



**T.C.
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**İŞBİRLİKLİ HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN
FARKLI SÖNÜMLÜ KANALLARDAKİ BAŞARIM
ANALİZLERİ İÇİN YENİ MATEMATİKSEL
İFADELERİN TÜRETİLMESİ**

**Hazırlayan
Nuri KAPUCU**

**Danışman
Doç. Dr. İbrahim DEVELİ**

Yüksek Lisans Tezi

**Temmuz 2012
KAYSERİ**

**T.C.
ERCIYES ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI**

**İŞBİRLİKLİ HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN
FARKLI SÖNÜMLÜ KANALLARDAKİ BAŞARIM
ANALİZLERİ İÇİN YENİ MATEMATİKSEL
İFADELERİN TÜRETİLMESİ
(Yüksek Lisans Tezi)**

**Hazırlayan
Nuri KAPUCU**

**Danışman
Doç. Dr. İbrahim DEVELİ**

**Bu çalışma; Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından
FBY-11-3682 kodlu proje ile desteklenmiştir.**

**Temmuz 2012
KAYSERİ**

Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.

Adı-Soyadı: Nuri KAPUCU

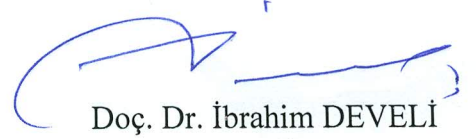


“İşbirlikli Haberleşme Sistemlerinin Farklı Sönümlü Kanallardaki Başarım Analizleri İçin Yeni Matematiksel İfadelerin Türetilmesi” adlı Yüksek Lisans tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ne uygun olarak hazırlanmıştır.



Nuri KAPUCU

Tezi Hazırlayan



Doç. Dr. İbrahim DEVELİ

Danışman



Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı

Doç. Dr. İbrahim DEVELİ danışmanlığında **Nuri KAPUCU** tarafından hazırlanan “İşbirlikli Haberleşme Sistemlerinin Farklı Sönümlü Kanallardaki Başarım Analizleri İçin Yeni Matematiksel İfadelerin Türetilmesi” adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Anabilim Dalında **Yüksek Lisans** tezi olarak kabul edilmiştir.

26.07.2012

JÜRİ:

Danışman : Doç. Dr. İbrahim DEVELİ

Üye : Doç. Dr. Nurhan KARABOĞA

Üye : Yrd. Doç. Dr. Mete ÇELİK

ONAY :

Bu tezin kabulü, Enstitü Yönetim Kurulunun **07/08/2012** tarih ve **2012/36-20** sayılı kararı ile onaylanmıştır.

07/08/2012

Prof. Dr. Necmettin MARAŞLI
Fen Bilimleri Enstitü Müdürü

TEŞEKKÜR

Çalışmalarım boyunca farklı bakış açıları ve bilimsel katkılarıyla beni aydınlatan, tez çalışması boyunca desteğini esirgemeyen sayın hocam Doç. Dr. İbrahim DEVELİ'ye teşekkürü bir borç bilirim.

Simülasyon çalışmalarım sırasında katkılarından dolayı çalışma arkadaşım Arş. Gör. Mehmet BİLİM'e teşekkür ederim.

Bu tez çalışmasına maddi destek veren Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne (Proje No: FBY-11-3682) teşekkür ederim.

Ayrıca; çalışmalarım süresince sabır göstererek beni daima destekleyen aileme en içten teşekkürlerimi sunarım.

Nuri KAPUCU

Kayseri, Temmuz 2012

İŞBİRLİKLİ HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN FARKLI SÖNÜMLÜ KANALLARDAKİ BAŞARIM ANALİZLERİ İÇİN YENİ MATEMATİKSEL İFADELERİN TÜRETİLMESİ

Nuri KAPUCU

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü

Yüksek Lisans Tezi, Temmuz 2012

Danışman: Doç. Dr. İbrahim DEVELİ

ÖZET

Kablosuz haberleşme, çok yollu sönümlenme olarak adlandırılan rastgele sinyal zayıflamasından olumsuz olarak etkilenmektedir. Literatürde, çok yollu sönümlenme ile mücadele etmek için işbirlikli çeşitleme yöntemi önemli bir çözüm olarak önerilmiştir. İşbirlikli çeşitleme sisteminde kaynak ve hedef düğümlerine ek olarak röleler bulunabilmektedir. Kaynak ile hedef arasındaki direkt iletimin yanı sıra bu röle düğümleri kaynak mesajını hedefe iletmede kullanılabilir.

