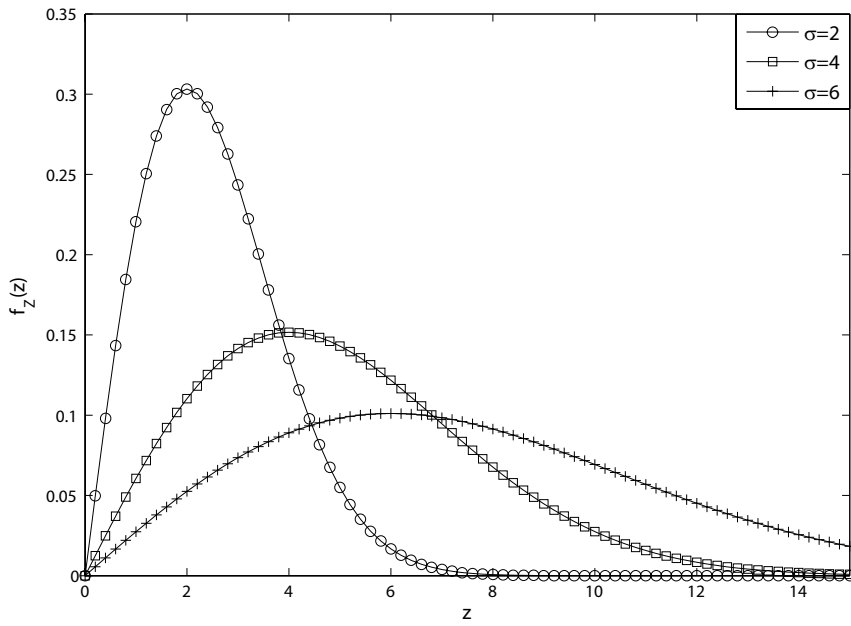
Verici ile alıcı arasında direkt görüşün (LoS) olmadığı ve alınan işaretin sadece çevreden yansıyan çok-yollu bileşenlerden oluştuğu durumlarda alınan işaretin zarfı (Z) Rayleigh dağılımlı olmaktadır. Bu çeşit kanala Rayleigh sönmlemeli kanal denir. Rayleigh olasılık yoğunluk fonksiyonu (pdf),

$$f_Z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right), \quad z \geq 0 \quad (2.16)$$

olarak verilmektedir. Burada σ^2 , Rayleigh değişkenini oluşturan dik Gauss bileşenlerinin varyansıdır. Bu dağılıma ilişkin beklenen değer $m_Z = E[Z] = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma$, ortalama güç $\Omega = E[Z^2] = 2\sigma^2$ ve varyans $\sigma_Z^2 = (2 - \frac{\pi}{2})\sigma^2$ biçimindedir. Çeşitli σ değerleri için pdf, Şekil 2.2’de gösterilmektedir. Rayleigh dağılımının cdf’i ise,

$$F_Z(z) = \int_{-\infty}^z f_Z(u) du = \int_0^z \frac{u}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{u^2}{2\sigma^2}\right) du = 1 - \exp\left(-\frac{z^2}{2\sigma^2}\right), \quad z \geq 0 \quad (2.17)$$

şeklindedir.



Şekil 2.2: Rayleigh dağılımının pdf’i.

2.4 Rician sönümlmeli kanal

Verici ile alıcı arasında LoS bileşeninin bulunduğu ve çok-yollu bileşenlerin de alıcıya ulaştığı durumda alınan işaretin zarfı Rician dağılımlı olmakta ve kanala Rician sönümlmeli kanal denmektedir (Proakis, 1994). Rician dağılımının pdf’i;

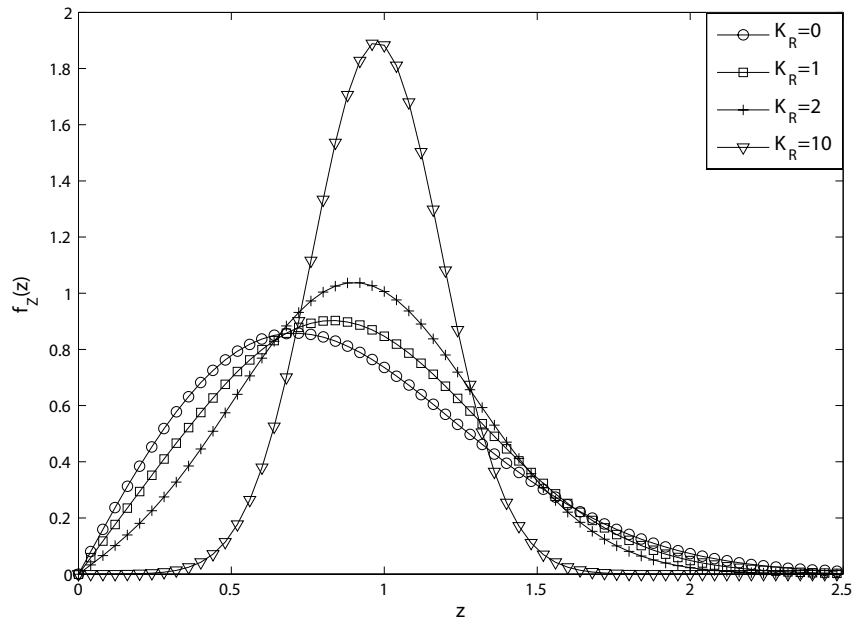
$$f_Z(z) = \frac{z}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{z^2 + s^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{zs}{\sigma^2}\right), \quad z \geq 0 \quad (2.18)$$

olarak verilmektedir. Burada, $I_0(\cdot)$ birinci türden sıfırıncı dereceden değiştirilmiş Bessel fonksiyonu, s alınan işaretin sabit yayılım yolundan gelen zarf bileşenini göstermektedir. $P_d = s^2$ vericiden alıcıya doğrudan ulaşan işaretin gücü ve $P_y = 2\sigma^2$

vericiden alıcıya yansiyarak ulaşan işaretin gücü olmak üzere, Rician parametresi $K_R = P_d/P_y$ olarak tanımlanmaktadır. Bu durumda K_R 'ye bağlı Rician dağılımının pdf'i,

$$f_Z(z) = 2z(1 + K_R) \exp(-K_R - z^2(1 + K_R)) I_0\left(2z\sqrt{K_R(1 + K_R)}\right), z \geq 0 \quad (2.19)$$

şeklinde olur. Burada Rician dağılımına ilişkin ortalama güç $\Omega = E[Z^2] = s^2 + 2\sigma^2 = 1$ alınmıştır. Çeşitli K_R değerlerine göre Rician pdf'i Şekil 2.3'teki gibidir.



Şekil 2.3: K_R parametresine göre Rician dağılımının pdf'i.

K_R parametresinin alacağı değerlere göre kanal sınıflandırması Çizelge 2.1'de verilmektedir. Çizelgeden görüldüğü gibi K_R 'nin sonsuz olduğu AWGN kanalda, gönderilen işaret sadece LoS üzerinden alıcıya ulaşmaktadır. $K_R = 0$ iken elde edilen Rayleigh sönümlemeli kanalda ise verici ve alıcı birbirlerini görmemekte ve tüm bileşenler yansiyarak alıcıya ulaşmaktadır. Bir sistemin avantajı en kötü şartlarda sağladığı başarıma bağlı olduğundan, iletişim sistemlerinin hata başarımları daha çok Rayleigh sönümlemeli kanalda incelenmektedir.

2.5 Nakagami- m sönümlemeli kanal

Nakagami- m dağılımı, Rayleigh ve Rician dağılımlarını kapsamaktadır. Nakagami- m dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu merkezi ki-kare dağılımının temelini

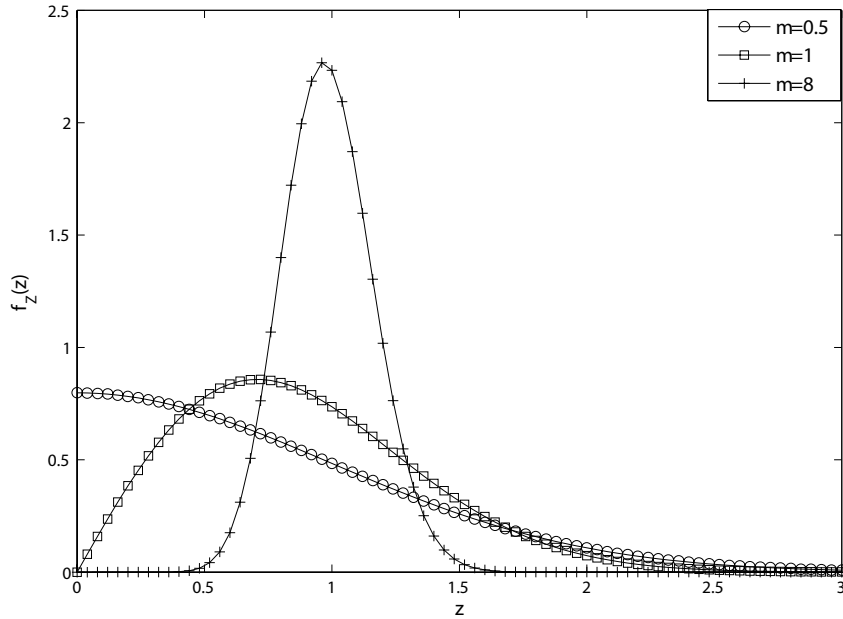
Çizelge 2.1: K_R 'nin kanallara göre alabileceği değerler.

AWGN kanal	$K_R = \infty$
Rayleigh sönümlemeli kanal	$K_R = 0$
Rician sönümlemeli kanal	$0 < K_R < \infty$

oluşturur (Simon, 2005). Buradaki m değeri Nakagami- m 'in sönümleme parametresidir ve 0.5 ile ∞ arasında değişir. Nakagami dağılımının pdf'i aşağıdaki gibidir (Nakagami, 1960; Proakis, 1994; Simon, 2005; Sklar, 1997):

$$f_Z(z) = \frac{2m^m z^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mz^2}{\Omega}\right), \quad z \geq 0. \quad (2.20)$$

Burada $\Gamma(m) = \int_0^\infty u^{m-1} \exp(-u) du$ olarak tanımlanan Gamma fonksiyonu (Simon, 2005) olup, $\Omega = E[Z^2]$ dir. Nakagami- m dağılımı $m = 0.5$ olduğunda tek-yönlü Gauss dağılımını ve $m = 1$ olduğunda ise Rayleigh dağılımını verir. $m \rightarrow \infty$ iken Nakagami- m sönümlemeli kanal, sönümlemesiz AWGN kanala yakınsar. Şekil 2.4, $\Omega = 1$ ve m 'in farklı değerleri için Nakagami- m dağılımını göstermektedir.



Şekil 2.4: Nakagami dağılımının pdf'i.

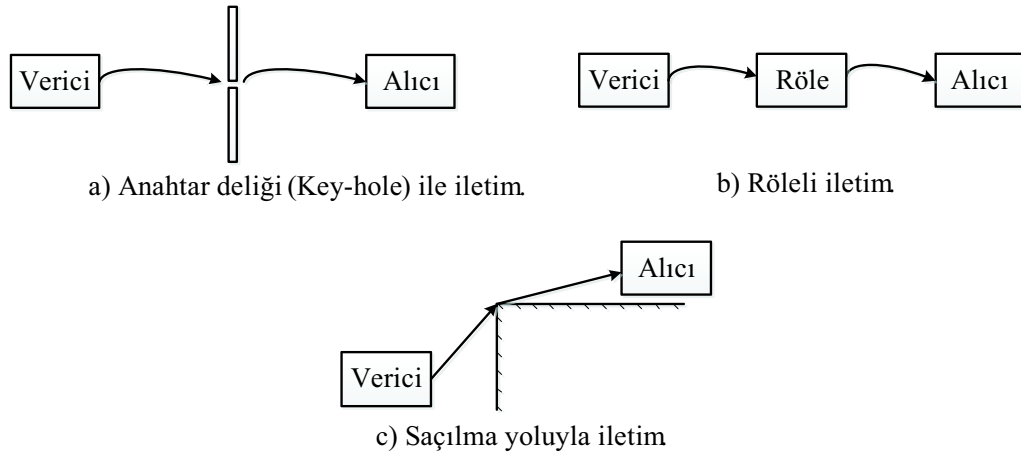
Gösterilebilir ki, Nakagami- m dağılımı, m 'in aldığı değerlere göre Rician dağılımı ile yaklaşık olarak ilişkilidir. Buna göre Rician parametresi K_R ile m arasındaki ilişki aşağıdaki şekilde ifade edilebilir (Nakagami, 1960; Stüber, 2001):

$$K_R = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}. \quad (2.21)$$

2.6 Kaskat sönümlemeli kanal

Literatürde verilen deneysel ve teorik çalışmalar, klasik sönümlemeli dağılımların hareketsiz birimlerden oluşan sistemler için oldukça uygun bir model olduğunu ispatlamaktadır. Bunun yanında, giriş bölümünde de belirttiği gibi, klasik dağılımların, birimlerin hareketli (gezgin) olduğu durumlar için yeterli istatistiksel modellemeyi sağlamadığını gösteren çalışmalar bulunmaktadır (Akki, 1986; Kovacs, 2002). Bu durumda gezgin birimler etrafındaki birbirlerinden bağımsız saçıcı grupların kanal kazançlarının çarpılmasıyla yeni bir çarpımsal kanal modelinin geçerli olduğu deneysel çalışmalarla gösterilmiştir (Andersen, 2002a,b). İki bağımsız saçıcı grubun olduğu durumun, yani çift sönümlemeli kanal modelinin (çift Rayleigh, çift Nakagami vb.) verici ve alıcının hareketli olduğu senaryo için oldukça uygun bir model olduğu bildirilmiştir (Erceg, 1997).

Kanalın çarpımsal olarak modellendiği iletim türlerine örnekler, Şekil 2.5'te verilmektedir (Salo, 2006).



Şekil 2.5: Kaskat kanal yapıları.

Şekil 2.5(a)'da görülen ilk yapıda, vericiden gönderilen işaret, anahtar-deliği (key-hole) gibi bir kanaldan geçerek alıcıya ulaşmaktadır. İkinci yapıda, AF yöntemini kullanan çift atlamalı (dual-hop) bir sistem görülmektedir. Burada vericiden gönderilen işaret, röle tarafından kuvvetlendirilerek alıcıya ulaşmaktadır. Üçüncü yapıda ise, vericiden gönderilen işaret, keskin kenarlı yapıdan saçılarak alıcıya ulaşmaktadır. Her üç durumda da gönderilen işaret, verici ile alıcı arasındaki “engelin” bir verici gibi davranmasından dolayı, verici ile alıcı arasında oluşan çift sönümlemeli çarpımsal (kaskat) kanal üzerinden alıcıya iletilir (Chizhik, 2000, 2002). Literatürde,

çift sönümlemeli kanal yapısının daha genelleştirilmiş biçimlerini kullanan çalışmalar da bulunmaktadır (Karagiannidis, 2007; Yilmaz, 2009).

Yukarıdaki türden kanallara ilişkin matematiksel modeli kurmak amacıyla, birbirinden istatistiksel bağımsız N tane rastgele değişkenin $(Z_i, i = 1, 2, \dots, N)$ çarpımı,

$$Y \triangleq \prod_{i=1}^N Z_i. \quad (2.22)$$

şeklinde verilsin. (2.22)'deki Z_i 'lerin m_i ve Ω_i parametreli Nakagami- m dağılımlı olması durumunda, Y kaskat Nakagami- m dağılımlı olur. Bu durumda, Y rastgele değişkenin pdf'i,

$$f_Y(y) = \frac{2}{y \prod_{i=1}^N \Gamma(m_i)} G_{0,N}^{N,0} \left[y^2 \prod_{i=1}^N \left(\frac{m_i}{\Omega_i} \right) \right]_{m_1, m_2, \dots, m_N}^- \quad (2.23)$$

şeklindedir (Karagiannidis, 2007). Burada $G(\cdot|\cdot)$, Meijer-G fonksiyonu ve $\Gamma(\cdot)$, Gamma fonksiyonudur (Simon, 2005). Y değişkeninin cdf'i ise,

$$F_Y(y) = \int_0^y f_Y(x) dx = \frac{1}{\prod_{i=1}^N \Gamma(m_i)} G_{1,N+1}^{N,1} \left[y^2 \prod_{i=1}^N \left(\frac{m_i}{\Omega_i} \right) \right]_{m_1, m_2, \dots, m_N, 0}^1 \quad (2.24)$$

biçimindedir (Karagiannidis, 2007).

3. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI İÇİN ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ

Bu bölümde telsiz iletişim sistemlerinde sönümlemeye karşı kullanılan en etkili tekniklerden biri olan çeşitleme teknikleri hakkında bilgi verilecektir.

3.1 Çeşitleme İle Sağlanan Üstünlükler

Eğer vericiden gönderilen işaretin bağımsız sönümlemelere maruz kalmış biçimleri farklı yollar üzerinden alınırsa, bu işaretlerden bir veya daha fazlasının sönümlemeye uğramama olasılığı yüksektir. Bu durumda alıcıdaki işaretin gücü, belli bir düzeyin üstünde kalır. Çeşitleme teknikleri kullanılmazsa gönderilen işaretin alıcıda doğru bir şekilde elde edilebilmesi için daha yüksek güçle iletim yapmak ya da anten boyutlarını büyütmek gerekir. Ancak örneğin gezgin araçların güçlerinin sınırlı olması ve boyutlarının küçük olması gibi nedenlerden dolayı bu çözümlerin uygulanması olanaksızdır. Çeşitleme tekniklerinin uygulanması ile, iletilen işaret için gerekli olan güç düşürülebilmektedir (Rappaport, 1996; Simon, 2005). Aynı zamanda kanal sönümleme etkilerinin azaltılmasıyla hücresel iletişim ağları gibi girişim sınırlı sistemlerde girişime dayanıklılık sağlanır ve bu şekilde daha fazla kullanıcıya hizmet verilebilir.

3.2 Temel Çeşitleme Yöntemleri

Bağımsız sönümlemeli işaretlerin alınmasını sağlayan temel çeşitleme yöntemleri aşağıda verilmiştir:

- Zaman çeşitlemesi (Time diversity)
- Frekans çeşitlemesi (Frequency diversity)
- Uzak (Anten) çeşitlemesi (Space (antenna) diversity)
- Açık çeşitlemesi (Angle diversity)
- Polarizasyon çeşitlemesi (Polarization diversity)

- Çok yollu çeşitleme (Multipath diversity)
- Modülasyon çeşitlemesi (Modulation diversity)

Bu tekniklerden zaman, çok-yol ve modülasyon çeşitlemesi yalnızca sayısal veri iletimi için kullanılır. Diğerleri hem analog hem de sayısal veri iletimi için uygundur. Sonuç olarak çeşitlemenin temel amacı sönümlemenin etkilerini en aza indirmektir.

3.2.1 Zaman çeşitlemesi

Bu çeşitleme türünde aynı bilgi işareti farklı zaman aralıklarında iletilir. Bu durum alıcıda ilişkisiz sönümlemeli işaretlerin elde edilmesine olanak sağlar. Gerekli zaman ayırımı en azından kanalın uyumluluk zamanı kadar olmalıdır.

Hata kontrol kodlaması (error control coding) tekniği (Lin, 2004), kodlanmamış sisteme göre kodlama kazancı sağlamak amacıyla sayısal iletişim sistemlerinde kullanılır. Telsiz iletişimde hata kodlaması serpiştirme ile birleştirilerek zaman çeşitlemesi elde edilir. İletilen işaretin kopyaları arasındaki zaman ayırımı serpiştirme ile sağlanır ve bu şekilde kodçözücü girişinde ilişkisiz sönümleme elde edilir. Serpiştirme gecikmeye neden olduğu için bu teknik kanalın uyumluluk zamanının küçük olduğu hızlı sönümlemeli kanallar için uygundur. Yavaş sönümlemeli kanallarda serpiştirme, karşılanamayacak kadar büyük gecikmelere neden olur. Bu da ses iletimi gibi gecikmeye duyarlı sistemlerde kullanımını zorlaştırır.

3.2.2 Frekans çeşitlemesi

Değişik frekanslarda gönderilen işaretlerin değişik çok-yollu sönümleme etkisi ile karşılaştıkları ve bağımsız sönümlemelerden etkilendikleri gerçeğinden hareketle çeşitleme sağlanır. Kanalların birbirinden bağımsız olmasını sağlamak için gerekli frekans aralığının uyumluluk band genişliğinden büyük olması gerekir. Bu çeşitleme tekniğinde birden fazla frekans kullanıldığından dolayı bandverimliliği yüksek olmaz.

3.2.3 Uzak (Anten) çeşitlemesi

Telsiz iletişimde en çok kullanılan çeşitleme tekniğidir (Vucetic, 2003). Uygulanması kolaydır ve fazladan bandgenişliğine gerek duyulmaz. Verici ve alıcı anten çeşitlemesi olarak ikiye ayrılır. Örneğin alıcı anten çeşitlemesi, baz istasyonuna belli aralıklarla birden fazla anteni yeşileştirmek suretiyle, yukarı yönde (uplink) gerçekleştirilebilir. Anten çıkışlarında ilişkisiz sönümleme elde etmenin kilit noktası antenler arasında yeterli mesafe bırakmaktır. Bu gerekli mesafe çok-yol açı yayılım derecesine bağlıdır. Gezgin iletişimde olduğu gibi çok-yollu işaretler bütün yönlerden geliyorsa, λ işaretin dalga boyunu göstermek üzere, $0.5\lambda - 0.8\lambda$ büyüklüğündeki mesafe ilişkisiz sönümleme elde etmek için yeterlidir (Gibson, 1999).

3.2.4 Açı çeşitlemesi

Bu teknikte, alıcıda çok yönlü antenler kullanılarak açı çeşitlemesi elde edilir. Bu durumda vericiden iletilen işaret, uzayda farklı yollardan ve farklı açılardan alıcıya ulaşır. Genelde taşıyıcı frekansının 10 GHz'ten büyük olduğu iletimlerde kullanılmaktadır (Vucetic, 2003).

3.2.5 Polarizasyon çeşitlemesi

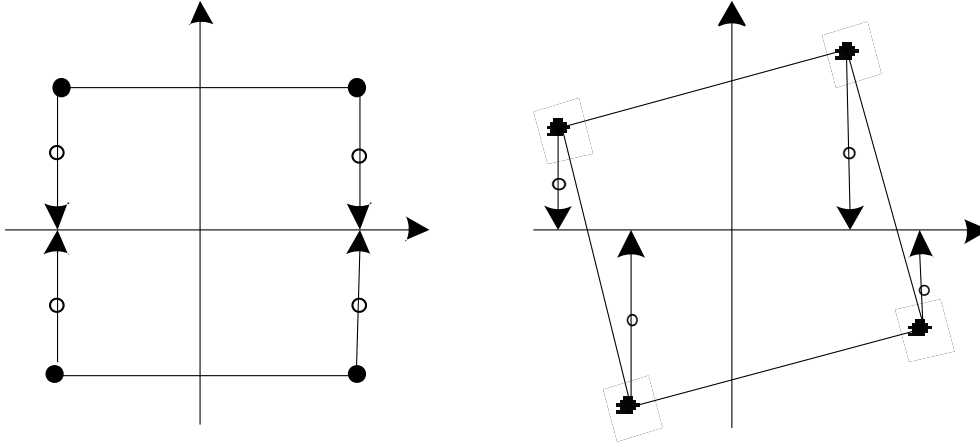
Polarizasyon çeşitlemesinde, işaret iki dik polarize şekilde iletilir ve alınır. Yani değişik polarizasyonlarda işaretin iletilmesi ile çeşitleme sağlanır (Vucetic, 2003). Toplam iletilen güç, her bir yolda tek polarizasyon olduğu durumdaki güçten 3 dB daha az olur (Schwartz, 1997).

3.2.6 Çok-yollu çeşitleme

Bu teknik, gönderilen işaretin farklı gecikme süreleri ile alıcıya tekrar geldiği, frekans seçici kanal durumunda uygundur. Bu çeşitleme tekniğini sağlamak için tırmık (rake) (Viterbi, 1995) alıcıları kullanılır. Ancak, çok yollu iletişim sisteminin gecikme yayılımı, simge süresine göre küçükse çok-yol çeşitlemesi gerçekleşmez.

3.2.7 Modülasyon çeşitlemesi

Çok boyutlu işaret uzaylarında, işaret kümesi merkez koordinant çevresinde döndürülerek çeşitleme sağlanır (Boutros, 1998). “Çeşitleme kazancı”, işaret uzayındaki iki simge vektörü arasında birbirinden farklı minimum koordinant sayısıdır. Bu çeşitleme tekniğinin kullanım amacı, birbirinden bağımsız sönmülemeye uğrayan dik taşıyıcılardan birinin fazla sönmülemeye uğraması durumunda bile alıcıda simge vektörlerini birbirlerinden ayırt edebilmektedir. Şekil 3.1’de 4-PSK için verilen örnekten görüleceği üzere, dik taşıyıcılardan birinin tamamen sönmesi durumunda işaretler birbirine yaklaşmakta ve işaretlerin ayırt edilebilirliği ortadan kalkmakta, işaret gösterilimi döndürüldükten sonra ise sönmüleme etkisi ne kadar kuvvetli de olsa karşı düşen çiftler arasında her zaman bir uzaklık kalmaktadır.



Şekil 3.1: 4-PSK için modülasyon çeşitlemesi.

Burada, dik taşıyıcıların bağımsız sönmülemeden etkilenmesini sağlamak üzere bir koordinat serpiştirici/geri-serpiştirici kullanılması zorunludur.

3.3 Alıcıda Birleştirme Yöntemleri

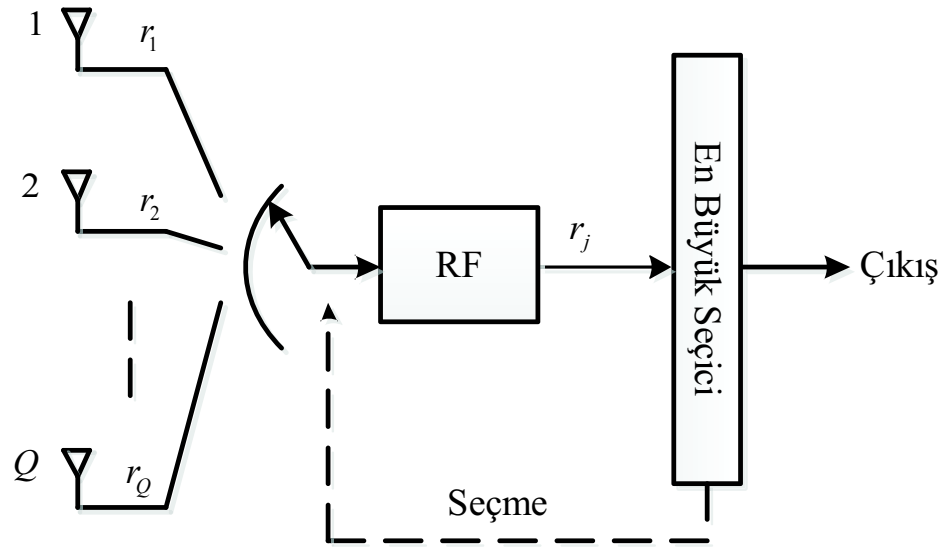
Bu alt bölümde, alıcıda birden fazla anten kullanımı ile elde edilen “alıcı anten çeşitlemesi” anlatılacaktır. Buradaki sistemlerde Q tane alıcı anten, bir başka deyişle Q tane ayrılabilir, bağımsız sönmülemeli kanala sahip olan çeşitleme yolları olduğu kabul edilecektir. Alıcı anten çeşitlemeli sistem, sözkonusu Q tane işaretten en iyisini ya da bunların belli bir birleşimini seçer. Literatürde bu amaç için kullanılan tekniklerden en önemlileri şu şekilde sıralanabilir:

- Seçmeli birleştirme (Selection combining, SC)

- En büyük oran birleştirmesi (Maximal ratio combining, MRC)
- Eşit kazanç birleştirmesi (Equal-gain combining, EGC)

3.3.1 Seçmeli birleştirme (SC)

Seçmeli birleştirme tekniği, en basit çeşitleme tekniklerinden biridir. Alıcı, bağımsız kanallar üzerinden alınan işaretlerden en yüksek işaret/gürültü oranına (signal-to-noise ratio, SNR) sahip olanını kullanır. Q antenli alıcı kullanılarak oluşturulan seçmeli birleştirme tekniğine ilişkin blok diyagram şekil 3.2’de verilmiştir (Jafarkhani, 2005).



şekil 3.2: Seçmeli birleştirme blok yapısı.

Alıcıda alınan $r_j, j = 1, 2, \dots, Q$ simgesi şöyle ifade edilir:

$$r_j = \alpha_j s + n_j. \quad (3.1)$$

Burada s gönderilen simgeyi ve $n_j, j = 1, 2, \dots, Q$ çift yönlü güç spektral yoğunluğu $N_0/2$ olan toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü göstermektedir. $\alpha_j, j.$ kanala ilişkin kompleks sönümleme katsayısıdır. Ani SNR değeri,

$$\gamma_j = |\alpha_j|^2 \frac{E}{N_0} \quad (3.2)$$

şeklinde ifade edilir. Burada E gönderilen işaretlerin ortalama simge enerjisidir. Sistem çıkışında seçilen maksimum SNR değeri $\gamma_{SC} = maks(\gamma_1, \gamma_2, \dots, \gamma_Q)$ dir.

$|\alpha_j|$ 'lerin Rayleigh dağılımlı olduğu varsayılırsa, $E[\gamma_j] = \bar{\gamma}$ (sabit), $\forall j$ alınarak, $f_{\gamma_{SC}}(\gamma)$ pdf'i,

$$f_{\gamma_{SC}}(\gamma) = \frac{Q}{\bar{\gamma}} \left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)\right)^{Q-1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad \gamma \geq 0 \quad (3.3)$$

şeklinde ifade edilir. Eğer $Q = 1$ ise $f_{\gamma_{SC}}(\gamma)$ üstel, Q çok büyükse $f_{\gamma_{SC}}(\gamma)$ Gauss dağılımlı olur. γ_{SC} 'nin cdf'i,

$$F_{\gamma_{SC}}(\gamma) = P(\gamma_{SC} \leq \gamma) = \left(1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right)\right)^Q \quad (3.4)$$

olarak ifade edilir. γ_{SC} 'nin ortalama değeri,

$$\bar{\gamma}_{SC} = \int_0^\infty \gamma f_{\gamma}(\gamma) d\gamma = \bar{\gamma} \sum_{j=1}^Q \frac{1}{j} \quad (3.5)$$

olarak hesaplanır. Sonuç olarak verici gücü artırılmadan seçmeli birleştirme yöntemi, çıkıştaki ortalama SNR değerini, girişteki ortalama SNR değerinin $\sum_{j=1}^Q \frac{1}{j}$ katı kadar artırmaktadır.

3.3.2 En büyük oran birleştirmesi (MRC)

En büyük oran birleştirmesi (MRC) tekniğinde her bir bağımsız kanal üzerinden alınan işaret tek tek ağırlıklandırılarak, çıkıştaki SNR maksimum olacak şekilde birleştirilir. Bu birleştirme yöntemi Şekil 3.3'teki gibidir. Burada $\alpha_j, j = 1, 2, \dots, Q$ sönmleme katsayısını ve $w_j, j = 1, 2, \dots, Q$ ağırlaştırma katsayısını gösterebilir. Alınan işaret $r_j = \alpha_j s + n_j$ ve $w_j = \alpha_j^*$ alınarak MRC çıkışı,

$$r = \sum_{j=1}^Q w_j r_j = \sum_{j=1}^Q |\alpha_j|^2 s + \sum_{j=1}^Q \alpha_j^* n_j \quad (3.6)$$

olarak ifade edilmektedir. Alınan j . işaretin SNR değeri $\gamma_j = |\alpha_j|^2 \frac{E}{N_0}$ dir. MRC çıkışı SNR değeri,

$$\gamma_{MRC} = \frac{\left(\sum_{j=1}^Q |\alpha_j|^2\right)^2 E}{\sum_{j=1}^Q |\alpha_j|^2 N_0} = \sum_{j=1}^Q |\alpha_j|^2 \frac{E}{N_0} = \sum_{j=1}^Q \gamma_j \quad (3.7)$$

olarak yazılabilir. $|\alpha_j|$ Rayleigh dağılımlı ise γ_{MRC} Ki-kare dağılımlı olur (Jafarkhani, 2005). $E[\gamma_j] = \bar{\gamma}$ (Sabit), $\forall j$ için alınarak MRC devresi çıkışındaki γ_{MRC} 'nin beklenen değeri,

$$\bar{\gamma}_{\text{MRC}} = E \left[\sum_{j=1}^Q \gamma_j \right] = \bar{\gamma} Q \quad (3.8)$$

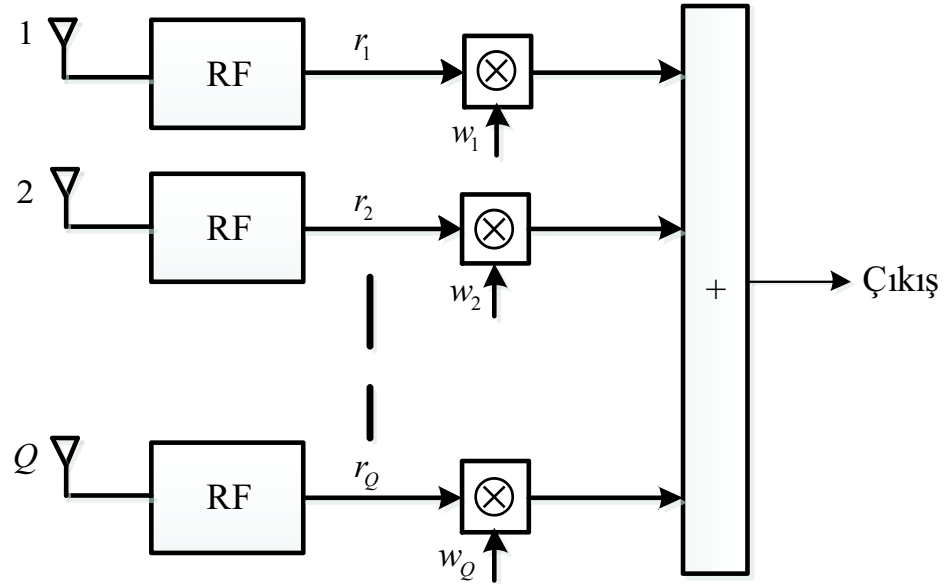
olur. $f_{\gamma_{\text{MRC}}}(\gamma)$ pdf'i,

$$f_{\gamma_{\text{MRC}}}(\gamma) = \frac{1}{(Q-1)!(\bar{\gamma})^Q} \gamma^{Q-1} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right), \quad \gamma \geq 0 \quad (3.9)$$

şeklinde ifade edilir (Simon, 2005). Burada $(.)!$ faktöriyel alma işlemidir. γ_{MRC} 'nin cdf'i,

$$F_{\gamma_{\text{MRC}}}(\gamma) = \frac{1}{(Q-1)!} \left(\Gamma(Q) - \Gamma\left(Q, \frac{\gamma}{\bar{\gamma}}\right) \right) \quad (3.10)$$

olarak ifade edilir. Burada $\Gamma(.)$ Gamma fonksiyonunu ve $\Gamma(Q, \gamma) = \int_{\gamma}^{\infty} \exp(-u) u^{Q-1} du$ olarak tanımlanan tamamlanmamış (incomplete) Gamma fonksiyonunu göstermektedir (Gradshteyn, 2007; Simon, 2005).



Şekil 3.3: En büyük oran birleştirme yöntemi.

MRC, çıkış SNR değerini maksimum yaptığından dolayı optimum bir birleştirme yöntemidir. Yukarıda da gösterildiği gibi, maksimum çıkış SNR ifadesi, her bir kanalın SNR ifadelerinin toplamına eşittir. Bu yöntem, alıcıda kanal durum bilgisinin (channel state information, CSI) bilinmesini gerektirir. MRC, eşzamanlı sezme için uygun

olmasına karşın, eşzamanlı olmayan sezme için pratik bir yöntem değildir (Simon, 2005).

3.3.3 Eşit kazanç birleştirilmesi (EGC)

Alınan tüm işaretler herhangi bir ağırlaştırma yapılmaksızın, sadece aynı faza getirilerek toplanır. Eşit kazanç birleştirilmesi (EGC) MRC'ye göre biraz daha kötü başarıma sahiptir. MRC'de kullanılan ağırlaştırma katsayısı $w_j = 1$, $j = 1, 2, \dots, Q$ alınarak EGC gerçekleştirilir. Buna göre çıkışın ortalama SNR değeri,

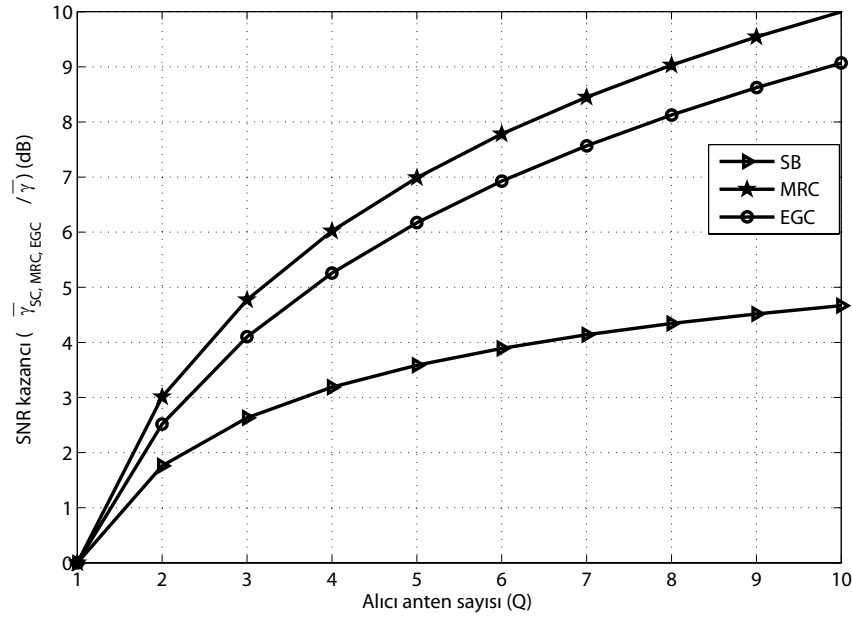
$$\gamma_{\text{EGC}} = \frac{\sum_{j=1}^Q |\alpha_j|^2 E}{\sum_{j=1}^Q N_0} \quad (3.11)$$

olarak bulunur (Jafarkhani, 2005). $E[\gamma_j] = \bar{\gamma}$ (Sabit), $\forall j$ alınarak, Rayleigh kanal durumunda, EGC çıkışındaki ortalama SNR değerin beklenen değeri,

$$\bar{\gamma}_{\text{EGC}} = \bar{\gamma} \left(1 + \frac{\pi}{4} (Q - 1) \right) \quad (3.12)$$

olarak bulunur (Jafarkhani, 2005).

Alıcıda birleştirme yöntemlerinin başarımlarını karşılaştırılması Şekil 3.4'te verilmiştir. Şekilden de görüldüğü gibi MRC, en yüksek SNR kazancına sahiptir. Yani MRC, hata başarımları en iyi olan birleştirme yöntemidir. Buna karşın, donanım karmaşıklığı en fazla olan yöntem de MRC'dir.



Şekil 3.4: Alıcıda birleştirme yöntemlerin başarımlarını karşılaştırılması.

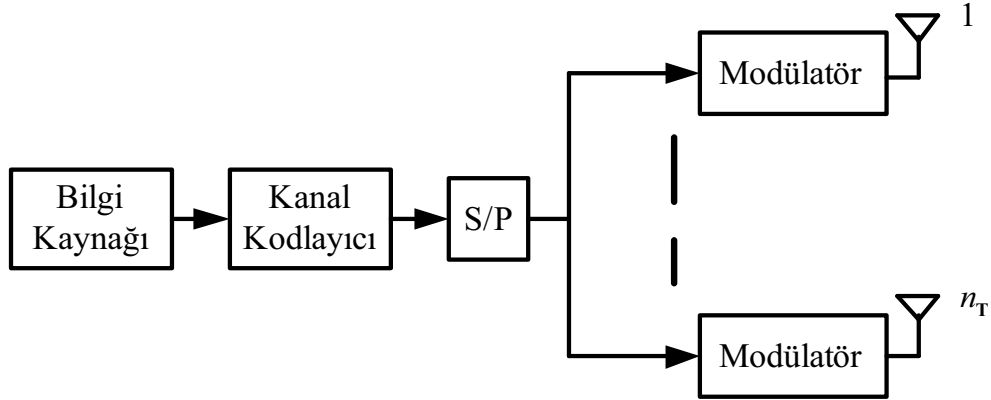
3.4 Uzay-Zaman Kodlaması

Telsiz iletişimde kullanılan MIMO sistemler, verici ve/veya alıcıda birden fazla anten kullanılarak gerçekleştirilmektedir. Bu yolla elde edilen anten çeşitlenmesi ile yüksek hızlarda veri iletimi sağlanmaktadır (Telatar, 1999). Literatürde, verici çeşitliliğini öneren ilk düzenli araştırma, Tarokh vd. tarafından sunulan uzay-zaman kafes kodların (STTC) konusunda olmuştur. (Tarokh, 1998). Bu kodlar, uzay ve zaman çeşitliliğini, çok sayıda verici anten ve kafes yapısı ile gerçekleştiren bir kodlama yöntemidir. İlgili çalışmada önerilen uzay-zaman kafes kodları, tam çeşitleme kazancı ve belirli bir kodlama kazancı sağlamaktadır.

Daha sonra Alamouti (Alamouti, 1998), tam çeşitleme kazancı sağlayan fakat kodlama kazancı sağlamayan, iki verici antenli sistemler için basit bir kodlama yöntemi önermiştir. Bu tasarımın dayandığı dik yapı, işaretlerin birbirlerinden bağımsız olarak çözülmesini sağlamaktadır. 2 verici anteni için önerilen bu tasarım, daha sonra Tarokh vd. tarafından genişletilerek teorik bir çerçeveye oturtulmuştur (Tarokh, 1999). Önerilen yapı uzay-zaman blok kodları (STBC) olarak adlandırılmıştır.

3.4.1 Uzay-zaman kafes kodları

Bir uzay-zaman kodlamalı iletişim sisteminde en genel durumda birden fazla verici ve birden fazla alıcı anten kullanılır. Veri bitleri bir kanal kodlayıcıdan geçtikten sonra bir seri-paralel dönüştürücü yardımıyla Şekil 3.5'teki gibi bit dizilerine ayrılır. Her kodlanmış bit dizisi daha sonra modülatör yapısına uygulanarak modülasyonlu işaretler elde edilir. Herhangi bir zaman aralığında, her bir verici antenden modülasyonlu simgeler iletilir.



Şekil 3.5: Uzay-zaman kodlamalı verici yapısı.

Her bir alıcı antene ulaşan işaret, sönmüleme nedeniyle bozulmuş n_T işaretin gürültülü bir toplamıdır. Burada n_T verici anten sayısını göstermektedir. Alıcıda, demodülatör her bir alıcı antene ($1 \leq j \leq Q$) ulaşan işaretleri kullanarak bir karar metriği oluşturur. k . zaman aralığında j . alıcı antene gelen işaret,

$$r_{j,k} = \sum_{i=1}^{n_T} \sqrt{E} x_i^k \alpha_{i,j}(k) + n_{j,k}, \quad j = 1, 2, \dots, Q \quad (3.13)$$

ile verilir ($k = 1, 2, \dots, L$). Burada L , anten başına çerçeve uzunluğu, E simge enerjisi, x_i^k , i . verici antenden k . zaman aralığında iletilen işaret ve $n_{j,k}$, k . zaman aralığında j . alıcı anteninden alınan işareti etkileyen sıfır ortalamalı, boyut başına $N_0/2$ varyanslı Gauss dağılımlı gürültü değişkenidir (N_0 : beyaz gürültünün tek yönlü güç spektral yoğunluğu). $\alpha_{i,j}(k)$ ise i . verici anten ile j . alıcı anten arası yolun kompleks sönmüleme katsayısıdır. $\alpha_{i,j}(k)$ üzerinden, kanaldaki değişimlerin hızına göre ise kanal iki ana sınıfa ayrılabilir:

Duruşumsu (quasi-static) sönümlemeli kanal: $\alpha_{i,j}(k)$ bir çerçeve boyunca sabit kalır (k 'dan bağımsız) ve bir çerçeveden diğerine istatistiksel bağımsız değişir: $\alpha_{i,j}(k) = \alpha_{i,j}$.

Hızlı sönümlemeli kanal: $\alpha_{i,j}(k)$ bir simge süresi boyunca sabit kalır ve bir simgeden diğerine istatistiksel bağımsız değişir.

Duruşumsu Sönümlemeli Kanalda Hata Başarım Ölçütleri

Sönümleme katsayılarının istatistiksel bağımsız olması durumunda, $\alpha_{i,j}$ 'lerin ortalaması sıfır veya sıfırdan farklı, boyut başına varyansı σ^2 olan karmaşık Gauss rastgele sürecinden alınan istatistiksel bağımsız örnekler olduğu söylenebilir. Bu durum, değişik antenlerden kanala verilen simgelerin bağımsız sönümlemelerden etkilenmesi ilkesi varsayımına karşı düşer. Bu koşullar altında tasarım ölçütlerini belirlemek için, öncelikle, temel bazı matematiksel ifadeler verilecektir (Horn, 1998). $\mathbf{A}^H$ matrisi $\mathbf{A}$ matrisinin evrik eşleniğini (Hermityen) gösterebilir. $\mathbf{A}$ matrisi Hermityen ve pozitif tanımlı bir matris olsun. $\mathbf{B}$ matrisi, $\mathbf{B}\mathbf{B}^H = \mathbf{A}$ eşitliğini sağlayan $\mathbf{A}$ matrisinin karekök matrisi olarak adlandırılabilir. $\mathbf{A}$ matrisinin özdeğerleri λ_i , $i = 1, 2, \dots, n_T$ ile gösterilsin.

İşaret uzayı gösterilimine ait her elemanın ortalama enerjisini 1'e getirmek için bir ölçeklendirme katsayısı $\sqrt{E}$ ile çarpıldığını varsayalım. Hata başarım ölçütlerini elde etmede ele alınacak hata olayı,

$$\mathbf{X} = [\mathbf{x}^1, \mathbf{x}^2, \dots, \mathbf{x}^L] = \begin{bmatrix} [x_1^1, x_2^1, \dots, x_{n_T}^1]^T & [x_1^2, x_2^2, \dots, x_{n_T}^2]^T & \dots & [x_1^L, x_2^L, \dots, x_{n_T}^L]^T \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

matrisi iletilmişken

$$\hat{\mathbf{X}} = [\hat{\mathbf{x}}^1, \hat{\mathbf{x}}^2, \dots, \hat{\mathbf{x}}^L] = \begin{bmatrix} [\hat{x}_1^1, \hat{x}_2^1, \dots, \hat{x}_{n_T}^1]^T & [\hat{x}_1^2, \hat{x}_2^2, \dots, \hat{x}_{n_T}^2]^T & \dots & [\hat{x}_1^L, \hat{x}_2^L, \dots, \hat{x}_{n_T}^L]^T \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

matrisine karar vermesi olayıdır. Buna yol çiftleri hatası veya çiftsel hata (pairwise error) denir. Bu verilere göre $\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}$ fark matrisi şöyle tanımlanır:

$$\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \begin{bmatrix} x_1^1 - \hat{x}_1^1 & x_1^2 - \hat{x}_1^2 & \dots & x_1^L - \hat{x}_1^L \\ x_2^1 - \hat{x}_2^1 & x_2^2 - \hat{x}_2^2 & \dots & x_2^L - \hat{x}_2^L \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_{n_T}^1 - \hat{x}_{n_T}^1 & x_{n_T}^2 - \hat{x}_{n_T}^2 & \dots & x_{n_T}^L - \hat{x}_{n_T}^L \end{bmatrix}. \quad (3.16)$$

Alıcıda ideal kanal durum bilgisinin bilinmesi varsayımı altında $\mathbf{X}$ dizisi iletilmişken alıcının hata yaparak $\hat{\mathbf{X}}$ dizisine karar vermesi (çiftsel hata) olasılığı (PEP),

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} | \alpha_{i,j}, i = 1, 2, \dots, n_T, j = 1, 2, \dots, Q) \leq \exp \left(-\frac{d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})}{4N_0} \right) \quad (3.17)$$

eşitliğiyle üsten sınırlıdır (Tarokh, 1998). $d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ büyüklüğü doğru ve hatalı diziler arasındaki “değiştirilmiş” Öklid uzaklığını göstermektedir. Buna göre $d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ uzaklığı,

$$d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \sum_{j=1}^Q \sum_{k=1}^L \left| \sum_{i=1}^{n_T} \alpha_{i,j} (x_i^k - \hat{x}_i^k) \right|^2 \quad (3.18)$$

ile hesaplanabilir (Tarokh, 1998).

Kanaldaki sönmlemenin Rayleigh dağılımlı olması durumunda, çeşitli matematiksel işlemlerden sonra (3.17) ifadesi,

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \leq \left(\prod_{i=1}^{\delta} \lambda_i \right)^{-Q} \left(\frac{E}{4N_0} \right)^{-\delta Q} \quad (3.19)$$

şeklini alır (Tarokh, 1998). Burada δ ve λ_i sırasıyla $\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ matrisinin rankını ve sıfırdan farklı özdeğerlerini göstermektedir. Elde edilen bu ifadeye göre $Q\delta$ kadar bir çeşitleme kazancı ile $(\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_\delta)^{\frac{1}{\delta}}$ kadar bir kodlama kazancı elde edilmiş olur. Burada sözü edilen çeşitleme kazancı, elde edilen yol çiftleri hatasının paydasındaki işaret/gürültü oranının kuvveti olarak tanımlanmıştır. Kodlama kazancı ise aynı çeşitleme kazancına sahip kodlanmamış bir yapıya göre bu yapının sahip olduğu yaklaşık kodlama kazancını vermektedir. Anımsanacağı üzere, $\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_\delta$ değeri bir matrisin tüm $\delta \times \delta$ boyutlu ana çarpımlarının determinantlarının toplamının mutlak değerine eşittir. PEP üst sınırı kullanılarak Rayleigh dağılımlı bağımsız sönmlemeli kanallar için uzay-zaman kodlarının tasarımında kullanılacak tasarım ölçütleri elde edilir.

Rank Ölçütü: En yüksek çeşitleme kazancı Qn_T değerine ulaşabilmek için, her $\mathbf{X}$ ve $\hat{\mathbf{X}}$ çifti için $\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ matrisinin tam ranklı olması gereklidir. Eğer $\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ matrisi tüm yol çiftleri için en az δ rankına sahipse, elde edilecek sistemin çeşitleme kazancı δQ olacaktır.

Determinant Ölçütü: Çeşitleme kazancı olarak δQ hedeflendiği durumda, olası tüm yol çiftleri için oluşturulacak $\mathbf{A}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) = \mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})\mathbf{B}(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})^H$ matrislerinin tüm $\delta \times \delta$ boyutlu ara çarpanlarının determinantlarının toplamının en küçük değeri kodlama kazancını verir.

İz Ölçütü (Öklid uzaklığı ölçütü): (Chen, 2001)'de (Tarokh, 1998) tarafından bulunan rank ve determinant ölçütlerinin $\delta Q < 4$ için geçerli olduğu, bununla beraber, $\delta Q \geq 4$ için başka ölçütler kullanılması gerektiği gösterilmiştir. $\delta Q \geq 4$ ve yavaş sönmülemeli Rayleigh kanallar için PEP üst sınır ifadesi,

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \leq \frac{1}{4} \exp \left(-Q \frac{E}{4N_0} \sum_{i=1}^{n_T} \lambda_i \right) \quad (3.20)$$

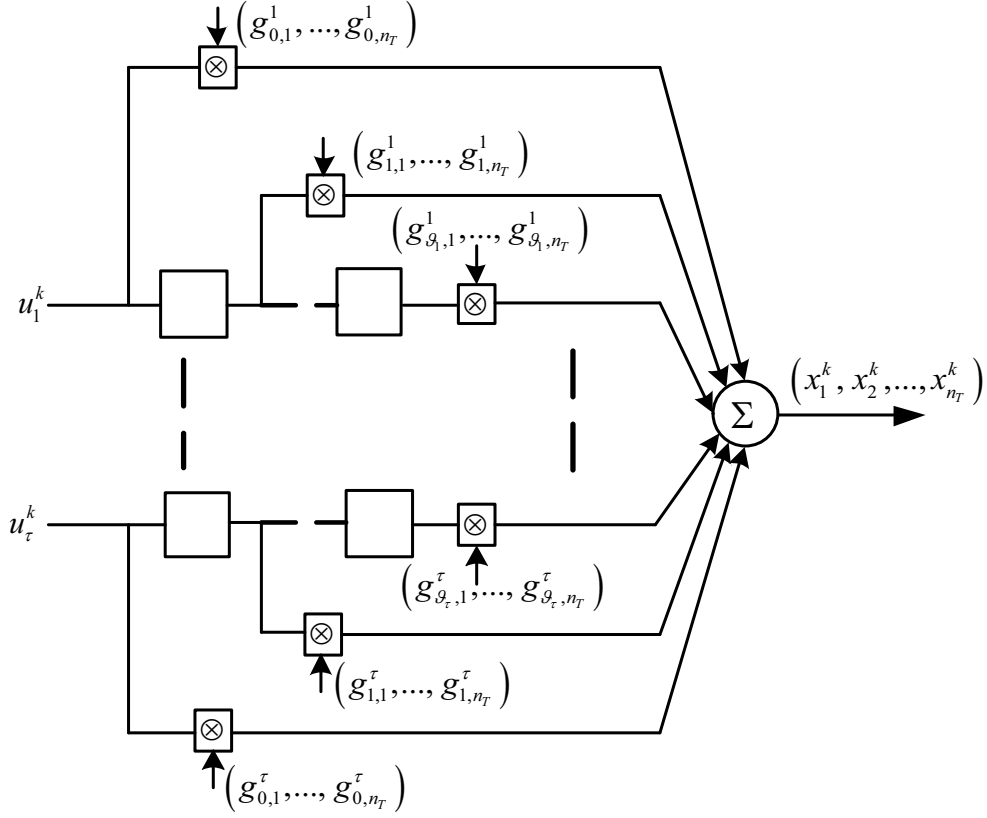
şeklinde olur (Chen, 2001). PEP üst sınır ifadesini minimum yapmak için $\sum_{i=1}^{n_T} \lambda_i$ toplamının olabildiğince büyük seçilmesi gerekir. $\sum_{i=1}^{n_T} \lambda_i$ ifadesi aynı zamanda $\mathbf{A}$ matrisinin özdeğerlerinin toplamıdır. Bir matrisin özdeğerlerinin toplamı o matrisin izine eşittir. O halde $\delta Q \geq 4$ olduğu durumda iz tasarım ölçütü, literatürdeki diğer ismiyle karesel Öklid uzaklık ölçütü kullanılmaktadır. İz ölçütü veya karesel Öklid uzaklığı ölçütü için metrik şöyle verilebilir (Vucetic, 2003): $\sum_{i=1}^{n_T} \sum_{k=1}^L |x_i^k - \hat{x}_i^k|^2$.

3.4.2 Uzay-zaman kafes kodlar için kodlayıcı yapısı

Uzay-zaman kafes kodlayıcısı, giriş bilgi bitlerini modülasyon simgelerine eşleştirmektedir. Vericinin n_T anten içerdiği durumda, $M - PSK$ modülasyonlu uzay-zaman kafes kodları için modülatör devresi Şekil 3.6'da verilmektedir (Vucetic, 2003). Giriş bit dizisi $\mathbf{u} = (\mathbf{u}^0, \mathbf{u}^1, \dots, \mathbf{u}^k, \dots)$ şeklinde tanımlansın. Burada $\mathbf{u}^k = (u_1^k, u_2^k, \dots, u_\tau^k)$, k zamanında $\tau = \log_2 M$ bitten oluşan bilgi bitlerini göstermektedir. Uzay-zaman kodlayıcısı, giriş bit dizilerini kodlayıcı çıkışında toplama işleminden sonra modülo M işlemine göre $M - PSK$ modülasyonlu simge dizilerine eşleştirmektedir. Kodlayıcı çıkışındaki simge dizileri,

$$\mathbf{x} = (\mathbf{x}^0, \mathbf{x}^1, \dots, \mathbf{x}^k, \dots) \quad (3.21)$$

şeklinindedir. Burada $\mathbf{x}^k = (x_1^k, x_2^k, \dots, x_{n_T}^k)$ uzay-zaman simge dizisini, g_{τ} üreteç dizisi elemanını ve ϑ_τ kodlayıcının τ . dalı için bellek derecesini göstermektedir. Kodlayıcı



Şekil 3.6: Uzay-zaman kafes kodları için kodlayıcı yapısı.

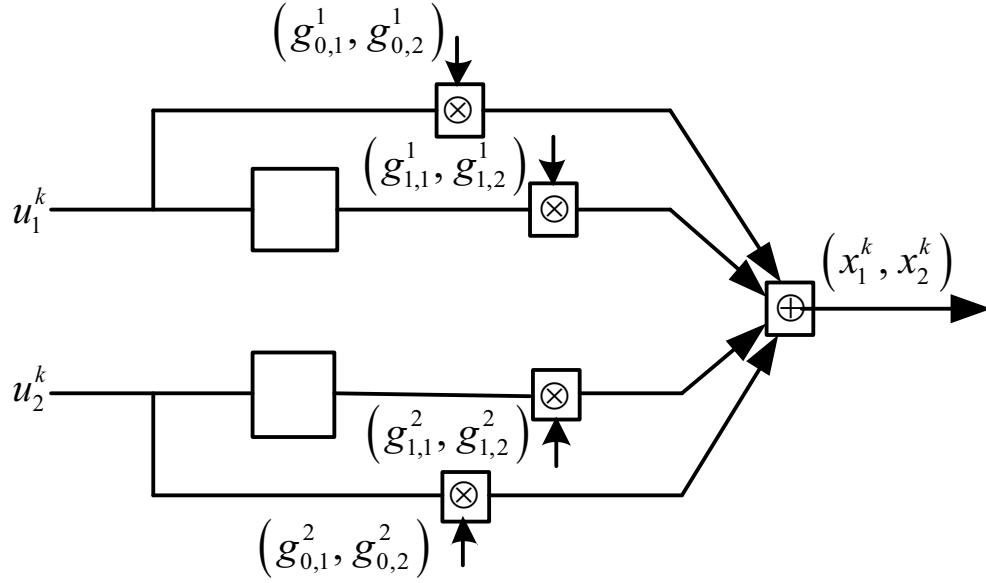
çıkışındaki simgeler, n_T tane verici antenden aynı anda iletilmektedir. k zamanında i . verici antenden gönderilen x_i^k ,

$$x_i^k = \sum_{l=1}^{\tau} \sum_{j=0}^{\vartheta_l} g_{j,i}^l u_l^{k-j} \mod M, \quad i = 1, 2, \dots, n_T \quad (3.22)$$

şeklindedir. $M - PSK$ modülasyonu için $\vartheta_l = \lfloor \frac{\vartheta+l-1}{\tau} \rfloor$ olmak üzere kodlayıcının toplam bellek elemanı sayısı $\vartheta = \sum_{l=1}^{\tau} \vartheta_l$ 'dir. Toplam durum sayısı 2^ϑ 'dir.

Özel olarak 4-PSK modülasyonlu uzay-zaman kafes kodları için 2 girişli, 2 bellekli, dolayısıyla 4 durumlu kodlayıcı ve modülatör devresi Şekil 3.7'deki gibidir. $1 \leq k \leq L$ ve $1 \leq i \leq n_T$ olmak üzere $x_i^k = u_1^k a_0^i + u_2^k b_0^i + u_1^{k-1} a_1^i + u_2^{k-1} b_1^i \mod (4)$ şeklinde hesaplanabilir. Burada $\mathbf{a}_0 = (g_{0,1}^1, g_{0,2}^1)$, $\mathbf{a}_1 = (g_{1,1}^1, g_{1,2}^1)$, $\mathbf{b}_0 = (g_{0,1}^2, g_{0,2}^2)$ ve $\mathbf{b}_1 = (g_{1,1}^2, g_{1,2}^2)$ 'dir. 4-durumlu 4-PSK modülasyonlu bir uzay-zaman kafes kodu için üreteç matrisinin evriği $\mathbf{G}^T = [\mathbf{a}_0 \ \mathbf{b}_0 \ \mathbf{a}_1 \ \mathbf{b}_1]$ ile verilir.

Uzay-zaman kafes kodlarına örnek olarak, 4-PSK ve $n_T = 2$ iken determinant ölçütüne göre tasarlanan (Tarokh, 1998) ve iz ölçütüne göre tasarlanan (Chen, 2001)



Şekil 3.7: 4 durumlu uzay-zaman 4-PSK kafes kodları için kodlayıcı ve modülatör devresi.

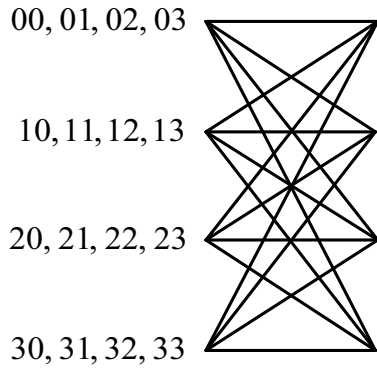
uzay-zaman kafes yapıları ve 4-PSK modülasyonu için işaret uzayı Şekil 3.8’deki gibi verilebilir. Bu yapılara ilişkin üreteç matrisleri, (Tarokh, 1998) için

$$\mathbf{G}^T = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 1 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

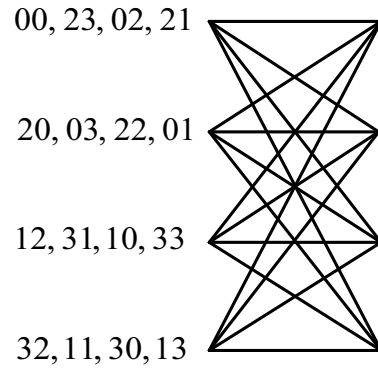
ve (Chen, 2001) için

$$\mathbf{G}^T = \begin{bmatrix} 0 & 2 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 2 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

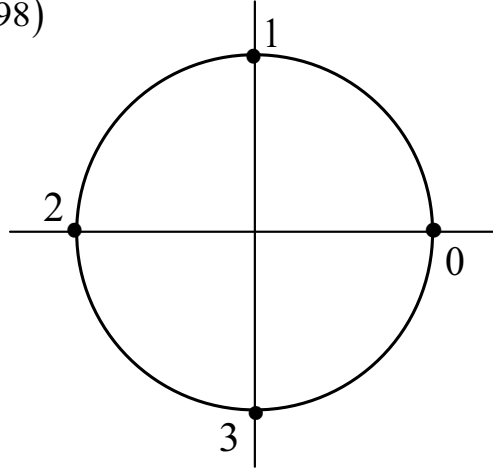
şeklinde verilebilir. Kafes dalları üzerindeki 4-PSK simgeleri sırasıyla birinci ve ikinci antene aittir. Her iki kod için de rank $\delta = 2$ ’dir. Bu kafes yapılarının Rayleigh sönmülemeli kanaldaki çerçeve hata olasılığı eğrileri (frame error rate, FER) Şekil 3.9’daki gibidir. Burada $\text{SNR} = n_T E / N_0$ olarak tanımlanmaktadır. Verici anten başına çerçeve uzunluğu 130 simge varsayılmıştır. Hedef alıcıda kod çözme algoritması olarak Viterbi algoritması (Viterbi, 1967) kullanılmıştır. Beklenildiği gibi, $Q\delta = 8$ olduğundan, iz ölçütüne göre tasarlanan kod daha iyi hata başarımı sağlamaktadır.



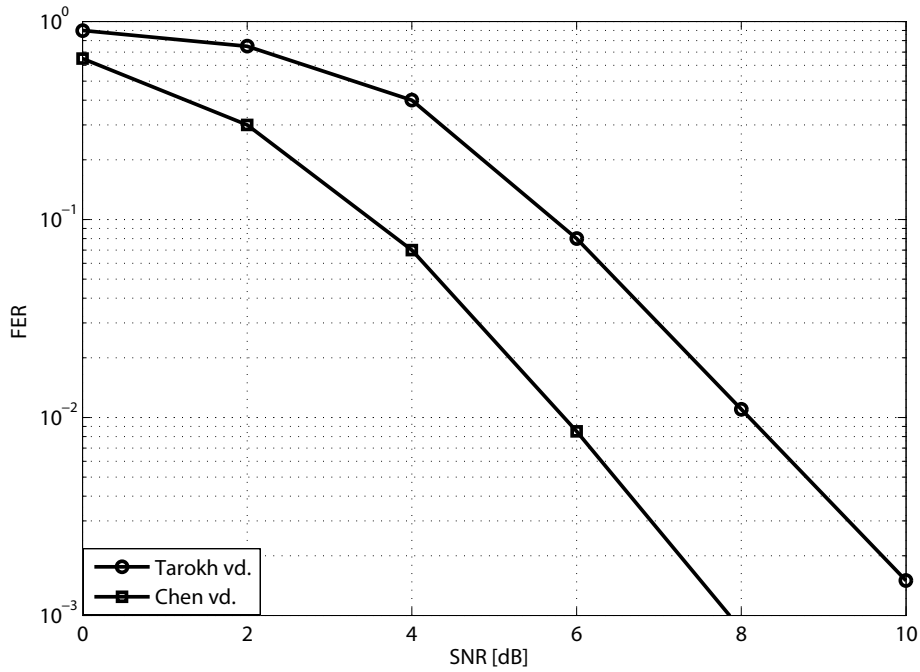
(Tarokh, 1998)



(Chen, 2001)



Şekil 3.8: 4-PSK modülasyonu için 4 durumlu uzay-zaman kafes kodları ve 4-PSK işaret uzayı.



Şekil 3.9: 4-PSK modülasyonlu uzay-zaman kafes kodların FER eğrileri (Q=4).

3.5 İşbirlikli Çeşitleme

MIMO sistemlerin en önemli avantajı iletim çeşitlemesine olanak sağlamalarıdır. İletim çeşitlemesi, örneğin gezgin iletişimde baz istasyonu için önemli bir kazanç sağlamasına rağmen diğer gezgin birimler için çok kullanışlı değildir. Çünkü boyut, maliyet ve donanım sınırlamaları gibi nedenlerden dolayı telsiz iletişimde kullanılan gezgin birimler genellikle tek antene sahiptirler.

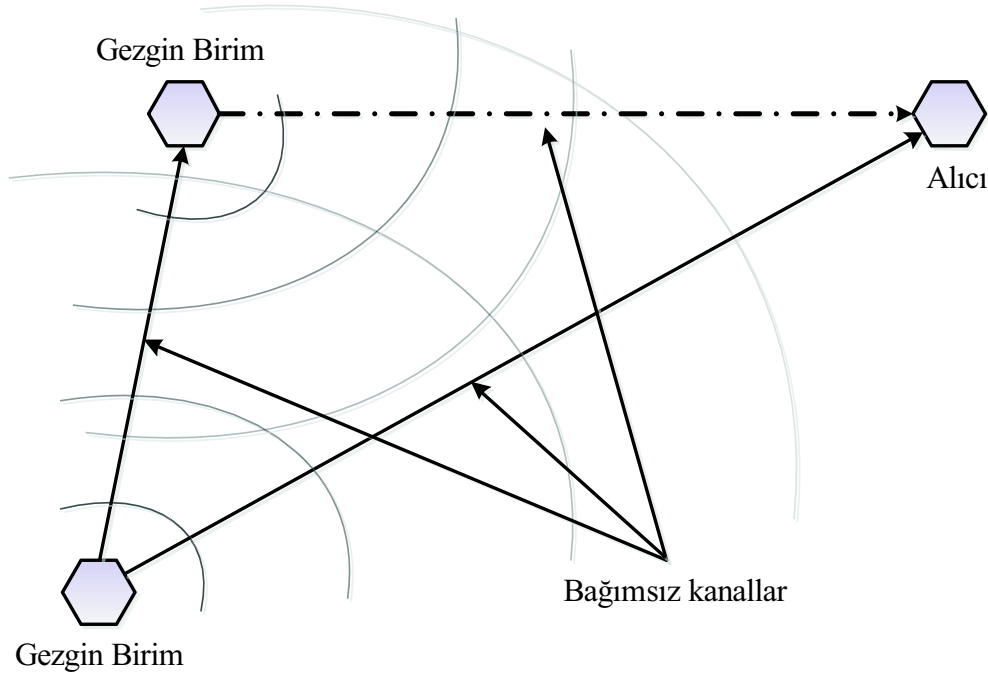
Son yıllarda yapılan çalışmalar sonucunda, işbirlikli iletişim olarak adlandırılan bir yöntem kullanılarak, tek antenli gezgin birimlerin MIMO sistemlerin avantajlarını elde etmeleri sağlanmıştır. Bu çalışmanın arkasında yatan temel fikir, birden fazla kullanıcının olduğu ortamda bulunan tek antenli kullanıcıların antenlerini paylaşmak suretiyle sanal bir MIMO sistem oluşturmalarıdır. Bu konuda birçok önemli gelişmeler sağlanmış olup, her geçen gün literatüre yeni çalışmalar eklenmektedir.

İşbirlikli çeşitlemenin arkasındaki fikri anlayabilmek için Şekil 3.10'u inceleyelim. Bu şekilde, aynı alıcı ile iletişim kuran iki gezgin birim görülmektedir. Her gezgin birimin sadece bir anteni vardır ve tek başlarına uzay çeşitlemesi oluşturmaları olanaksızdır. Ancak bir gezgin birimin diğerinden gelen işaretleri alması ve belli şekillerde bunu alıcıya kendi bilgileriyle birlikte yollaması durumunda, iki gezgin birimin sönmüleme yollarının farklı olması ve böylece uzay çeşitlemesinin gerçekleşmesi sağlanacaktır.

İşbirlikli iletişimde her bir gezgin birim “kullanıcı”, işbirliği yaptığı diğer birim ise “ortak” olarak adlandırılır. Her kullanıcı, kendi bilgisini iletirken aynı zamanda diğer kullanıcı için işbirliği yapan birim (ortak) olarak davranır. İşbirliği, kodlama hızında ve iletim gücünde çeşitli ikilemlere neden olur. Güç açısından incelenecek olursa, işbirliği modunda her kullanıcı iki kullanıcının da verilerini ilettiği için daha çok güce gereksinim duyulduğu düşünülebilir. Diğer yandan gezgin birimin belli bir hata olasılığını sağlayabilmek için gerekli iletim gücü, çeşitleme sağlandığı için düşecektir. Bu teknikte amaç diğer parametrelerin sabit kalması durumunda toplam iletim gücünü düşürmektir.

Benzer bir soru da sistemin hızı hakkında düşünülebilir. İşbirlikli sistemde her kullanıcı kendi bitlerine ek olarak ortağının da bitlerini iletmektedir. Bu durumda

sistem hızının düştüğünden bahsedilebilir. Ancak işbirlikli çeşitleme ile kanal kodunun hızı arttırılabileceği için her kullanıcının spektral verimliliğinde artış olur (Craig, 1991; Hunter, 2002a,b; Janani, 2004; Wei, 2006).



Şekil 3.10: İşbirlikli çeşitleme.

3.6 İşbirlikli Çeşitlemede Kullanılan Aktarma Yöntemleri

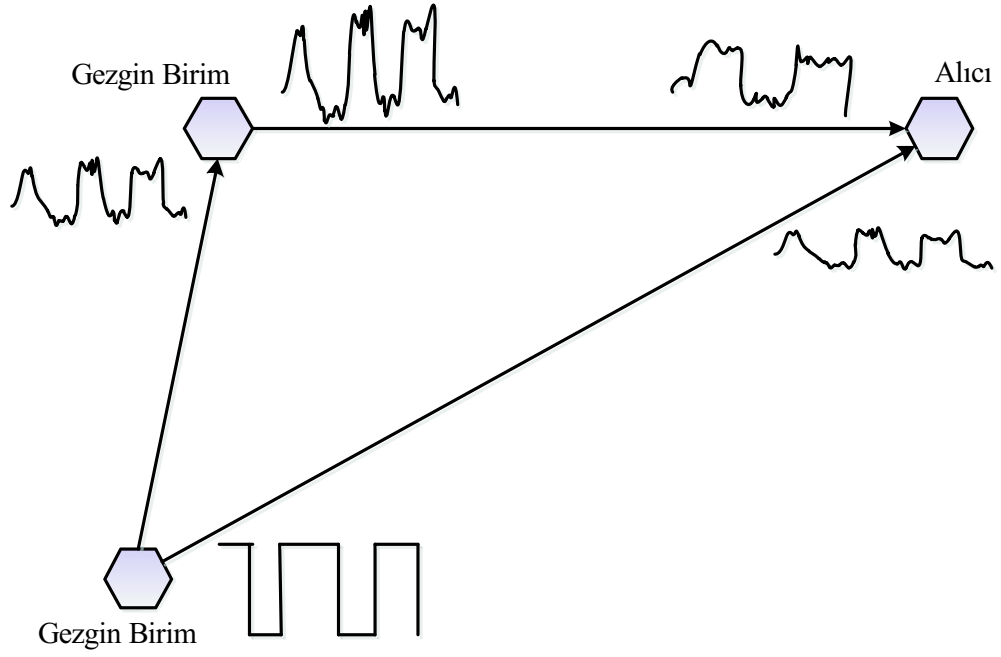
İşbirlikli çeşitlemede kullanılan temel aktarma yöntemleri aşağıdaki gibidir:

- Kuvvetlendir ve aktar (Amplify and forward, AF)
- Çöz ve aktar (Decode and forward, DF)

3.6.1 Kuvvetlendir ve aktar (AF)

Laneman vd. (Laneman, 2001) tarafından önerilen bu yöntemin çalışması Şekil 3.11’de gösterilmiştir. Bu yöntemde kullanıcı, ortağı tarafından iletilen işaretin gürültülü şeklini alır. Daha sonra alınan gürültülü işareti kuvvetlendirerek hedef alıcıya yollar. Hedef alıcı, kullanıcının ve ortağının yolladığı bilgileri alarak son kararı verir. Bu yöntemde, röledeki gürültü bileşeni de kuvvetlendirilmiş olmasına rağmen hedef birim, işaretin iki bağımsız sönümlemeli şeklini aldığı için daha iyi bir karar verir.

AF yönteminde hedef alıcının en iyi çözümü bulabilmesi için kullanıcılar arası veya kullanıcı-röle arası kanalın karakteristiğinin bilinmesi gerekir.



Şekil 3.11: Kuvvetlendir ve aktar yöntemi.

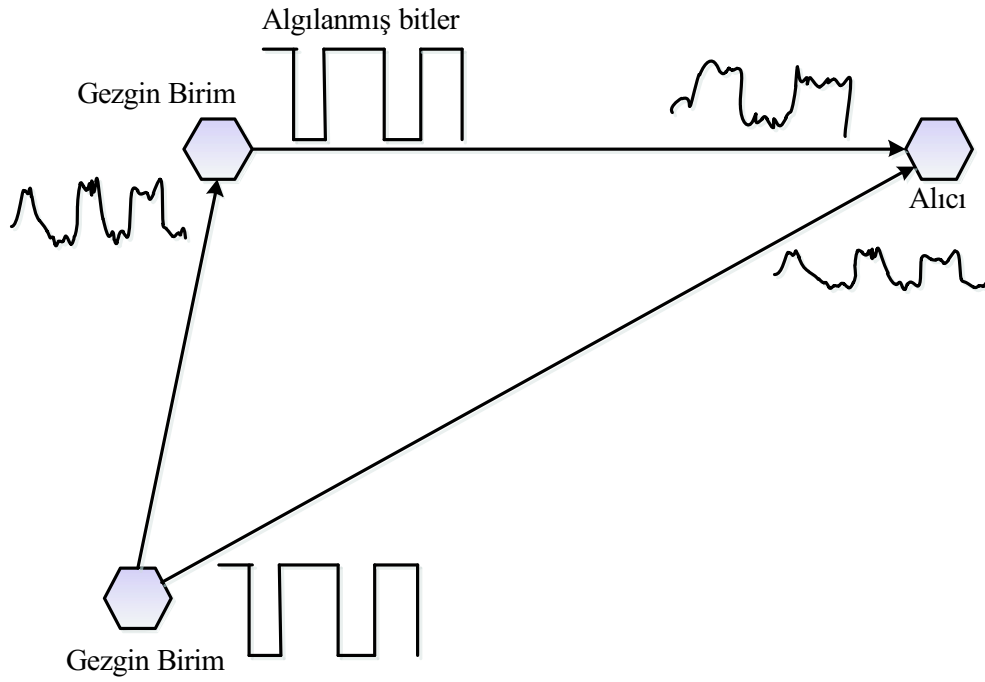
3.6.2 Çöz ve aktar (DF)

Şekil 3.12’te gösterildiği gibi bu yöntemde kullanıcı ortağının bitlerini algılar ve bu bitleri kodlayarak tekrar iletir. Bu yöntemde, kullanıcıların ortaklarının bilgisini yanlış algılaması durumunda işbirliği bozucu yönde etki yapabilir. Ayrıca alıcıda optimum çözüm yapılabilmesi için kullanıcılar arası kanalın hata karakteristiğinin alıcı tarafından bilinmesi gerekmektedir. DF yönteminde rölede hatalı çözüm olması durumunda hata yayılımı problemi ortaya çıkar.

3.6.3 AF-DF karşılaştırması ve diğer aktarma yöntemleri

AF ve DF yöntemleri birbirleriyle yarışabilir hata başarımları sağlarlar. Literatürde, DF yönteminin ön plana çıktığı kimi senaryolar yanında (Høst-Madsen, 2005; Kramer, 2005; Sendonaris, 2003), AF yönteminin daha iyi hata başarımları sağladığı durumlar da rapor edilmiştir (Li, 2006b; Nosratinia, 2004). Ayrıca kanallara ilişkin yol kaybını (path loss) da hesaba katarak, rölenin kaynağa yakın olduğu durumda AF yönteminin DF yöntemine göre daha iyi hata başarımları sağladığını gösteren çalışmalar da bulunmaktadır (Laneman, 2000).

Yukarıda tanıtılanların dışında literatürde verilmiş başka aktarma yöntemleri de bulunmaktadır (Laneman, 2004). Örneğin temelleri Cover ve El Gamal’ın (Cover, 1979) çalışmasına kadar uzanan ve “sıkıştır ve aktar” (compress and forward, CF)



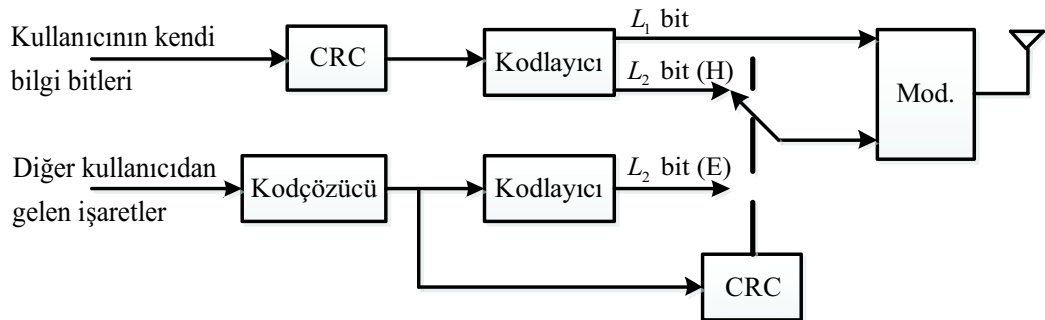
Şekil 3.12: Çöz ve aktar yöntemi.

olarak adlandırılan yöntemde, röle kaynaktan aldığı işareti belli bir bozulma dahilinde sıkıştırdıktan sonra alıcıya aktarır. Bu, karmaşıklığı artırmakla beraber iletim hızında esneklikler sağlamaktadır. (Cover, 1979; Høst-Madsen, 2005; Kramer, 2005)’te belirtildiği üzere, rölenin kaynağa yakın olduğu durumda CF, DF ve AF’e göre daha iyi hata başarımı sağlamaktadır (Stankovic, 2006). Söz konusu yöntemlerin bir arada kullanıldığı çalışmalar da bulunmaktadır. Karşılaşılabilecek hata yayılımı problemini azaltabilmek için Laneman vd. (Høst-Madsen, 2005; Laneman, 2001), S ve R arasındaki kanala ait işaret-gürültü oranı belli bir eşik değerin üstünde kalırsa R’nin aktarma yaptığı, aksi halde S’nin iletme devam ettiği “seçmeli aktarma” (selection relaying) adlı yöntemi önermişlerdir. Bunlar dışında yine Laneman vd. (Laneman, 2001, 2003), doğrudan iletimin başarılı olup olmadığı bilgisini sınırlı bir geri besleme ile D’den kullanıcılara aktaran ve böylece spektral verimliliği artıran “artımlı aktarma” (incremental relaying) yöntemini önermişlerdir.

3.7 Kodlamalı işbirliği

İşbirlikli iletişim sisteminin hata başarımını daha da iyileştirebilmek için kanal kodlama ile işbirliği teknikleri birleştirilebilir. Bu konudaki ilk çalışmalar Hunter vd. (Hunter, 2002a,b) tarafından gerçekleştirilmiştir. Buradaki temel düşünce, her kullanıcının bilgi bitlerini kodlaması ve bu kodlanmış bitlere ilişkin işaretlerin bir kısmının kendi anteni üzerinden, kalan kısmının diğer kullanıcılar üzerinden

iletilmesidir. Böyle bir sistemin çalışma modeli, kullanıcılar arasında paylaşılan bilginin, kodlanmış bitler (veya karşı düşen modülasyonlu işaretler) olması varsayımı ile Şekil 3.12’teki gibidir. Sistem verimini artırmak amacıyla, eğer bir kullanıcı diğer kullanıcıya ilişkin bilgileri başarılı bir şekilde alabilmişse D’ye aktarması, aksi halde kendi bilgilerini iletmeye devam etmesi mantığı kullanılmaktadır. Bilginin diğer kullanıcı tarafından başarılı bir şekilde alınıp alınmadığı, kullanıcılar arasında bir geri besleme yoluna gerek kalmaksızın doğrudan kodlama teknikleri ile test edilebilir. Bu amaçla, çevrimsel fazlalık kontrol (cyclic redundancy check, CRC) kodlama tekniğinden (Lin, 2004) yararlanılır. Bir kullanıcıya ilişkin blok diyagramı Şekil 3.13’te verilen sistemin çalışması şu şekildedir: Her kullanıcı bilgi dizisine CRC bilgisini ekleyip bir kanal kodlayıcı (blok, katlamalı vb.) yardımıyla kodlar. Kodlanmış bit dizisinin uzunluğu L varsayılın. L uzunluklu kodlanmış bit dizisi, L_1 ve L_2 uzunluklu iki farklı bit dizisine (çerçevesine) ayrılır. Kullanıcılar, kodlanmış bitlerinin L_1 bitlik kısımlarını diğer kullanıcıya ve D’ye gönderirler ve diğer kullanıcıdan gelen L_1 bitlik kodlanmış dizileri (işaretleri) alırlar. Daha sonra her kullanıcı gelen işaretlere bakarak diğer kullanıcının bilgi bitlerini çözer ve bu bitleri tekrar kodlar. Bu arada ayrıca CRC kontrolü yapar. Eğer CRC kontrolü başarılı ise (E), bilgi paketine kendine ait L_1 bitlik kodlanmış bitleri ve L_2 bitlik diğer kullanıcıya ait kodlanmış bitleri yerleştirir ve modülasyon işleminden sonra hedef alıcıya (D’ye) gönderir. CRC kontrolü başarılı değilse (H), L_1 ve L_2 bitlik kendi kodlanmış bitlerini modülasyon işleminden sonra hedef alıcıya gönderir. Anlaşılabileceği üzere, işbirliği



Şekil 3.13: Kodlamalı işbirliğinde bir kullanıcıya ait blok diyagramı.

açısından burada dört olası durum vardır: Her iki kullanıcının da birbirleriyle işbirliği yaptığı, S_1 ’in S_2 ile işbirliği yaptığı ancak S_2 ’nin yapmadığı, S_2 ’nin S_1 ile işbirliği yaptığı ancak S_1 ’in yapmadığı ve hiçbir kullanıcının işbirliği yapmadığı durumlar. Bilgilerin çözülebilmesi için D’nin bu dört durumdan hangisinin gerçekleştiğini

bilmesi gereklidir. Bu probleme bir çözüm, CRC kontrolü sağlanıncaya dek alıcının olası tüm durumlara göre ayrı ayrı kod çözme yapmasıdır (Hunter, 2002b, 2006; Janani, 2004). Bu yöntem alıcıda karmaşıklığı bir miktar artırmaktadır. Diğer bir yöntem, her kullanıcının diğer kullanıcıya ait bilgi bitlerini doğru çözüp çözemediği bilgisini D'ye göndermesidir (Hunter, 2002b). Şekil 3.13'teki sistem için kullanıcılar arası kanalın ve kullanıcılar ile D arasındaki kanalların duruğumsu ve ayrıca hızlı sönmlemeli olduğu durumlar için hata olasılığı üst sınırına dayalı bir hata başarımlı analizi (Hunter, 2003; Janani, 2004)'te verilmekte ve işbirlikli kodlamanın duruğumsu kanallarda maksimum çeşitleme sağladığı, hızlı sönmlemeli kanallarda ise sınırlı da olsa başarımda iyileşme sağladığı gösterilmektedir. İkiden fazla kullanıcıya sahip kodlamalı işbirlikli sistemler için genel bir hata başarımlı analizi (Zummo, 2006)'da verilmekte ve kullanıcılar arası kanal kalitesi arttıkça, çok kullanıcının daha iyi hata başarımlı sağladığı ispatlanmaktadır.

3.8 İşbirlikli Çeşitlemede Kullanılan Protokoller

Kaynakdaki bilginin röle ve alıcıya aktarılması amacıyla, farklı zaman çizelgeleri, bir başka deyişle farklı haberleşme protokolleri kullanılabilir. Aşağıda, literatürde var olan üç ana protokol tanıtılmaktadır.