Bu tez çalışmasında, iki atlamalı çöz-ve-aktar röleli iletim ile işbirlikli çeşitleme yöntemleri farklı sistem ve kanal modelleri için analiz edilmiştir. Öncelikli olarak iki atlamalı çöz-ve-aktar röleli iletimin servis dışı kalma olasılığı karma Rayleigh/Genelleştirilmiş Gamma sönümlenmeli kanallarda incelenmiştir. Daha sonra Weibull sönümlenmeli kanallar için anlık işaret-gürültü oranına ait moment çıkaran fonksiyon türetilmiş ve türetilen bu ifade kullanılarak çöz-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin sembol hata oranı (SHO) performansı farklı modülasyon yöntemleri için analiz edilmiştir.

Son olarak, N adet aktarıcı (röle) düğümüne sahip bir kuvvetlendir-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sistemi asimetrik sönümlenmeli kanallarda ele alınmıştır. Ele alınan sistemin uçtan uca moment çıkaran fonksiyonu türetilmiş ve SHO performansını analiz etmede bu ifade kullanılmıştır. Sistemin SHO başarımları analiz için kanal parametrelerinin değerleri değiştirilerek gerçekleştirilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Kablosuz haberleşme, işbirlikli çeşitleme, çöz-ve-aktar, kuvvetlendir-ve-aktar, sönümlenmeli kanallar.

**DERIVATION OF NEW MATHEMATICAL EXPRESSIONS FOR
PERFORMANCE ANALYSIS OF COOPERATIVE COMMUNICATION
SYSTEMS OVER DIFFERENT FADING CHANNELS**

Nuri KAPUCU

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences

M.Sc. Thesis, July 2012

Supervisor: Assoc. Prof. Dr. Ibrahim DEVELI

ABSTRACT

Wireless communications suffer from random signal attenuation which is called multipath fading. In order to combat multipath fading, cooperative diversity technique was proposed as a promising solution in the literature. In a cooperative diversity system, in addition to the direct transmission between source and destination, there can be relay nodes which can be used for forwarding the source message to the destination.

In this thesis, a dual-hop decode-and-forward relaying and cooperative diversity methods were analyzed for different system and channel models. First, outage probability of a dual-hop decode-and-forward relaying was evaluated over mixed Rayleigh/Generalized Gamma fading channels. Then, a closed-form moment generating function (MGF) of instantaneous signal-to-noise ratio (SNR) was derived for Weibull fading channels and symbol error rate (SER) performance of decode-and-forward cooperative diversity network was investigated by using the obtained MGF in Weibull fading channels with the use of different modulation schemes.

Finally, an amplify-and-forward cooperative diversity network with N relay nodes was considered over asymmetric fading channels. The end-to-end MGF of considered system was derived and the SER performance of amplify-and-forward cooperative diversity network was examined based on the obtained MGF expression. SER analysis was performed by varying the values of the channel parameters.

Keywords: Wireless communications, cooperative diversity, decode-and-forward, amplify-and-forward, fading channels.

İÇİNDEKİLER

İŞBİRLİKLİ HABERLEŞME SİSTEMLERİNİN FARKLI SÖNÜMLÜ KANALLARDAKİ BAŞARIM ANALİZLERİ İÇİN YENİ MATEMATİKSEL İFADELERİN TÜRETİLMESİ

	<u>Sayfa</u>
BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK SAYFASI.....	ii
YÖNERGEYE UYGUNLUK SAYFASI.....	iii
KABUL VE ONAY SAYFASI.....	iv
TEŞEKKÜR	v
ÖZET.....	vi
ABSTRACT	vii
İÇİNDEKİLER.....	viii
ŞEKİLLER LİSTESİ	xi
KISALTMALAR VE SEMBOLLER	xiii
GİRİŞ	1