3.8.1 Protokol I

Bu protokolda ilk iletim zamanında S kaynağı, R rölesine ve D alıcısına iletim yaparken, ikinci iletim zamanında S kaynağı ve R rölesi D alıcısına iletim yaparlar. Bu protokol, gönderilen işaretler ile birlikte Çizelge 3.1'de sunulmuştur. Burada örneğin $S(x_1) \rightarrow R$ gösterilimi, S'den R'ye x_1 simgesinin iletilildiğini; $R(x_1) \rightarrow D$ gösterilimi ise x_1 'e ilişkin simgenin R'den D'ye iletilildiğini göstermektedir.

Çizelge 3.1: Protokol I.

1. zaman dilimi	2. zaman dilimi
$S(x_1) \rightarrow R$	$R(x_1) \rightarrow D$
$S(x_1) \rightarrow D$	$R(x_2) \rightarrow D$

3.8.2 Protokol II

Bu protokolde ilk iletim zamanında S kaynağı, R rölesine ve D alıcısına iletim yaparken, ikinci iletim zamanında sadece R rölesi D alıcısına iletim yapar (Çizelge 3.2).

Çizelge 3.2: Protokol II.

1. zaman dilimi	2. zaman dilimi
$S(x_1) \rightarrow R$	$R(x_1) \rightarrow D$
$S(x_1) \rightarrow D$	-

3.8.3 Protokol III

Bu protokolde ilk iletim zamanında S kaynağı sadece R rölesine yapar. İkinci iletim zamanında ise S kaynağı ve R rölesine D alıcısına iletim yaparlar (Çizelge 3.3).

Çizelge 3.3: Protokol III.

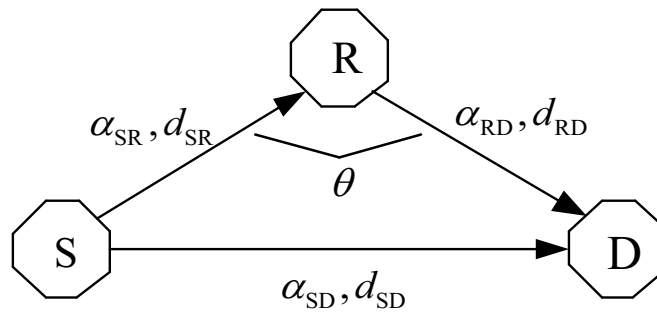
1. zaman dilimi	2. zaman dilimi
$S(x_1) \rightarrow R$	$R(x_1) \rightarrow D$
-	$R(x_2) \rightarrow D$

4. KODLAMASIZ RÖLELİ SİSTEMİN KASKAT SÖNÜMLEMELİ KANALLARDA HATA BAŞARIM ANALİZİ VE GÜÇ OPTİMİZASYONU

Bu bölümde, AF yöntemini kullanan tek röleli işbirlikli bir sistemin kaskat Nakagami kanallardaki hata başarımı incelenmekte ve hata başarımını iyileştirmek amacıyla kaynak ve röledeki gücün (enerjinin) optimum şekilde paylaşımı araştırılmaktadır.

4.1 Sistem Modeli

Ele alınan tek röleli işbirlikli sistem Şekil 4.1'deki gibidir. Burada kaynak (S), röle (R) ve alıcının (D) tek verici ve/veya tek alıcı anten içerdiği varsayılmaktadır. Şekilde d_{SD} , d_{SR} ve d_{RD} sırasıyla, $S \rightarrow D$, $S \rightarrow R$ ve $R \rightarrow D$ linklerinin uzunluklarını belirtmektedir. θ ise $S \rightarrow R$ ve $R \rightarrow D$ linkleri arasındaki açıyı göstermektedir. Sistem modeline R'nin konumunu katabilmek için kısa-dönem sönmlemenin yanısıra uzun-dönem yol kayıplarının da olduğu varsayılmıştır. $S \rightarrow D$ arasındaki link birim yol kaybı ($G_{SD} = 1$) varsayılmıştır. $S \rightarrow R$ ve $R \rightarrow D$ linklerinin göreceli yol kayıpları sırasıyla $G_{SR} = (d_{SD}/d_{SR})^v$ ve $G_{RD} = (d_{SD}/d_{RD})^v$ olmak üzere, link uzunlukları kosinüs teoremiyle $G_{SR}^{-2/v} + G_{RD}^{-2/v} - 2G_{SR}^{-1/v}G_{RD}^{-1/v}\cos\theta = 1$ biçiminde birbirine bağlıdır (Ochiai, 2006). Burada v yol kaybı sabitini göstermektedir.



Şekil 4.1: Kullanılan sistem modeli.

α_{SD} , α_{SR} ve α_{RD} sırasıyla, $S \rightarrow D$, $S \rightarrow R$ ve $R \rightarrow D$ linklerine ilişkin kompleks sönmleme katsayılarını göstermektedir. Bu katsayıların zarfları $h_{SD} = |\alpha_{SD}|$, $h_{SR} = |\alpha_{SR}|$ ve $h_{RD} = |\alpha_{RD}|$ en genel durumda kaskat Nakagami dağılımlı, yani $h_{SD} = \prod_{l=1}^{N_{SD}} h_{SD_l}$, $h_{SR} = \prod_{l=1}^{N_{SR}} h_{SR_l}$ ve $h_{RD} = \prod_{l=1}^{N_{RD}} h_{RD_l}$ biçiminde istatistiksel bağımsız Nakagami- m değişkenlerinin çarpımı varsayılmıştır (Karagiannidis, 2007). Burada

N_{SD} , N_{SR} ve N_{RD} sırasıyla $S \rightarrow D$, $S \rightarrow R$ ve $R \rightarrow D$ linklerine ilişkin Nakagami rastgele değişken sayılarını göstermektedir. h_{SD_l} , h_{SR_l} ve h_{RD_l}

$$f_{h_l}(z) = \frac{2m_l^{m_l}}{\Omega_l^{m_l} \Gamma(m_l)} z^{2m_l-1} \exp\left(-\frac{m_l}{\Omega_l} z^2\right) \quad (4.1)$$

pdf'i ile Nakagami dağılımlar (Simon, 2005). Yukarıdaki ifadede SD, SR ve RD alt indisleri basitlik açısından yazılmamıştır. $\Gamma(\cdot)$ Gamma fonksiyonu (Gradshteyn, 2007) olup, $\Omega_l = E[h_l^2]$, $m_l = \Omega_l^2 / E[(h_l^2 - \Omega_l)^2] \geq 1/2$ biçimindedir; $E[\cdot]$ ortalama alma işlemini göstermektedir. (4.1) nolu ifadede $m_l = 1$ olduğunda Rayleigh dağılımı elde edilmektedir. Ele alınan tüm kanallar duruğumsu kabul edilmiştir. Yani kanal katsayıları bir çerçeve boyunca sabit alınmıştır.

Bu sistem modelinde (Nabar, 2004)'te önerilen haberleşme protokollerinden Protokol II kullanılmaktadır. Yani, S birinci zaman diliminde bilgisini R ve D'ye göndermektedir. İkinci zaman diliminde ise R birinci zaman diliminde aldığı gürültülü işareti kuvvetlendirerek D'ye göndermektedir. Her iki zaman diliminde S ve R tarafından toplam $2E$ Joule enerji harcanmaktadır. Birinci zaman diliminde kaynak tarafından gönderilen simge x olsun. Buna göre birinci zaman diliminde R ve D'ye gelen işaretler,

$$r_R = \sqrt{2G_{SR}KE} \alpha_{SR} x + n_R \quad (4.2)$$

$$r_{D_1} = \sqrt{2KE} \alpha_{SD} x + n_{D_1} \quad (4.3)$$

olarak yazılabilir. Burada K enerji (veya güç) paylaşımı için bir optimizasyon parametresi olup ($0 \leq K \leq 1$), $2KE$ birinci zaman diliminde kaynaktan harcanan ortalama enerjidir. Açık ki, ikinci zaman diliminde rölenin harcadığı enerji $2(1 - K)E$ olacaktır. n_R ve n_{D_1} , sıfır ortalamalı boyut başına $N_0/2$ varyanslı kompleks Gauss gürültüsünü göstermektedir. İkinci zaman diliminde, R kendisine birinci zaman diliminde gelen gürültülü işareti $g = 1 / \sqrt{E[|r_R|^2]} = 1 / \sqrt{2G_{SR}KE + N_0}$ ile çarparak D'ye göndermektedir. Burada ortalama alma işlemi, gürültü terimi ve $S \rightarrow R$ linkindeki sönmüleme katsayısı üzerinden yapılmaktadır. Bu türden ölçeklemeye, ortalama güç ölçekleme (average power scaling, APS) (Mheidat, 2006) veya sabit kazançlı (fixed-gain) kuvvetlendirme (Hasna, 2004) adı verilmektedir. Çeşitli matematiksel

işlemlerden sonra, bu zaman aralığında D’de alınan işaret aşağıdaki gibi yazılabilir (Fareed, 2008):

$$r_{D_2} = \sqrt{aE} \alpha_{SR} \alpha_{RD} x + n_{D_2}. \quad (4.4)$$

Burada, $A = [1 + 2G_{SR}K(E/N_0)]/[2G_{RD}(1-K)(E/N_0)]$ olmak üzere $a = (2G_{SR}K)/(A + |\alpha_{RD}|^2)$ olarak tanımlanmaktadır. n_{D_2} , sıfır ortalamalı boyut başına $N_0/2$ varyanslı kompleks Gauss gürültüsünü göstermektedir. $\mathbf{n} = [n_{D_1} \ n_{D_2}]$ biçiminde ve $\alpha_{SRD} = \alpha_{SR} \alpha_{RD}$ olmak üzere kanal vektörü $\boldsymbol{\alpha} = [\alpha_{SD} \ \alpha_{SRD}]$ biçiminde tanımlanırsa, alınan işaret vektörü $\mathbf{r} = \boldsymbol{\alpha} \mathbf{X} + \mathbf{n}$ olarak yazılabilir. Burada $\mathbf{X}$ aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$\mathbf{X} = \begin{bmatrix} \sqrt{2KE}x & 0 \\ 0 & \sqrt{aE}x \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

4.2 Çiftsel Hata Olasılığı ve Çeşitleme Derecesi Hesabı

Ele alınan sistemin çeşitleme derecesini bulabilmek için, çiftsel hata olasılığı (pairwise error probability, PEP) üst sınırından yararlanılmıştır. Alıcıda kanal durum bilgisinin olduğu ve en büyük olabilirlikli kod çözmenin yapıldığı varsayılmıştır. Belli bir $\boldsymbol{\alpha}$ için $\mathbf{X}$ ’in $\hat{\mathbf{X}}$, yani hatalı olarak çözülme olasılığı (koşullu PEP) Chernoff sınırı (Tarokh, 1998),

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} | \boldsymbol{\alpha}) \leq \exp \left(-\frac{d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} | \boldsymbol{\alpha})}{4N_0} \right) \quad (4.6)$$

şeklinde verilmektedir. Burada $d^2(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} | \boldsymbol{\alpha}) = \boldsymbol{\alpha} (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H \boldsymbol{\alpha}^H$ biçimindedir. H , evrik eşlenik (Hermitian) işlemini göstermektedir. Bu ifade (4.6)’da yerine konularak

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} | h_{SD}, h_{SRD}) \leq \exp \left(-\frac{|x - \hat{x}|^2}{4} \frac{E}{N_0} (2K h_{SD}^2 + a h_{SR}^2 h_{RD}^2) \right) \quad (4.7)$$

bulunur. (4.7)’nolu ifadede $y_{SD} = h_{SD}^2$, $y_{SR} = h_{SR}^2$ ve $y_{RD} = h_{RD}^2$ olarak tanımlansın. Bu durumda y_{SD} , y_{SR} ve y_{RD} ’nin pdf’i,

$$f_y(y) = \frac{1}{y \prod_{l=1}^N \Gamma(m_l)} G_{0,N}^{N,0} \left(\frac{y}{\bar{y}} \prod_{l=1}^N m_l \middle| \begin{matrix} - \\ m_1, m_2, \dots, m_N \end{matrix} \right) \quad (4.8)$$

şeklindedir (Karagiannidis, 2007). Burada $G_{p,q}^{m,n}(\cdot|\cdot)$, Meijer-G fonksiyonu (Gradshteyn, 2007) ve N ise y_{SD} , y_{SR} ve y_{RD} için sırasıyla N_{SD} , N_{SR} ve N_{RD} 'yi ifade etmektedir. Çıkarımlarda tüm linkler için $\bar{y} = \prod_{l=1}^N \Omega_l = 1$ alınmıştır. (Gradshteyn, 2007, eq. 7.813.1)'den yararlanarak (4.7) nolu ifadenin y_{SD} üzerinden ortalaması alınırsa,

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}|y_{SR}y_{RD}) \leq \frac{1}{\prod_{l=1}^{N_{SD}} \Gamma(m_l^{SD})} G_{1,N_{SD}}^{N_{SD},1} \left(\left. \frac{\prod_{l=1}^{N_{SD}} m_l^{SD}}{K\beta} \right|_{m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}}^1 \right) \times \exp \left(-\frac{a|x-\hat{x}|^2 E}{4N_0} y_{SR}y_{RD} \right) \quad (4.9)$$

elde edilir. Burada $\beta = |x - \hat{x}|^2 (E/N_0)/2$ olup $m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}$, S→D linkine ait Nakagami- m dağılımının m parametrelerini göstermektedir. (Gradshteyn, 2007, eq. 7.813.1)'den yararlanarak (4.9)'un y_{SR} üzerinden ortalaması alınırsa,

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}|y_{RD}) \leq \frac{1}{\prod_{l=1}^{N_{SD}} \Gamma(m_l^{SD}) \prod_{l=1}^{N_{SR}} \Gamma(m_l^{SR})} \times G_{1,N_{SD}}^{N_{SD},1} \left(\left. \frac{\prod_{l=1}^{N_{SD}} m_l^{SD}}{K\beta} \right|_{m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}}^1 \right) \times G_{1,N_{SR}}^{N_{SR},1} \left(\left. \frac{2 \prod_{l=1}^{N_{SR}} m_l^{SR}}{a\beta y_{RD}} \right|_{m_1^{SR}, m_2^{SR}, \dots, m_{N_{SR}}^{SR}}^1 \right) \quad (4.10)$$

ifadesi elde edilir. Burada $m_1^{SR}, m_2^{SR}, \dots, m_{N_{SR}}^{SR}$, S→R linkine ait Nakagami- m dağılımının m parametrelerini göstermektedir. Sonunda (4.10) nolu ifadenin y_{RD} üzerinden ortalaması alınarak PEP üst sınır ifadesi elde edilir:

$$\begin{aligned}
P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) &\leq \frac{1}{\prod_{l=1}^{N_{SD}} \Gamma(m_l^{SD}) \prod_{l=1}^{N_{SR}} \Gamma(m_l^{SR}) \prod_{l=1}^{N_{RD}} \Gamma(m_l^{RD})} \\
&\times G_{1, N_{SD}}^{N_{SD}, 1} \left(\left. \frac{\prod_{l=1}^{N_{SD}} m_l^{SD}}{K\beta} \right|_{m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}}^1 \right) \\
&\times \int_0^\infty y_{RD}^{-1} G_{1, N_{SR}}^{N_{SR}, 1} \left(\left. \frac{\prod_{l=1}^{N_{SR}} m_l^{SR}}{K G_{SR} \beta} \left(1 + \frac{A}{y_{RD}}\right) \right|_{m_1^{SR}, m_2^{SR}, \dots, m_{N_{SR}}^{SR}}^1 \right) \\
&\times G_{0, N_{RD}}^{N_{RD}, 0} \left(\left. y_{RD} \prod_{l=1}^{N_{RD}} m_l^{RD} \right|_{m_1^{RD}, m_2^{RD}, \dots, m_{N_{RD}}^{RD}}^- \right) dy_{RD}.
\end{aligned} \tag{4.11}$$

Burada $m_1^{RD}, m_2^{RD}, \dots, m_{N_{RD}}^{RD}$, R→D linkine ait Nakagami- m dağılımının m parametrelerini göstermektedir. Yukarıdaki (4.11) nolu ifade her ne kadar çok genel bir PEP üst sınırı vermekte ise de, işlem zorluğundan dolayı incelemeler ancak $N_{SD}, N_{SR}, N_{RD} \leq 2$ için yapılabilmektedir.

Bundan sonraki kısımda, röleli sistemdeki kanalların modellenmesi rölenin hareketli olup olmamasına göre yapılacak ve her durum için hata başarımların analiz sonuçları verilecektir.

4.2.1 Rölenin sabit olduğu durum

S ve D birimlerinin hareketli, R'nin sabit bir erişim noktası olması durumu için, S→D linki çift (double) Nakagami- m ($N_{SD} = 2$) dağılımlı, S→R ve R→D linkleri Nakagami- m ($N_{SR} = 1, N_{RD} = 1$) dağılımlı olarak modellenebilir. Bu durumda, (4.11)'deki PEP üst sınırı aşağıdaki biçimde elde edilir:

$$\begin{aligned}
P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) &\leq \frac{1}{\Gamma(m_1^{SR}) \Gamma(m_1^{RD}) \prod_{l=1}^2 \Gamma(m_l^{SD})} G_{1, 2}^{2, 1} \left(\left. \frac{\prod_{l=1}^2 m_l^{SD}}{K\beta} \right|_{m_1^{SD}, m_2^{SD}}^1 \right) \\
&\times \int_0^\infty y_{RD}^{-1} G_{1, 1}^{1, 1} \left(\left. \frac{m^{SR}}{K G_{SR} \beta} \left(1 + \frac{A}{y_{RD}}\right) \right|_{m^{SR}}^1 \right) G_{0, 1}^{1, 0} \left(m^{RD} y_{RD} \right|_{m^{RD}}^- \right) dy_{RD}.
\end{aligned} \tag{4.12}$$

Burada gösterilimin basitliği açısından $S \rightarrow R$ ve $R \rightarrow D$ linklerindeki m parametrelerindeki 1 alt indisi kullanılmamıştır. (4.12) ifadesi, nümerik olarak çözülebilmektedir. Yeterince yüksek $SNR = E/N_0$ değerlerinde, $\mu = \frac{G_{SR}}{G_{RD}} \ll 1$ olduğu durumda ve (Luke, 1975, eq.8.4.12)’den yararlanılırsa yukarıdaki ifade,

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \leq \left(m^{SR}\right)^{m^{SR}} G_{SR}^{-m^{SR}} \left[\prod_{l=1}^2 m_l^{SD} \right]^{m_1^{SD}} (K\beta)^{-m_1^{SD}-m^{SR}} \times U \left[m_1^{SD}, 1 + m_1^{SD} - m_2^{SD}, \prod_{l=1}^2 m_l^{SD} / (K\beta) \right] \quad (4.13)$$

şeklinde olur. Burada $U(.,.,.)$, hypergeometricU fonksiyonudur (Gradshteyn, 2007). Nümerik metodlar kullanılarak R’nin D’ye çok yakın olduğu durumda asimptotik çeşitleme derecesinin $\min(m_1^{SD}, m_2^{SD}) + m^{SR}$ olduğu gösterilebilir. Sönümlemenin Rayleigh olması durumunda elde edilen PEP üst sınır ifadesi (4.13) nolu ifadenin özel bir halidir. $m_1^{SD} = m_2^{SD} = m^{SR} = 1$ alındığında, yüksek SNR değerlerinde $U(1, 1, .)$ fonksiyonu 1’e yaklaşır ve bu durumda,

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \leq \frac{4K^{-2}}{G_{SR}|x - \hat{x}|^4} \left(\frac{E}{N_0} \right)^{-2} \quad (4.14)$$

elde edilir. Görüldüğü gibi kullanılan sistem ikinci dereceden asimptotik çeşitleme derecesi sağlamaktadır.

4.2.2 Rölenin hareketli olduğu durum

İkinci olarak S, R ve D birimlerinin hareketli olduğu durum incelenmiştir. Bu durumda tüm kanallar çift Nakagami- m olarak varsayılmıştır. $N_{SD} = N_{SR} = N_{RD} = 2$ için (4.11) nolu ifade,

$$\begin{aligned}
P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) &\leq \frac{1}{\prod_{l=1}^2 \Gamma(m_l^{\text{SD}}) \prod_{l=1}^2 \Gamma(m_l^{\text{SR}}) \prod_{l=1}^2 \Gamma(m_l^{\text{RD}})} G_{1,2}^{2,1} \left(\left. \frac{\prod_{l=1}^2 m_l^{\text{SD}}}{K\beta} \right|_{m_1^{\text{SD}}, m_2^{\text{SD}}}^1 \right) \\
&\times \int_0^\infty y_{\text{RD}}^{-1} G_{1,2}^{2,1} \left(\left. \frac{\prod_{l=1}^2 m_l^{\text{SR}}}{K G_{\text{SR}} \beta} \left(1 + \frac{A}{y_{\text{RD}}}\right) \right|_{m_1^{\text{SR}}, m_2^{\text{SR}}}^1 \right) \\
&\times G_{0,2}^{2,0} \left(\left. y_{\text{RD}} \prod_{l=1}^2 m_l^{\text{RD}} \right|_{m_1^{\text{RD}}, m_2^{\text{RD}}}^- \right) dy_{\text{RD}}
\end{aligned} \tag{4.15}$$

şekline döner. Bu ifade de nümerik yolla çözülebilmektedir. R'nin D'ye çok yakın olması ($\mu \ll 1$) ve yeterince yüksek SNR değerlerinde,

$$\begin{aligned}
P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) &\leq G_{\text{SR}}^{-m_1^{\text{SR}}} U \left[m_1^{\text{SD}}, 1 + m_1^{\text{SD}} - m_2^{\text{SD}}, \prod_{l=1}^2 m_l^{\text{SD}} / (K\beta) \right] \\
&\times U \left[m_1^{\text{SR}}, 1 + m_1^{\text{SR}} - m_2^{\text{SR}}, \prod_{l=1}^2 m_l^{\text{SR}} / (G_{\text{SR}} K\beta) \right] \\
&\times \left[\prod_{l=1}^2 m_l^{\text{SR}} \right]^{m_1^{\text{SR}}} \left[\prod_{l=1}^2 m_l^{\text{SD}} \right]^{m_1^{\text{SD}}} (K\beta)^{-m_1^{\text{SD}} - m_1^{\text{SR}}}
\end{aligned} \tag{4.16}$$

elde edilir. Nümerik yollarla gösterilebilir ki, kullanılan sistemin asimptotik çeşitleme derecesi bu durumda $\min(m_1^{\text{SD}}, m_2^{\text{SD}}) + \min(m_1^{\text{SR}}, m_2^{\text{SR}})$ 'dir. Buradan, $m_1^{\text{SD}} = m_2^{\text{SD}} = m_1^{\text{SR}} = m_2^{\text{SR}} = 1$ için (Rayleigh durumu), asimptotik çeşitleme derecesinin yine 2 olduğu görülür.

Ayrıca, yine R'nin hareketli olduğu durumda R'nin konumuna göre ortalama PEP üst sınırı ifadesinden başarımlı analizi yapılmıştır. Basitlik amacıyla, S ile D arasındaki uzunluk $d_{\text{SD}} = 1$, yol kaybı katsayısı $v = 2$ ve $\theta = \pi$ alınırsa, $\mu = G_{\text{SR}}/G_{\text{RD}} = ((1 - d_{\text{SR}})/d_{\text{SR}})^2$ olur. Bu analizde d_{SR} (S→R linkinin uzunluğu) artık bir raslantı değişkeni olarak düşünülmelidir. d_{SR} düzgün dağılımlı varsayılırsa, pdf'i $f(d_{\text{SR}}) = 1$, $0 \leq d_{\text{SR}} \leq 1$ olur. μ 'ün pdf'i ise aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$f(\mu) = \frac{1}{2\sqrt{\mu}(1 + \sqrt{\mu})^2}, \quad 0 \leq \mu \leq \infty. \tag{4.17}$$

(4.11) nolu ifade μ cinsinden tekrar şöyle ifade edilebilir:

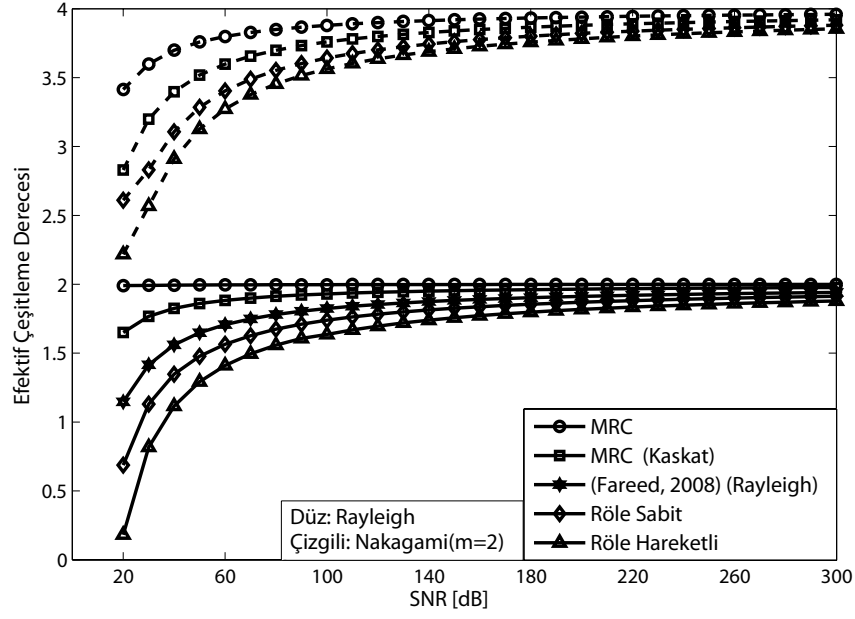
$$\begin{aligned}
P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) &\leq \frac{1}{\prod_{l=1}^{N_{SD}} \Gamma(m_l^{SD}) \prod_{l=1}^{N_{SR}} \Gamma(m_l^{SR}) \prod_{l=1}^{N_{RD}} \Gamma(m_l^{RD})} \\
&\times G_{1, N_{SD}}^{N_{SD}, 1} \left(\left. \frac{\prod_{l=1}^{N_{SD}} m_l^{SD}}{K\beta} \right|_1^1 \right)_{m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}} \\
&\times \int_0^\infty y_{RD}^{-1} G_{1, N_{SR}}^{N_{SR}, 1} \left(\left. \frac{\prod_{l=1}^{N_{SR}} m_l^{SR}}{K(1+\sqrt{\mu})^2 \beta} \left(1 + \frac{B}{y_{RD}}\right) \right|_1^1 \right)_{m_1^{SR}, m_2^{SR}, \dots, m_{N_{SR}}^{SR}} \\
&\times G_{0, N_{RD}}^{N_{RD}, 0} \left(\left. y_{RD} \prod_{l=1}^{N_{RD}} m_l^{RD} \right|_1^- \right)_{m_1^{RD}, m_2^{RD}, \dots, m_{N_{RD}}^{RD}} dy_{RD}. \tag{4.18}
\end{aligned}$$

Burada $B = [1 + 2(1 + \sqrt{\mu})^2 K (E/N_0)] / [2(1 + 1/\sqrt{\mu})^2 (1 - K) (E/N_0)]$ ’dir. Ortalama PEP, $\overline{P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})} = \int_0^\infty f(\mu) P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) d\mu$ ile hesaplanır.

4.3 Efektif Çeşitleme Derecesinin Hesabı

Pratik açıdan önemli SNR değerlerindeki çeşitleme kazancının daha iyi belirlenebilmesi için $-\log P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) / \log(E/N_0)$ ile verilen (Uysal, 2005a) “efektif çeşitleme derecesi” nin SNR ile değişimi incelenmektedir. Bu çalışmada ele alınan sisteme ilişkin efektif çeşitleme derecesi $\theta = \pi$ ve yol kaybı katsayısı $v = 2$ için hesaplanmış ve literatürdeki çeşitli yapılarla Şekil 4.2’deki gibi karşılaştırılmıştır.

Burada, Rayleigh, Nakagami ($m=2$), çift Rayleigh ve çift Nakagami ($m=2$) durumlarında 16-PSK için efektif çeşitleme derecesinin SNR’a göre değişimleri görülmektedir. Ayrıca, MRC’nin Rayleigh, Nakagami ($m=2$), çift Rayleigh ve çift Nakagami ($m=2$) durumlarında 4-PSK için ve (Fareed, 2008)’deki çalışmanın Rayleigh altında 16-PSK için elde edilen efektif çeşitleme derecesinin değişimleri de görülmektedir. Görüldüğü gibi, MRC’nin Rayleigh ve Nakagami ($m=2$) sönümlmeleri altında elde edilen çeşitleme dereceleri sırasıyla 2 ve 4’tür. Buna karşın, diğer yapılar ancak çok çok yüksek SNR değerlerinde 2. ve 4. dereceden çeşitlemelere



Şekil 4.2: Rayleigh, Nakagami, çift Rayleigh ve çift Nakagami kanallar için efektif çeşitleme derecesi.

ulaşmaktadır. Açıkça ki bu şekil, kaskat Rayleigh ve kaskat Nakagami ($m=2$) kanallarının ele alınan röleli sistemdeki bozucu etkisinin oldukça yüksek olduğunun da bir göstergesidir. Bu efektif çeşitleme dereceleri R 'nin hem sabit bir erişim noktası hem de hareketli olması durumunda elde edilen asimptotik çeşitleme derecelerini doğrulamaktadır.

4.4 Optimum Güç Paylaşımı

(4.11) nolu ifadeden görülmektedir ki, hata olasılığı K 'ya bağlı olduğu için, K 'nin optimum değerlerini bularak, yani optimum güç paylaşımı (optimum power allocation, OPA) yaparak başarımları daha da artırılabilir. Burada, bit hata olasılığı üst sınırından yararlanılarak güç paylaşımı optimizasyonu yapılmıştır. İyi bilindiği üzere, $P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ çiftsel hata olasılığından bulunan bit hata olasılığı (BER) üst sınırı ifadesi (Benedetto, 1999),

$$P_b \leq \frac{1}{n} \sum_{\mathbf{X}} p(\mathbf{X}) \sum_{\mathbf{X} \neq \hat{\mathbf{X}}} q(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) \quad (4.19)$$

şeklinde. Burada n bilgi biti sayısını, $p(\mathbf{X})$, $\mathbf{X}$ kod matrisinin gönderilme olasılığını, $q(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ ise $\mathbf{X}$ gönderildiğinde $\hat{\mathbf{X}}$ olarak hatalı biçimde çözülmesi durumundaki

hatalı bilgi biti sayısını göstermektedir. BPSK, 4-PSK, 16-PSK ve 16-QAM için bit hata olasılığı üst sınırı,

$$P_{b,\text{BPSK}} \leq f(\Delta = 4), \quad (4.20)$$

$$P_{b,4\text{-PSK}} \leq f(\Delta = 2) + f(\Delta = 4), \quad (4.21)$$

$$\begin{aligned} P_{b,16\text{-PSK}} &\leq 0.5f(\Delta = 0.1523) + f(\Delta = 0.5858) + f(\Delta = 1.2347) \\ &\quad + f(\Delta = 2) + 1.25f(\Delta = 2.7655) + 1.5f(\Delta = 3.4122) \\ &\quad + 1.25f(\Delta = 3.8479) + 0.5f(\Delta = 4), \end{aligned} \quad (4.22)$$

$$\begin{aligned} P_{b,16\text{-QAM}} &\leq 0.75f(\Delta = 0.4) + f(\Delta = 1.6) + 0.25f(\Delta = 3.6) \\ &\quad + 1.125f(\Delta = 0.8) + f(\Delta = 3.2) + 2.25f(\Delta = 2) \\ &\quad + 0.75f(\Delta = 4) + 0.125f(\Delta = 7.2) + 0.75f(\Delta = 5.2) \end{aligned} \quad (4.23)$$

şeklinde ifade edilir. Burada $f(\Delta = |x - \hat{x}|^2) \triangleq P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}})$ 'dir. BER üst sınırını minimum yapan optimum güç paylaşımı yöntemi kullanılarak, optimum K değerleri, çift Nakagami dağılımı durumunda, $m = 2$ için elde edilmiştir. Burada $\theta = \pi$ ve yol kaybı katsayısı $v = 2$ varsayılmıştır. Rölenin sabit bir erişim noktası ve hareketli olması durumunda BPSK, 4-PSK, 16-PSK ve 16-QAM modülasyonları için çeşitli μ değerlerinde elde edilen optimum K değerleri sırasıyla Çizelge 4.1, 4.2, 4.3 ve 4.4'te verilmiştir. $\mu = -30$ dB (röle alıcıya yakın) olduğu durumda optimum K değerleri 0.97 seviyelerindedir. Bu sonuç, toplam gücün %97'sinin kaynakta harcanması gerektiğini göstermektedir. $\mu = 0$ dB (röle tam ortada) olması durumunda toplam gücün yaklaşık %67'sinin kaynakta harcanması gerekir. $\mu = 30$ dB (röle kaynağa yakın) olduğu durumda yaklaşık olarak toplam gücün %50'sinin kaynakta harcanması gerekir. Rölenin hareketli olduğu durumda rölenin konumuna göre ortalama bit hata olasılığı üst sınırından yararlanarak bulunan optimum K değerleri ise Çizelge 4.5'te verilmektedir. Burada bulunan K optimum değerlerine göre tüm gücün yaklaşık %67'sinin kaynakta harcanması gerekir.

Çizelge 4.1: Rölenin sabit bir erişim noktası olması durumunda BPSK, 4-PSK için optimum K değerleri (çift Nakagami, $m=2$).

SNR [dB]	BPSK			4-PSK		
	μ			μ		
	-30 dB K	0 dB K	30 dB K	-30 dB K	0 dB K	30 dB K
5	0.9720	0.6267	0.5051	0.9752	0.6014	0.5180
10	0.9706	0.6345	0.5034	0.9717	0.6235	0.5130
15	0.9702	0.6526	0.5023	0.9705	0.6398	0.5120
20	0.9700	0.6545	0.5041	0.9701	0.6538	0.5100
25	0.9700	0.6572	0.5104	0.9700	0.6596	0.5080
30	0.9700	0.6721	0.5082	0.9700	0.6714	0.5050
35	0.9700	0.6735	0.5045	0.9700	0.6721	0.5040
40	0.9700	0.6735	0.5028	0.9700	0.6721	0.5040
45	0.9700	0.6736	0.5021	0.9700	0.6720	0.5030

Çizelge 4.2: Rölenin sabit bir erişim noktası olması durumunda 16-PSK, 16-QAM için optimum K değerleri (çift Nakagami, $m=2$).

SNR [dB]	16-PSK			16-QAM		
	μ			μ		
	-30 dB K	0 dB K	30 dB K	-30 dB K	0 dB K	30 dB K
5	0.9814	0.6260	0.5168	0.9844	0.6130	0.5163
10	0.9806	0.6325	0.5161	0.9809	0.6315	0.5152
15	0.9800	0.6460	0.5149	0.9732	0.6340	0.5131
20	0.9729	0.6640	0.5047	0.9710	0.6350	0.5125
25	0.9709	0.6683	0.5034	0.9703	0.6450	0.5080
30	0.9703	0.6721	0.5032	0.9701	0.6583	0.5065
35	0.9701	0.6730	0.5030	0.9700	0.6662	0.5053
40	0.9700	0.6730	0.5020	0.9690	0.6680	0.5020
45	0.9700	0.6730	0.5010	0.9690	0.6720	0.5010

Çizelge 4.3: Rölenin hareketli olması durumunda BPSK, 4-PSK için optimum K değerleri (çift Nakagami, $m=2$).

SNR [dB]	BPSK			4-PSK		
	μ			μ		
	-30 dB K	0 dB K	30 dB K	-30 dB K	0 dB K	30 dB K
5	0.9745	0.6642	0.5271	0.9770	0.6686	0.5191
10	0.9732	0.6632	0.5182	0.9780	0.6665	0.5142
15	0.9730	0.6630	0.5092	0.9785	0.6664	0.5113
20	0.9725	0.6624	0.5064	0.9785	0.6652	0.5054
25	0.9715	0.6624	0.5041	0.9785	0.6652	0.5032
30	0.9715	0.6624	0.5033	0.9785	0.6652	0.5021
35	0.9715	0.6624	0.5027	0.9784	0.6652	0.5027
40	0.9715	0.6624	0.5014	0.9784	0.6652	0.5014
45	0.9715	0.6615	0.5017	0.9784	0.6652	0.5014

Çizelge 4.4: Rölenin hareketli olması durumunda 16-PSK, 16-QAM için optimum K değerleri (çift Nakagami, $m=2$).

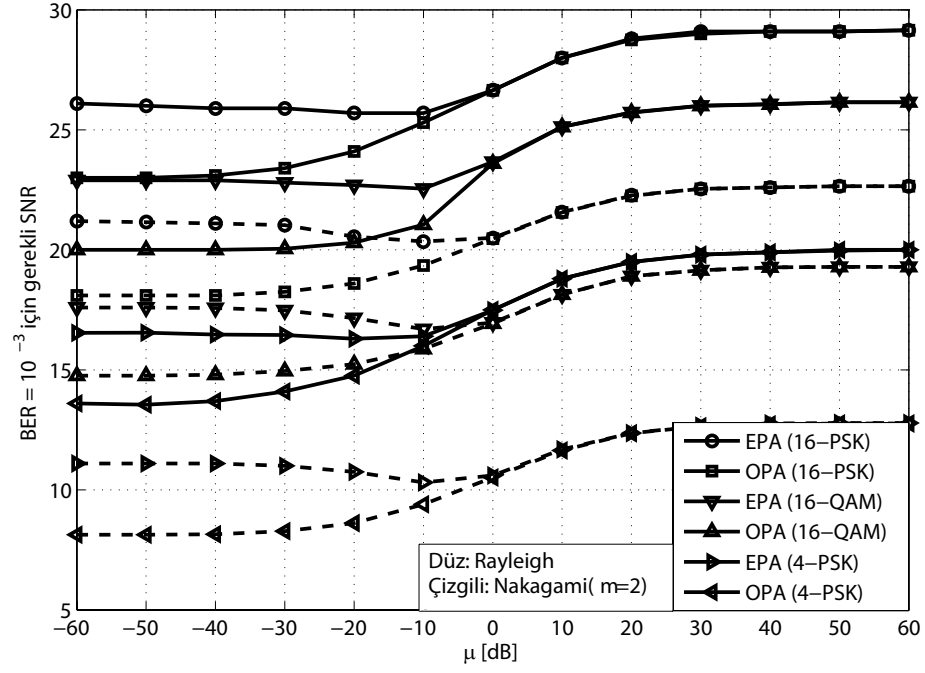
SNR [dB]	16-PSK			16-QAM		
	μ			μ		
	-30 dB K	0 dB K	30 dB K	-30 dB K	0 dB K	30 dB K
5	0.9694	0.6810	0.5211	0.9686	0.6820	0.5243
10	0.9723	0.6805	0.5181	0.9730	0.6810	0.5162
15	0.9732	0.6800	0.5162	0.9730	0.6790	0.5121
20	0.9732	0.6790	0.5113	0.9735	0.6740	0.5084
25	0.9732	0.6791	0.5086	0.9735	0.6730	0.5053
30	0.9732	0.6791	0.5062	0.9735	0.6730	0.5032
35	0.9740	0.6791	0.5052	0.9735	0.6730	0.5023
40	0.9740	0.6780	0.5031	0.9735	0.6730	0.5022
45	0.9740	0.6780	0.5020	0.9735	0.6730	0.5022

Çizelge 4.5: Rölenin hareketli olduğu durumda rölenin konumuna göre ortalama bit hata olasılığı üst sınırından yararlanarak, BPSK, 4-PSK, 16-PSK ve 16-QAM için bulunan optimum K değerleri (çift Nakagami, $m=2$).

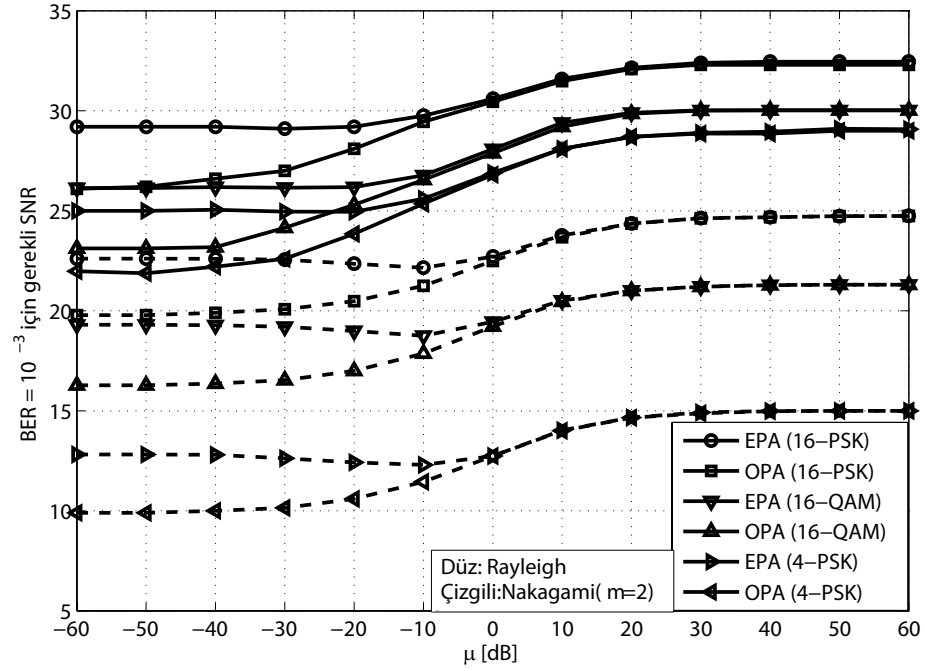
SNR[dB]	BPSK K	4-PSK K	16-PSK K	16-QAM K
5	0.6230	0.6410	0.6560	0.6340
10	0.6420	0.6420	0.6630	0.6420
15	0.6530	0.6530	0.6560	0.6520
20	0.6620	0.6530	0.6560	0.6530
25	0.6650	0.6670	0.6570	0.6540
30	0.6640	0.6620	0.6570	0.6660
35	0.6640	0.6620	0.6630	0.6650
40	0.6640	0.6620	0.6630	0.6650
45	0.6640	0.6620	0.6630	0.6550

OPA ve eşit güç paylaşımı ($K=0.5$) (EPA) durumlarında, 4-PSK, 16-PSK ve 16-QAM modülasyonları ve çift Rayleigh, çift Nakagami ($m=2$) kanallar için, $BER = 10^{-3}$ değerinde sistemin güç verimliliği kazançları elde edilmiştir. Sonuçlar, rölenin sabit bir erişim noktası ve hareketli olması durumları için sırasıyla Şekil 4.3 ve 4.4'te verilmektedir. Şekilden de görüldüğü gibi, $BER=10^{-3}$ için R'nin D'ye yakın (μ 'nün negatif değerleri) olduğu durumlarda OPA ile EPA arasında yaklaşık 3 dB'e yakın bir başarımlı kazanç bulunmaktadır. R'nin tam ortada (μ sıfır civarı) ve S'ye yakın olduğu durumlarda ise (μ 'nün pozitif değerleri) herhangi bir kazanç farkı görülmemektedir. Ayrıca, 4-PSK kullanılması durumunda elde edilen BER değerlerinin, 16-PSK ve 16-QAM durumlarında ancak yüksek SNR'larda elde edilebildiği gözlenmektedir.

4-PSK kullanılması durumunda elde edilen BER değerlerinin, 16-PSK ve 16-QAM durumlarında ancak yüksek SNR’larda elde edilebildiği sonucuna varılabilir.



Şekil 4.3: Rölenin sabit bir erişim noktası olması durumunda BER = 10^{-3} için güç verimliliği kazançları.



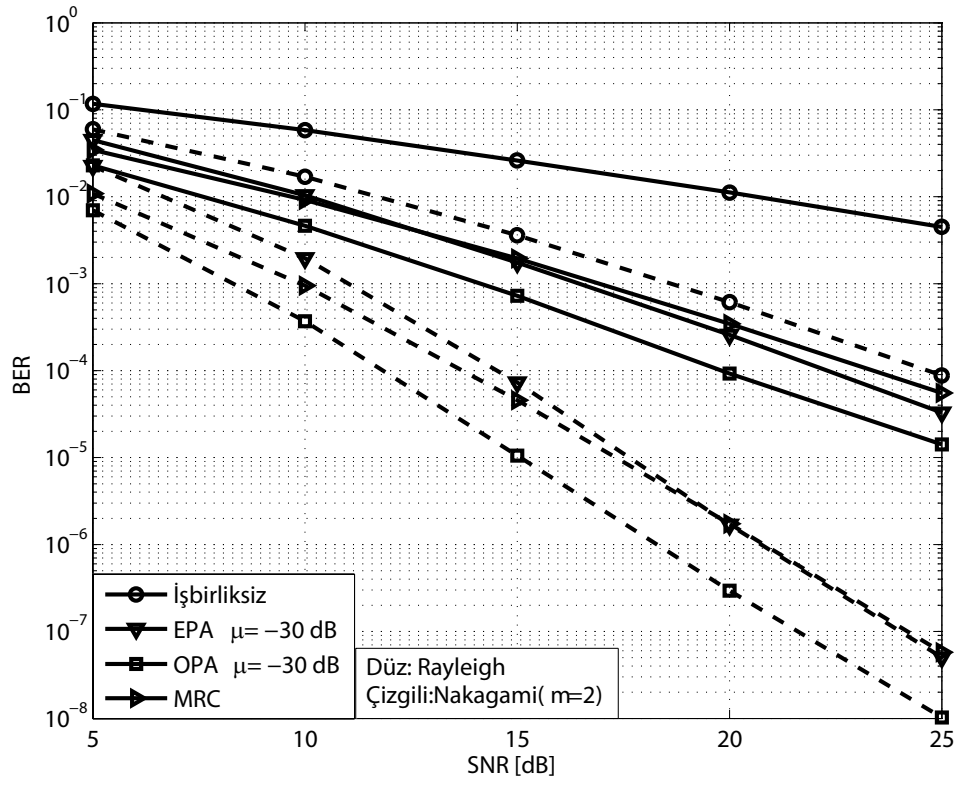
Şekil 4.4: Rölenin hareketli olması durumunda BER = 10^{-3} için güç verimliliği kazançları.

4.5 Benzetim Sonuçları

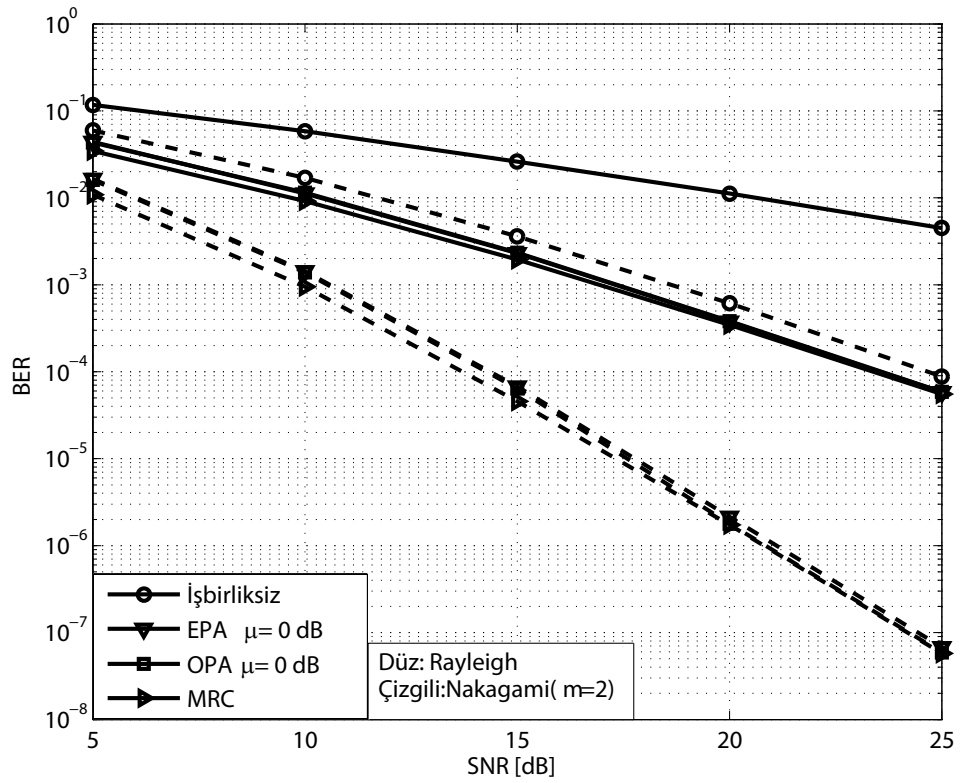
Bu çalışmada kullanılan sistemin hata başarımları eğrileri $\mu = -30$ dB ve 0 dB durumları için bilgisayar benzetimleri ile bulunmuştur. Bu benzetimlerde 4-PSK, 16-PSK ve 16-QAM modülasyonları kullanılmış; $\theta = \pi$ ve yol kaybı katsayısı $v = 2$ olarak kabul edilmiştir.

Rölenin Sabit Olduğu ve 4-PSK Modülasyonu Kullanıldığı Durum:

S→D linkinin çift Nakagami- m , diğer linklerin Nakagami- m dağılımlı olarak modellendiği sabit röleli sistem için, $\mu = -30$ dB ve 0 dB olması durumundaki BER eğrileri Şekil 4.5 ve 4.6'da verilmektedir. Bu sistemle aynı iletim hızını sağlayan, BPSK modülasyonlu MRC (1 verici-2 alıcı antenli) ve işbirliği olmayan tek verici tek alıcı antenli sistemin Rayleigh, Nakagami ($m=2$), çift Rayleigh ve çift Nakagami ($m=2$) sönmülemeli kanallar durumundaki hata başarımları eğrileri de verilmektedir. Beklenildiği gibi, Nakagami kanaldaki başarımları, Rayleigh kanaldakinden daha iyidir. EPA ve OPA, işbirliksiz duruma göre daha iyi hata başarımları sağlamaktadırlar. $\mu = -30$ dB olduğu durumda, EPA belli bir SNR değerinden sonra MRC ile aynı hata başarımları sağlamaktadır. OPA ise MRC'den daha iyi hata başarımları sağlamaktadır. OPA ile EPA arasında 3 dB'e yakın bir başarımları kazancı bulunmaktadır. $\mu = 0$ dB iken ise OPA ve EPA'nın hata başarımları yaklaşık aynıdır.



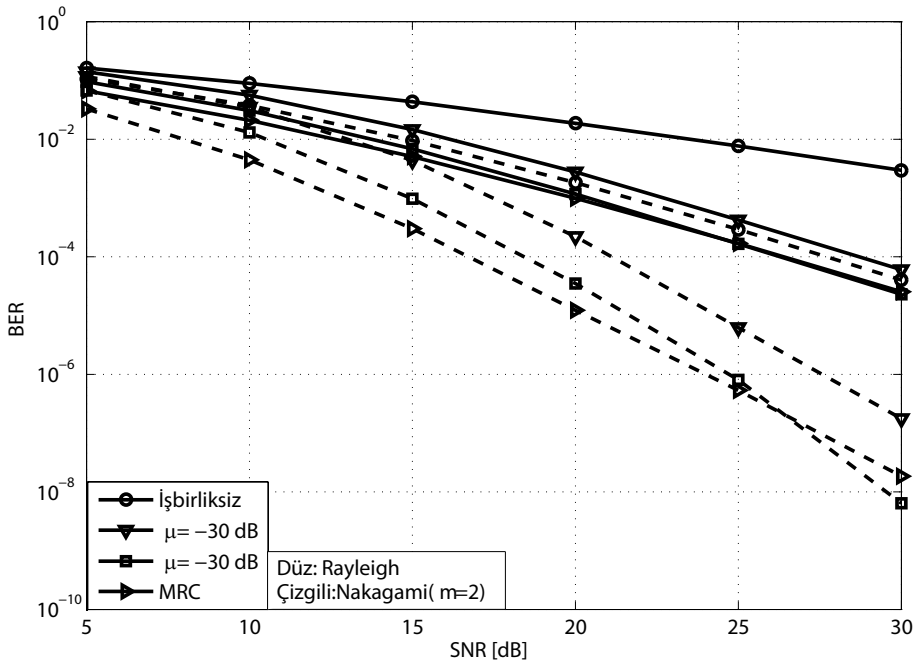
Şekil 4.5: Rölenin sabit olması durumunda $\mu = -30$ dB için hata başarımı (4-PSK).



Şekil 4.6: Rölenin sabit olması durumunda $\mu = 0$ dB için hata başarımı (4-PSK).

Rölenin Sabit Olduğu ve 16-QAM Modülasyonu Kullanıldığı Durum:

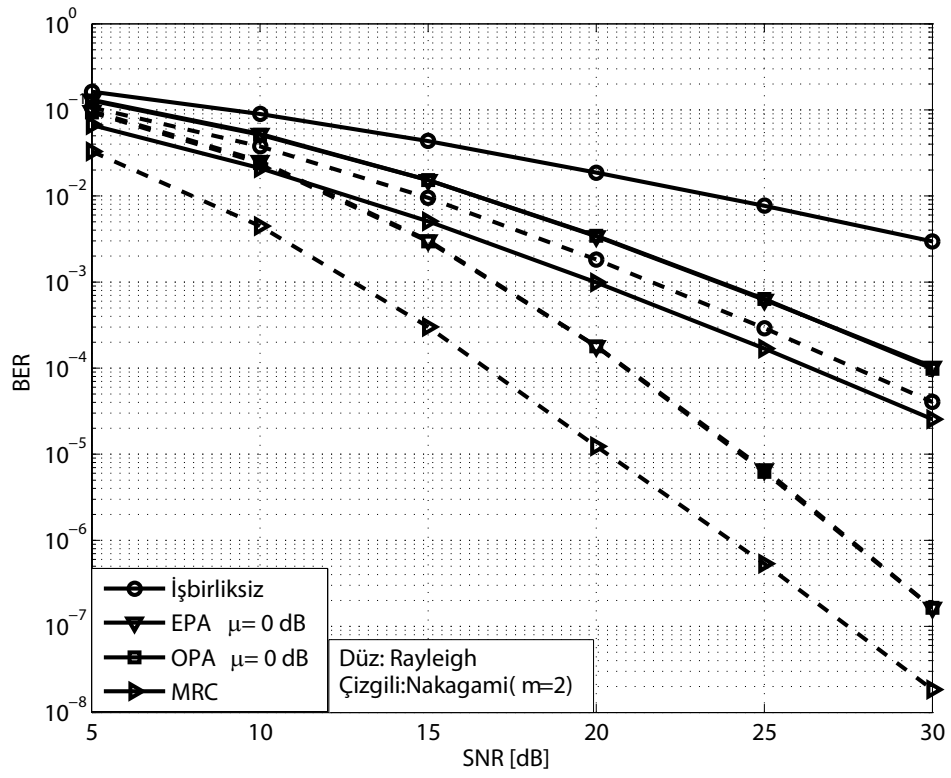
$\mu = -30$ dB ve 0 dB olması durumundaki BER eğrileri Şekil 4.7 ve 4.8’de verilmektedir. Ele alınan sistemle aynı iletim hızını sağlayan, 4-PSK modülasyonlu MRC (1 verici-2 alıcı antenli) ve işbirliği olmayan tek verici tek alıcı antenli Rayleigh, Nakagami ($m=2$), çift Rayleigh ve çift Nakagami ($m=2$) sönümlemeli kanallar durumundaki hata başarımları da verilmektedir. $\mu = -30$ dB olduğu durumda OPA ile EPA arasında 2.8 dB kadar başarımlı kazançlı bulunmaktadır. $\mu = 0$ dB olduğu durumda EPA ve OPA’nın hata başarımları yine yaklaşık olarak aynıdır.



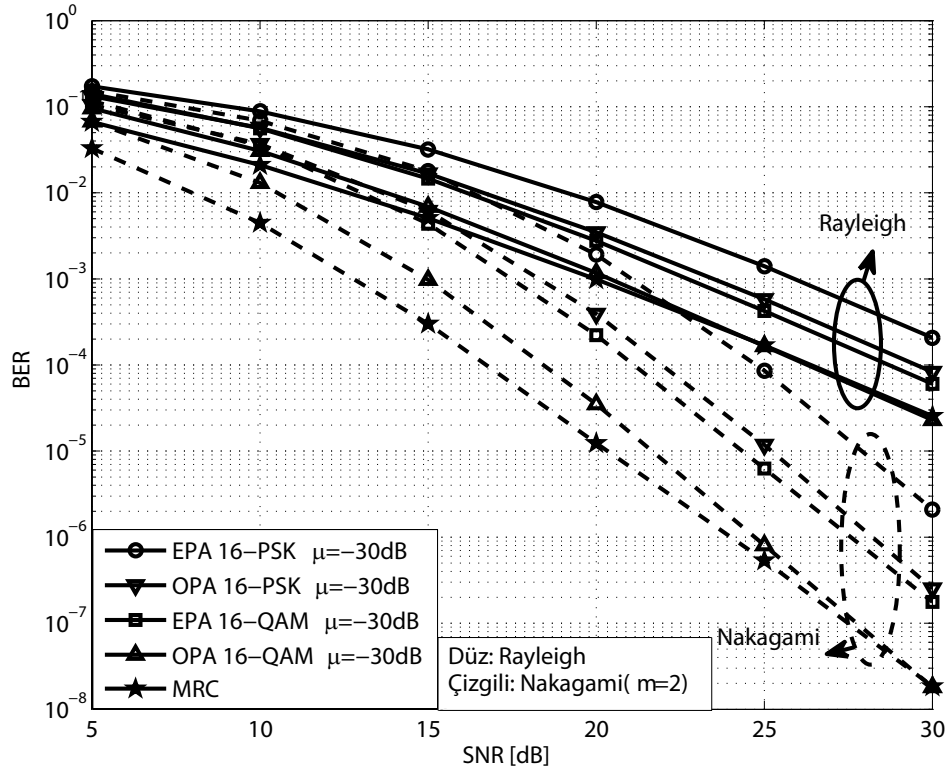
Şekil 4.7: Rölenin sabit olması durumunda $\mu = -30$ dB için hata başarımları (16-QAM).

Rölenin Sabit Olması Durumunda 16-QAM ve 16-PSK Modülasyonlarının Karşılaştırılması:

BER eğrileri, $\mu = -30$ dB olması durumunda, Şekil 4.9’da verilmektedir. Ele alınan sistemle aynı iletim hızını sağlayan, 4-PSK modülasyonlu MRC (1 verici-2 alıcı antenli) sistemin Rayleigh, Nakagami ($m=2$), çift Rayleigh ve çift Nakagami ($m=2$) sönümlemeli kanallar olması durumundaki hata başarımları da verilmektedir. Şekillerden de görüldüğü ve beklendiği gibi, 16-QAM modülasyonu için elde edilen hata başarımları, 16-PSK durumunda elde edilen hata başarımlarından daha iyidir. $BER=10^{-3}$ için 16-QAM ile 16-PSK arasında 1.4 dB’e yakın bir başarımlı kazançlı bulunmaktadır.



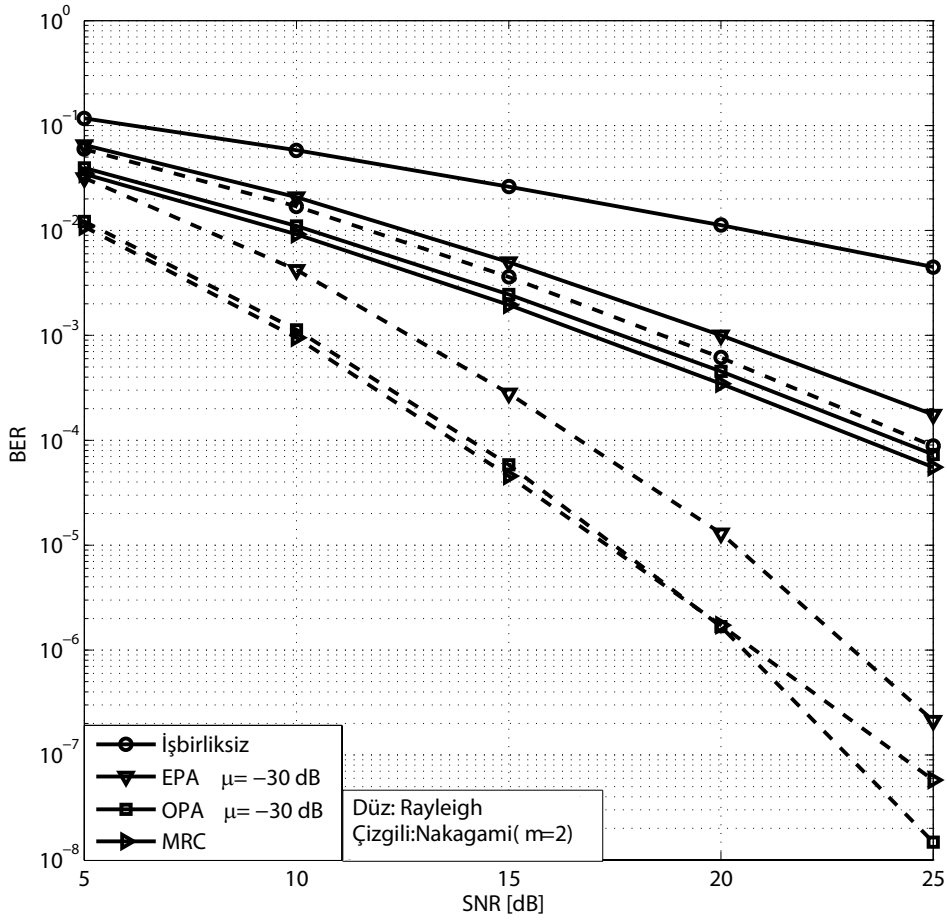
Şekil 4.8: Rölenin sabit olması durumunda $\mu = 0$ dB için hata başarımı (16-QAM).



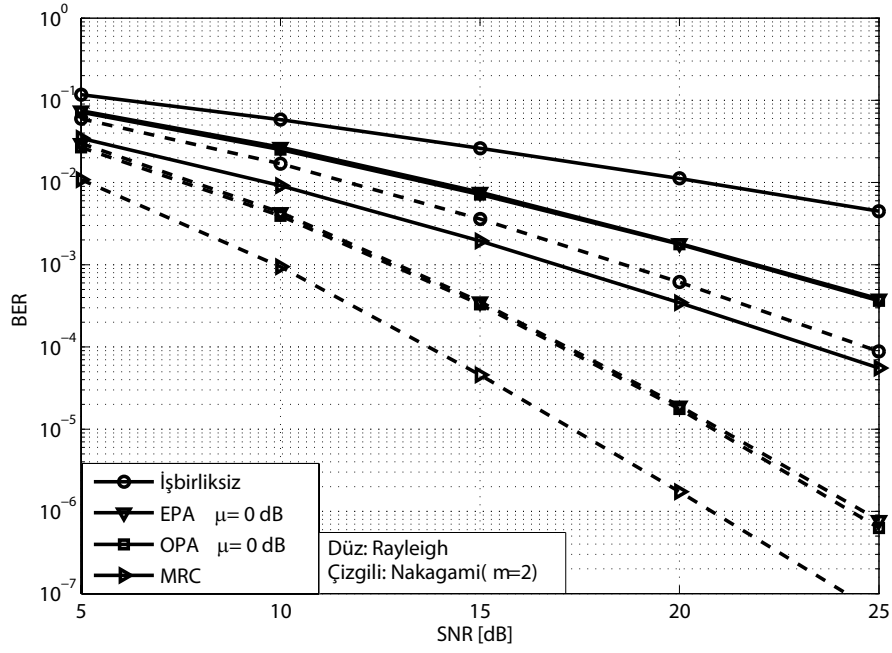
Şekil 4.9: Rölenin sabit olması durumunda $\mu = -30$ dB için hata başarımı (16-QAM ve 16-PSK).

Rölenin Hareketli Olduğu ve 4-PSK Modülasyonu Kullanıldığı Durum:

Tüm linklerin çift Nakagami- m dağılımlı olarak modellendiği hareketli röleli sistem için, $\mu = -30$ dB ve 0 dB olması durumundaki BER eğrileri Şekil 4.10 ve 4.11’de verilmektedir. Ele alınan sistemle aynı iletim hızını sağlayan, BPSK modülasyonlu MRC (1 verici-2 alıcı antenli) ve işbirliği olmayan tek verici tek alıcı antenli sistemin Rayleigh, Nakagami ($m=2$), çift Rayleigh ve çift Nakagami ($m=2$) sönümlmeli kanallar durumundaki hata başarımları da verilmektedir. $\mu = -30$ dB olduğu durumda, OPA yaklaşık MRC ile aynı hata başarımları sağlamaktadır. $\mu = -30$ dB iken, OPA ile EPA arasında 3 dB’e yakın bir başarımların kazancı bulunmaktadır.



Şekil 4.10: Rölenin hareketli olması durumunda $\mu = -30$ dB için hata başarımları (4-PSK).



Şekil 4.11: Rölenin hareketli olması durumunda $\mu = 0$ dB için hata başarıımı (4-PSK).

4.6 MGF Tabanlı Tam (Exact) Simge Hata Olasılığı Hesabı

Bu bölümde, moment üretme fonksiyonlarından (moment generating function, MGF) yararlanarak, Şekil 4.1’de görülen sistemin tam simge hata olasılığı (exact symbol error rate, SER) ifadesi araştırılmaktadır. Tüm kanalların kaskat Nakagami dağılımlı olduğu, iletişim protokolü olarak Protokol II (Nabar, 2004) kullanıldığı varsayılmaktadır. Bu kısımda, notasyon basitliği açısından $S \rightarrow D$ linkinin uzunluğu, $d_{SD} = 1$ alınmıştır. Bu durumda $E_{SD} = G_{SD}E$, $E_{SR} = G_{SR}E$, $E_{RD} = G_{RD}E$ olarak tanımlanabilir. Önceki bölümlerdeki gibi, $S \rightarrow D$ arasındaki link birim kayıplı ($G_{SD} = 1$) varsayılırsa, $E_{SD} = E$ olur. Yine, önceki bölümlerdeki analizlerde, röledeki kuvvetlendirme işleminde ortalama güç ölçekleme (APS) yapıldığı varsayılmıştı. Buradaki çıkarımlarda ise, hem APS hem de ani güç ölçekleme (instantaneous power scaling, IPS) (Mheidat, 2006) için ayrı ayrı analiz yapılmaktadır. IPS durumunda röledeki kuvvetlendirme katsayısı (g) hesabındaki ortalama, sadece gürültü terimi üzerinden alınmakta ve rölenin $S \rightarrow R$ arası kanal katsayılarını (α_{SR}) sürekli izlediği varsayılmaktadır. Rölede eşit güç paylaşımı ($K=0.5$) (EPA) yapıldığı varsayımı altında, IPS durumunda $g = 1 / \sqrt{E[|r_R|^2]} = 1 / \sqrt{(E_{SR}h_{SR}^2 + N_0)}$ bulunur.

(4.8) eşitliğine benzer şekilde, herhangi bir link için genel olarak $\gamma = (E_{XY}/N_0) |\alpha|^2 = (E_{XY}/N_0) h^2$ biçiminde tanımlanan ($XY \in \{SD, SR, RD\}$) ani SNR'ın kaskat Nakagami kanallardaki pdf'i aşağıdaki gibi olur (Karagiannidis, 2007):

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{1}{\gamma \prod_{l=1}^N \Gamma(m_l)} G_{0,N}^{N,0} \left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \prod_{l=1}^N m_l \middle| \begin{matrix} - \\ m_1, m_2, \dots, m_N \end{matrix} \right). \quad (4.24)$$

Burada ortalama SNR ifadesi $\bar{\gamma} = (E_{XY}/N_0) \prod_{l=1}^N \Omega_l$ olup, SD, SR ve RD indisleri basitlik açısından yazılmamıştır. Hedef birimdeki uçtan uca ani SNR ifadesi (γ_{end}) aşağıdaki gibi verilebilir:

$$\gamma_{end} = \gamma_{SD} + \gamma_{SRD}. \quad (4.25)$$

Burada γ_{SD} ve γ_{SRD} sırasıyla, $S \rightarrow D$ ve $S \rightarrow R \rightarrow D$ linklerine ilişkin ani SNR ifadelerini göstermektedir. γ_{SRD} ifadesi IPS ve APS durumları için şöyle yazılabilir (Mheidat, 2006):

$$\gamma_{SRD} = \begin{cases} \gamma_{SR} \gamma_{RD} / (\gamma_{SR} + \gamma_{RD} + 1) \rightarrow IPS \\ \gamma_{SR} \gamma_{RD} / (\gamma_{RD} + E_{SR}/N_0 + 1) \rightarrow APS \end{cases}. \quad (4.26)$$

γ rastlantı değişkenine ilişkin MGF'nin $M_\gamma(s) = E[\exp(s\gamma)] = \int_{-\infty}^{\infty} \exp(s\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma$ olarak tanımlanmasından hareketle, hedef birimdeki SNR'ın MGF'si,

$$M_{\gamma_{end}}(s) = M_{\gamma_{SD}}(s) M_{\gamma_{SRD}}(s) \quad (4.27)$$

biçiminde yazılabilir. Burada $M_{\gamma_{SD}}(s)$ ve $M_{\gamma_{SRD}}(s)$ sırasıyla, $S \rightarrow D$ ve $S \rightarrow R \rightarrow D$ linklerine ilişkin MGF'lerdir. (4.24)'ten yararlanarak

$$M_{\gamma_{SD}}(s) = \frac{1}{\prod_{l=1}^{N_{SD}} \Gamma(m_l^{SD})} \int_0^\infty \gamma_{SD}^{-1} \exp(s\gamma_{SD}) \times G_{0,N_{SD}}^{N_{SD},0} \left(\frac{\gamma_{SD}}{\bar{\gamma}_{SD}} \prod_{l=1}^{N_{SD}} m_l^{SD} \middle| \begin{matrix} - \\ m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD} \end{matrix} \right) d\gamma_{SD} \quad (4.28)$$

elde edilir. (Gradshteyn, 2007)'ten yararlanarak (4.28) ifadesi,

$$M_{\gamma_{SD}}(s) = \frac{1}{\prod_{l=1}^{N_{SD}} \Gamma(m_l^{SD})} G_{1,N_{SD}}^{N_{SD},1} \left(-\frac{\prod_{l=1}^{N_{SD}} m_l^{SD}}{s \bar{\gamma}_{SD}} \middle| \begin{matrix} 1 \\ m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD} \end{matrix} \right) \quad (4.29)$$

şeklinde yazılır. $S \rightarrow R \rightarrow D$ linkine ilişkin MGF ise,

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{\text{SRD}}}(s) &= \int_0^\infty \int_0^\infty \exp(s\gamma_{\text{SRD}}) f_{\gamma_{\text{SR}}}(\gamma_{\text{SR}}) f_{\gamma_{\text{RD}}}(\gamma_{\text{RD}}) d\gamma_{\text{SR}} d\gamma_{\text{RD}} \\
&= \frac{1}{\prod_{l=1}^{N_{\text{SR}}} \Gamma(m_l^{\text{SR}}) \prod_{l=1}^{N_{\text{RD}}} \Gamma(m_l^{\text{RD}})} \int_0^\infty \int_0^\infty \gamma_{\text{SR}}^{-1} \gamma_{\text{RD}}^{-1} \exp(s\gamma_{\text{SRD}}) \\
&\quad \times G_{0, N_{\text{SR}}}^{N_{\text{SR}}, 0} \left(\left. \frac{\gamma_{\text{SR}}}{\bar{\gamma}_{\text{SR}}} \prod_{l=1}^{N_{\text{SR}}} m_l^{\text{SR}} \right|_{m_1^{\text{SR}}, m_2^{\text{SR}}, \dots, m_{N_{\text{SR}}}^{\text{SR}}} \right) \\
&\quad \times G_{0, N_{\text{RD}}}^{N_{\text{RD}}, 0} \left(\left. \frac{\gamma_{\text{RD}}}{\bar{\gamma}_{\text{RD}}} \prod_{l=1}^{N_{\text{RD}}} m_l^{\text{RD}} \right|_{m_1^{\text{RD}}, m_2^{\text{RD}}, \dots, m_{N_{\text{RD}}}^{\text{RD}}} \right) d\gamma_{\text{SR}} d\gamma_{\text{RD}}
\end{aligned} \tag{4.30}$$

olarak bulunur. (4.29) ve (4.30) nolu ifadeler (4.27) nolu ifadede yerine konularak hedef birimdeki ani SNR'nın MGF'si elde edilir:

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{\text{end}}}(s) &= F G_{1, N_{\text{SD}}}^{N_{\text{SD}}, 1} \left(\left. -\frac{B}{s} \right|_{m_1^{\text{SD}}, m_2^{\text{SD}}, \dots, m_{N_{\text{SD}}}^{\text{SD}}} \right) \int_0^\infty \int_0^\infty \gamma_{\text{SR}}^{-1} \gamma_{\text{RD}}^{-1} \exp(s\gamma_{\text{SRD}}) \\
&\quad \times G_{0, N_{\text{SR}}}^{N_{\text{SR}}, 0} \left(\left. C \gamma_{\text{SR}} \right|_{m_1^{\text{SR}}, m_2^{\text{SR}}, \dots, m_{N_{\text{SR}}}^{\text{SR}}} \right) \\
&\quad \times G_{0, N_{\text{RD}}}^{N_{\text{RD}}, 0} \left(\left. V \gamma_{\text{RD}} \right|_{m_1^{\text{RD}}, m_2^{\text{RD}}, \dots, m_{N_{\text{RD}}}^{\text{RD}}} \right) d\gamma_{\text{SR}} d\gamma_{\text{RD}}.
\end{aligned} \tag{4.31}$$

Burada $F = 1 / \left(\prod_{l=1}^{N_{\text{SD}}} \Gamma(m_l^{\text{SD}}) \prod_{l=1}^{N_{\text{SR}}} \Gamma(m_l^{\text{SR}}) \prod_{l=1}^{N_{\text{RD}}} \Gamma(m_l^{\text{RD}}) \right)$, $B = \frac{1}{\bar{\gamma}_{\text{SD}}} \prod_{l=1}^{N_{\text{SD}}} m_l^{\text{SD}}$, $C = \frac{1}{\bar{\gamma}_{\text{SR}}} \prod_{l=1}^{N_{\text{SR}}} m_l^{\text{SR}}$ ve $V = \frac{1}{\bar{\gamma}_{\text{RD}}} \prod_{l=1}^{N_{\text{RD}}} m_l^{\text{RD}}$ dir. Bildiğimiz kadarıyla (4.31) nolu ifadenin kapalı form çözümü genel halde yoktur. Buna rağmen ifadedeki çift katlı integral MATHEMATICA, MATLAB ve MAPLE gibi programlarla nümerik olarak çözülebilir. Fakat rölenin çeşitli konumları için (4.31) nolu ifadenin kapalı form çözümleri bulunmuştur.

MGF elde edildikten sonra, çeşitli modülasyon türleri için SER ifadeleri bulunabilir. Örneğin, $M - \text{PSK}$ için tam SER ifadesi (Simon, 2005),

$$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{\frac{M-1}{M}\pi} M_{\gamma_{\text{end}}} \left(-\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \tag{4.32}$$

biçimindedir.

4.6.1 IPS için MGF türetimleri

Bu alt bölümde rölenin iki konumu için hedef birimdeki ani SNR'ın MGF türetimi verilmektedir.

Senaryo 1: R'nin S'ye çok yakın olduğu durumda, S→R linkine ilişkin ortalama SNR değeri R→D linkine göre çok büyüktür ($\bar{\gamma}_{SR} \gg \bar{\gamma}_{RD}$). Ayrıca, $\gamma_{SR} \gg \gamma_{RD}$ varsayılması durumunda $\gamma_{SRD} = \gamma_{SR}\gamma_{RD}/(\gamma_{RD} + \gamma_{SR} + 1) \approx \gamma_{RD}$ olur. Bu durumda (Gradshteyn, 2007, eq.7.811.4)'den yararlanarak (4.31) nolu ifadede γ_{SR} 'ye göre integral alınırsa,

$$M_{\gamma_{end}}(s) = F \prod_{l=1}^{N_{SR}} \Gamma(m_l^{SR}) G_{1,N_{SD}}^{N_{SD},1} \left(-\frac{B}{s} \middle| m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD} \right) \times \int_0^\infty \gamma_{RD}^{-1} \exp(s\gamma_{RD}) G_{0,N_{RD}}^{N_{RD},0} \left(V\gamma_{RD} \middle| m_1^{RD}, m_2^{RD}, \dots, m_{N_{RD}}^{RD} \right) d\gamma_{RD} \quad (4.33)$$

elde edilir. Bu ifadenin γ_{RD} üzerinden integrali, (Gradshteyn, 2007, eq.7.813.1)'den yararlanarak alınabilir:

$$M_{\gamma_{end}}(s) = F \prod_{l=1}^{N_{SR}} \Gamma(m_l^{SR}) G_{1,N_{SD}}^{N_{SD},1} \left(-\frac{B}{s} \middle| m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD} \right) \times G_{1,N_{RD}}^{N_{RD},1} \left(-\frac{V}{s} \middle| m_1^{RD}, m_2^{RD}, \dots, m_{N_{RD}}^{RD} \right). \quad (4.34)$$

Bir özel durumda $N_{SD} = N_{SR} = N_{RD} = 2$ alınarak ve (Luke, 1975, eq.8.4.12)'den yararlanarak (4.34) nolu ifade,

$$M_{\gamma_{end}}(s) = \left(-\frac{B}{s} \right)^{m_1^{SD}} \left(-\frac{V}{s} \right)^{m_1^{RD}} U \left(m_1^{SD}, 1 + m_1^{SD} - m_2^{SD}, -\frac{B}{s} \right) \times U \left(m_1^{RD}, 1 + m_1^{RD} - m_2^{RD}, -\frac{V}{s} \right) \quad (4.35)$$

şekline dönüşür. Burada $U(.,.,.)$, hypergeometricU fonksiyonudur (Gradshteyn, 2007).

Senaryo 2: R'nin D'ye çok yakın olduğu durumda, S→R linkine ilişkin ortalama SNR değeri R→D linkine göre çok küçüktür ($\bar{\gamma}_{SR} \ll \bar{\gamma}_{RD}$). Ayrıca, $\gamma_{SR} \ll \gamma_{RD}$ varsayılması durumunda $\gamma_{SRD} = \gamma_{SR}\gamma_{RD}/(\gamma_{RD} + \gamma_{SR} + 1) \approx \gamma_{SR}$ şeklinde olur. Bu

durumda (4.31) nolu ifadenin γ_{SR} ve γ_{RD} üzerinden integrali alınır ve (Gradshteyn, 2007, eq.7.811.4) ve (Gradshteyn, 2007, eq.7.813.1) ifadeleri kullanılırsa,

$$M_{\gamma_{end}}(s) = F \prod_{l=1}^{N_{RD}} \Gamma(m_l^{RD}) G_{1, N_{SD}}^{N_{SD}, 1} \left(-\frac{B}{s} \middle| m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD} \right) \times G_{1, N_{SR}}^{N_{SR}, 1} \left(-\frac{C}{s} \middle| m_1^{SR}, m_2^{SR}, \dots, m_{N_{SR}}^{SR} \right) \quad (4.36)$$

elde edilir. Özelde $N_{SD} = N_{SR} = N_{RD} = 2$ alınarak ve (Luke, 1975, eq.8.4.12)'den yararlanarak (4.36) ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$M_{\gamma_{end}}(s) = \left(-\frac{B}{s} \right)^{m_1^{SD}} \left(-\frac{C}{s} \right)^{m_1^{SR}} U \left(m_1^{SD}, 1 + m_1^{SD} - m_2^{SD}, -\frac{B}{s} \right) \times U \left(m_1^{SR}, 1 + m_1^{SR} - m_2^{SR}, -\frac{C}{s} \right). \quad (4.37)$$

4.6.2 APS için MGF türetimleri

Bir önceki alt bölümde IPS durumu için türetilen çıkarımların benzerleri bu alt bölümde de APS durumu için türetilmiştir.

Senaryo 3: R'nin S'ye çok yakın olması ($\bar{\gamma}_{SR} \gg \bar{\gamma}_{RD}$) ve ayrıca $\gamma_{SR} \gg \gamma_{RD}$ varsayılması durumunda, $\gamma_{SRD} = \gamma_{SR}\gamma_{RD}/(\gamma_{RD} + E_{SR}/N_0 + 1) \approx \gamma_{SR}\gamma_{RD}/(E_{SR}/N_0)$ olarak ifade edilebilir. Bu durumda γ_{end} 'in MGF'si, (4.31) nolu ifadede γ_{SR} üzerinden integral alınıp ve (Gradshteyn, 2007, eq.7.813.1) ifadesi kullanılarak hesaplanır:

$$M_{\gamma_{end}}(s) = F G_{1, N_{SD}}^{N_{SD}, 1} \left(-\frac{B}{s} \middle| m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD} \right) \int_0^\infty \gamma_{RD}^{-1} \times G_{1, N_{SR}}^{N_{SR}, 1} \left(-\frac{C(E_{SR}/N_0)}{s\gamma_{RD}} \middle| m_1^{SR}, m_2^{SR}, \dots, m_{N_{SR}}^{SR} \right) \times G_{0, N_{RD}}^{N_{RD}, 0} \left(V\gamma_{RD} \middle| m_1^{RD}, m_2^{RD}, \dots, m_{N_{RD}}^{RD} \right) d\gamma_{RD}. \quad (4.38)$$

Elde edilen ifadenin γ_{RD} üzerinden integrali, (Adamchik, 1990)'dan yararlanarak

$$M_{\gamma_{end}}(s) = FG_{1,N_{SD}}^{N_{SD},1} \left(-\frac{B}{s} \middle|_{m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}}^1 \right) \times G_{1,N_{SR}+N_{RD}}^{N_{SR}+N_{RD},1} \left(-\frac{C(E_{SR}/N_0)}{s} \middle|_{m_1^{SR}, m_2^{SR}, \dots, m_{N_{SR}}^{SR}, m_1^{RD}, m_2^{RD}, \dots, m_{N_{RD}}^{RD}}^1 \right) \quad (4.39)$$

şeklinde hesaplanır. (4.39)'da $N_{SD} = N_{SR} = N_{RD} = 2$ konularak özel durumdaki MGF ifadesi bulunur:

$$M_{\gamma_{end}}(s) = \left(-\frac{B}{s} \right)^{m_1^{SD}} U \left(m_1^{SD}, 1 + m_1^{SD} - m_2^{SD}, -\frac{B}{s} \right) \times G_{1,4}^{4,1} \left(-\frac{C(E_{SR}/N_0)}{s} \middle|_{m_1^{SR}, m_2^{SR}, m_1^{RD}, m_2^{RD}}^1 \right). \quad (4.40)$$

Senaryo 4: R'nin D'ye çok yakın olması ($\bar{\gamma}_{SR} \ll \bar{\gamma}_{RD}$) ve ayrıca $\gamma_{SR} \ll \gamma_{RD}$ varsayılması durumunda, $\gamma_{SRD} = \gamma_{SR}\gamma_{RD}/(\gamma_{RD} + E_{SR}/N_0 + 1) \approx \gamma_{SR}$ olur. Bu nedenle MGF ifadesi (4.36) ile aynı olur.

Yukarıdaki senaryolar için bulunan MGF ifadeleri (4.32)'de yerine konularak tam SER ifadeleri elde edilebilir. Tam SER ifadesini kullanarak sistemin sağladığı asimptotik çeşitleme dereceleri hesaplanabilir. Çizelge 4.7'de N_{SD} , $m_{l_1}^{SD}, l_1 = 1, 2, \dots, N_{SD}$, N_{SR} , $m_{l_2}^{SR}, l_2 = 1, 2, \dots, N_{SR}$ ve N_{RD} , $m_{l_3}^{RD}, l_3 = 1, 2, \dots, N_{RD}$ değişkenlerinin alacağı değerler için bulunan çeşitleme dereceleri verilmektedir. Çizelgede verilen değerler, SER-SNR fonksiyonunun $(-\log P_s / \log \text{SNR})$ yüksek SNR'lardaki eğiminden çeşitli m ve N değerleri için nümerik olarak elde edilmiştir. Rölenin kaynağa yakın olması durumunda sağlanacak çeşitleme derecesi IPS ve APS durumları için sırasıyla, $\min(m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}) + \min(m_1^{RD}, m_2^{RD}, \dots, m_{N_{RD}}^{RD})$ ve $\min(m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}) + \min(m_1^{SR}, m_2^{SR}, \dots, m_{N_{SR}}^{SR}, m_1^{RD}, m_2^{RD}, \dots, m_{N_{RD}}^{RD})$ ' dir. Rölenin hedefe yakın olması durumunda ise sağlanacak çeşitleme derecesi hem IPS hem de APS için $\min(m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}) + \min(m_1^{SR}, m_2^{SR}, \dots, m_{N_{SR}}^{SR})$ ' dir.

Çizelge 4.6: Kanal parametrelerinin çeşitli kombinasyonları için elde edilen çeşitleme dereceleri.

N_{SD}	$m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}$	N_{SR}	$m_1^{SR}, m_2^{SR}, \dots, m_{N_{SR}}^{SR}$	N_{RD}	$m_1^{RD}, m_2^{RD}, \dots, m_{N_{RD}}^{RD}$	Çeşitleme Dereceleri		
						APS ve γ_{SR} $\gg$ γ_{RD}	IPS ve γ_{SR} $\gg$ γ_{RD}	APS/IPS ve γ_{RD} $\gg$ γ_{SR}
1	1	1	2	1	3	3	4	3
1	1	1	2	1	1	2	2	3
1	1	1	2	2	1,3	2	2	3
1	2	1	1	3	3,4,5	3	5	3
1	1	2	2,1	1	3	2	4	2
1	2	2	3,1	2	4,5	3	6	3
1	2	2	4,5	3	8,7,6	6	8	6
1	1	3	3,4,5	1	2	3	3	4
1	2	3	3,1,4	2	5,6	3	7	3
1	2	3	3,4,2	3	5,6,4	4	6	4
2	2,3	1	2	1	3	4	5	4
2	2,1	1	2	2	5,4	3	5	3
2	2,4	1	2	3	3,5,6	4	5	4
2	3,2	2	1,2	1	3	3	5	3
2	2,1	2	3,1	2	5,6	2	6	2
2	1,1	2	2,2	2	1,1	2	2	3
2	3,1	2	3,2	3	4,6,3	3	4	3
2	2,3	3	3,2,4	1	3	4	5	4
2	3,2	3	1,3,4	2	6,3	3	5	3
2	3,1	3	3,1,4	3	5,2,5	2	3	2
3	2,1,3	1	2	1	3	3	4	3
3	2,3,4	1	3	2	5,2	4	4	5
3	2,3,1	1	2	3	5,4,2	3	3	3
3	2,1,3	2	3,1	1	4	2	5	2
3	1,2,3	2	4,1	2	6,5	2	6	2
3	1,2,3	2	3,2	3	4,5,6	3	5	3
3	2,3,4	3	3,2,4	1	1	3	3	4
3	2,3,3	3	7,5,4	2	2,5	4	4	6
3	1,2,3	3	4,6,7	3	5,7,8	5	6	5
3	1,1,1	3	1,1,1	3	3,3,3	2	4	2
3	1,1,1	3	2,2,2	3	1,1,1	2	2	3
3	2,2,2	3	1,1,1	3	1,1,1	3	3	3
3	2,2,2	3	4,4,4	3	2,2,2	4	4	6
3	4,4,4	3	1,1,1	3	2,2,2	5	6	5

4.6.3 Benzetim sonuçları

Bu alt bölümde, AF yöntemini kullanan röleli sistemin *IPS* ve *APS* için bulunan tam SER sonuçları ile Monte-Carlo benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Benzetimlerde, 4-PSK modülasyonu kullanılmış ve birimler arasında $m=2$ değerine sahip olan çift Nakagami- m ($N=2$) kanal olduğu varsayılmıştır. Elde edilen tüm eğrilerden, nümerik SER sonuçlarının benzetim sonuçları ile birebir eşleştiği görülmektedir. Ayrıca, yüksek SNR değerlerinde, bulunan çeşitleme derecelerinin sağlandığı görülmektedir.