1. BÖLÜM

KABLOSUZ HABERLEŞME KANALLARI

1.1. Giriş.....	5
1.2. Toplanabilir Beyaz Gauss Gürültülü (AWGN) Kanallar	5
1.3. Sönümlenmeli Kanallar	5
1.4. Düz Sönümlenmeli Kanallar	6
1.4.1. Rayleigh Sönümlenmesi.....	6
1.4.2. Nakagami-n (Rice) Sönümlenmesi	7
1.4.3. Nakagami-q (Hoyt) Sönümlenmesi	8

1.4.4. Nakagami- m Sönümlenmesi.....	8
1.4.5. Weibull Sönümlenmesi	9
1.4.6. Genelleştirilmiş Gamma Sönümlenmesi	9
1.4.7. Log-Normal Gölgeleme	10
1.5. Sönümlenme Modellerinin Kullanıldığı Ortamlar	10

2. BÖLÜM

KABLOSUZ HABERLEŞMEDE ÇEŞİTLEME VE BİRLEŞTİRME TEKNİKLERİ

2.1. Giriş	12
2.2. Çeşitleme.....	12
2.2.1. Uzak Çeşitlemesi	12
2.2.2. Frekans Çeşitlemesi.....	13
2.2.3. Zaman Çeşitlemesi	14
2.3. Birleştirme Teknikleri.....	15
2.3.1. En Büyük Oranlı Birleştirme	16
2.2.2. Eşit Kazançlı Birleştirme	17
2.2.3. Seçmeli Birleştirme	17
2.2.4. Anahtarlamalı Birleştirme	18

3. BÖLÜM

ÖNERİLEN İFADELER VE BAŞARIM ANALİZLERİ

3.1. Giriş	19
3.2. İşbirlikli Çeşitleme Yöntemleri.....	19
3.2.1. Kuvvetlendir-ve-Aktar Yöntemi.....	20
3.2.2. Çöz-ve-Aktar Yöntemi.....	21
3.3. Performans Analizi	21
3.3.1. İki Atlamalı Çöz-ve-Aktar Röleli İletim	21
3.3.2. Çöz-ve-Aktar İşbirlikli Çeşitleme Yönteminin Weibull Sönümlenmeli Kanallardaki Sembol Hata Oranı Analizi	24

3.3.3. Kuvvetlendir-ve-Aktar İşbirlikli Çeşitleme Yönteminin Asimetrik Sönümlenmeli Kanallardaki Sembol Hata Oranı Analizi.....	31
--	-----------

4. BÖLÜM

SİMÜLASYON SONUÇLARI

4.1. Giriş.....	36
4.2. İki Atlamalı Çöz-ve-Aktar Röleli İletimin Asimetrik Sönümlenmeli Kanallardaki Performans Analizi	36
4.3. Weibull Sönümlenmeli Kanallarda Servis Dışı Kalma Olasılığı ve SHO Analizi	38
4.4. Çöz-ve-Aktar İşbirlikli Çeşitleme Sisteminin Weibull Sönümlenmeli Kanallardaki SHO Başarımı	41
4.5. Kuvvetlendir-ve-Aktar İşbirlikli Çeşitleme Sisteminin Asimetrik Sönümlenmeli Kanallardaki SHO Başarımı.....	43