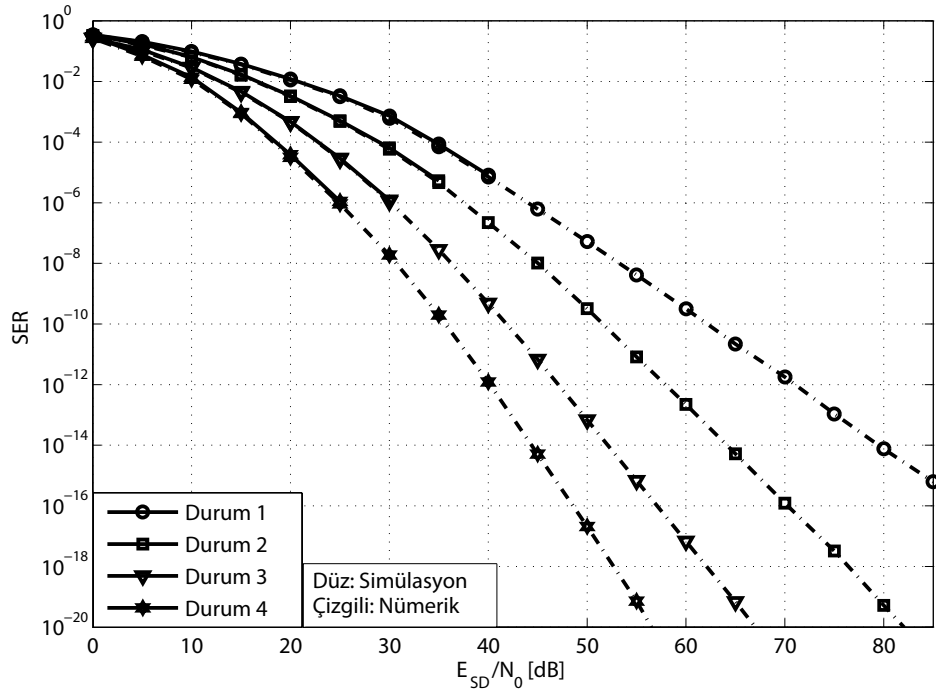
Şekil 4.12 ve 4.13'te rölenin kaynağa çok yakın olması ve APS durumunda sistemin SER sonuçları E_{SD}/N_0 'a göre verilmiştir. Benzetimlerde, $S \rightarrow R$ linkinin ortalama SNR değeri $R \rightarrow D$ linkine göre 30 dB daha büyük ve $E_{SD} = E_{RD}$ varsayılmıştır. Şekil 4.12'de aşağıdaki durumlar ele alınmıştır:

- Durum 1: $m^{SD} = 1$, $m^{SR} = 1$, $m^{RD} = 3$ ve $N_{SD} = N_{SR} = N_{RD} = 3$.
- Durum 2: $m^{SD} = 2$, $m^{SR} = 1$, $m^{RD} = 1$ ve $N_{SD} = N_{SR} = N_{RD} = 3$.
- Durum 3: $m^{SD} = 2$, $m^{SR} = 4$, $m^{RD} = 2$ ve $N_{SD} = N_{SR} = N_{RD} = 3$.
- Durum 4: $m^{SD} = 4$, $m^{SR} = 1$, $m^{RD} = 2$ ve $N_{SD} = N_{SR} = N_{RD} = 3$.

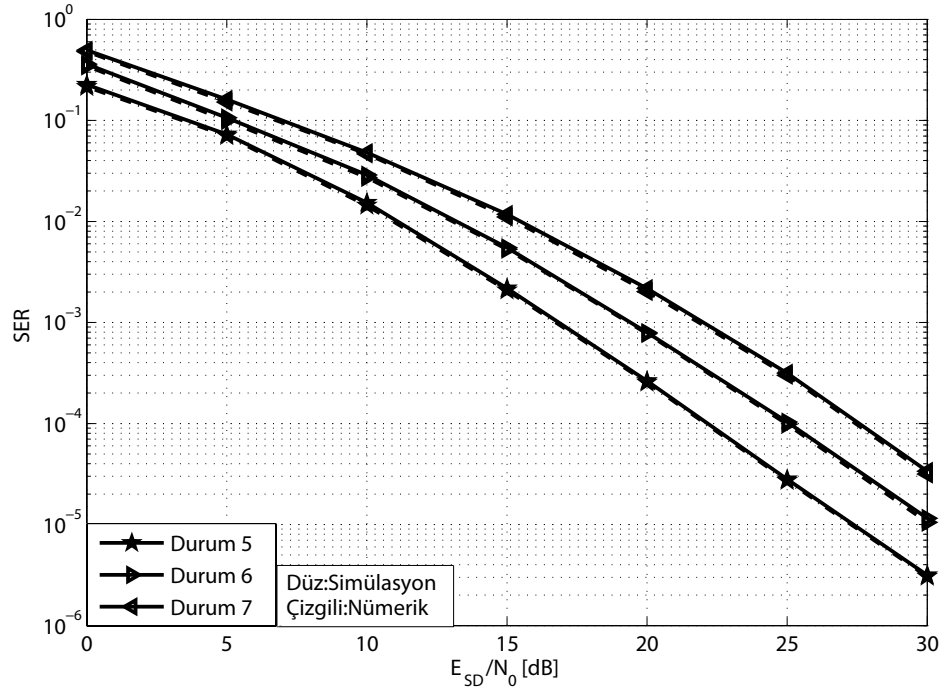
Şekil 4.13'te ise aşağıdaki durumlar ele alınmıştır:

- Durum 5: $m^{SD} = 1$, $m^{SR} = 2$, $m^{RD} = 1$ ve $N_{SD} = N_{SR} = N_{RD} = 1$.
- Durum 6: $m^{SD} = 1$, $m^{SR} = 2$, $m^{RD} = 1$ ve $N_{SD} = N_{SR} = N_{RD} = 2$.
- Durum 7: $m^{SD} = 1$, $m^{SR} = 2$, $m^{RD} = 1$ ve $N_{SD} = N_{SR} = N_{RD} = 3$.

Şekil 4.12'den Durum 1-4 için görülen çeşitleme dereceleri sırasıyla, 2, 3, 4 ve 5'tir. Şekil 4.13'ten Durum 5-7 için görülen çeşitleme dereceleri 2'dir. Bu da çeşitleme dereceleri için verilen $\min(m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}) + \min(m_1^{SR}, m_2^{SR}, \dots, m_{N_{SR}}^{SR}, m_1^{RD}, m_2^{RD}, \dots, m_{N_{RD}}^{RD})$ ifadesini doğrulamaktadır.



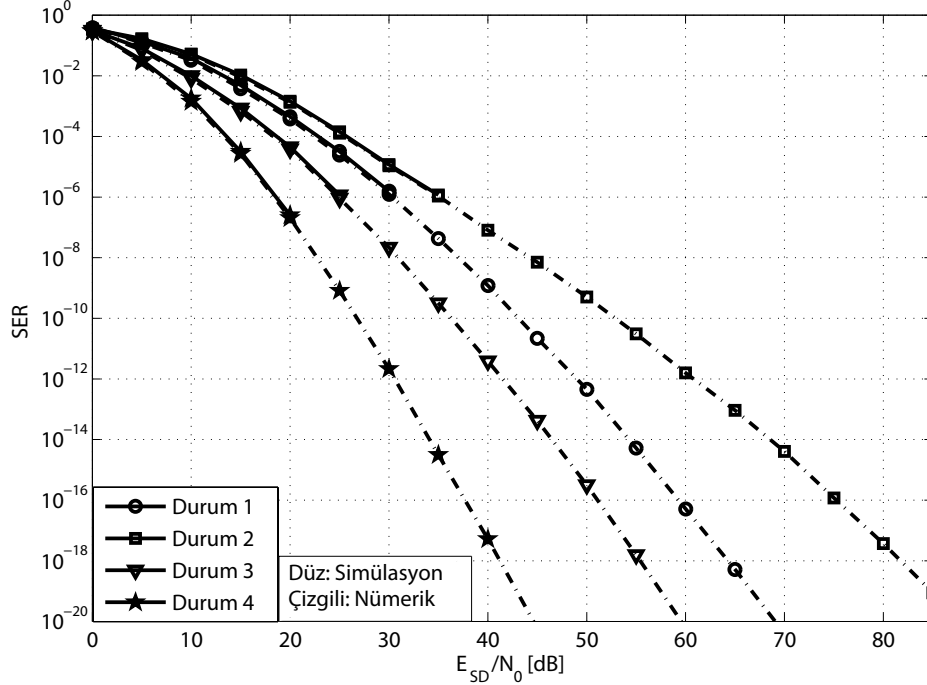
Şekil 4.12: Rölenin kaynağa çok yakın olması ve APS durumundaki SER sonuçları.



Şekil 4.13: Rölenin kaynağa çok yakın olması ve APS durumundaki SER sonuçları.

Şekil 4.14'te rölenin kaynağa çok yakın olması ve IPS durumunda sistemin SER sonuçları E_{SD}/N_0 'a göre verilmiştir. Beklenildiği gibi, IPS durumundaki (Şekil 4.14) başarımları, APS durumundakine (Şekil 4.12) göre daha iyidir. Bunun nedeni IPS durumunda, rölede $S \rightarrow R$ linkine ait kanal durum bilgisinin mevcut olmasıdır.

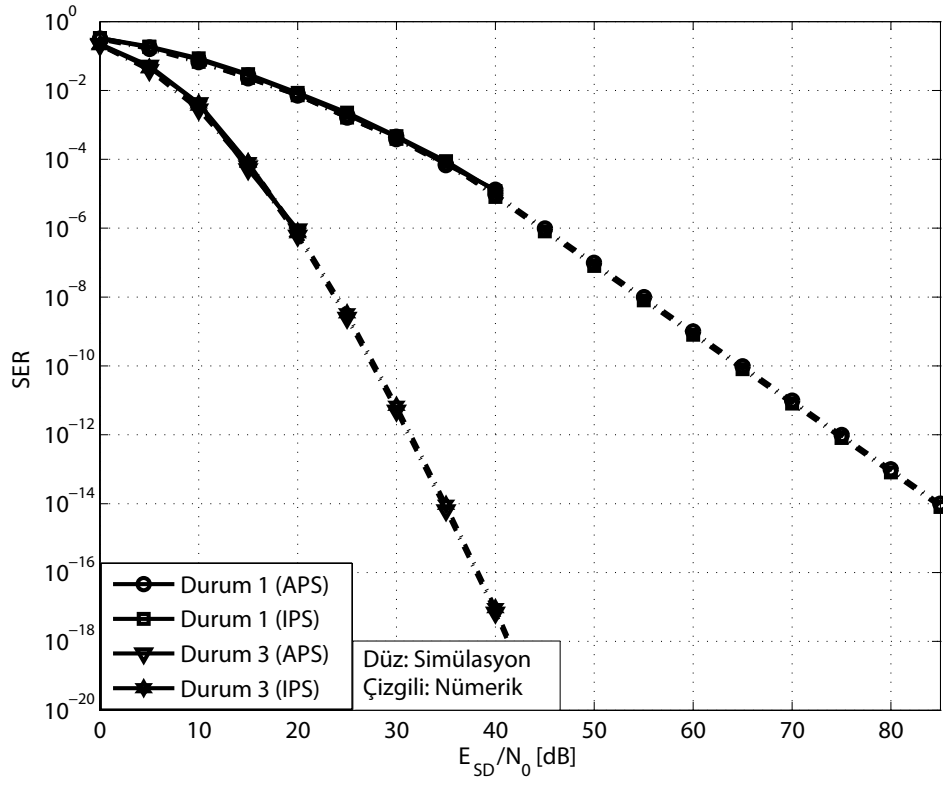
Şekilden de görüldüğü gibi Durum 1-4 için sırasıyla, 4, 3, 4 ve 6 çeşitleme dereceleri elde edilmektedir. Bu sonuç $\min(m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}) + \min(m_1^{RD}, m_2^{RD}, \dots, m_{N_{RD}}^{RD})$ ifadesini doğrulamaktadır.



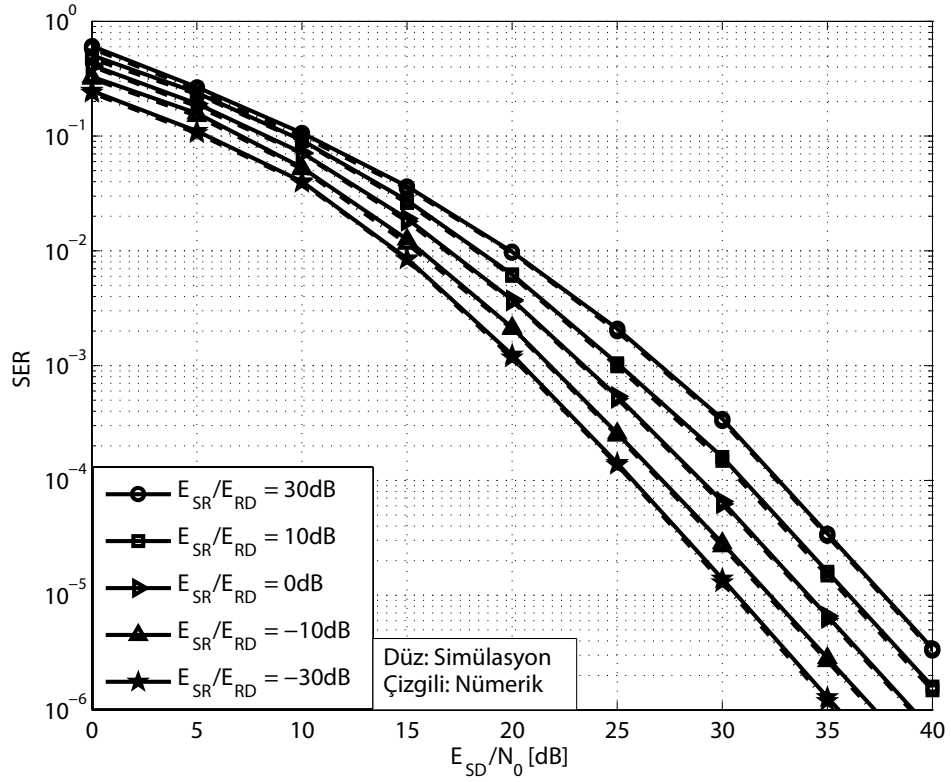
Şekil 4.14: Rölenin kaynağa çok yakın olması ve IPS durumundaki SER sonuçları.

Rölenin hedef birime çok yakın olması durumunda APS ve IPS için SER sonuçları ise Şekil 4.15'te verilmektedir. Benzetimlerde, $S \rightarrow R$ linkinin ortalama SNR değeri $R \rightarrow D$ linkine göre 30 dB daha düşük ve $E_{SD} = E_{SR}$ varsayılmıştır. APS ve IPS için elde edilen çeşitleme dereceleri aynı olup, örneğin Durum 1 ve 3 için sırasıyla 2 ve 6'dır. Bu sonuç $\min(m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}) + \min(m_1^{RD}, m_2^{RD}, \dots, m_{N_{RD}}^{RD})$ ifadesini doğrulamaktadır.

Şekil 4.16 ve 4.17'de röle konumunun SER'e etkisi araştırılmaktadır. Burada APS durumu varsayılmış ve SER sonuçları $E_{SR}/E_{RD} = -30, -10, 0, 10$ ve 30 dB değerleri için karşılaştırılmıştır. E_{SR}/E_{RD} değerinin artması, rölenin hedef birimden kaynağa yaklaştığını göstermektedir. Şekil 4.16'dan, Durum 2 için elde edilen çeşitleme derecesinin, ele alınan tüm E_{SR}/E_{RD} değerleri için aynı olduğu görülmektedir. En iyi hata başarımı $E_{SR}/E_{RD} = -30$ dB iken, en kötü hata başarımı ise $E_{SR}/E_{RD} = 30$ dB iken elde edilmektedir. Örneğin, $SER=10^{-4}$ için bu iki uç durumda 6.5 dB SNR farkı bulunmaktadır.

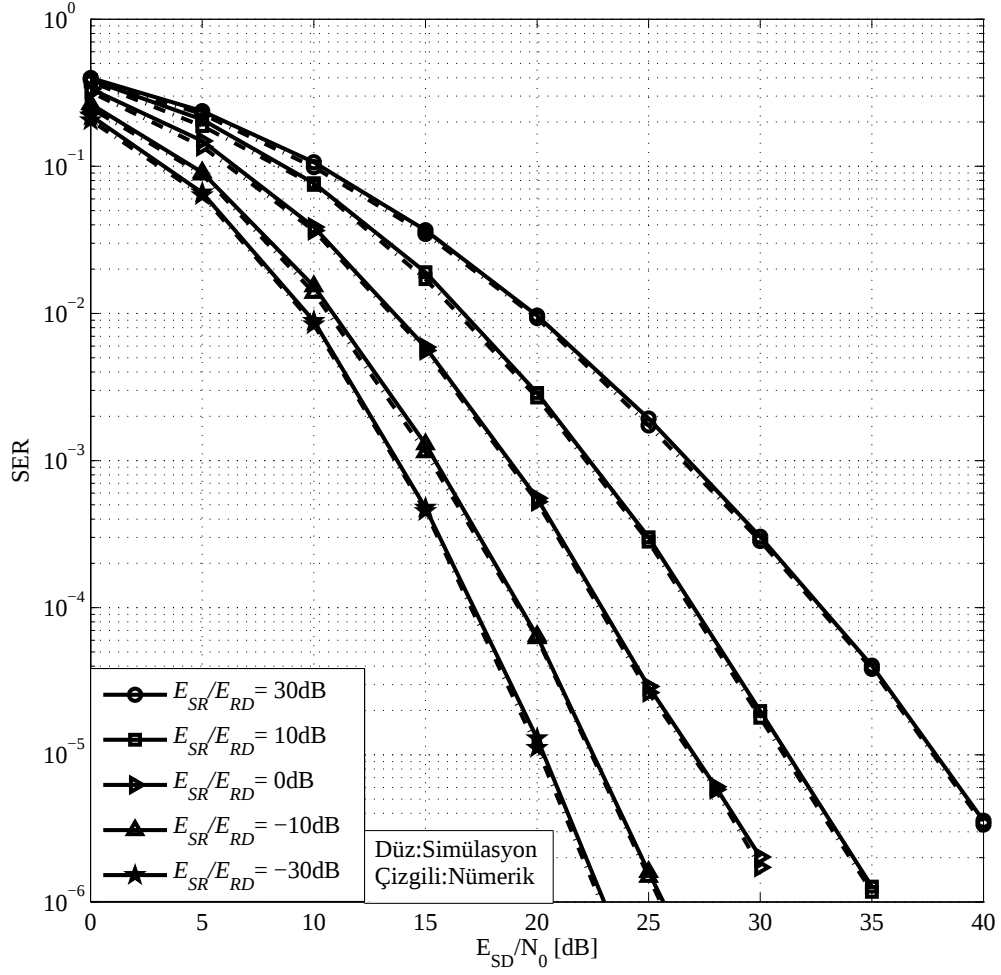


Şekil 4.15: Rölenin kaynağa çok yakın olması ve IPS durumundaki SER sonuçları.



Şekil 4.16: Röle konumunun Durum 2 için SER performansı üzerindeki etkileri (APS).

Şekil 4.17’de ise Durum 3 için elde edilen çeşitleme derecesinin, her $m^{SR} \neq m^{RD}$ için rölenin konumu ile değiştiği görülmektedir.



Şekil 4.17: Röle konumunun Durum 3 için SER performansı üzerindeki etkileri (APS).

5. KASKAT NAKAGAMI KANALLARDA DAĞITILMIŞ UZAY-ZAMAN KODLAMA

Bu bölümde, Şekil 4.1’de ele alınan röleli sistem için PEP üst sınırı ifadesinden yararlanarak uzay-zaman kod tasarım ölçütü araştırılmakta ve bu ölçüte dayalı kafes kod tasarımları yapılmaktadır.

5.1 Sistem Modeli

Burada daha öncekinden farklı olarak, dağıtılmış uzay-zaman kod tasarımına uygun biçimde, Protokol I (Nabar, 2004) olarak adlandırılan iletişim protokolü kullanılmaktadır. Yani, S birinci zaman diliminde R ve D ile iletişimde bulunmaktadır. İkinci zaman diliminde ise S ve R (birinci zaman diliminde aldığı gürültülü işareti kuvvetlendirerek), D ile iletişimde bulunmaktadır. Burada S ve R’de tek, hedef alıcıda Q_D tane anten olduğu varsayılmaktadır. Bulunan yeni tasarım ölçütü kullanılarak, 4-PSK modülasyonu için 4, 8 ve 16 durumlu ve 8-PSK modülasyonu için 8 ve 16 durumlu dağıtılmış yapıda yeni uzay-zaman kafes kodları tasarlanmıştır. Yeni kodların hata başarımları literatürde karşılık gelen kodları ile karşılaştırılmış ve yeni kodların üstünlükleri ortaya konulmuştur.

K_t ve K_s ($0 \leq K_t, K_s \leq 1$), S ve R’de güç paylaşımı için kullanılan optimizasyon parametreleridir. Birinci ve ikinci zaman dilimlerinde S tarafından harcanan enerjiler sırasıyla, $2K_tE$ ve $2(1 - K_t)K_sE$ ’dir. İkinci zaman diliminde R tarafından harcanan enerji ise $2(1 - K_t)(1 - K_s)E$ ’dir. Birinci zaman diliminde R ve D’deki q . alıcı antene gelen işaretler,

$$r_R = \sqrt{2G_{SR}K_tE}\alpha_{SR}x_1^i + n_R^i \quad (5.1)$$

$$r_{D_1}^{q,i} = \sqrt{2K_tE}\alpha_{SD}^q x_1^i + n_{D_1}^{q,i}, \quad (5.2)$$

biçimindedir ($q = 1, 2, \dots, Q_D$). L , birinci (veya ikinci) zaman dilimlerinde kaynaktan iletilen toplam simge sayısı olmak üzere, x_1^i birinci zaman diliminde, S tarafından

gönderilen i . simgeyi göstermektedir ($i = 1, 2, \dots, L$). α_{SD}^q ve α_{SR} ilgili sönümleme katsayılarını, n_R^i ve $n_{D_1}^{q,i}$, i . simgenin iletimine ilişkin sıfır ortalamalı boyut başına $N_0/2$ varyanslı kompleks Gauss gürültüsünü göstermektedir. İkinci zaman diliminde, S x_2^i simgesini ve R kendisine birinci zaman aralığında gelen gürültülü işareti $g = 1/\sqrt{E[|r_R^i|^2]} = 1/\sqrt{2G_{SR}K_tE + N_0}$ ile çarparak D'ye göndermektedirler. Çeşitli matematiksel işlemlerden sonra, bu zaman aralığında D'deki q . alıcı antende alınan işaret aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$r_{D_2}^{q,i} = \sqrt{\frac{A_{N_1}}{A_D + |\alpha_{RD}^q|^2}} E \alpha_{SR} \alpha_{RD}^q x_1^i + \sqrt{\frac{A_{N_2}}{A_D + |\alpha_{RD}^q|^2}} E \alpha_{SD}^q x_2^i + n_{D_2}^{q,i}. \quad (5.3)$$

Burada $A_{N_1} = 2G_{SR}K_t$, $A_{N_2} = K_s(1 + 2G_{SR}K_t(E/N_0))/(G_{RD}(1 - K_s)(E/N_0))$ ve $A_D = (1 + 2G_{SR}K_t(E/N_0))/(2G_{RD}(1 - K_t)(1 - K_s)(E/N_0))$ dır. $n_{D_2}^{q,i}$, i . simgenin sıfır ortalamalı boyut başına $N_0/2$ varyanslı kompleks Gauss gürültüsünü göstermektedir. Yukarıdaki eşitliklerde, tüm kanalların $2 \times L$ toplam çerçeve uzunluğu boyunca duruğumsu olduğu kabul edilmiştir. D tarafından alınan i . işaret vektörü $\mathbf{r}_q^i = [r_{D_1}^{q,i} \ r_{D_2}^{q,i}]^T$, gürültü vektörü $\mathbf{n}_q^i = [n_{D_1}^{q,i} \ n_{D_2}^{q,i}]^T$ ve gönderilen işaret vektörü $\mathbf{x}^i = [x_1^i \ x_2^i]^T$ olsun. $2 \times L$ boyutlu $\mathbf{R}_q$, $\mathbf{X}$ ve $\mathbf{N}_q$ sırasıyla, $\mathbf{R}_q = [\mathbf{r}_q^1 \ \mathbf{r}_q^2 \ \dots \ \mathbf{r}_q^L]$, $\mathbf{X} = [\mathbf{x}^1 \ \mathbf{x}^2 \ \dots \ \mathbf{x}^L]$ ve $\mathbf{N}_q = [\mathbf{n}_q^1 \ \mathbf{n}_q^2 \ \dots \ \mathbf{n}_q^L]$ olarak tanımlanırsa, alınan işaret matrisi $\mathbf{R}_q = \mathbf{A}_q \mathbf{X} + \mathbf{N}_q$ olarak yazılabilir. Burada $\mathbf{A}_q$ matrisi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\mathbf{A}_q = \begin{bmatrix} \sqrt{2K_tE} \alpha_{SD}^q & 0 \\ \sqrt{\frac{A_{N_1}}{A_D + |\alpha_{SD}^q|^2}} E \alpha_{SR} \alpha_{RD}^q & \sqrt{\frac{A_{N_2}}{A_D + |\alpha_{SD}^q|^2}} E \alpha_{SD}^q \end{bmatrix}. \quad (5.4)$$

5.2 PEP Analizi

Belli bir $\mathbf{A}_q$ için $\mathbf{X}$ 'in $\hat{\mathbf{X}}$, yani hatalı olarak çözülme olasılığı (koşullu PEP) ifadesi,

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{A}_q) = Q \left(\sqrt{\frac{1}{2N_0} \sum_{q=1}^{Q_D} \|\mathbf{A}_q (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})\|^2} \right) \quad (5.5)$$

şeklinde yazılabilir. Chernoff sınırı uygulanarak ve (Biglieri, 2002)'deki adımlar kullanılarak (5.5) nolu ifade şöyle yazılabilir:

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} | \mathbf{A}_q) \leq \prod_{q=1}^{Q_D} \exp \left(- \frac{\text{Tr} \left(\mathbf{A}_q^H \mathbf{A}_q (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}}) (\mathbf{X} - \hat{\mathbf{X}})^H \right)}{4N_0} \right). \quad (5.6)$$

Buradaki $\text{Tr}(\cdot)$ matrise ilişkin iz işlemini göstermektedir. $h_{\text{SD}} = |\alpha_{\text{SD}}|$, $h_{\text{SR}} = |\alpha_{\text{SR}}|$ ve $h_{\text{RD}} = |\alpha_{\text{RD}}|$ olduğu göz önüne alınarak ve (Canpolat, 2007)'deki adımlar izlenerek

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} | h_{\text{SD}}^q, h_{\text{SR}}^q, h_{\text{RD}}^q) \leq \prod_{q=1}^{Q_D} \exp \left(- \frac{\left(2K_t E (h_{\text{SD}}^q)^2 + \frac{A_{N_1}}{A_D + (h_{\text{RD}}^q)^2} E h_{\text{SR}}^2 (h_{\text{RD}}^q)^2 \right) \chi_1}{4N_0} \right) \quad (5.7)$$

$$\times \exp \left(- \frac{\frac{A_{N_2}}{A_D + (h_{\text{RD}}^q)^2} E (h_{\text{SD}}^q)^2 \chi_2}{4N_0} \right)$$

ifadesi elde edilir. Burada $\chi_1 = \sum_{i=1}^L |x_1^i - \hat{x}_1^i|^2$ ve $\chi_2 = \sum_{i=1}^L |x_2^i - \hat{x}_2^i|^2$ 'dir. Kaskat Nakagami dağılımlı h_{SD}^q , h_{SR} ve h_{RD}^q rastlantı değişkenlerine bağlı olarak, $y_{\text{SD}}^q = (h_{\text{SD}}^q)^2$, $y_{\text{SR}} = h_{\text{SR}}^2$ ve $y_{\text{RD}}^q = (h_{\text{RD}}^q)^2$ olarak tanımlansın. Buna göre (5.7) ifadesini aşağıdaki gibi tekrar yazalım:

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} | y_{\text{SD}}^q, y_{\text{SR}}, y_{\text{RD}}^q) \leq \prod_{q=1}^{Q_D} \exp \left(- \frac{1}{4N_0} \left(2\chi_1 K_t E + \frac{A_{N_2} E}{A_D + y_{\text{RD}}^q} \chi_2 \right) y_{\text{SD}}^q \right) \quad (5.8)$$

$$\times \exp \left(- \frac{1}{4N_0} \frac{A_{N_1} E}{A_D + y_{\text{RD}}^q} \chi_1 y_{\text{SR}} y_{\text{RD}}^q \right).$$

(5.8) ifadesinin (Gradshteyn, 2007, eq.7.811.4)'ten yararlanarak y_{SD}^q üzerinden ortalaması alınırsa,

$$P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}} | y_{\text{SR}}, y_{\text{RD}}^q) \leq \prod_{q=1}^{Q_D} \frac{1}{\prod_{l=1}^{N_{\text{SD}}} \Gamma(m_l^{\text{SD}})} \exp \left(- \frac{1}{4N_0} \frac{A_{N_1} E}{A_D + y_{\text{RD}}^q} \chi_1 y_{\text{SR}} y_{\text{RD}}^q \right) \quad (5.9)$$

$$\times G_{1, N_{\text{SD}}}^{N_{\text{SD}}, 1} \left(\frac{\prod_{l=1}^{N_{\text{SD}}} m_l^{\text{SD}}}{\left(2\chi_1 K_t + \frac{A_{N_2}}{A_D + y_{\text{RD}}^q} \chi_2 \right) \frac{E}{4N_0}} \right) \Bigg|_{m_1^{\text{SD}}, m_2^{\text{SD}}, \dots, m_{N_{\text{SD}}}^{\text{SD}}}^1$$

elde edilir. Elde edilen ifadenin (Gradshteyn, 2007, eq.7.811.4)'den yararlanarak y_{SR} üzerinden ortalamasını alalım:

$$\begin{aligned}
P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}|y_{\text{RD}}) &\leq \prod_{q=1}^{Q_D} \frac{1}{\prod_{l=1}^{N_{\text{SD}}} \Gamma(m_l^{\text{SD}}) \prod_{l=1}^{N_{\text{SR}}} \Gamma(m_l^{\text{SR}})} \\
&\times G_{1, N_{\text{SD}}}^{N_{\text{SD}}, 1} \left(\left. \frac{\prod_{l=1}^{N_{\text{SD}}} m_l^{\text{SD}}}{\left(2\chi_1 K_t + \frac{A_{N_2}}{A_D + y_{\text{RD}}^q} \chi_2 \right) \frac{E}{4N_0}} \right|_{m_1^{\text{SD}}, m_2^{\text{SD}}, \dots, m_{N_{\text{SD}}}^{\text{SD}}}^1 \right) \\
&\times G_{1, N_{\text{SR}}}^{N_{\text{SR}}, 1} \left(\left. \frac{\prod_{l=1}^{N_{\text{SR}}} m_l^{\text{SR}}}{\left(\frac{A_{N_1}}{A_D + y_{\text{RD}}^q} \chi_1 \right) \frac{E}{4N_0} y_{\text{RD}}^q} \right|_{m_1^{\text{SR}}, m_2^{\text{SR}}, \dots, m_{N_{\text{SR}}}^{\text{SR}}}^1 \right). \tag{5.10}
\end{aligned}$$

Sonunda (5.10) nolu ifadenin y_{RD}^q 'ye göre ortalaması alınırsa,

$$\begin{aligned}
P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) &\leq \prod_{q=1}^{Q_D} \frac{1}{\prod_{l=1}^{N_{\text{SD}}} \Gamma(m_l^{\text{SD}}) \prod_{l=1}^{N_{\text{SR}}} \Gamma(m_l^{\text{SR}}) \prod_{l=1}^{N_{\text{RD}}} \Gamma(m_l^{\text{RD}})} \\
&\times \int_0^\infty \frac{1}{y_{\text{RD}}^q} G_{1, N_{\text{SD}}}^{N_{\text{SD}}, 1} \left(\left. \frac{\prod_{l=1}^{N_{\text{SD}}} m_l^{\text{SD}}}{\left(2\chi_1 K_t + \frac{A_{N_2}}{A_D + y_{\text{RD}}^q} \chi_2 \right) \frac{E}{4N_0}} \right|_{m_1^{\text{SD}}, m_2^{\text{SD}}, \dots, m_{N_{\text{SD}}}^{\text{SD}}}^1 \right) \\
&\times G_{1, N_{\text{SR}}}^{N_{\text{SR}}, 1} \left(\left. \frac{\prod_{l=1}^{N_{\text{SR}}} m_l^{\text{SR}}}{\left(\frac{A_{N_1}}{A_D + y_{\text{RD}}^q} \chi_1 \right) \frac{E}{4N_0} y_{\text{RD}}^q} \right|_{m_1^{\text{SR}}, m_2^{\text{SR}}, \dots, m_{N_{\text{SR}}}^{\text{SR}}}^1 \right) \\
&\times G_{0, N_{\text{RD}}}^{N_{\text{RD}}, 0} \left(\left. y_{\text{RD}}^q \prod_{l=1}^{N_{\text{RD}}} m_l^{\text{RD}} \right|_{m_1^{\text{RD}}, m_2^{\text{RD}}, \dots, m_{N_{\text{RD}}}^{\text{RD}}}^- \right) dy_{\text{RD}}^q \tag{5.11}
\end{aligned}$$

elde edilir. Yukarıdaki ifade her ne kadar çok genel bir PEP üst sınırı vermekte ise de, işlem zorluğundan dolayı incelemeler ancak özel durumlar için yapılabilmektedir.

R→D linkinin statik, yani sadece AWGN olması durumundaki PEP üst sınır ifadesinin,

$$\begin{aligned}
P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) &\leq \left(\frac{1}{\prod_{l=1}^{N_{SD}} \Gamma(m_l^{SD}) \prod_{l=1}^{N_{SR}} \Gamma(m_l^{SR})} \right)^{Q_D} \\
&\times \left[G_{1, N_{SR}}^{N_{SR}, 1} \left(\frac{\prod_{l=1}^{N_{SR}} m_l^{SR}}{\left(\frac{A_{N_1}}{A_D+1} \chi_1 \right) \frac{E}{4N_0}} \right)^1 \middle|_{m_1^{SR}, m_2^{SR}, \dots, m_{N_{SR}}^{SR}} \right]^{Q_D} \\
&\times \left[G_{1, N_{SD}}^{N_{SD}, 1} \left(\frac{\prod_{l=1}^{N_{SD}} m_l^{SD}}{\left(2\chi_1 K_t + \frac{A_{N_2}}{A_D+1} \chi_2 \right) \frac{E}{4N_0}} \right)^1 \middle|_{m_1^{SD}, m_2^{SD}, \dots, m_{N_{SD}}^{SD}} \right]^{Q_D}
\end{aligned} \tag{5.12}$$

şekline dönüşeceği gösterilebilir. S→D ve S→R linklerinin çift Nakagami ($N_{SD} = 2$, $N_{SR} = 2$) olması durumunda, (Luke, 1975, eq.8.4.12)’den yararlanarak (5.12) ifadesi şöyle olur:

$$\begin{aligned}
P(\mathbf{X}, \hat{\mathbf{X}}) &\leq \left[\left(\frac{m_1^{SD} m_2^{SD} / (E/N_0)}{2\chi_1 K_t + \frac{A_{N_2}}{A_D+1} \chi_2} \right)^{m_1^{SD}} \left(\frac{m_1^{SR} m_2^{SR} / (E/N_0)}{\frac{A_{N_1}}{A_D+1} \chi_1} \right)^{m_1^{SR}} \right]^{Q_D} \\
&\times \left[U \left(m_1^{SD}, 1 + m_1^{SD} - m_2^{SD}, \frac{m_1^{SD} m_2^{SD} / (E/N_0)}{2\chi_1 K_t + \frac{A_{N_2}}{A_D+1} \chi_2} \right) \right]^{Q_D} \\
&\times \left[U \left(m_1^{SR}, 1 + m_1^{SR} - m_2^{SR}, \frac{m_1^{SR} m_2^{SR} / (E/N_0)}{\frac{A_{N_1}}{A_D+1} \chi_1} \right) \right]^{Q_D}.
\end{aligned} \tag{5.13}$$

5.3 Kod Tasarımı

(5.13)’ten gösterilebilir ki, yüksek SNR değerleri ve belli bir Q_D için, $m_1^{SD} = m_2^{SD} = m_1^{SR} = m_2^{SR} = 1$ olması, yani S→D ve S→R linklerinin çift Rayleigh dağılımlı olması durumunda, $U(1, 1, \cdot)$ fonksiyonu 1’e yaklaşır ve hata başarımı üst sınırının minimum olması için

$$\left(2\chi_1 K_t + \frac{A_{N_2}}{1 + A_D} \chi_2 \right) \left(\frac{A_{N_1}}{1 + A_D} \chi_1 \right) \tag{5.14}$$

ifadesinin maksimum yapılması gereklidir. Yüksek SNR'lar için, S ve R'de eşit güç paylaşımı ($K_t = 0.5$, $K_s = 0.5$) yapılması durumunda (5.14) nolu ifadedeki $A_{N_2} = G_{SR}/G_{RD}$, $A_{N_1} = G_{SR}$ ve $A_D = 2G_{SR}/G_{RD}$ biçimine döner. Yol kayıpları yokken, yani $G_{SR} = G_{RD} = 1$ olması durumunda d^2 ile gösterilen kod tasarım ölçütü,

$$d^2 = \frac{\chi_1^2}{3} + \frac{\chi_1\chi_2}{9} \quad (5.15)$$

şekline dönüşür. Yol kayıpları hesaba katılırsa, R'nin D'ye çok yakın olması durumundaki kod tasarım ölçütü

$$d^2 = \chi_1^2 G_{SR} + \frac{G_{SR}^2}{G_{RD}} \chi_1 \chi_2 \quad (5.16)$$

ve R'nin S'ye çok yakın olması durumundaki kod tasarım ölçütü aşağıdaki gibi olur:

$$d^2 = \frac{G_{RD}}{2} \chi_1^2 + \frac{G_{RD}}{4} \chi_1 \chi_2. \quad (5.17)$$

Burada ilk olarak yol kayıplarının olmadığı durumdaki tasarım ölçütü kullanılarak, 4-PSK modülasyonu için 4, 8 ve 16 durumlu, 8-PSK modülasyonu için ise 8 ve 16 durumlu dağıtılmış yapıda yeni uzay-zaman kafes kodları tasarlanmıştır. Kod tasarımında Şekil 3.6'da uzay-zaman kafes kodlar için verilen 2 antenli kodlayıcı yapısı kullanılmıştır.

4-PSK modülasyonu için 4, 8 ve 16 durumlu yeni (Y_1, Y_2, Y_3) kodların ve karşılaştırma için literatürden referans alınan kodların (Canpolat, 2007; Chen, 2001; Hong, 2008) üreteç matrisleri Çizelge 5.1'de verilmektedir. (Chen, 2001)'de verilen kodlar klasik uzay-zaman kodlarıdır. (Canpolat, 2007; Hong, 2008)'deki kodlar ise dağıtılmış uzay-zaman kodlarıdır. 8-PSK modülasyonu için 8 ve 16 durumlu yeni (Y_4, Y_5) kodlar ile referans alınan kodların (Chen, 2001) üreteç matrisleri Çizelge 5.2'de verilmektedir. Burada $d_{cl}^2 = \chi_1 + \chi_2$ klasik karesel Öklid uzaklığını göstermektedir. Çizelgelerden görüldüğü gibi Y_1, Y_2, Y_3, Y_4 ve Y_5 kodları, referans kodlara göre daha büyük d_{cl}^2 ve/veya d^2 değerlerine sahiptir.

Kod tasarımında ikinci olarak rölenin alıcıya ve kaynağa çok yakın olduğu durumlar için 4 durumlu dağıtılmış uzay-zaman 4-PSK kafes kodları araştırılmıştır. Rölenin kaynağa çok yakın olduğu durum için yapılan tasarımlarda $G_{SR}/G_{RD} = 30$ dB, rölenin alıcıya çok yakın olduğu durumlar için yapılan tasarımlarda $G_{SR}/G_{RD} = -30$ dB

alınmıştır. Her ne kadar burada özel değerler kullanılmışsa da sözü edilen senaryoları iyi bir şekilde modellediği düşünülmektedir. Bu durumda rölenin alıcıya veya kaynağa çok yakın olduğu durumlar için bulunan yeni kodların (sırasıyla Y_6 ve Y_7) üreteç matrisleri Çizelge 5.3'te verilmektedir.

5.4 Benzetim Sonuçları

Kullanılan sistemin çerçeve hata olasılığı (FER) başarımları eğrileri sistem modelinde yol kayıplarının olmadığı durum için bilgisayar benzetimleri ile hedefte $Q_D = 4$ alıcı anten olması durumunda bulunmuştur. Bu benzetimlerde 4-PSK, 8-PSK modülasyonları kullanılmış ve S ve R'de eşit güç paylaşımı olduğu varsayılmıştır. Ayrıca yol kaybı olmadığı varsayılmıştır. Birinci (veya ikinci) zaman dilimlerinde kaynaktan gönderilen toplam simge sayısı $L = 130$ alınmıştır. Alıcıda Viterbi algoritması (Viterbi, 1967) kullanılmıştır.

4-PSK modülasyonu için 4, 8 ve 16-durumlu kafes kodların FER eğrileri sırasıyla Şekil 5.1, 5.2 ve 5.3'te verilmektedir. Şekil 5.1'den görüldüğü gibi dağıtılmış kodların hata başarımları referans alınan klasik uzay-zaman koduna (Chen, 2001) göre daha iyidir. Y_1 kodunun hata başarımı diğer dağıtılmış kodların hata başarımı ile aynıdır. $FER=10^{-3}$ için Y_1 kodu klasik uzay-zaman koduna göre 1.2 dB SNR kazancı sağlamaktadır. Şekil 5.2'den görüldüğü gibi, 8 durum için hata başarımı en iyi olan kod, yeni tasarlanan (Y_2) koddur. Örneğin, $FER=10^{-4}$ için literatürde verilen dağıtılmış ve klasik uzay-zaman kodlarına göre sırasıyla yaklaşık 0.2 dB ve 1 dB SNR kazançları sağlamaktadır. Şekil 5.3'ten görüldüğü gibi Y_3 kodu, hata başarımı $FER=10^{-4}$ için klasik uzay-zaman koduna göre 0.8 dB SNR kazancı sağlamaktadır.

Çizelge 5.1: 4-PSK için 4, 8 ve 16 durumlu uzay-zaman kafes kodların üreteç matrisleri.

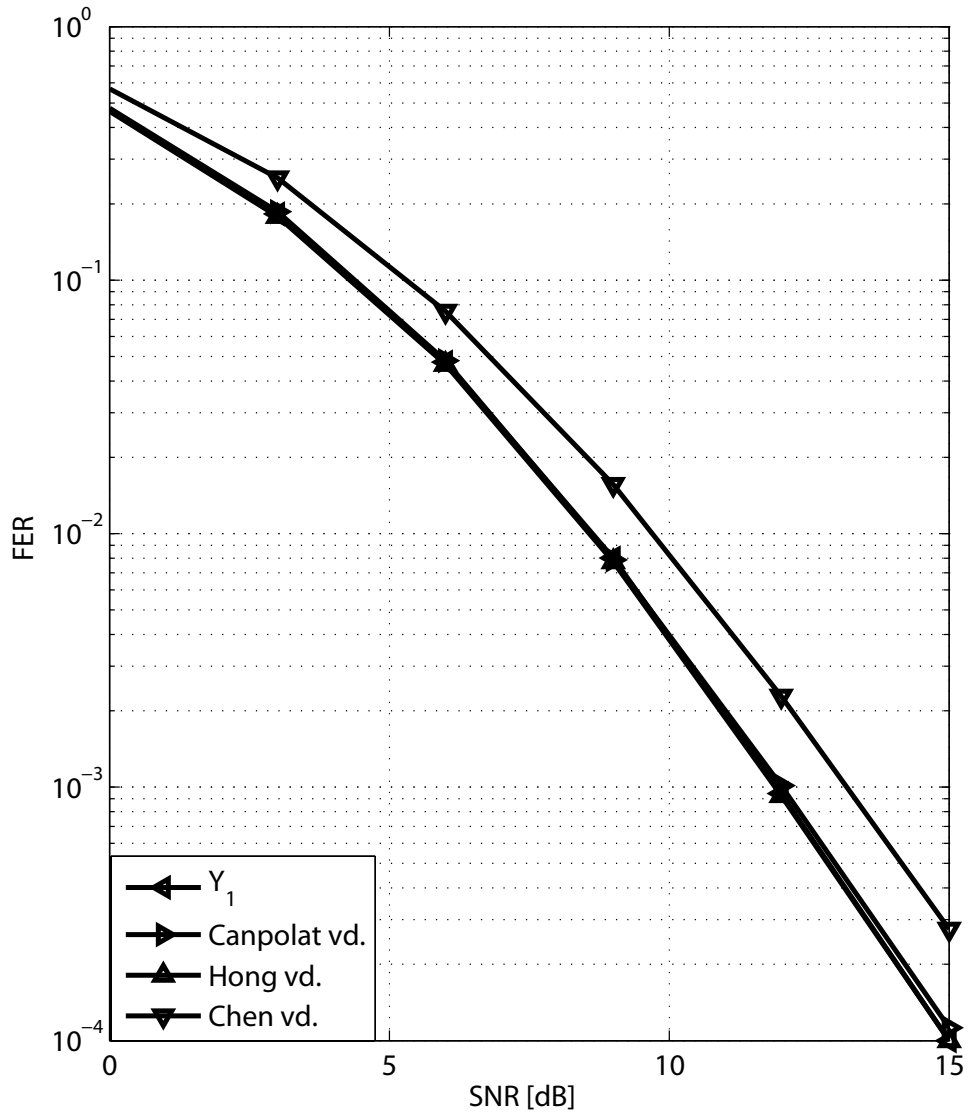
	Durum Sayısı	Üreteç Matrisi (G^T)	d_{cl}^2	d^2
(Canpolat, 2007)	4	$\begin{bmatrix} 3 & 2 & 3 & 2 \\ 3 & 2 & 2 & 0 \end{bmatrix}$	10	8
(Hong, 2008)		$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 2 & 1 \\ 1 & 2 & 0 & 2 \end{bmatrix}$	8	8
(Chen, 2001)		$\begin{bmatrix} 0 & 2 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 2 & 0 \end{bmatrix}$	10	3.1
Y_1		$\begin{bmatrix} 2 & 3 & 2 & 1 \\ 2 & 3 & 0 & 2 \end{bmatrix}$	10	8
(Canpolat, 2007)	8	$\begin{bmatrix} 2 & 3 & 2 & 3 & 1 \\ 2 & 3 & 1 & 2 & 0 \end{bmatrix}$	12	10.65
(Hong, 2008)		$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 2 & 0 & 1 \\ 2 & 0 & 1 & 2 & 2 \end{bmatrix}$	10	10.65
(Chen, 2001)		$\begin{bmatrix} 2 & 2 & 2 & 1 & 0 \\ 2 & 0 & 1 & 2 & 2 \end{bmatrix}$	12	10.65
Y_2		$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 & 0 & 1 \\ 2 & 1 & 3 & 2 & 1 \end{bmatrix}$	12	10.75
(Canpolat, 2007)	16	$\begin{bmatrix} 3 & 2 & 2 & 3 & 2 & 0 \\ 2 & 3 & 0 & 2 & 1 & 2 \end{bmatrix}$	12	10.66
(Chen, 2001)		$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 1 & 2 & 3 & 2 \\ 2 & 0 & 3 & 2 & 2 & 0 \end{bmatrix}$	16	18.6
Y_3		$\begin{bmatrix} 2 & 1 & 3 & 2 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 3 & 3 & 2 & 0 \end{bmatrix}$	16	22

Çizelge 5.2: 8-PSK için 8 ve 16 durumlu uzay-zaman kafes kodların üreteç matrisleri.

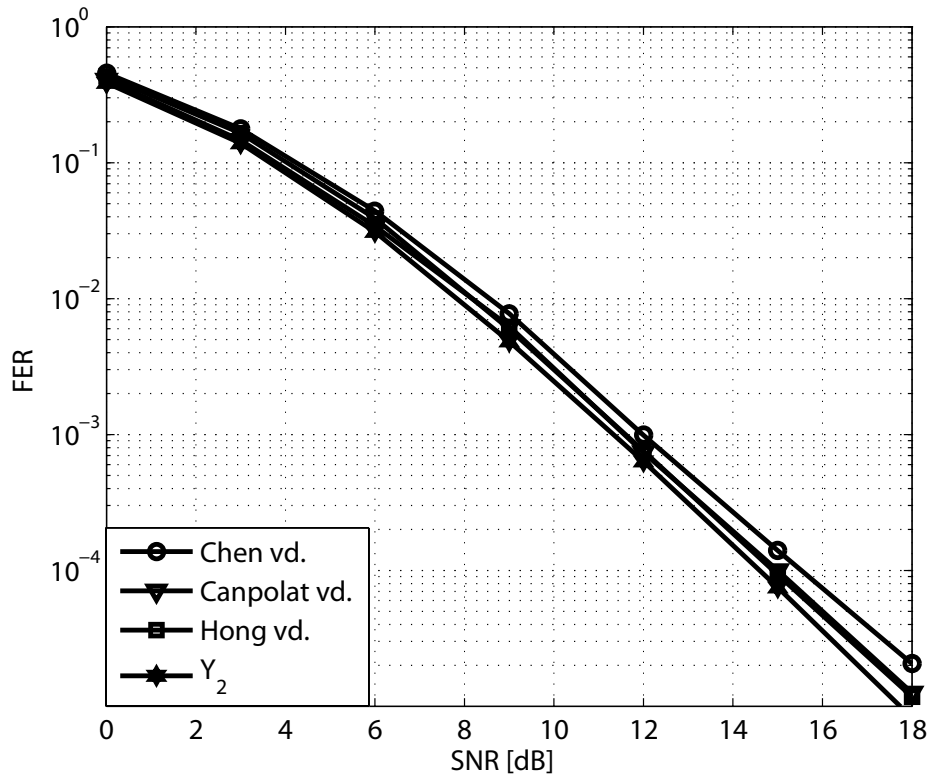
	Durum Sayısı	Üreteç Matrisi (G^T)	d_{cl}^2	d^2
(Chen, 2001)	8	$\begin{bmatrix} 2 & 4 & 0 & 3 & 2 & 4 \\ 1 & 6 & 4 & 4 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	7.17	2.67
Y_4		$\begin{bmatrix} 0 & 4 & 0 & 4 & 1 & 2 \\ 4 & 5 & 2 & 0 & 2 & 4 \end{bmatrix}$	7.17	4.2
(Chen, 2001)	16	$\begin{bmatrix} 2 & 4 & 7 & 3 & 6 & 0 & 4 \\ 4 & 0 & 2 & 7 & 6 & 7 & 4 \end{bmatrix}$	8	2.47
Y_5		$\begin{bmatrix} 6 & 4 & 5 & 2 & 4 & 7 & 0 \\ 0 & 1 & 4 & 4 & 0 & 6 & 0 \end{bmatrix}$	8	6.17

Çizelge 5.3: Rölenin alıcıya veya kaynağa yakın olması durumu için tasarlanmış 4 durumlu 4-PSK uzay-zaman kafes kodların üreteç matrisleri.

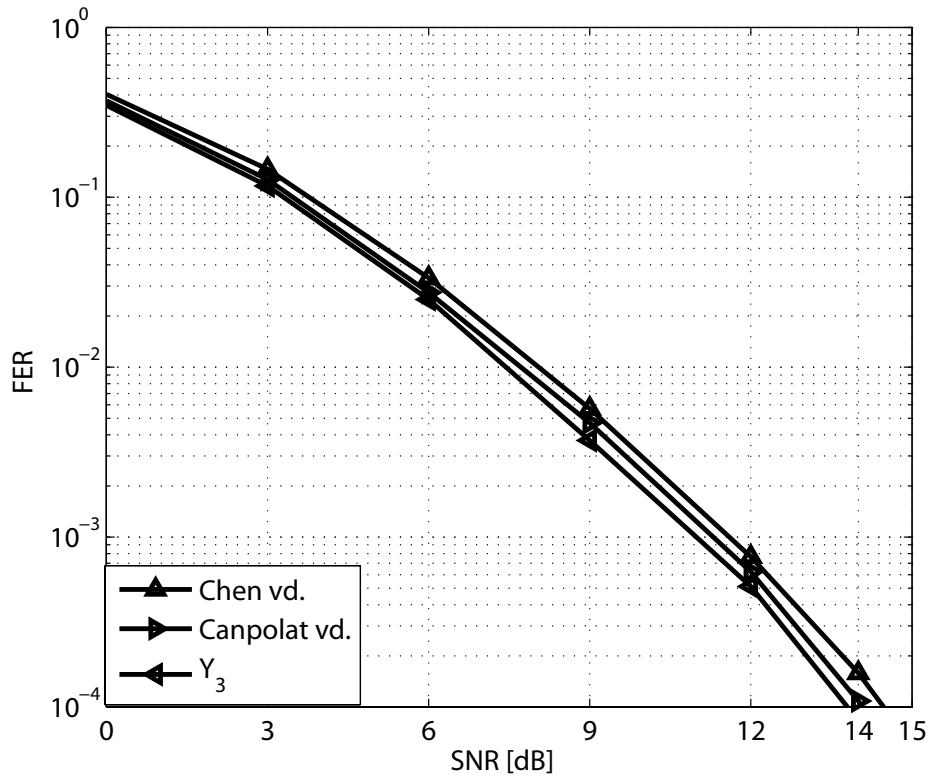
	Durum Sayısı	Ürerteç Matrisi (G^T)	d_{cl}^2	d^2
Y_6	4	$\begin{bmatrix} 3 & 2 & 1 & 2 \\ 2 & 0 & 1 & 2 \end{bmatrix}$	10	18
Y_7		$\begin{bmatrix} 2 & 1 & 2 & 3 \\ 0 & 2 & 2 & 1 \end{bmatrix}$	10	8.99



Şekil 5.1: 4-PSK modülasyonu için 4 durumlu kodların hata başarımı ($Q_D = 4$).

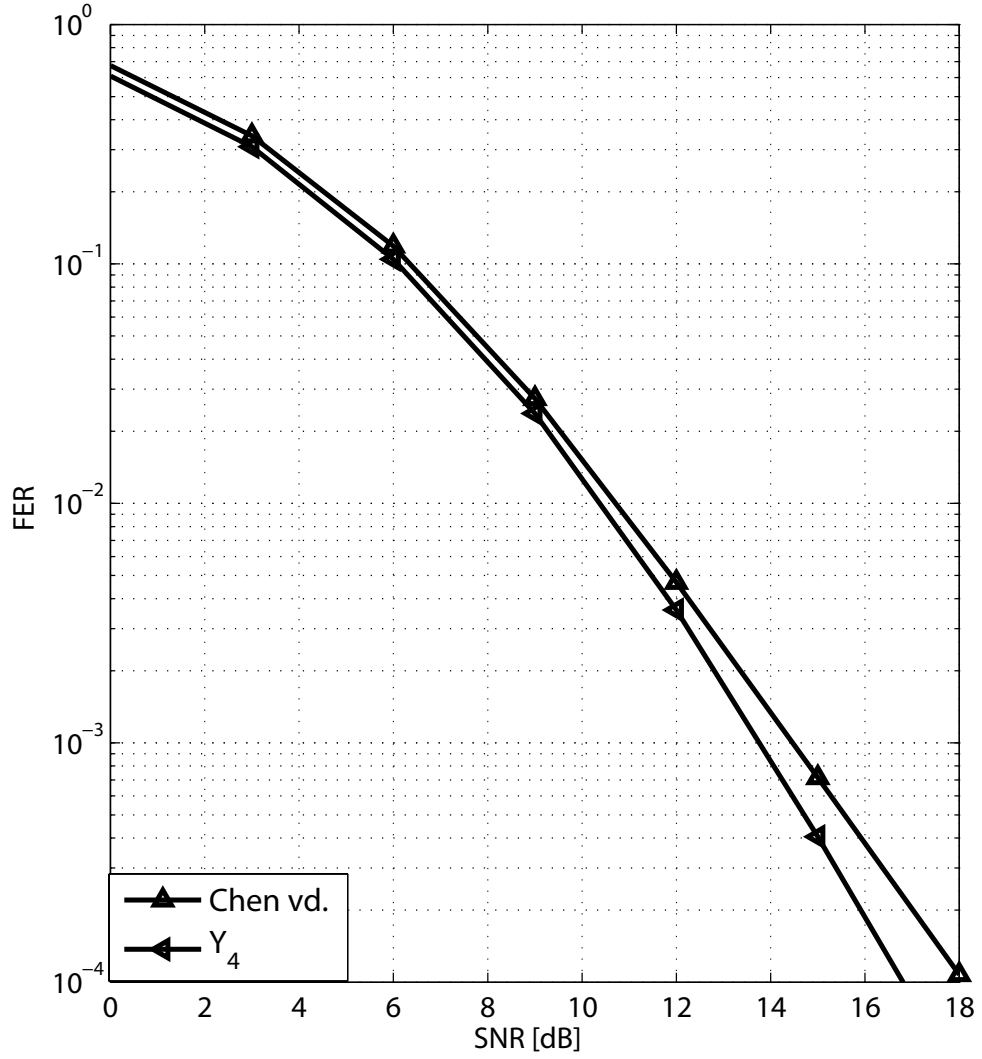


Şekil 5.2: 4-PSK modülasyonu için 8 durumlu kodların hata başarımı ($Q_D = 4$).

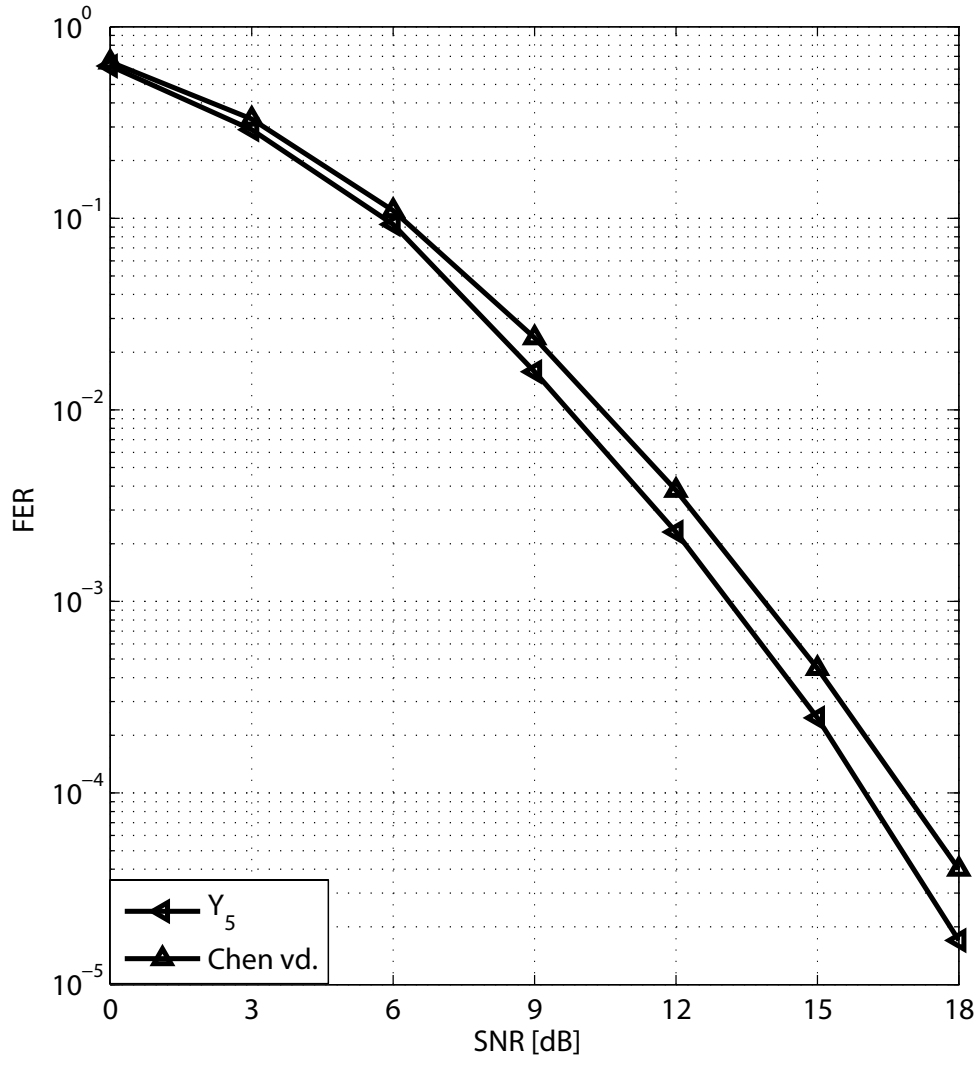


Şekil 5.3: 4-PSK modülasyonu için 16 durumlu kodların hata başarımı ($Q_D = 4$).

8 ve 16-durumlu 8-PSK modülasyonlu kafes kodların FER eğrileri Şekil 5.4 ve 5.5'te verilmektedir. Burada, literatürde 8-PSK için tasarlanmış uzay-zaman kodu olmadığı için, karşılaştırmalar klasik uzay-zaman kodlarına göre yapılmıştır. Şekillerden görüldüğü gibi, yeni kodlar (Y_4 , Y_5) daha iyi hata başarımına sahiptir. Örneğin $FER=10^{-4}$ için, her iki kod da aynı sayıda duruma sahip klasik uzay-zaman kodlarına göre yaklaşık 1 dB SNR kazancı sağlamaktadırlar.



Şekil 5.4: 8-PSK modülasyonu için 8 durumlu kodların hata başarımı ($Q_D = 4$).



Şekil 5.5: 8-PSK modülasyonu için 16 durumlu kodların hata başarımı ($Q_D = 4$).

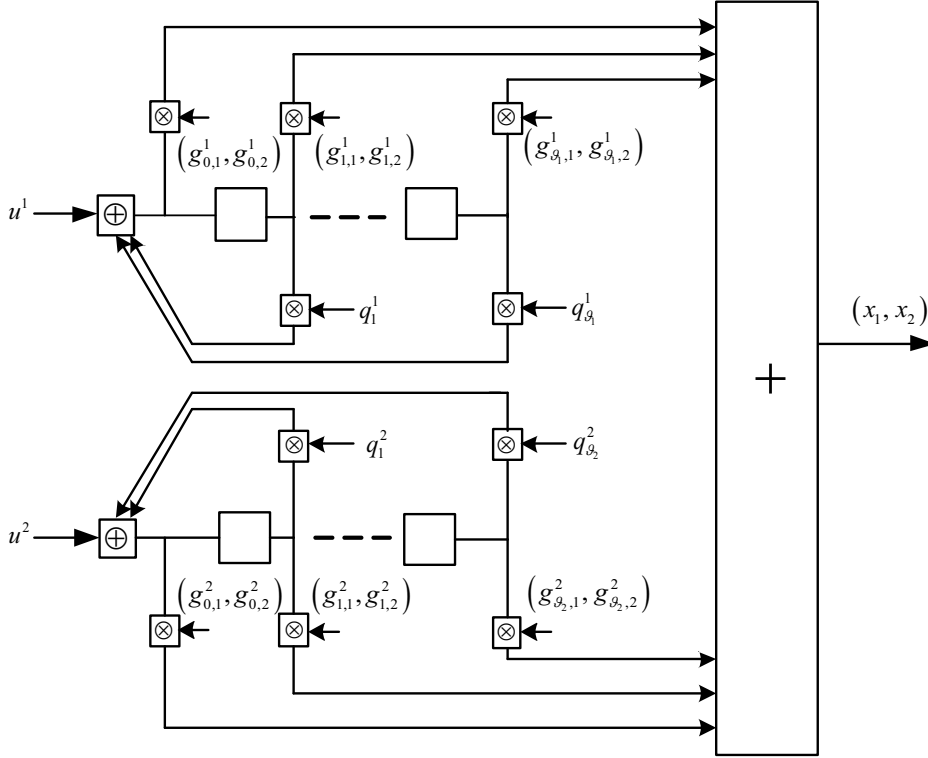
6. KASKAT NAKAGAMI KANALLARDA DAĞITILMIŞ UZAY-ZAMAN TURBO KODLAMA

Bu bölümde, önceki bölümde tasarlanan yeni kodların geri beslemeli biçimlerini bileşen kod olarak kullanan dağıtılmış yapıda paralel sıralı (turbo) kodlamalı işbirlikli 4-PSK haberleşme sistemleri ele alınmıştır. Burada iki farklı dağıtılmış uzay-zaman turbo kod yapısı düşünülmüştür. İlk olarak DF aktarma yöntemini kullanan tek röleli turbo kodlamalı sistem, ikinci olarak AF ve DF aktarma yöntemlerini birlikte kullanan iki röleli turbo kodlamalı sistem ele alınmıştır. İlk yapıda iteratif kodçözücü yapısı kullanılarak kaynak tarafından gönderilen bilgi bitlerine karar verilmektedir. İkinci yapıda ise alıcıya AF yöntemini kullanan röle üzerinden ve doğrudan gelen işaretler eşit kazanç birleştirme (EGC) veya en büyük oran birleştirme (MRC) yöntemleri ile birleştirilmekte ve yine iteratif kodçözücü yapısı ile bilgi bitlerine karar verilmektedir.

Dağıtılmış turbo kod yapılarında kullanılan bileşen kodları belirlemek için yararlanılan geribeslemeli (recursive) 4-PSK uzay-zaman kafes kodlayıcısı Şekil 6.1’de verilmektedir (Hong, 2004; Vucetic, 2003). Burada $\vartheta_l = \lfloor \frac{\vartheta+l-1}{2} \rfloor$ olmak üzere, $\vartheta = \vartheta_1 + \vartheta_2$ toplam bellek elemanı sayısını, $\mathbf{g}^1 = \left[\left(g_{0,1}^1, g_{0,2}^1 \right), \dots, \left(g_{\vartheta_1,1}^1, g_{\vartheta_1,2}^1 \right) \right]$, $\mathbf{g}^2 = \left[\left(g_{0,1}^2, g_{0,2}^2 \right), \dots, \left(g_{\vartheta_2,1}^2, g_{\vartheta_2,2}^2 \right) \right]$ ileri yönde besleme katsayı dizilerini ve q^1 , q^2 geri yönde besleme katsayılarını göstermektedir. Kodlayıcı girişindeki u_1 , u_2 giriş simgelerini ve çıkışındaki x_1 ve x_2 sırasıyla birinci ve ikinci verici antene ilişkin uzay-zaman simgelerini göstermektedir. Çizelge 6.1’de ise, bu tezde tasarlanan ve Çizelge 5.1’de verilen Y_1 ve Y_2 kodlarının geribeslemeli biçimleri $(\bar{Y}_1, \bar{Y}_2)$ verilmektedir. Çizelgeye ayrıca literatürden referans olarak alınan kodların geribeslemeli biçimleri de eklenmiştir. Burada $q^1 = 1 + \sum_{i=1}^{\vartheta_1} q_i^1 2^i$ ve $q^2 = 1 + \sum_{i=1}^{\vartheta_2} q_i^2 2^i$ olarak tanımlanmaktadır ($q_i^1, q_i^2 \in \{0, 1\}$).

Çizelge 6.1: 4-PSK için 4 ve 8 durumlu uzay-zaman kafes kodların ileri yönde besleme katsayı dizileri ve geri yönde besleme katsayıları.

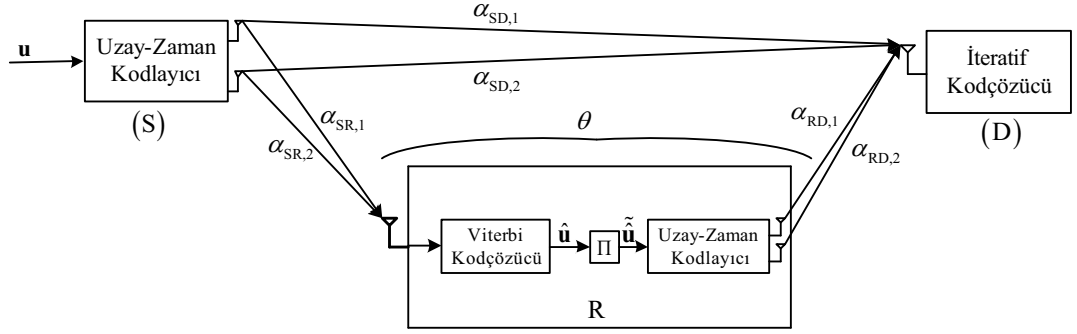
Bileşen Kodlar	2^{ϑ}	İleri yönde besleme katsayı dizileri		Geri yönde besleme katsayıları	
		$\mathbf{g}^1$	$\mathbf{g}^2$	q^1	q^2
$\bar{Y}_1$ Tarokh vd. Chen vd. Canpolat vd. Hong vd.	4	$[(2,2), (2,0)]$ $[(0,2), (2,0)]$ $[(0,2), (1,2)]$ $[(3,3), (3,2)]$ $[(1,1), (2,0)]$	$[(3,3), (1,2)]$ $[(0,1), (1,0)]$ $[(2,3), (2,0)]$ $[(2,2), (2,0)]$ $[(2,2), (1,2)]$	3	3
$\bar{Y}_2$ Chen vd. Canpolat vd. Hong vd.	8	$[(2,1), (3,1)]$ $[(2,2), (2,1)]$ $[(2,2), (1,2)]$ $[(2,1), (1,2)]$	$[(1,2), (2,0), (1,1)]$ $[(2,0), (1,2), (0,2)]$ $[(3,3), (2,3), (0,1)]$ $[(0,2), (2,0), (2,1)]$	3	7



Şekil 6.1: Geribeslemeli 4-PSK uzay-zaman kodlayıcı yapısı.

6.1 DF Tabanlı Dağıtılmış Uzay-Zaman Turbo Kodlama

Bu bölümde, (Li, 2006a; Zhao, 2003)'teki DF aktarma yöntemini kullanan çalışmalar temel alınarak, bileşen kodları Çizelge 6.1'de verilen geribeslemeli kodlar olan dağıtılmış bir turbo kod yapısı önerilmiştir. Bu modelde (Şekil 6.2), kaynağın (S) iki verici anten, rölenin (R) tek alıcı, iki verici anten ve hedef alıcının (D) ise tek alıcı anten içerdiği varsayılmaktadır. R rölesi, DF aktarma yöntemini kullanmaktadır.



Şekil 6.2: DF tabanlı dağıtılmış uzay-zaman turbo kodlamalı sistem modeli.

Burada u kaynaktaki giriş bit dizisini, θ ise $S \rightarrow R$ ve $R \rightarrow D$ linkleri arasındaki açığı göstermektedir. $\alpha_{i,1}$ ve $\alpha_{i,2}$, kaynak veya röledeki uzay-zaman kodlayıcıya ilişkin ilk ve ikinci anten ile R veya D arasındaki kompleks duruğumsu sönümleme katsayılarıdır ($i \in \{SD, SR, RD\}$). Bu katsayıların zarfları ($|\alpha_{i,1}|$ ve $|\alpha_{i,2}|$) en genel durumda kaskat Nakagami dağılımlı varsayılmıştır (Karagiannidis, 2007). Bir birimdeki ilk ve ikinci verici antenler ile alıcı anten arasındaki uzaklıkların yaklaşık aynı olduğu varsayılmıştır. $S \rightarrow D$ arasındaki link birim yol kayıplı alınmıştır. $S \rightarrow R$ ve $R \rightarrow D$ linklerinin göreceli yol kayıpları sırasıyla, G_{SR} ve G_{RD} 'dir (Ochiai, 2006).

Sistemin çalışmasını ise şu şekilde açıklayabiliriz: $\mathbf{x}_1 = [x_1^1, x_1^2, \dots, x_1^L]$ ve $\mathbf{x}_2 = [x_2^1, x_2^2, \dots, x_2^L]$, sırasıyla birinci ve ikinci antenden iletilecek L uzunluklu uzay-zaman kafes kod simge dizilerini göstermek üzere, S, birinci zaman diliminde $(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$ uzay-zaman simge dizilerini, D ve R'ye göndermektedir. Bu durumda D ve R'ye gelen simge dizileri,

$$\mathbf{r}_{SD} = \sqrt{E}\alpha_{SD,1}\mathbf{x}_1 + \sqrt{E}\alpha_{SD,2}\mathbf{x}_2 + \mathbf{n}_{SD} \quad (6.1)$$

$$\mathbf{r}_{SR} = \sqrt{G_{SR}E}\alpha_{SR,1}\mathbf{x}_1 + \sqrt{G_{SR}E}\alpha_{SR,2}\mathbf{x}_2 + \mathbf{n}_{SR} \quad (6.2)$$

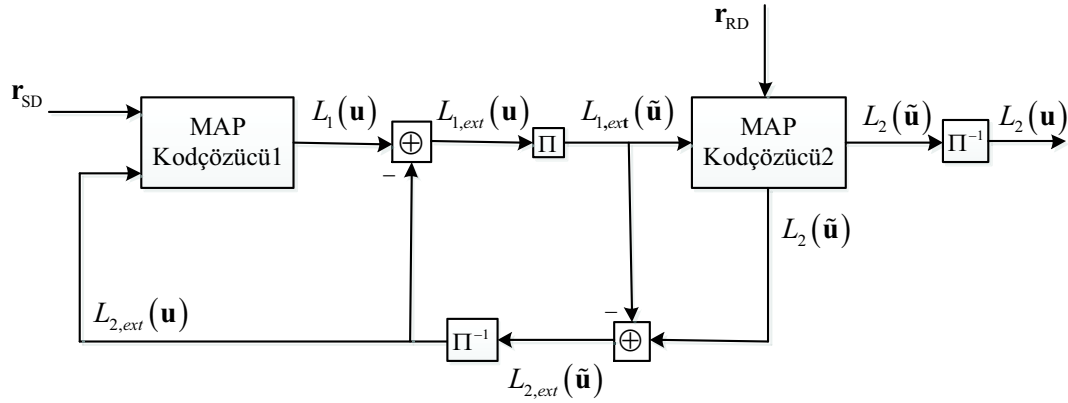
şeklinde. Burada E ortalama simge enerjisini göstermektedir. $\mathbf{n}_{SD}$ ve $\mathbf{n}_{SR}$ sıfır ortalamalı boyut başına $N_0/2$ varyanslı kompleks Gauss gürültü dizilerini göstermektedirler. R rölesi ilk olarak, aldığı gürültülü diziyi Viterbi algoritmasında kullanarak S'nin girişindeki bilgi dizisine ($\hat{u}$) karar vermektedir. İdeal durumda $\hat{u}$ dizisinin u dizisine eşit olacağı açıktır. Daha sonra bu dizi serpiştirilmekte ve $\tilde{u}$ dizisi elde edilmektedir. Şekil 6.2'de Π serpiştiriciyi göstermektedir. Serpiştirilen dizi, S'deki ile aynı yapıda olan uzay-zaman kodlayıcısı ile tekrar kodlanarak, uzay-zaman

simge dizileri ($\tilde{\mathbf{x}}_1, \tilde{\mathbf{x}}_2$) elde edilmektedir. İkinci zaman diliminde R, $\tilde{\mathbf{x}}_1$ ve $\tilde{\mathbf{x}}_2$ dizilerini sırasıyla birinci ve ikinci anten üzerinden D'ye aktarmaktadır. D'de alınan işaret

$$\mathbf{r}_{RD} = \sqrt{G_{RD}E\alpha_{RD,1}}\tilde{\mathbf{x}}_1 + \sqrt{G_{RD}E\alpha_{RD,2}}\tilde{\mathbf{x}}_2 + \mathbf{n}_{RD} \quad (6.3)$$

biçiminde verilebilir. Burada, $\mathbf{n}_{RD}$ sıfır ortalamalı boyut başına $N_0/2$ varyanslı kompleks Gauss gürültüsünü göstermektedir.

D'de S tarafından gönderilen bilgi dizisine karar vermek için iteratif kodçözme algoritması kullanılmaktadır. Kullanılan iteratif kodçözücü yapısı Şekil 6.3'teki gibidir. Burada, en büyük sonsal (maximum a posteriori, MAP) olasılık algoritması



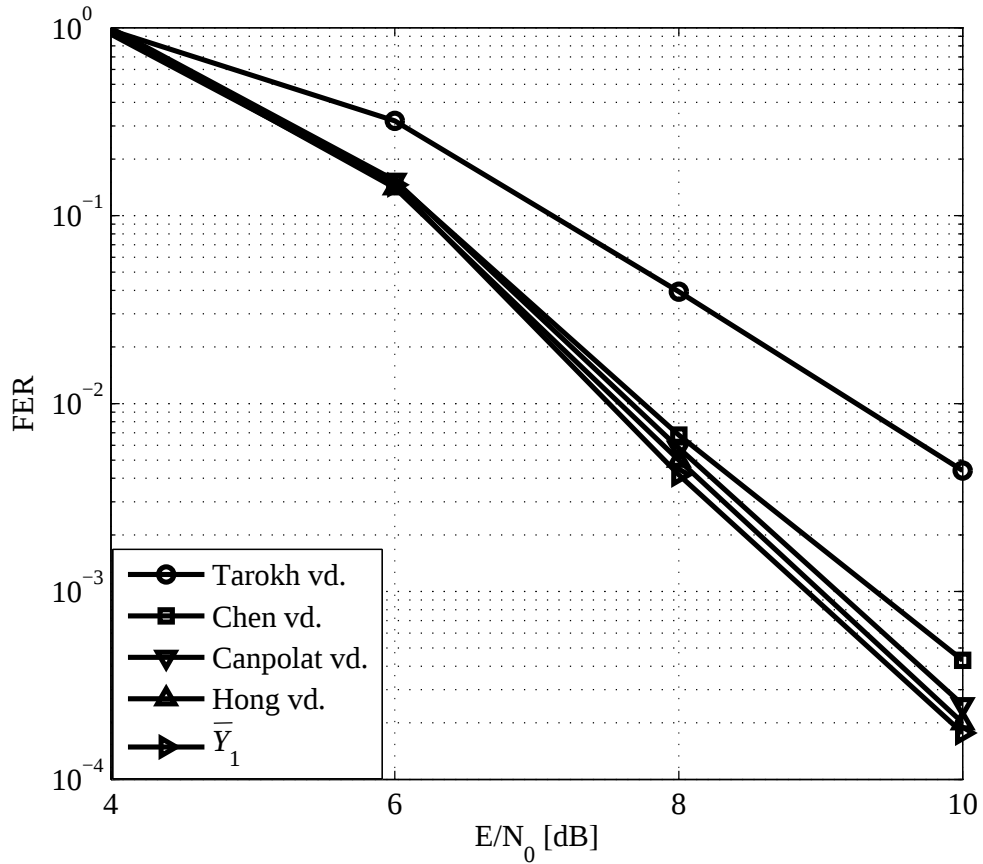
Şekil 6.3: DF tabanlı yapı için iteratif kodçözücü.

kullanan iki ayrı kodçözücü bulunmaktadır. $\mathbf{r}_{SD}$ dizisi ilk kodçözücüye, $\mathbf{r}_{RD}$ dizisi ikinci kodçözücüye verilmektedir. Şekilde Π ve Π^{-1} sırasıyla serpiştirici ve geri serpiştiriciyi göstermektedir. $\tilde{\mathbf{u}}$ dizisi, $\mathbf{u}$ dizisinin serpiştirilmiş biçimidir. $L_1(\mathbf{u})$ ve $L_2(\tilde{\mathbf{u}})$ sırasıyla MAP Kodçözücü1 ve MAP Kodçözücü2 tarafından $\mathbf{u}$ ve $\tilde{\mathbf{u}}$ dizileri için üretilen logaritmik benzerlik oranı (log-likelihood ratio, LLR) terimleridir. $L_{1,ext}(\mathbf{u})$ ve $L_{2,ext}(\tilde{\mathbf{u}})$ sırasıyla, MAP Kodçözücü1 ve MAP Kodçözücü2'nin ürettiği ekstra (extrinsic) bilgileri göstermektedirler (Berrou, 1996). Kodçözücüler, bilgi dizisine ilişkin elde ettikleri bu ekstra LLR değerlerini diğer kodçözücüye iteratif olarak göndermektedir. Maksimum iterasyon sayısına ulaşıldığında $L_2(\mathbf{u})$ 'dan yararlanarak giriş bit dizisine karar verilmektedir.

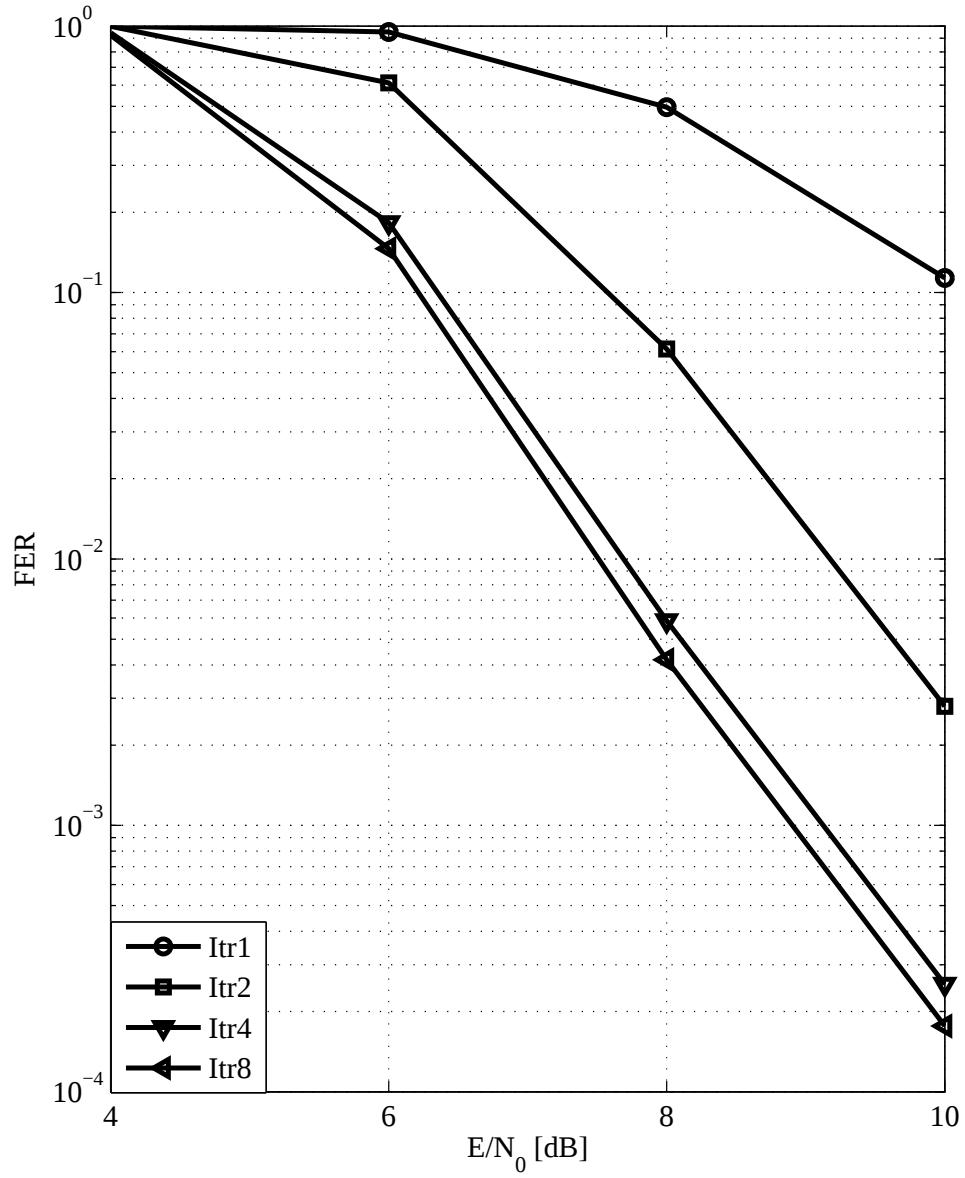
6.1.1 Benzetim sonuçları

Çizelge 5.1’de verilen dağıtılmış 4-PSK uzay-zaman kafes kodların geribeslemeli biçimleri Şekil 6.2’deki yapıda bileşen kod olarak kullanılarak elde edilen sistemin FER başarımları eğrileri, R’nin S’ye çok yakın olduğu, $G_{SR}/G_{RD} = 30$ dB için bulunmuştur. Tüm linklerdeki sönmüleme katsayıları duruğumsu çift Rayleigh dağılımlı varsayılmış ve $\theta = \pi$ alınmıştır. Anten başına kaynaktan gönderilen toplam simge sayısı $L = 128$ alınmıştır. 16×16 boyutlu blok serpiştirici kullanılmıştır.