5. BÖLÜM

SONUÇ, TARTIŞMA VE ÖNERİLER

5.1. Sonuç, Tartışma ve Öneriler	46
---	-----------

KAYNAKLAR.....	48
-----------------------	-----------

ÖZGEÇMİŞ	56
-----------------------	-----------

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1.	Sönümlenmenin sınıflandırılması.....	6
Şekil 1.2.	Direkt görüş hattı (LOS) ve direkt olmayan görüş hattının (NLOS) temsili olarak gösterimi	7
Şekil 2.1.	Uzay çeşitlemesi.....	13
Şekil 2.2.	Frekans çeşitlemesi.....	13
Şekil 2.3.	Zaman çeşitlemesi	14
Şekil 2.4.	Çok hatlı kanal modeli [52].	15
Şekil 2.5.	En büyük oranlı birleştirme	16
Şekil 2.6.	Seçmeli birleştirme.....	18
Şekil 3.1.	Klasik işbirlikli çeşitleme modeli.....	19
Şekil 3.2.	İki atlamalı çöz-ve-aktar röleli iletim modeli	22
Şekil 3.3.	Tek röleli işbirlikli çeşitleme modeli	25
Şekil 3.4.	N adet röleye sahip işbirlikli çeşitleme modeli.....	31
Şekil 4.1.	Rayleigh ve genelleştirilmiş Gamma sönümlenmeli kanallarda direkt iletimin servis dışı kalma olasılığı.	37
Şekil 4.2.	İki atlamalı çöz-ve-aktar röleli iletimin Rayleigh ve genelleştirilmiş Gamma sönümlenmeli kanallardaki servis dışı kalma olasılığı ($\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2$)	38
Şekil 4.3.	Weibull sönümlenmesine sahip bir kablosuz haberleşme kanalının farklı c değerleri için servis dışı kalma olasılığı.....	39
Şekil 4.4.	Weibull sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu kullanıldığı durumda BHO başarımı	40
Şekil 4.5.	Weibull sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu kullanıldığı durumda farklı c ve Ω değerleri için BHO başarımı.....	40
Şekil 4.6.	Weibull sönümlenmeli kanallarda 16-PSK ve 16-QAM modülasyonlarının farklı c değerleri için SHO başarımı ($\Omega = 1$).....	41
Şekil 4.7.	Weibull sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu kullanılan çöz-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin BHO başarımı.....	42
Şekil 4.8.	4-QAM modülasyonu kullanılan çöz-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin SHO başarımı.	43

- Şekil 4.9. Asimetrik sönümlenmeli kanallarda N adet röleye sahip kuvvetlendir-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin BPSK modülasyonu kullanılarak elde edilen SHO başarımı ($\nu = 1, g = 2$)..... 44
- Şekil 4.10. Asimetrik sönümlenmeli kanallarda 16-PSK ve 16-QAM modülasyonu kullanılan kuvvetlendir-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin SHO başarımı..... 45

KISALTMALAR VE SEMBOLLER

<u>Sembol</u>	<u>Anlamı</u>
AWGN	Toplanabilir beyaz Gauss gürültüsü (Additive white Gaussian noise)
MRC	En büyük oranlı birleştirme (Maximum ratio combining)
EGC	Eşit kazançlı birleştirme (Equal-gain combining)
SC	Seçmeli birleştirme (Selection combining)
M -PSK	M -li faz kaydırmalı anahtarlama (M -ary phase shift keying)
M -QAM	M -li dördün genlik modülasyonu (M -ary quadrature amplitude modulation)
K	Kaynak
R	Röle
H	Hedef
AF	Kuvvetlendir-ve-aktar (Amplify-and-forward)
DF	Çöz-ve-aktar (Decode-and-forward)
BHO	Bit hata oranı
SHO	Sembol hata oranı
SNR	İşaret-gürültü oranı (Signal-to-noise ratio)
PDF	Olasılık yoğunluk fonksiyonu (Probability density function)
MGF	Moment çıkarıcı fonksiyon (Moment generating function)
CDF	Birikimli dağılım fonksiyonu (Cumulative distribution function)
BPSK	İkili faz kaydırmalı anahtarlama (Binary phase shift keying)
m	Nakagami- m sönümlenme parametresi
c	Weibull sönümlenme parametresi
g	Genelleştirilmiş Gamma sönümlenme parametresi
ν	Genelleştirilmiş Gamma biçimlendirme parametresi
α	Kanal sönümlenme genliği