Bileşen kodların 4 durumlu uzay-zaman kafes kodlar olması ve 8 iterasyon durumunda elde edilen FER eğrileri Şekil 6.4’te verilmektedir. Görüldüğü gibi, bu tezde tasarlanan $\bar{Y}_1$ kodu, dağıtılmış turbo kod yapısında daha iyi hata başarımı sağlamaktadır. Şekil 6.5’te ise, $\bar{Y}_1$ kodunun 1, 2, 4 ve 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı verilmektedir. Buradan, iterasyon sayısı arttıkça hata başarımının iyileştiği görülmektedir.

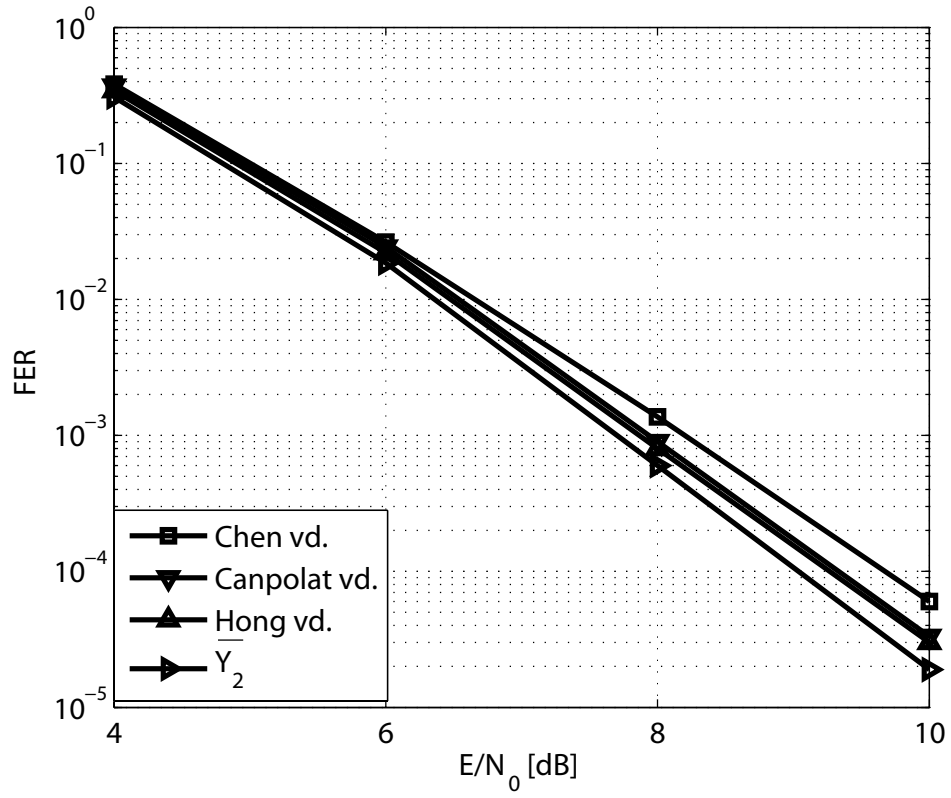


Şekil 6.4: 4-PSK modülasyonu için 4 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı.

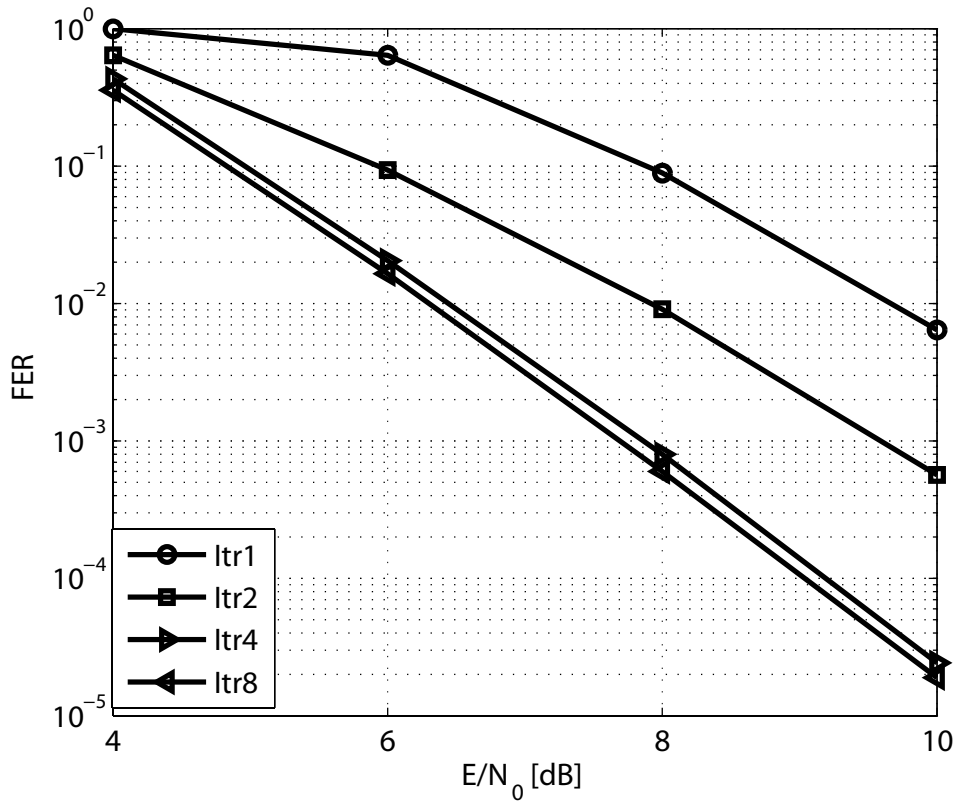


Şekil 6.5: 4-PSK modülasyonu için 4 durumlu $\bar{Y}_1$ kodun farklı iterasyon sayıları için dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı hata başarımı.

8 durumlu kafes kodların bileşen kod olarak kullanılması durumunda elde edilen FER eğrileri Şekil 6.6 ve 6.7'deki gibidir. Şekillerden görüldüğü gibi $\bar{Y}_2$ kodu en iyi hata başarımını sağlamaktadır ve iterasyon sayısı arttıkça hata başarımı iyileşmektedir.



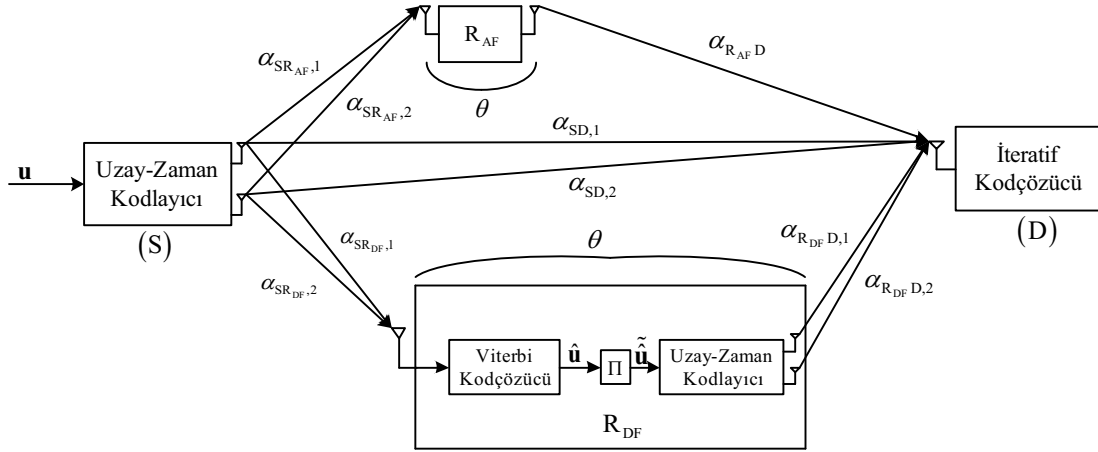
Şekil 6.6: 4-PSK modülasyonu için 8 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı.



Şekil 6.7: 4-PSK modülasyonu için 8 durumlu $\bar{Y}_2$ kodun farklı iterasyon sayıları için dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı hata başarımı.

6.2 AF ve DF Tabanlı Dağıtılmış Uzay-Zaman Turbo Kodlama

Bu bölümde, (Li, 2008)'deki AF ve DF aktarma yöntemlerini kullanan çalışma temel alınarak, bileşen kodları yine Çizelge 6.1'deki geribeslemeli kodlar olan dağıtılmış bir turbo kod yapısı önerilmiştir. Bu modelde (Şekil 6.8), kaynağın (S) iki verici anten, R_{DF} rölesinin tek alıcı, iki verici anten, R_{AF} rölesinin tek alıcı, tek verici anten ve hedef alıcının (D) ise tek alıcı anten içerdiği varsayılmaktadır. R_{AF} ve R_{DF} röleleri, sırasıyla AF ve DF aktarma yöntemini kullanmaktadır.



Şekil 6.8: AF ve DF tabanlı dağıtılmış uzay-zaman turbo kodlamalı sistem modeli.

S, birinci zaman diliminde L uzunluklu $(\mathbf{x}_1, \mathbf{x}_2)$ uzay-zaman simge dizilerini, R_{AF} , R_{DF} ve D'ye göndermektedir. Birinci zaman diliminde D, R_{AF} ve R_{DF} 'ye gelen simge dizileri,

$$\mathbf{r}_{SD} = \sqrt{E}\alpha_{SD,1}\mathbf{x}_1 + \sqrt{E}\alpha_{SD,2}\mathbf{x}_2 + \mathbf{n}_{SD} \quad (6.4)$$

$$\mathbf{r}_{SR_{AF}} = \sqrt{G_{SR_{AF}}E}\alpha_{SR_{AF},1}\mathbf{x}_1 + \sqrt{G_{SR_{AF}}E}\alpha_{SR_{AF},2}\mathbf{x}_2 + \mathbf{n}_{SR_{AF}} \quad (6.5)$$

$$\mathbf{r}_{SR_{DF}} = \sqrt{G_{SR_{DF}}E}\alpha_{SR_{DF},1}\mathbf{x}_1 + \sqrt{G_{SR_{DF}}E}\alpha_{SR_{DF},2}\mathbf{x}_2 + \mathbf{n}_{SR_{DF}} \quad (6.6)$$

şeklindedir. Burada E ortalama simge enerjisini ve $G_{SR_{AF}}, G_{SR_{DF}}$ sırasıyla $S \rightarrow R_{AF}$ ve $S \rightarrow R_{DF}$ linklerinin göreceli yol kayıplarını göstermektedir. $\alpha_{i,1}$ ve $\alpha_{i,2}$, kaynaktaki uzay-zaman kodlayıcıya ilişkin ilk ve ikinci anten ile R_{AF} , R_{DF} ve D arasındaki kompleks duruğumsu sönümlleme katsayılarıdır ($i \in \{SD, SR_{AF}, SR_{DF}\}$). Bu katsayıların zarfları yine kaskat Nakagami dağılımlı alınmıştır. $\mathbf{n}_{SD}$, $\mathbf{n}_{SR_{AF}}$ ve $\mathbf{n}_{SR_{DF}}$, sıfır ortalamalı boyut başına $N_0/2$ varyanslı

kompleks Gauss gürültü dizilerini göstermektedirler. R_{AF} kendisine gelen gürültülü dizileri $g = 1 / \sqrt{G_{SR_{AF}} E (|\alpha_{SR_{AF},1}|^2 + |\alpha_{SR_{AF},2}|^2) + N_0}$ katsayısı ile çarparak D'ye göndermektedir. R_{DF} ise aldığı gürültülü dizileri Viterbi algoritmasında kullanarak S'nin girişindeki bilgi dizisine ($\hat{u}$) karar vermektedir. Daha sonra bu dizi serpiştirilmekte ve $\tilde{u}$ dizisi elde edilmektedir. Serpiştirilen dizi R_{DF} rölesinde tekrar kodlanarak, uzay-zaman simge dizileri ($\tilde{x}_1, \tilde{x}_2$) elde edilmektedir. İkinci zaman diliminde R_{AF} rölesi, (x_1, x_2)'e ilişkin dizileri ve üçüncü zaman diliminde R_{DF} rölesi, ($\tilde{x}_1, \tilde{x}_2$) dizilerini sırasıyla birinci ve ikinci anten üzerinden D'ye aktarmaktadır. Çeşitli matematiksel işlemlerden sonra, ikinci ve üçüncü zaman dilimlerinde D'de alınan simge dizileri,

$$\mathbf{r}_{R_{AF}D} = \sqrt{\frac{G_{R_{AF}D} G_{SR_{AF}} E^2}{1 + G_{R_{AF}D} E g^2 |\alpha_{R_{AF}D}|^2}} g \alpha_{R_{AF}D} (\alpha_{SR_{AF},1} \mathbf{x}_1 + \alpha_{SR_{AF},2} \mathbf{x}_2) + \mathbf{n}_{R_{AF}D}, \quad (6.7)$$

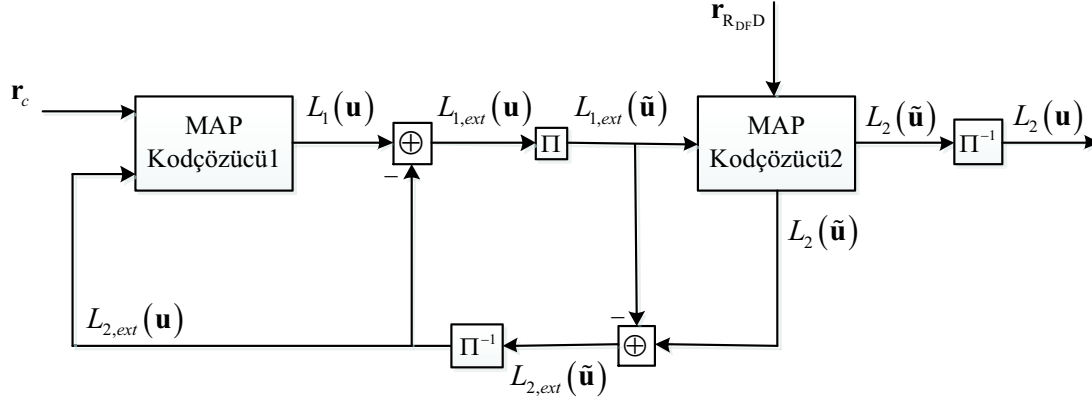
$$\mathbf{r}_{R_{DF}D} = \sqrt{G_{R_{DF}D} E} (\alpha_{R_{DF}D,1} \tilde{\mathbf{x}}_1 + \alpha_{R_{DF}D,2} \tilde{\mathbf{x}}_2) + \mathbf{n}_{R_{DF}D} \quad (6.8)$$

biçiminde verilebilir. Burada, $G_{R_{AF}D}$ ve $G_{R_{DF}D}$ sırasıyla $R_{AF} \rightarrow D$ ve $R_{DF} \rightarrow D$ linklerinin göreceli yol kayıplarını ve $\mathbf{n}_{R_{AF}D}$ ve $\mathbf{n}_{R_{DF}D}$ sıfır ortalamalı boyut başına $N_0/2$ varyanslı kompleks Gauss gürültülerini göstermektedirler. D'ye doğrudan gelen $\mathbf{r}_{SD}$ işareti ile, AF kullanan röle üzerinden gelen $\mathbf{r}_{R_{AF}D}$ işaretleri eşit kazanç birleştirmesi (equal gain combining, EGC) ve en büyük oran birleştirmesi (maximum ratio combining, MRC) yöntemleri kullanılarak birleştirilmekte ve $\mathbf{r}_c$ işareti elde edilmektedir. D'de S tarafından gönderilen bilgi dizisine karar vermek için iteratif kodçözme algoritması kullanılmaktadır. Kullanılan iteratif kodçözücü yapısı Şekil 6.9'daki gibidir. EGC için ilk kodçözücüdeki MAP algoritmasında kullanılan metrik,

$$\left\| \mathbf{r}_c - \left(\sqrt{E} \alpha_{SD,1} + \sqrt{\frac{G_{R_{AF}D} G_{SR_{AF}} E^2}{(1 + G_{R_{AF}D} E g^2 |\alpha_{R_{AF}D}|^2)}} g \alpha_{R_{AF}D} \alpha_{SR_{AF},1} \right) \mathbf{x}_1 - \left(\sqrt{E} \alpha_{SD,2} + \sqrt{\frac{G_{R_{AF}D} G_{SR_{AF}} E^2}{(1 + G_{R_{AF}D} E g^2 |\alpha_{R_{AF}D}|^2)}} g \alpha_{R_{AF}D} \alpha_{SR_{AF},2} \right) \mathbf{x}_2 \right\|^2 \quad (6.9)$$

şeklindedir. MRC için kullanılan metrik ise şöyledir:

$$\begin{aligned} & \left\| \mathbf{r}_{SD} - \left(\sqrt{E} \alpha_{SD,1} \mathbf{x}_1 + \sqrt{E} \alpha_{SD,2} \mathbf{x}_2 \right) \right\|^2 \\ & + \left\| \mathbf{r}_{RAF D} - \sqrt{\frac{G_{RAF D} G_{SR AF} E^2}{(1 + G_{RAF D} E g^2 |\alpha_{RAF D}|^2)}} g \alpha_{RAF D} (\alpha_{SR AF,1} \mathbf{x}_1 + \alpha_{SR AF,2} \mathbf{x}_2) \right\|^2 \end{aligned} \quad (6.10)$$

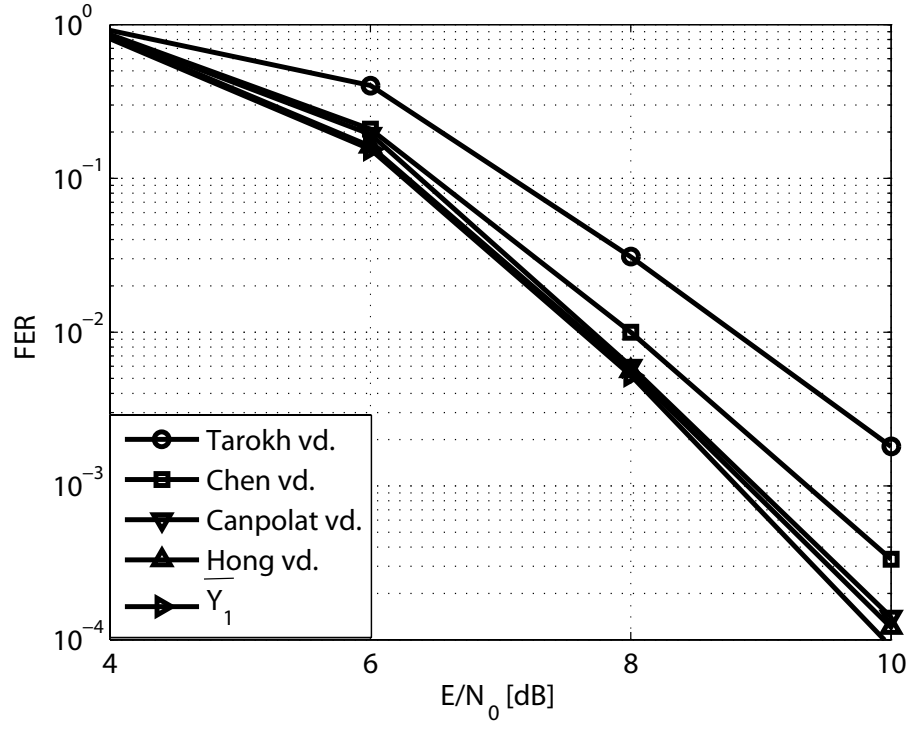


Şekil 6.9: AF ve DF tabanlı yapı için iteratif kodçözücü.

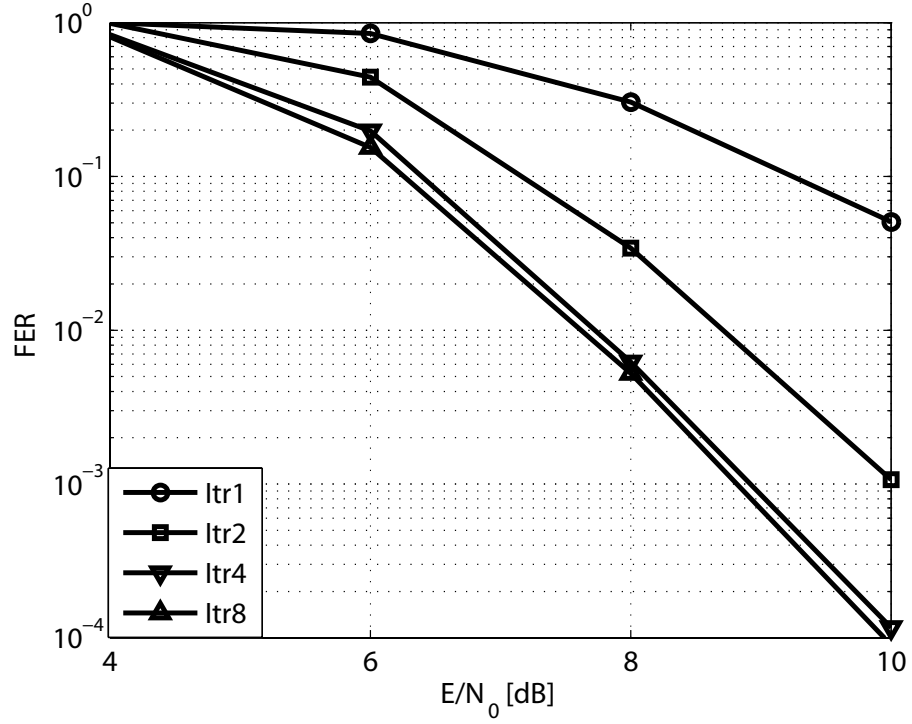
Ele alınan sistemin FER başarımlar eğrileri, sistem modelinde R_{AF} ve R_{DF} 'nin S 'ye ve ayrıca R_{AF} 'nin D 'ye ve R_{DF} 'nin S 'ye çok yakın olduğu iki durum için bulunmuştur. R_{AF} ve R_{DF} 'nin S 'ye çok yakın olduğu durum için $G_{SR AF}/G_{RAF D} = G_{SR DF}/G_{RDF D} = 30$ dB ve D 'ye çok yakın olduğu durum için ise $G_{SR AF}/G_{RAF D} = G_{SR DF}/G_{RDF D} = -30$ dB alınmıştır. Çizelge 6.1'deki geribeslemeli kodlar Şekil 6.8'deki yapıda bileşen kod olarak kullanılarak 4-PSK modülasyonu ve çeşitli iterasyon sayıları için FER eğrileri elde edilmiştir. Tüm linklerdeki sönmüleme katsayıları duruğumsu çift Rayleigh dağılımlı varsayılmış ve $\theta = \pi$ alınmıştır. Anten başına kaynaktan gönderilen toplam simge sayısı $L = 128$ alınmıştır. 16×16 boyutlu blok serpiştirici kullanılmıştır. Aşağıda, D 'ye doğrudan ve AF kullanan röleden gelen işaretlerin EGC ve ayrıca MRC kullanılarak birleştirilmesi durumlarındaki hata başarımı benzetim eğrileri verilmektedir.

6.2.1 D 'ye doğrudan ve AF kullanan röleden gelen işaretlerin EGC ile birleştirilmesi durumunda elde edilen benzetim sonuçları

Şekil 6.10 ve 6.11'de bileşen kodların 4 durumlu 4-PSK uzay-zaman kafes kodlar olması durumunda elde edilen FER eğrileri verilmektedir. R_{AF} ve R_{DF} rölelerinin S 'ye çok yakın olduğu varsayılmıştır. Şekillerden görüldüğü gibi hata başarımı en iyi olan kod $\bar{Y}_1$ 'dir ve iterasyon sayısı arttıkça hata başarımı iyileşmektedir.

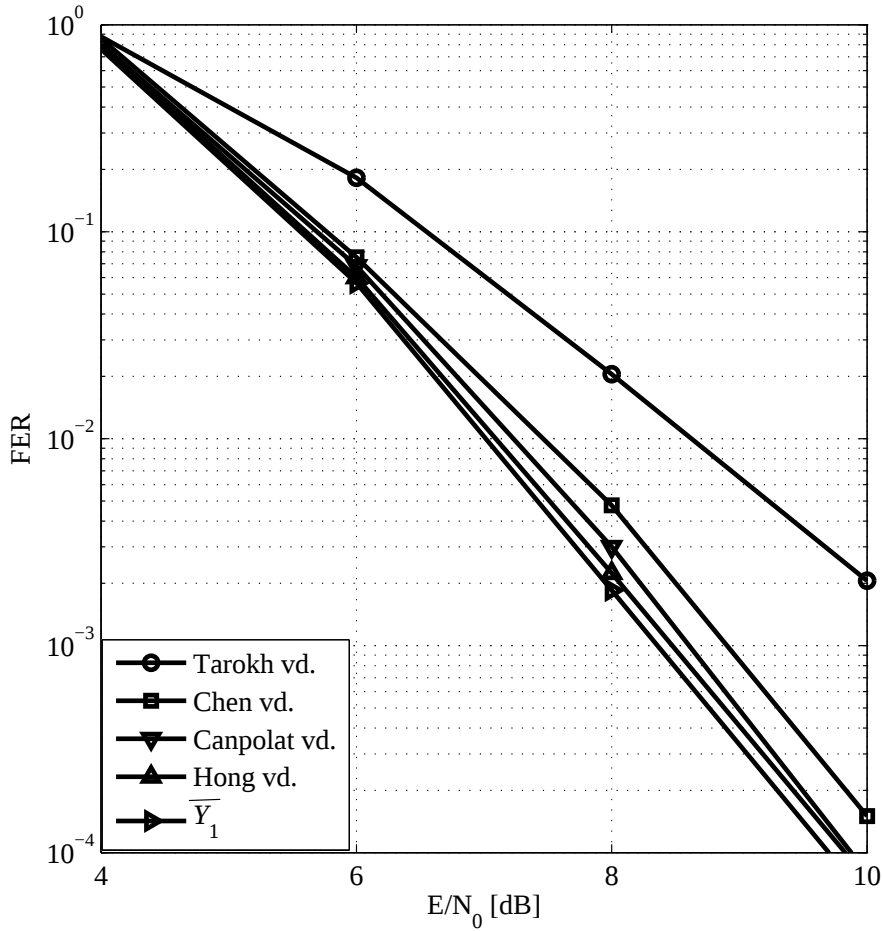


Şekil 6.10: 4 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı (EGC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).



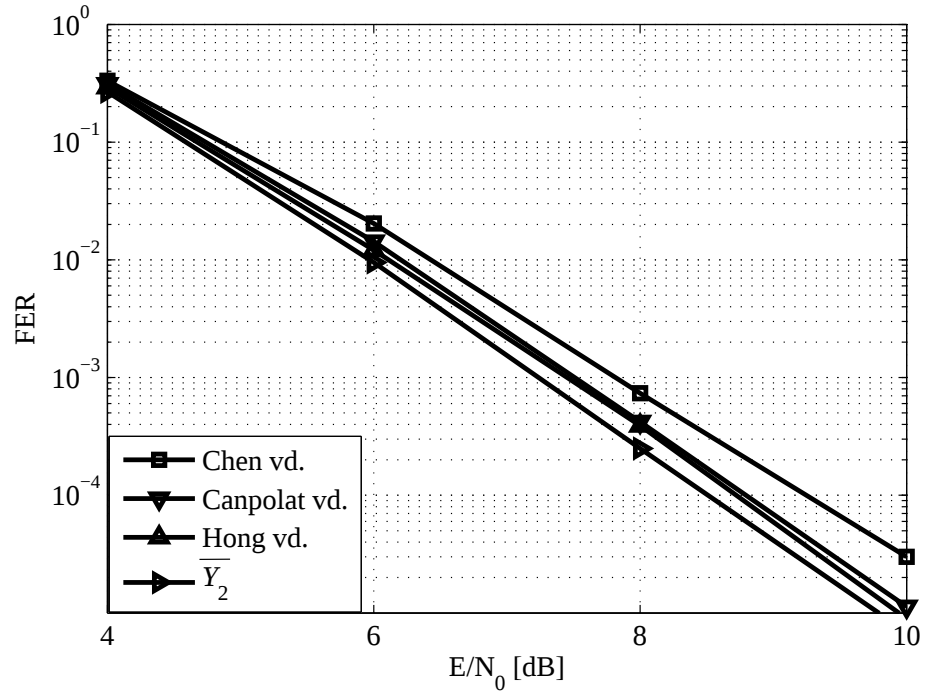
Şekil 6.11: 4 durumlu $\bar{Y}_1$ kodun farklı iterasyon sayıları için dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı hata başarımı (EGC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).

Şekil 6.12’de, R_{AF} ’nin D’ye, R_{DF} ’nin ise S’ye yakın olduğu durumda elde edilen FER eğrileri görülmektedir. Burada da $\bar{Y}_1$ kodu daha iyi hata başarımı sağlamaktadır.

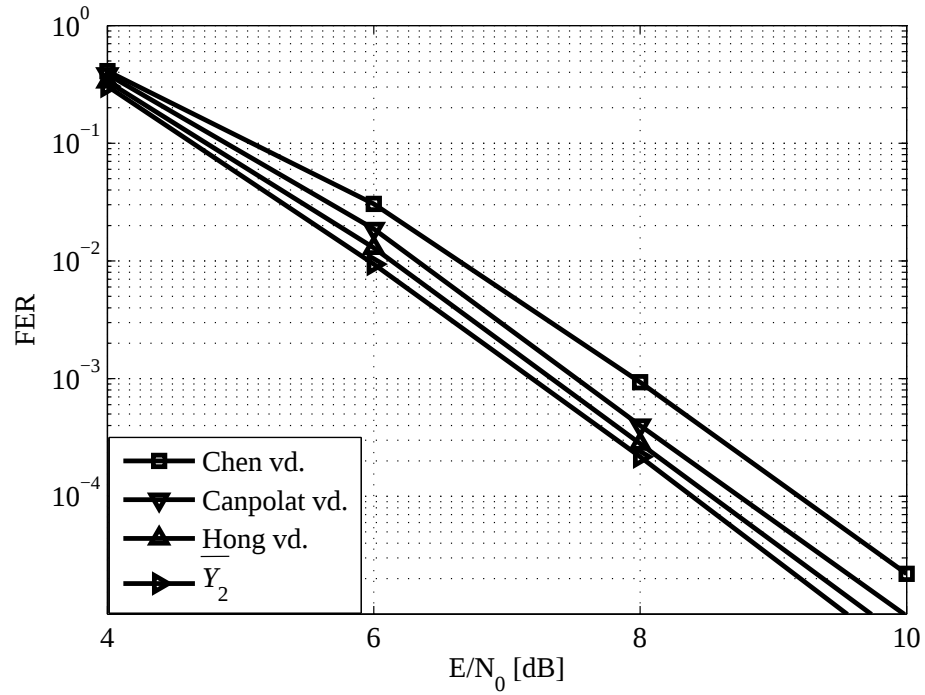


Şekil 6.12: 4 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı (EGC, 4-PSK, $G_{SR_{AF}}/G_{R_{AFD}} = -30$ dB ve $G_{SR_{DF}}/G_{R_{DFD}} = 30$ dB).

Bileşen kod olarak 8 durumlu 4-PSK uzay-zaman kafes kodlar ve alıcı kısımda 8 iterasyon kullanılırsa, her iki rölenin de kaynağa yakın olması durumunda elde edilen FER eğrileri Şekil 6.13’te verilmektedir. Görüldüğü gibi, $\bar{Y}_2$ kodu daha iyi hata başarımı sağlamaktadır. R_{AF} D’ye ve R_{DF} S’ye yakın iken elde edilen FER eğrileri, 8-durumlu bileşen kafes kodlar için Şekil 6.14’te verilmektedir.



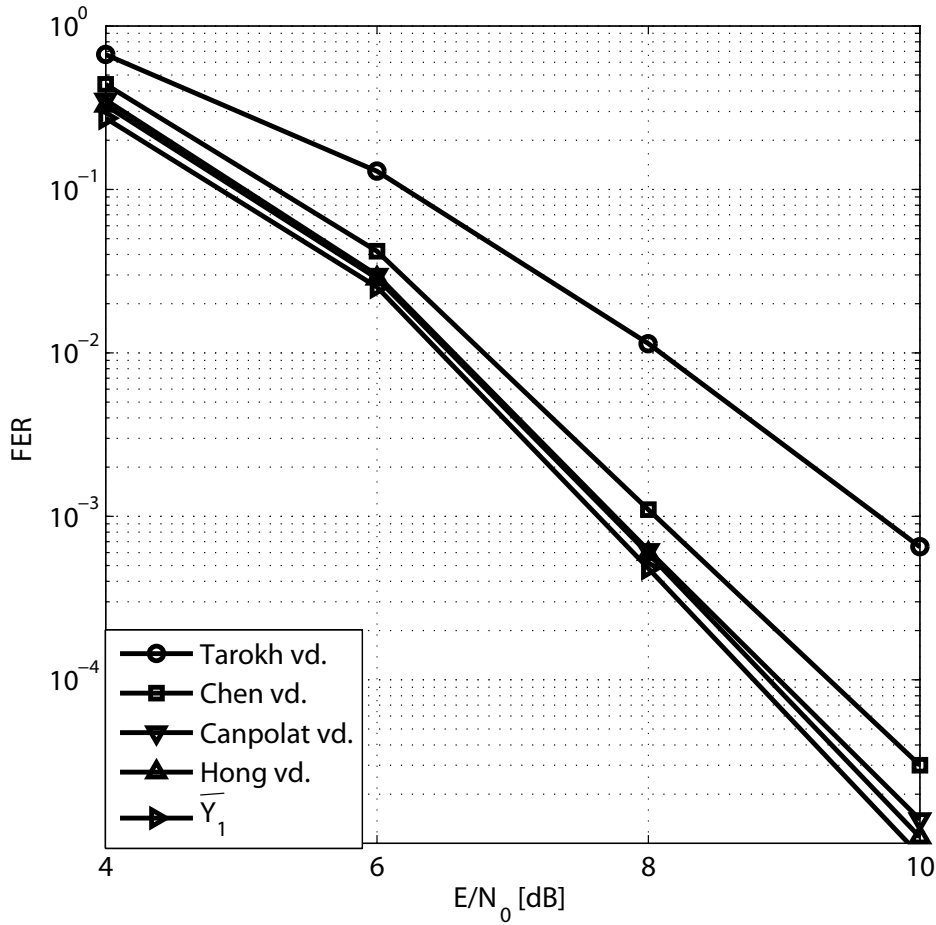
Şekil 6.13: 8 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı (EGC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).



Şekil 6.14: 8 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı (EGC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = -30$ dB, $G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).

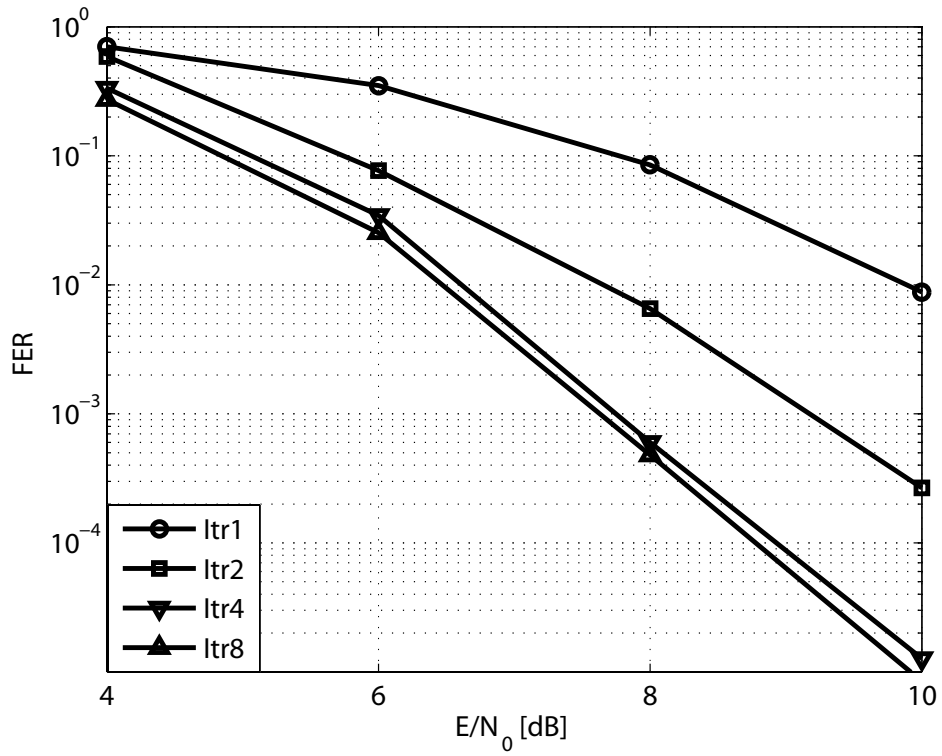
6.2.2 D'ye doğrudan ve AF kullanan röleden gelen işaretlerin MRC ile birleştirilmesi durumunda elde edilen benzetim sonuçları

Bileşen kodların 4 durumlu 4-PSK uzay-zaman kafes kodlar olması durumunda elde edilen FER eğrileri Şekil 6.15 ve 6.16'da verilmektedir. R_{AF} ve R_{DF} röleleri S'ye çok yakın olduğu varsayılmıştır. Görüldüğü gibi, tasarlanan $\bar{Y}_1$ kodu, daha iyi hata başarımı sağlamaktadır ve iterasyon sayısı arttıkça hata başarımı iyileşmektedir.

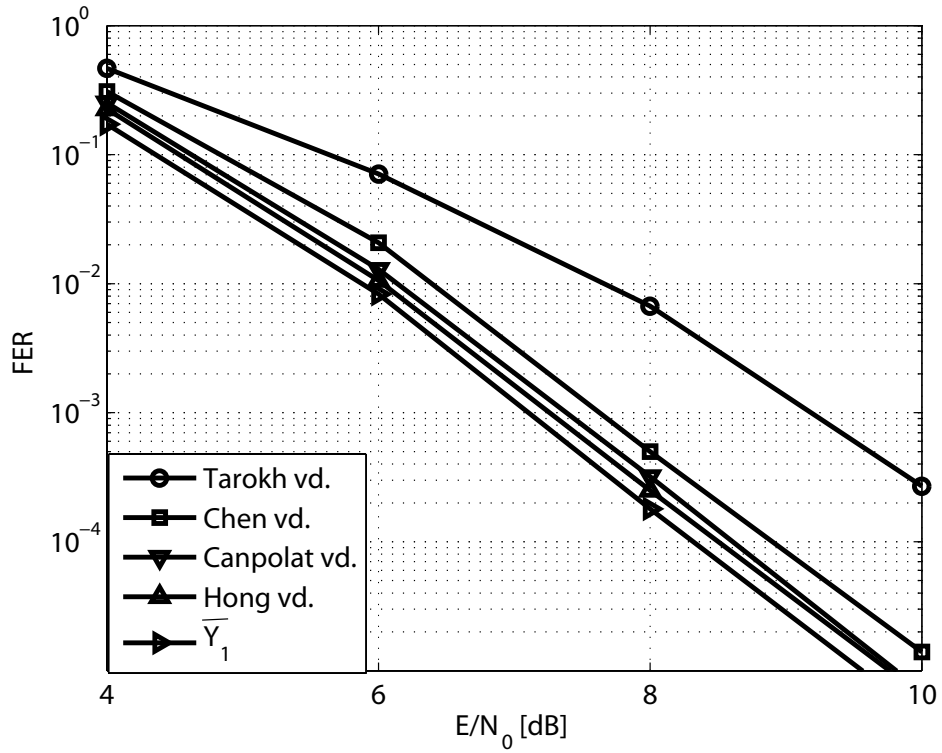


Şekil 6.15: 4 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı (MRC, 4-PSK, $G_{SR_{DF}}/G_{R_{DFD}} = G_{SR_{DF}}/G_{R_{DFD}} = 30$ dB).

Şekil 6.17'de, R_{AF} 'nin D'ye, R_{DF} 'nin ise S'ye yakın olduğu durumda elde edilen FER eğrileri görülmektedir. Burada da $\bar{Y}_1$ kodu daha iyi hata başarımı sağlamaktadır.

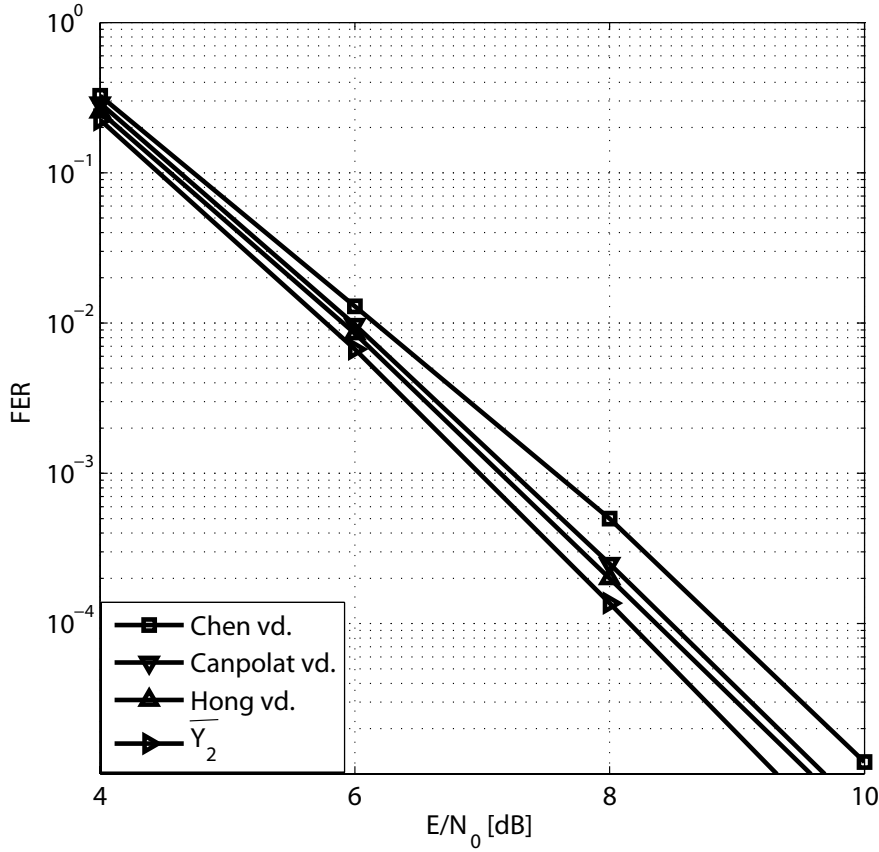


Şekil 6.16: 4 durumlu $\bar{Y}_1$ kodun dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı hata başarımı (MRC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).



Şekil 6.17: 4 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı 8 iterasyon için hata başarımı (MRC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = -30$ dB, $G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).

Bileşen kod olarak 8 durumlu 4-PSK uzay-zaman kafes kodlar ve alıcıda 8 iterasyon kullanılırsa, her iki rölenin de kaynağa yakın olması durumunda elde edilen FER eğrileri Şekil 6.18’de verilmektedir. Görüldüğü gibi, $\bar{Y}_2$ kodu daha iyi hata başarımı sağlamaktadır.