$\Gamma(\cdot)$	Gamma fonksiyonu
E_s	Sembol başına enerji
P_k	Kaynağın iletim gücü
P_r	Rölenin iletim gücü
N_0	Toplanabilir beyaz Gauss gürültüsünün gücü
P_{out}	Servis dışı kalma olasılığı
γ	Anlık SNR ifadesi
$\bar{\gamma}$	Ortalama SNR ifadesi
γ_{th}	Servis dışı kalma olasılığı için eşik SNR seviyesi
$E(\cdot)$	İstatistiksel ortalama operatörü
k	Kaynak ile hedef arasındaki kanalın sönümlenme katsayısı
r	Kaynak ile röle arasındaki kanalın sönümlenme katsayısı
h	Röle ile hedef arasındaki kanalın sönümlenme katsayısı
$\Gamma(\cdot, \cdot)$	'Incomplete' Gamma fonksiyonu
${}_pF_q(\cdot; \cdot; \cdot)$	Genelleştirilmiş 'hypergeometric' fonksiyon
$p_\gamma(\gamma)$	Anlık SNR ifadesine ait olasılık yoğunluk fonksiyonu
$M_\gamma(s)$	Anlık SNR ifadesine ait moment çıkarıcı fonksiyon
$P_{e,PSK}$	M -PSK modülasyonu için SHO ifadesi
$P_{e,QAM}$	M -QAM modülasyonu için SHO ifadesi
δ	Sönümlenme katsayısının varyansı
γ_{top}	Uçtan uca toplam SNR

GİRİŞ

Elektromanyetik dalgaların boşlukta yayılımına dayanan kablosuz haberleşme, insanların hemen hemen her yerde hatta seyahat ederken bile haberleşmesine olanak sağlamaktadır. Bu yüzden, kablosuz uygulamaların sayısının artması kablosuz ağlarda önemli gelişmelerin ortaya çıkmasına katkıda bulunmuştur. Fakat kablosuz haberleşme kanallarında sinyaller gölgeleme, gürültü, girişim ve zayıflama gibi olumsuz etkilere maruz kalmaktadır. Yol kaybı (path loss), iletilen sinyalin gücünü önemli derecede azaltır. Yol kaybı ile mücadele etmek için verici gücü artırılabilir fakat bu da belli sınırlar dahilinde olabilir. Olumsuz etkilerden bir diğeri ise sönümlenme (fading) etkisidir. Sönümlenme kablosuz haberleşme sistemlerinin performansını önemli derecede düşürmektedir. Bu olumsuz etkileri en aza indirmek için çeşitleme yapılması yani iletilecek sinyalin birbirinden farklı sönümlenmeye maruz kalan birden fazla kopyasının alıcıya ulaştırılması tekniği geliştirilmiştir. Anten çeşitlemesi bu yöntemlerden biridir fakat bu yöntem boyut sınırlamalarından dolayı kablosuz sistemler için uygun değildir [1, 2]. Bu soruna çözüm olarak “işbirlikli çeşitleme” yöntemi geliştirilmiştir [3-5]. İşbirlikli çeşitleme vasıtasıyla kablosuz terminallerden oluşan bir grup, ağ içerisinde çoklu yollar üzerinden birden fazla sayıda sinyalleri yayar ve mesajları birbirleri için aktarırlar [6, 7].

İşbirlikli sistemlerde rölenin yaptığı işleme göre çeşitli işbirlikli çeşitleme yöntemleri vardır. Bunlar; sabit aktarım (fixed relaying), seçmeli aktarım (selection relaying) ve artımlı aktarım (incremental relaying) yöntemleridir. Sabit aktarım yöntemi, kuvvetlendir-ve-aktar (AF- Amplify-and-Forward) ile çöz-ve-aktar (DF- Decode-and-Forward) olarak ikiye ayrılır. Çöz-ve-aktar yönteminde, röle kaynaktan aldığı işareti bir kesitirimle çözerek hedefe iletir. Kuvvetlendir-ve-aktar yönteminde, röle kaynaktan aldığı işareti kuvvetlendirerek hedefe iletir. Seçmeli aktarımda, kaynak ile röle arasındaki sönümlenme katsayısı ifadesi belli bir eşik seviyesinin altına düşerse

kaynak iletimine devam eder. Diğer taraftan eğer kaynak ile röle arasındaki sönümlenme katsayısının değeri belli bir eşik seviyesinin üstünde olursa, röle kaynaktan aldığı AF veya DF yöntemlerinden birisi ile hedefe iletir. Artımlı aktarımda ise ilk olarak kaynak hedefe sinyali iletir. Daha sonra hedef tek bitlik bir geri besleme yoluyla iletimin başarılı veya başarısız olduğunu kaynak ve röleye bildirir. İletim başarılı ise röle bir şey yapmaz. Eğer iletim başarısız ise röle iletim yapar [8].

İşbirlikli iletim sonunda hedefte alınan sinyallerin birleştirilmesi gerekmektedir. Bu işlem çeşitleme birleştirme yöntemleriyle gerçekleştirilir. En büyük oranlı birleştirme (MRC- Maximum Ratio Combining), seçmeli birleştirme (SC- Selection Combining) ve eşit kazançlı birleştirme (EGC- Equal Gain Combining) çeşitleme birleştirme tekniği olarak işbirlikli çeşitlemede sıkça kullanılmaktadır. Bu birleştirme yöntemlerinden MRC, en yüksek karmaşıklığa sahiptir ve her sinyale ait kanaldaki sönümlenme genliği bilgisine ihtiyaç duyar. EGC yönteminde birleştirmeden önce her dal eşit olarak ağırlıklandırılır ve böylece sönümlenme genliği kestirimine ihtiyaç duymaz. SC birleştirme yönteminde ise gelen sinyallerden sadece en iyisi seçilir ve geriye kalanı ihmal edilir [9, 10]. Laneman *et al.* kablosuz ağlarda işbirlikli çeşitleme ile ilgili çeşitli çalışmalar yapmışlardır. Bunların bazı örnekleri [7, 8, 11, 12] numaralı çalışmalarda verilmiştir. İşbirlikli çeşitleme yöntemlerinin bit hata oranı (BHO) başarımı ile ilgili çok sayıda çalışma yapılmıştır. In-Ho Lee *et al.* işbirlikli çeşitleme yöntemlerinden çöz-ve-aktar yöntemini, bağımsız fakat aynı dağılıma sahip olmayan Rayleigh sönümlenmeli kanallarda BHO başarımı açısından incelemişlerdir. Yaptıkları bu çalışmada keyfi sayıda röle olduğunu kabul etmişler ve modülasyon tekniği olarak ise M-li darbe genlik modülasyonu (M-PAM- M-ary Pulse Amplitude Modulation), M-li dördün genlik modülasyonu (M-QAM- M-ary Quadrature Amplitude Modulation) ve M-li faz kaydırmalı anahtarlama (M-PSK- M-ary Phase Shift Keying) modülasyonlarını kullanmışlardır [13].

Bao Vo Nguyen Quoc *et al.* çöz-ve-aktar yöntemini kullanılarak, Rayleigh sönümlenmeli kanallarda eşit kazançlı birleştirme ve seçmeli birleştirme için BHO başarım analizi ile alakalı çalışmalar yapmışlardır [9, 14]. Artımlı çöz-ve-aktar (Incremental Decode-and-Forward) yönteminin performansı, en yüksek oranlı birleştirme tekniği ile Rayleigh sönümlenmeli kanallarda incelenmiştir [15]. Bu üç birleştirme tekniğinden en iyisinin MRC olduğu, ikinci olarak EGC ve son sırada ise SC

yöntemi olduğu sonucu elde edilmiştir. Ikki *et al.* [16, 17] çöz-ve-aktar yöntemini, en iyi röle seçimi ile artımlı en iyi röle seçimine dayalı olarak Rayleigh sönümlenmeli kanallarda analiz etmişlerdir. [18, 19]'da, kaynak ile hedefin birden fazla röle aracılığıyla haberleştiği çöz-ve-aktar yönteminin hata olasılığı, kanal kapasitesi ve servis dışı kalma olasılığı Rayleigh sönümlenmesi varlığında incelenmiştir.