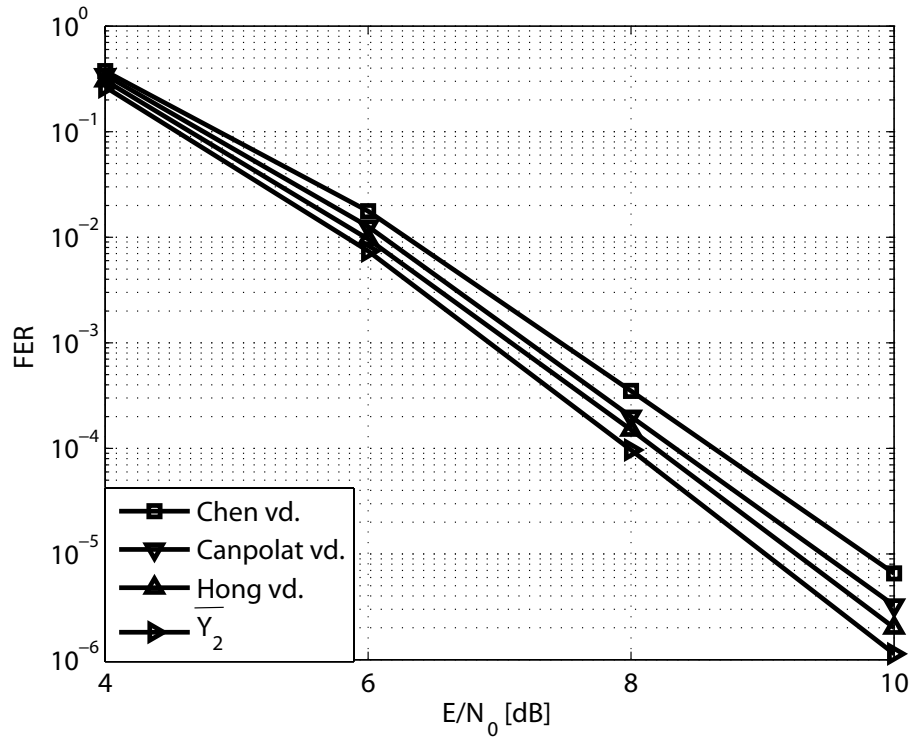


Şekil 6.18: 8 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı 8 iterasyon için hata başarımı (MRC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).

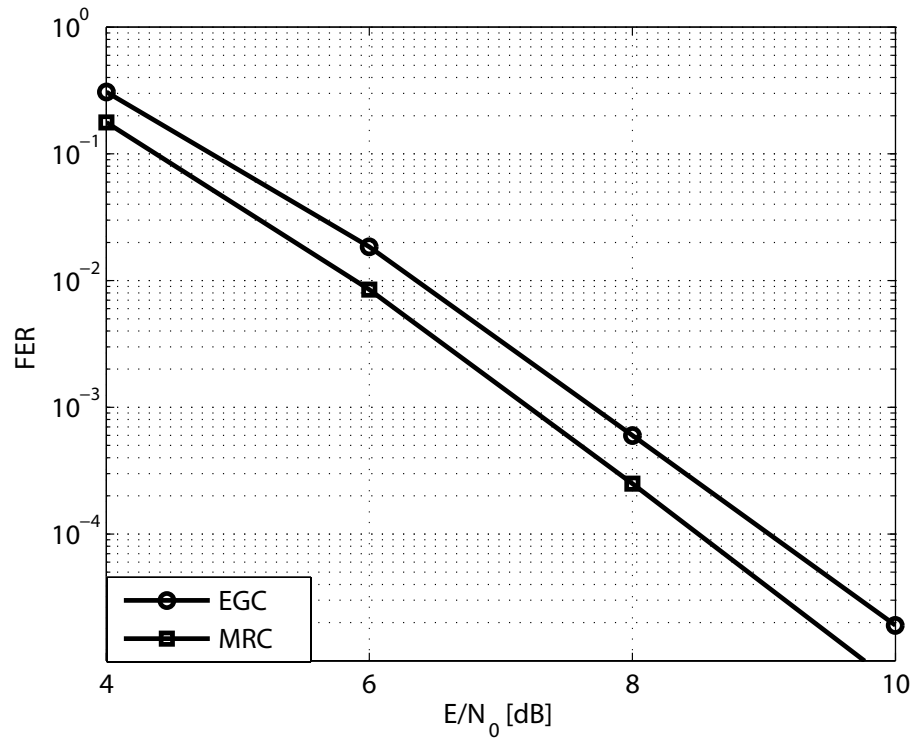
R_{AF} D’ye ve R_{DF} S’ye yakın iken 8 durumlu kafes kodların bileşen kod olarak kullanılması durumunda elde edilen FER eğrileri Şekil 6.19’da verilmektedir. $\bar{Y}_2$ kodu, daha iyi hata başarımı sağlamaktadır.

6.2.3 EGC ve MRC için elde edilen benzetim sonuçlarının karşılaştırılması

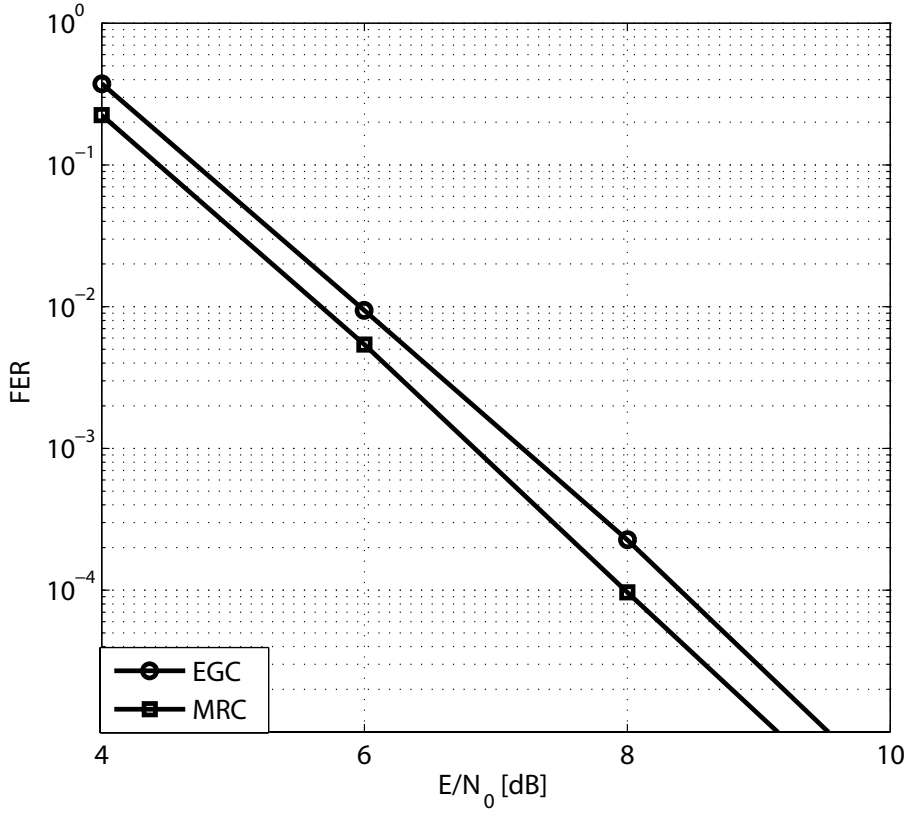
EGC ve MRC kullanan AF ve DF tabanlı turbo kod yapısında, 8 durumlu $\bar{Y}_2$ kodunun 8 iterasyon için sağladığı hata başarımlarının karşılaştırılması Şekil 6.20 ve 6.21’de verilmektedir. Beklenildiği gibi, MRC EGC’ye göre daha iyi hata başarımı sağlamaktadır.



Şekil 6.19: 8 durumlu bileşen kodların dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda 8 iterasyon için sağladığı hata başarımı (MRC, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = -30$ dB, $G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).



Şekil 6.20: 8 durumlu $\bar{Y}_2$ kodun dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı 8 iterasyon için hata başarımı (AF ve DF, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).



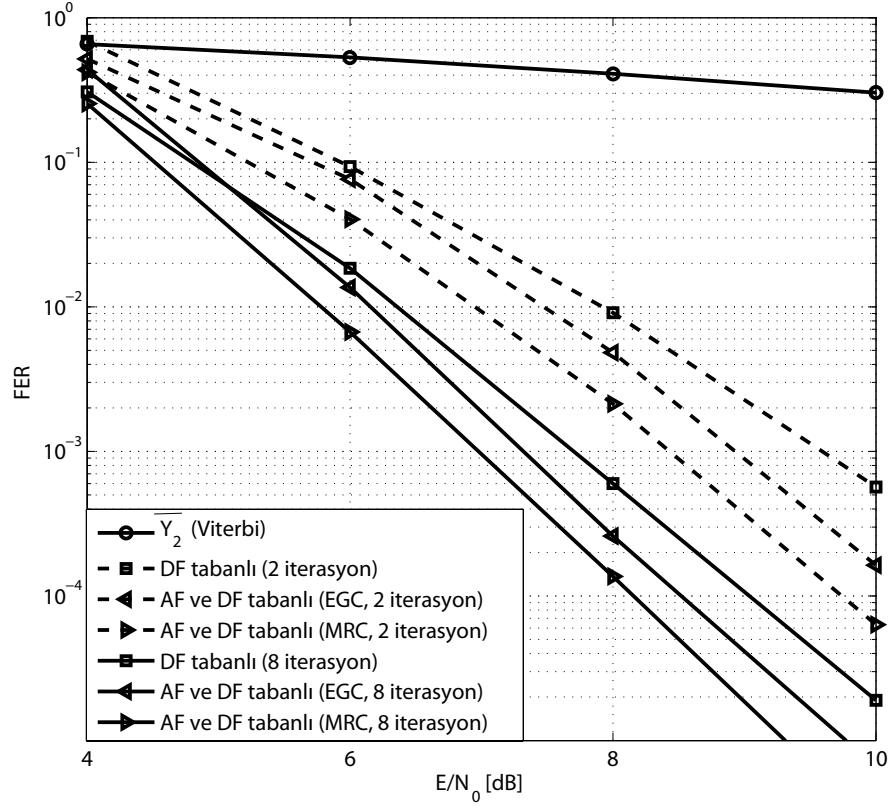
Şekil 6.21: 8 durumlu $\bar{Y}_2$ kodun dağıtılmış turbo kodlamalı yapıda sağladığı 8 iterasyon için hata başarımı (AF ve DF, 4-PSK, $G_{\text{SR}_{\text{AF}}}/G_{\text{R}_{\text{AFD}}} = -30$ dB, $G_{\text{SR}_{\text{DF}}}/G_{\text{R}_{\text{DFD}}} = 30$ dB).

6.3 Sistemlerin Başarım Karşılaştırmaları

Bu altbölümde, Çizelge 6.1’de verilen 8 durumlu geribeslemeli $\bar{Y}_2$ kodunun Şekil 4.1’de verilen sistem üzerinde, iteratif olmayan şekilde Viterbi algoritması ile sağladığı hata başarımı ile bu kodun DF ve AF ve DF tabanlı dağıtılmış turbo kodlamalı sistemlerde bileşen kod olarak kullanılması durumunda sağlayacağı hata başarımları karşılaştırılmıştır. DF tabanlı dağıtılmış turbo kodun ve $\bar{Y}_2$ kodunun hızları, iletişim iki zaman diliminde gerçekleştiğinden dolayı aynıdır (T , modülasyon aralığını göstermek üzere, $1/T$ simge/sn). Buna karşın, AF ve DF tabanlı dağıtılmış turbo kodun yapısında iletişim üç zaman diliminde gerçekleştiğinden dolayı, hız daha düşüktür ($2/3T$ simge/sn).

Benzetimin sonuçları Şekil 6.22’de verilmektedir. DF ve AF ve DF tabanlı dağıtılmış turbo kod yapıları ile bulunan eğriler 2 ve 8 iterasyon için elde edilmiştir. Tüm senaryolar için, hedef alıcının tek anten içerdiği varsayılmıştır. Tüm rölelerin S ’ye

çok yakın olduğu durum ele alınmıştır. Tüm linklerdeki sönümleme katsayıları çift Rayleigh dağılımlı ve duruğumsu varsayılmıştır. Anten başına kaynaktan gönderilen toplam simge sayısı $L = 128$ alınmıştır. 16×16 boyutlu blok serpiştirici kullanılmıştır. Beklenildiği gibi, MRC, EGC'ye göre ve AF ve DF tabanlı dağıtılmış turbo kod, DF tabanlı dağıtılmış turbo koda ve $\bar{Y}_2$ koduna göre daha iyi hata başarımı sağlamaktadır.



Şekil 6.22: DF, AF ve DF tabanlı dağıtılmış uzay-zaman turbo kodların ve geribeslemeli $\bar{Y}_2$ kodunun hata başarımlarının karşılaştırılması.

7. SONUÇLAR

Bu tezde, ilk olarak kodlamasız, AF yöntemini kullanan tek röleli işbirlikli bir sistem ele alınmıştır. Kaskat Rayleigh ve kaskat Nakagami kanallara sahip röleli sistem için PEP üst sınır ifadeleri elde edilerek hata başarımları analizi yapılmıştır. Sistemin bit hata olasılığı üst sınırının minimum yapılmasına dayalı, optimum güç paylaşımı yapılarak hata başarımları iyileştirilmiştir. Bu yolla yaklaşık 3 dB'e kadar SNR kazancı elde edilmiştir. Kaskat kanallar için sistemin PEP üst sınır ifadesinden yararlanarak asimptotik çeşitleme dereceleri bulunmuştur. Kaskat kanalların ancak çok yüksek SNR değerlerinde istenilen çeşitleme derecelerine ulaştığı gözlenmiştir. Ayrıca, kaskat Nakagami sönümlemesi durumu için moment üretme fonksiyonuna dayalı tam SER ifadeleri elde edilmiştir. Teorik sonuçlar, bilgisayar benzetimleri ile doğrulanmıştır.

İkinci olarak dağıtılmış uzay-zaman kodlamalı, AF yöntemini kullanan tek röleli işbirlikli bir sistem ele alınmıştır. Ele alınan sistemin PEP üst sınırları, kaskat Nakagami sönümlemeli kanallar için çıkartılmıştır. Bu üst sınırdan yararlanarak çift Rayleigh sönümlemeli kanallar için yeni bir kod tasarım ölçütü geliştirilmiş ve bu ölçüte dayalı olarak dağıtılmış yapıda yeni 4-PSK ve 8-PSK modülasyonlu uzay-zaman kafes kodları tasarlanmıştır. Yeni kodların FER hata başarımları, literatürde verilen klasik (Chen, 2001) ve dağıtılmış (Canpolat, 2007; Hong, 2008) uzay-zaman kafes kodlarının çift Rayleigh kanalda sağladığı başarımlar ile karşılaştırılmıştır. Bulunan yeni kodların hata başarımlarının daha iyi olduğu gözlenmiştir.

Üçüncü olarak dağıtılmış yapıdaki turbo kodların çift Rayleigh kanallardaki hata başarımları ele alınmıştır. 4-PSK modülasyonu için 4 ve 8 durumlu yeni kodların geri beslemeli biçimleri DF ve AF/DF tabanlı turbo kod yapılarında bileşen kod olarak kullanılmıştır. Alıcıya, AF yöntemini kullanan röle üzerinden ve doğrudan gelen işaretler EGC ve MRC yöntemleri ile birleştirilerek, iteratif kodçözücünün sağladığı FER eğrileri elde edilmiştir. Benzetimlerde röle ve/veya rölelerin çeşitli konumları

da hesaba katılmıştır. Yeni kodların dağıtılmış turbo kod yapısında sağladığı hata başarımlarının klasik kodlarınkine göre daha iyi olduğu gösterilmiştir.

Bu çalışmanın bir devamı olarak, kodlamasız veya dağıtılmış uzay-zaman kodlamalı, kaskat sönümlemeli kanallara sahip röleli sistemlerde, AF aktarma yöntemi yerine DF aktarma yönteminin kullanılması ele alınabilir. Bu durum için kod tasarım ve hata başarımlarının araştırması yapılabilir. Ayrıca, bu çalışmadakinden farklı olarak, röle sayısı 1'den, atlama sayısı 2'den büyük olan sistemler araştırılabilir. Bunlar dışında, kaskat Nakagami kanal varsayımı daha da genelleştirilerek, kaskat Weibull vb. kanallar için kod tasarım ve hata başarımlarının araştırması yapılabilir. Kaskat kanalların küçük SNR'larda düşük başarımların sağlanması probleminde çözüm getirecek yeni yöntemler araştırılabilir. Bu amaçla, örneğin paralel veya seri sıralı yeni uzay-zaman kod yapıları geliştirilebilir.

KAYNAKLAR

- Adamchik V.S., Marichov O.I.**, 1990. The algorithm for calculating integrals of hypergeometric type functions and its realizations in REDUCE system, *IEEE Int. Conf. on Symbolic and Algebraic Computation*, Tokyo, Japan.
- Akki A.S., Haber F.**, 1986. A statistical model of mobile-to-mobile land communication channel, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 35, pp. 2-7.
- Alamouti S.M.**, 1998. A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458.
- Al-Habian G., Ghrayeb A., Hasna M., Abu-Dayya A.**, 2008. Distributed turbo coding using log-likelihood thresholding for cooperative communications, *IEEE Asilomar Conf. on Signals, Systems and Computers*, pp. 1005-1009.
- Andersen J.B.**, 2002a. Statistical distributions in mobile communications using multiple scattering, *URSI General Assembly*, The Netherlands.
- Andersen J.B., Kovacs I.Z.**, 2002b. Power distributions revisited, *COST 273 TD(02) 004*, Guildford, UK.
- Anghel P.A., Leus G., Kaveh M.**, 2002. Distributed space-time coding in cooperative networks, *Proc. 5th Nordic Signal processing Symp.*, pp. 1097-1103.
- Anghel P.A., Kaveh M.**, 2004. Exact symbol error probability of a cooperative network in a Rayleigh-fading environment, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, pp. 1416-1421.
- Anghel P.A., Kaveh M.**, 2006. On the performance of distributed space-time coding systems with one and two non-generative relays, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 5, pp. 682-692.
- Baro S., Bauch G., Hansmann A.**, 2000. Improved codes for space-time trellis-coded modulation, *IEEE Commun. Lett.*, vol 4, pp. 20-22.
- Benedetto S., Montorsi G.**, 1996. Unveiling turbo codes: Some results on parallel concatenated coding schemes, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 42, pp. 409-428.
- Benedetto S., Divsalar D., Montorsi G., Pollara F.**, 1998. Serial concatenation of interleaved codes: Performance analysis, design and iterative decoding, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, pp. 909-926.

- Benedetto S., Biglieri E.,** 1999. *Principles of digital transmission with wireless applications*, Kluwer Academic, NY.
- Berrou C., Glavieux A.,** 1994. Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo codes, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 44, pp. 1261-1271.
- Biglieri E., Taricco G., Tulino A.,** 2002. Performance of space-time codes for a large number of antennas, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 48, pp. 1794-1803.
- Brink S.T.,** 1999. Convergence of iterative decoding, *IEE Electron Lett.*, vol 35, pp. 1117-1178.
- Boutros J., Viterbo E.,** 1998. Signal space diversity: A power and bandwidth-efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel, *IEEE Trans. on Commun.*, Vol. 44, pp. 1453-1467.
- Boutillon E., Douillard C., Montorsi G.,** 2007. Iterative decoding of concatenated convolutional codes: Implementation issues, *Proc. IEEE*, vol. 95, pp. 1201-1227.
- Cao Y., Vojcic B.,** 2005. Cooperative coding using serial concatenated convolutional codes, *Proc. IEEE WCNC*, New Orleans, USA, pp. 1001-1006.
- Canpolat O., Uysal M.,** 2004. Super-orthogonal space-time trellis coded cooperative diversity systems, *Proc. IEEE VTC-Fall*, pp. 2429-2433.
- Canpolat O., Uysal M.,** 2005. On the distributed space-time signal design for a large number of relay terminals, *Proc. IEEE WCNC*, New Orleans, USA, pp. 990-994.
- Canpolat O., Uysal M., Fareed M.M.,** 2007. Analysis and design of distributed space-time trellis codes with amplify-and-forward relaying, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 56, pp. 1649-1660.
- Chen Z., Yuan J., Vucetic B.,** 2001. Improved space-time trellis coded modulation scheme on slow Rayleigh fading channels, *IEE Electron Lett.*, vol 37, pp. 440-441.
- Chu L., Yuan J., Chen Z., Li Y.,** 2008. Performance analysis and code design of distributed space-time trellis codes for the detection-and-forward systems, *Commun. Theory Workshop (AusCTW)*, pp. 144-149.
- Chizhik D., Foschini G.J., Valenzuela R.A.,** 2000. Capacities of multi-element transmit and receive antennas: correlations and keyholes, *IET Electron Lett.*, vol. 36, pp. 1099-1100.
- Chizhik D., Foschini G.J., Valenzuela R.A.,** 2002. Keyholes, correlations, and capacities of multielement transmit and receive antennas, *IEEE Wireless Commun.*, vol. 1, pp. 361-368.

- Craig J.W.**, 1991. A new, simple and exact result for calculating the probability of error for two-dimensional signal constellations, *Proc. IEEE MILCOM*, pp. 571-575.
- Cover T.M., Gamal A.A.E.**, 1979. Capacity theorems for the relay channel, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 25, pp. 572-584.
- Divsalar D., Pollara F.**, 1997. *Hybrid concatenated codes and iterative decoding*, TDA Progress Report, 42-130, pp. 1-23.
- Divsalar D., Dolinar S., Pollara F.**, 2001. Iterative turbo decoder analysis based on density evolution, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 19, pp. 891-907.
- Dharmawansa K.D.P., Rajatheva R.M.A.P.**, 2005. On the pairwise error probability bounds of STTC over Nakagami-m fading channels, *Proc. IEEE ICC*, pp. 2927-2931.
- Demiroglu A., Altunbas I., Çelebi M.E.**, 2010. Distributed space-time 4CPFSK trellis codes for amplify & forward relaying, *3th Int. Conf. on Commun. Theory, Reliability, and QoS*, pp. 186-191.
- El Gamal H., Hammons A.R.**, 2002. On the design and performance of algebraic space-time codes for BPSK and QPSK modulation, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 50, pp. 907-913.
- El Gamal H., Hammons A.R.**, 2003a. On the design of algebraic space-time codes for MIMO block-fading channels, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, pp. 151-163.
- El Gamal H., Hammons A.R., Stefanov A.**, 2003b. Space-time overlays for convolutionally coded systems, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1603-1612.
- Erceg V., Fortune S.J., Ling J., Rustako A., Valenzuela, R.**, 1997. Comparisons of computer-based propagation prediction tool with experimental data collected in urban microcellular environments, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 15, pp. 677-684.
- Fareed M.M., Uysal M.**, 2008. BER-Optimized power allocation for fading relay channels, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, pp. 2350-2359.
- Firmanto W., Vucetic B., Yuan J.**, 2001. Space-time TCM with improved performance on fast fading channels, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, pp. 154-156.
- Firmanto W., Chen Z., Vucetic B., Yuan J.**, 2002. Space-time turbo trellis coded modulation for wireless data communications, *EURASIP Journal on Applied Signal Processing*, vol. 5, pp. 459-470.
- Siwamogsatham S., Fitz M.P.**, 2002. Improved high rate space-time trellis codes via orthogonality and set partitioning, *EURASIP Proc. IEEE WCNC*, pp. 264-270.

- Foschini G.J., Gans M.J.**, 1998. On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas, *Wireless Pers. Commun.*, vol. 6, pp. 311-335.
- Gradshteyn I.S., Ryzhik I.M.**, 2007. *Table of integrals, series and products*, Academic Press, 7th Ed.
- Gibson J.D.**, 1999. *The communication handbook (2nd ed.)*, CRC Press, Springer.
- Gong Y., Letaief K.B.**, 2001. Performance of space-time trellis coding over Nakagami fading channels, *Proc. IEEE VTC*, pp. 1405-1409.
- Gulati V., Narayanan K.R.**, 2003. Concatenated codes for fading channels based on recursive space time trellis codes, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, pp.118-128.
- Gui L., Xu Y., Liu B., Gong L., Li Y.**, 2010. An iterative decoding technique and architecture for RS concatenated TCM coding systems, *IEEE Trans. Consum. Electron.*, vol. 56, pp.1288-1296.
- Hammons A.R., El Gamal H.**, 2000. On the theory of space-time codes for PSK modulation, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 46, pp. 524-542.
- Han C.**, 2010. Performance of distributed GLD codes over mobile-to-mobile fading channels, *2nd Int. Conf. on Signal Processing Systems (ICSPS)*, pp. V3-497-V3-501.
- Hasna M.O., Alouini M.S.**, 2004. A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol 3, pp. 1963-1968.
- Hajri N., Youssef N., Patzold M.**, 2009. A study on the statistical properties of double Hoyt fading channels, *IEEE 6th Int. Symp. on Wireless Commun. Systems (ISWCS)*, pp. 201-205.
- Hong Y., Jinghong Y., Chen Z., Vucetic B.**, 2004. Space-time turbo trellis codes for two, three, and four transmit antennas, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol 53, pp. 318-328.
- Hong S.K., Chung J.M.**, 2008. Improved design criterion for distributed space-time trellis codes with AF relaying, *IEE Electron Lett.*, vol 44, pp. 1212-1213.
- Horn R.A., Johnson C.R.**, 1998. *Matrix analysis*, Newyork: Cambridge University Press, USA.
- Hou J., Hausl C., Kötter R.**, 2008. Distributed turbo coding schemes for asymmetric two-way relay communication, *5th Int.Symp. on Turbo Codes and Related Topics*, Lausanne, Switzerland, pp. 237-242.
- Høst-Madsen A., Zhang J.**, 2005. Capacity bounds and power allocation for wireless relay channels, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, pp. 2020-2040.

- Hunter T., Nosratinia A., 2002a.** Cooperation diversity through coding, *Proc. IEEE ISIT*, pp. 220.
- Hunter T., Nosratinia A., 2002b.** Coded cooperation under slow fading, fast fading and power control, *Proc. Asilomar Conf. Signals, Syst. and Comput.*, pp. 118-122.
- Hunter T., Nosratinia A., 2003.** Performance analysis of coded cooperation diversity, *Proc. IEEE ICC*, pp. 2688-2692.
- Hunter T., Nosratinia A., 2006.** Diversity through coded cooperation, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 2, pp. 283-289.
- İlhan H., Altunbaş İ., 2006.** Error performance analysis of cooperative diversity systems employing conventional space-time codes (In Turkish), *Proc. ELECO*, Bursa, Turkey.
- İlhan H., Altunbaş İ., 2007.** Relay cooperative systems with improved super-orthogonal space-time trellis codes (In Turkish), *Proc. IEEE SİU*, Eskişehir, Turkey.
- İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2008a.** Optimized amplify-and-forward relaying for vehicular ad-hoc networks, *Proc. IEEE VTC-Fall*, Calgary, Alberta, Canada.
- İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2008b.** Cooperative diversity for relay-assisted inter-vehicular communication, *Proc. IEEE VTC-Spring*, Singapore.
- İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2008c.** Performance analysis and optimization of relay-assisted vehicle-to-vehicle (V2V) cooperative communication (in Turkish) *Proc. IEEE SİU*, Aydın.
- İlhan H., Uysal M., Altunbaş İ., 2009a.** Cooperative diversity for inter-vehicular communication: Performance analysis and optimization, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, pp.3301-3310.
- İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2009b.** Performance analysis of relay systems under cascaded Nakagami channels (in Turkish), *Proc. IEEE SİU*, Antalya.
- İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2010a.** Design of distributed space-time trellis code for relay systems over cascaded Nakagami channels (in Turkish), *Proc. IEEE SİU*, Diyarbakır.
- İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2011a.** MGF-based performance evaluation of amplify-and-forward relaying in N^* Nakagami-m fading channels, *IET Commun.*, vol. 5, pp. 253-263.
- İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2010b.** Novel distributed space-time trellis codes for relay systems over cascaded Rayleigh fading, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 14, pp. 1140-1142.

- İlhan H., Altunbaş İ.**, 2011b. Error performance of distributed turbo coded cooperative systems over cascaded fading channels (in Turkish), *Proc. IEEE SİU*, Antalya.
- Jafarkhani H., Seshadri N.**, 2003. Super-orthogonal space-time trellis codes, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, pp. 937-950.
- Jafarkhani H.**, 2005. *Space-time coding theory and practice*, Cambridge University Press.
- Janani M., Hedayat A., Hunter T.E., Nosratinia A.**, 2004. Coded cooperation in wireless communications: Space-time transmission and iterative decoding, *IEEE Trans. Signal Process.*, vol. 52, pp. 362-371.
- Kamuang S., Sittichivapak S.**, 2010. MRC-MMSE detection in DF-cooperative communications with Rate 2/4 trellis coding, *Int. Conf. on Elect. Eng./Electronics Comp. Telecom. and Inf. Technol. (ECTICON)*, pp. 1173-1176.
- Karagiannidis G.K., Sagias N.C., Mathiopoulos P.T.**, 2005. The N*Nakagami fading channel model, *Int. Symp. on Wireless Communication Systems (ISWCS)*, Siena, Italy.
- Karagiannidis G.K., Sagias N.C., Mathiopoulos P.T.**, 2007. N*Nakagami: A novel stochastic model for cascaded fading channels, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, pp. 1453-1458.
- Khuong H.V., Le-Ngoc T.**, 2009. A cooperative turbo coding scheme for wireless fading channels, *IET Commun.*, vol. 3, pp. 1606-1615.
- Kramer G., Gastpar M., Gupta P.**, 2005. Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 51, 3037-3063.
- Kovacs I.Z.**, 2002. *Radio channel characterization for private mobile radio systems*, Ph.D. Thesis, Aalborg University.
- Knopp R., Humblet P.A.**, 2000. On coding for block fading channels, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 46, pp. 189-205.
- Laneman J.N., Wornell G.W.**, 2000. Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks, *Proc. IEEE WCNC*, pp. 7-12.
- Laneman J.N., Wornell G.W., Tse D.N.C.**, 2001. An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks, *Proc. IEEE ISIT, Washington, DC*, pp. 294.
- Laneman J.N., Wornell G.W.**, 2003. Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 49, pp. 2415-2425.
- Laneman J., Tse D., Wornell G.**, 2004. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 50, pp. 3062-3080.

- Li Z., Jia L., Li F., Hu H.**, 2010a. Outage performance analysis in relay-assisted inter-vehicular communications over double-rayleigh fading channels, *Int. Conf. on Commun. and Mobile Comput. (CMC)*, pp. 266-270.
- Li Z., Hu H., Jing L., Zhao Y.**, 2010b. Optimal power allocation method and outage probability analysis in AP-assisted inter-vehicular communications, *The 2nd Int. Conf. on Comp. and Auto. Eng. (ICCAE)*, pp. 102-106.
- Li Z., Zhao Y., Chen H., Hu H.**, 2010c. Outage probability bound analysis in vehicle assisted inter-vehicular communications, *14th Int. Conf. on Comp. Supported Cooperative Work in Design (CSCWD)*, pp. 783-787.
- Li Y., Vucetic B., Wong T.F., Dohler M.**, 2006a. Distributed turbo coding with soft information relaying in multihop relay networks, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 24, pp. 2040-2050.
- Li Y., Vucetic B., Zhendong Z., Dohler M.**, 2007. Distributed adaptive power allocation for wireless networks, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 6, pp. 948-958.
- Li Y., Vucetic B., Yuan J.**, 2008. Distributed turbo coding with hybrid relaying protocols, *Proc. IEEE PIMRC*, Cannes, France.
- Li J., Stefanov A.**, 2007. General design criteria and properties of cooperative MTCM systems, *Proc. IEEE GLOBECOM*, pp. 3432-3436.
- Li H., Zhao Q.**, 2006b. Distributed modulation for cooperative wireless communications, *IEEE Signal Proc. Mag.*, vol. 23, pp. 30-36.
- Lin X., Blum R.S.**, 2000. Improved space-time codes using serial concatenation, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, pp. 221-223.
- Lin S., Costello D.J.**, 2004. *Error control coding*, Pearson Prentice Hall, 2nd. ed.
- Liu R., Spasojevic P., Soljanin E.**, 2003. User cooperation with punctured turbo codes, *Allerton Conf. on Commun., Control and Comput.*
- Luke Y.L.**, 1975. *Mathematical functions and their approximations*, Academic Press Inc.
- Maw R.L., Martin P.A., Taylor D.P.**, 2008. Cooperative relaying with CPFSK and distributed space-time trellis codes, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, pp. 356-358.
- Mesleh R., Renzo M.D., Haas H., Grant P.M.**, 2010. Trellis coded spatial modulation, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 9, pp. 2349-2361.
- Meulen E. C.V.**, 1971. Three-terminal communication channels, *Adv. Appl. Prob.*, vol. 3, pp. 120-154.
- Mheidat H., Uysal M.**, 2006. Impact of receive diversity on the performance of amplify-and-forward relaying under APS and IPS power constraints, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 10, pp. 468-470.

- Nabar R.U., Bolcskei H., Kneubuhler F.W.,** 2004. Fading relay channels: Performance limits and space-time signal design, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 22, pp. 1099-1109.
- Nakagami M.,** 1960. The m-distribution a general formula of intensity distribution of rapid fading, statistical methods of radio wave propagation, pergamon, New York.
- Nosratinia A., Hunter T.E., Hedayat A.,** 2004. Cooperative communication in wireless networks, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 42 , pp. 74-80.
- Ochiai H., Mitran P., Tarokh V.,** 2006. Variable-rate two-phase collaborative communication protocols for wireless networks, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 52, pp. 4299-4313.
- Oechtering T.J.,** 2002. *Spectrally efficient bidirectional decode-and-forward relaying for wireless networks*, PhD. Thesis, Technischen Universitat Berlin.
- Palat R.C., Annamalai A., Reed J.H.,** 2008. An efficient method for evaluating information outage probability and ergodic capacity of OSTBC system, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, pp. 191-193.
- Patzold M., Hogstad B.O., Youssef N.,** 2008. Modeling analysis, and simulation of MIMO mobile-to-mobile fading channels, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, pp. 510-520.
- Peppas K., Lazarakis F., Alexandridis A., Dangakis K.,** 2010. Cascaded generalised-K fading channel, *IET Commun.*, vol. 4, pp. 116-124.
- Proakis J.G., Salehi M.,** 1994. *Communication system engineering*, Practice-Hall. New Jersey.
- Popovski P., Carvalho E.,** 2007. Spectrally-efficient wireless relaying based on superposition coding, *Proc. IEEE VTC-spring*, pp. 2936-2940.
- Rafiq G., Hogstad B.O., Patzold M.,** 2010. Statistical properties of the capacity of double Nakagami-m channels, *5th IEEE Int. Symp. on Wireless Perv. Comput. (ISWPC)*, pp. 39-44.
- Rankov B., Wittneben A.,** 2007. Spectral efficient protocols for halfduplex fading relay channels, *IEEE J. Sel. Areas Commun.*, vol. 25, pp. 379-389.
- Rappaport T.S.,** 1996. *Wireless communications: Principles and practice*, Prentice Hall.
- Ropokis G.A., Rontogiannis A.A., Mathiopoulos P.T.,** 2008. Quadratic forms in normal RVs: theory and applications to OSTBC over hoyt fading channels, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol 7, pp. 5009-5019.
- Ropokis G.A., Rontogiannis A.A., Mathiopoulos P.T.,** 2010. An exact performance analysis of MRC/OSTBC over generalized fading channels, *IEEE Trans. Commun.*, vol 58, pp. 2486-2492.

- Sagias N.C., Tombras G.S.**, 2007. On the cascaded Weibull fading channel model, *Journal of The Franklin Institute*, vol 344, pp. 1-11.
- Salo J., El-Sallabi H.M., Vainikainen P.**, 2006. Statistical analysis of the multiple scattering radio channel, *IEEE Trans. Antennas Propag.*, vol. 54, pp. 3114-3124.
- Seddik K.G., Sadek A.K., Ibrahim A.S., Liu K.J.R.**, 2008. Design criteria and performance analysis for distributed space-time coding, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, pp. 2280-2292.
- Sendonaris A., Erkip E., Aazhang B.**, 1998. Increasing uplink capacity via user cooperation diversity, in *Proc. IEEE ISIT*, Cambridge, MA.
- Sendonaris A., Erkip E., Aazhang B.**, 2003. User cooperation diversity-Part I: System description, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1927-1938.
- Simon M.K., Alouini M.S.**, 2005. *Digital communication over fading channels*, 2nd Ed., John Wiley & Sons.
- Sklar B.**, 1997. Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part I: characterization, *IEEE Commun. Mag.*, vol. 35, pp. 90-100.
- Schwartz M., Bennett W.R., Stein S.**, 1996. *Communication systems and techniques*, England.
- Shin H., Song J.B.**, 2008. MRC analysis of cooperative diversity with fixed-gain relays in Nakagami-m fading channels, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, pp. 2069-2074.
- Song Y., Shin H., Kim W.**, 2008. Asymptotic SEP for M-PSK signals over $\alpha - \mu$ fading channels, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 12, pp. 675-677.
- Su H.J., Geraniotis E.**, 2001. Space-time turbo codes with full antenna diversity, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 49, pp. 47-57.
- Stankovic V., Host-Madsen A., Xiong Z.**, 2006. Cooperative diversity for wireless ad hoc networks, *IEEE Signal Proc. Mag.*, vol. 23, pp. 37-49.
- Stefanov A., Erkip E.**, 2004. Cooperative coding for wireless networks, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 52, pp. 1470-1476.
- Stefanov A., Erkip E.**, 2005. Cooperative space-time coding for wireless networks, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, pp. 1804-1809.
- Stüber G.L.**, 2000. *Principles of mobile communication second edition*, Kluwer Academic Publisher Group.
- Talha B., Patzold M.**, 2010. BEP analysis of M-ary PSK modulation schemes over double Rice fading channels with EGC, *Proc. IEEE MASS*, pp. 624-629.

- Tarokh V., Seshadri N., Calderbank A.R.**, 1998. Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 44, pp. 744-765.
- Tarokh V., Jafarkhani H., Calderbank A.R.**, 1999. Space-time block codes from orthogonal designs, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 45, pp. 1456-1467.
- Telatar I. E.**, 1999. Capacity of multi-antenna Gaussian channels, *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. 10, pp. 585-595
- Tujkovic D.**, 2000. Space-time turbo coded modulation, *Finnish Wireless Communications Workshop, FWCW*, Oulu, Finland, pp. 85-89.
- Uysal M., Georgiades C.N.**, 2004a. Effect of shadowing on the performance of space-time trellis coded systems, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 3, pp. 1037-1042.
- Uysal M.**, 2004b. Pairwise error probability of space-time codes in Rician-Nakagami channels, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 8, pp. 132-134.
- Uysal M.**, 2005a. Maximum achievable diversity order for cascaded rayleigh fading channels, *IEE Electron Lett.*, vol. 41, pp. 43-44.
- Uysal M., Canpolat O.**, 2005b. On the distributed space-time signal design for a large number of relay terminals, *Proc. IEEE WCNC*, pp. 990-994.
- Uysal M.**, 2006. Diversity analysis of space-time coding in cascaded Rayleigh fading channels, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 10, pp. 165-167.
- Viterbi A.J.**, 1995. *CDMA: principle of spread spectrum communications*, Addison-Wesley, MA.
- Viterbi A.**, 1967. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm, *IEEE Trans. Inf. Theory*, vol. 13, pp. 260-269.
- Vucetic B., Yuan H.**, 2003. *Space-time coding*, John Wiley and Sons.
- Yiu S., Schober R., Lampe L.**, 2006. Distributed space-time block coding, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 54, pp. 1195-1206.
- Yilmaz F., Alouini M.S.**, 2009. Product of the powers of generalized Nakagami-m variates and performance of cascaded fading channels, *Proc. IEEE GLOBECOM*, pp. 1-8.
- Yiu S., Schober R., Lampe L.**, 2007. Decentralized distributed space-time trellis coding, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 6, pp. 3985-3993.
- Yuan J., Chen Z., Vucetic B., Firmanto W.**, 2003. Performance and design of space-time coding in fading channels, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 51, pp. 1991-1996.

- Yuan J., Chen Z., Li Y., Chu L.**, 2009. Distributed space-time trellis codes for a cooperative system, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 8, pp. 4897-4905.
- Zhang Z., Duman T.M.**, 2005. Capacity approaching turbo coding and iterative decoding for relay channels, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 53, pp. 1895-1905.
- Zhang Z., Duman T.M.**, 2007. Capacity-approaching turbo coding for half duplex relaying, *IEEE Trans. Commun.*, vol. 55, pp. 1895-1906.
- Zhang W., Letaief K.**, 2008. Full-rate distributed space-time codes for cooperative communications, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. 7, pp. 2446-2451.
- Zhao B., Valenti M.C.**, 2003. Distributed turbo coded diversity for relay channels, *IEE Electron Lett.*, vol. 39, pp. 786-787.
- Zhao Q., Li H.**, 2005. Performance of differential modulation with wireless relays in Rayleigh fading channels, *IEEE Commun. Lett.*, vol. 9, pp. 343-345.
- Zhao Q., Li H., Wang P.**, 2008. Performance of cooperative relay with binary modulation in Nakagami-m fading channels, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 57, pp. 3310-3315.
- Zummo S.A.**, 2006. Performance analysis of coded cooperation diversity in wireless networks, *Proc. IEEE ICC*.
- Wei N., Zhang Z., Li S.**, 2006. An adaptive space-time coded cooperation scheme in wireless communication, *IEICE Trans. Commun.*, E89-B.



ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Hacı İLHAN

Doğum Yeri: Şanlıurfa

Lisans: Y.T.Ü., Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği, 1999

Yüksek Lisans: İ.T.Ü., Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği, 2003

• Dergi Yayınları

İlhan H., Uysal M., Altunbaş İ., 2009a. Cooperative diversity for inter-vehicular communication: Performance analysis and optimization, *IEEE Trans. Veh. Technol.*, vol. 58, pp.3301-3310.

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2010b. Novel distributed space-time trellis codes for relay systems over cascaded Rayleigh fading, *IEEE Commun. Lett.* , vol. 14, pp. 1140-1142.

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2011a. MGF-based performance evaluation of amplify-and-forward relaying in N*Nakagami-m fading channels, *IET Commun.*, vol. 5, pp. 253-263.

• Konferans Yayınları

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2008a. Optimized amplify-and-forward relaying for vehicular ad-hoc networks, *Proc. IEEE VTC-Fall*, Calgary, Alberta, Canada.

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2008b. Cooperative diversity for relay-ssisted inter-vehicular communication, *Proc. IEEE VTC-Spring*, Singapore.

İlhan H., Altunbaş İ., 2006. Error performance analysis of cooperative diversity systems employing conventional space-time codes (In Turkish), *Proc. ELECO*, Bursa, Turkey.

İlhan H., Altunbaş İ., 2007. Relay cooperative systems with improved super-orthogonal space-time trellis codes (In Turkish), *Proc. IEEE SİU*, Eskişehir, Turkey.

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2008c. Performance analysis and optimization of relay-assisted vehicle-to-vehicle (V2V) cooperative communication (in Turkish) *Proc. IEEE SİU*, Aydın.

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2009b. Performance analysis of relay systems under cascaded Nakagami channels (in Turkish), *Proc. IEEE SİU*, Antalya.

İlhan H., Altunbaş İ., Uysal M., 2010a. Design of distributed space-time space-time trellis code for relay systems over cascaded Nakagami channels (in Turkish), *Proc. IEEE SİU*, Diyarbakır.

İlhan H., Altunbaş İ., 2011b. Error performance of distributed turbo coded cooperative systems over cascaded fading channels (in Turkish), *Proc. IEEE SİU*, Antalya.