Çöz-ve-aktar yöntemi ile kuvvetlendir-ve-aktar yönteminin performansı Nakagami- m sönümlü kanallarda inceleyen çok sayıda çalışma mevcuttur [20-29]. İşbirlikli çeşitleme Rician, log-normal ve kompozit sönümlenmeli kanallarda da incelenmiştir [30-33]. Kuvvetlendir-ve-aktar ile çöz-ve-aktar yöntemleri seçmeli birleştirme tekniği kullanılarak Weibull sönümlenmeli kanallarda incelenmiştir [34, 35]. Bu iki çalışmadan başka literatürde Weibull sönümlenmeli kanal ile ilgili değişik çalışmalar da yapılmıştır [36-40]. Kuvvetlendir-ve-aktar ile çöz-ve-aktar işbirlikli sistemlerde güç tahsisi ile ilgili çeşitli çalışmalar da yapılmıştır. Bunlara örnek olarak, [41] numaralı çalışmada kuvvetlendir-ve-aktar yöntemi için sönümlenmeli kanallarda güç tahsis stratejileri geliştirilmiştir. [42, 43]'de çöz-ve-aktar yönteminde optimum güç tahsisi problemi ele alınmıştır. Buraya kadar verilen çalışmalarda [1-43], işbirlikli sistemler simetrik sönümlenmeli kanallarda incelenmiştir. Simetrik sönümlenme, işbirlikli bir sistemde birbirleriyle haberleşen düğümler (kaynak-röle, kaynak-hedef ve röle-hedef) arasındaki bütün kanalların aynı sönümlenme şartlarına sahip olduğu durumu ifade etmektedir. İşbirlikli sistemlerde kablosuz haberleşme ortamlarının değişken yapısından dolayı kaynak, röle ve hedef düğümleri arasındaki kanallar aynı sönümlenmeye sahip olmayabilir. Bu durum ise asimetrik sönümlenme olarak tanımlanmaktadır. Asimetrik sönümlenmeli kanallarda işbirlikli çeşitleme ve sadece röleli iletim (direkt iletim yok) ile ilgili çeşitli çalışmalar mevcuttur [44-50].

Bu tez çalışmasında, işbirlikli çeşitleme yöntemleri ve sadece röleli iletim çeşitli sistem ve kanal modelleri için analiz edilmiştir. Öncelikle, çöz-ve-aktar röleli iletim modeli asimetrik sönümlenmeli (Rayleigh/Genelleştirilmiş Gamma) kanallarda incelenmiştir. Daha sonra, çöz-ve-aktar tek röleli işbirlikli çeşitleme sisteminin sembol hata oranı (SHO), M-PSK ve M-QAM modülasyonu kullanılarak simetrik Weibull sönümlenmeli kanallarda analiz edilmiştir. Son olarak ise kaynak ile hedefin birden fazla röle aracılığıyla haberleştiği kuvvetlendir-ve-aktar yöntemi asimetrik sönümlenmeli

kanallarda ele alınmış ve bu sisteme ait SHO başarımı M-PSK ile M-QAM modülasyonu kullanılarak gerçekleştirilmiştir.

1. BÖLÜM

KABLOSUZ HABERLEŞME KANALLARI

1.1. Giriş

Kablosuz haberleşmede performansı olumsuz yönde etkileyen faktörlerden birisi sönümlenme etkisidir. Bu bölümde bu etkiyi modellemede kullanılan çeşitli sönümlenmeli kanallar hakkında temel bilgiler sunulacaktır.

1.2. Toplanabilir Beyaz Gauss Gürültülü (AWGN) Kanallar

Haberleşme sistemlerinde sıklıkla karşılaşılan olumsuz etkilerden birisi toplanabilir beyaz Gauss gürültüsü (AWGN- Additive White Gaussian Noise) olarak bilinir. AWGN kanalı haberleşme sistemlerini simüle etmek için kullanılacak en basit kanal modelidir. Bu kanalın bozucu etkisinin ana nedeni ısı gürültüdür. AWGN kanalının olasılık yoğunluk fonksiyonu, beklenen değeri m_N ve varyansı σ^2 olmak üzere aşağıdaki gibi ifade edilebilir [2]:

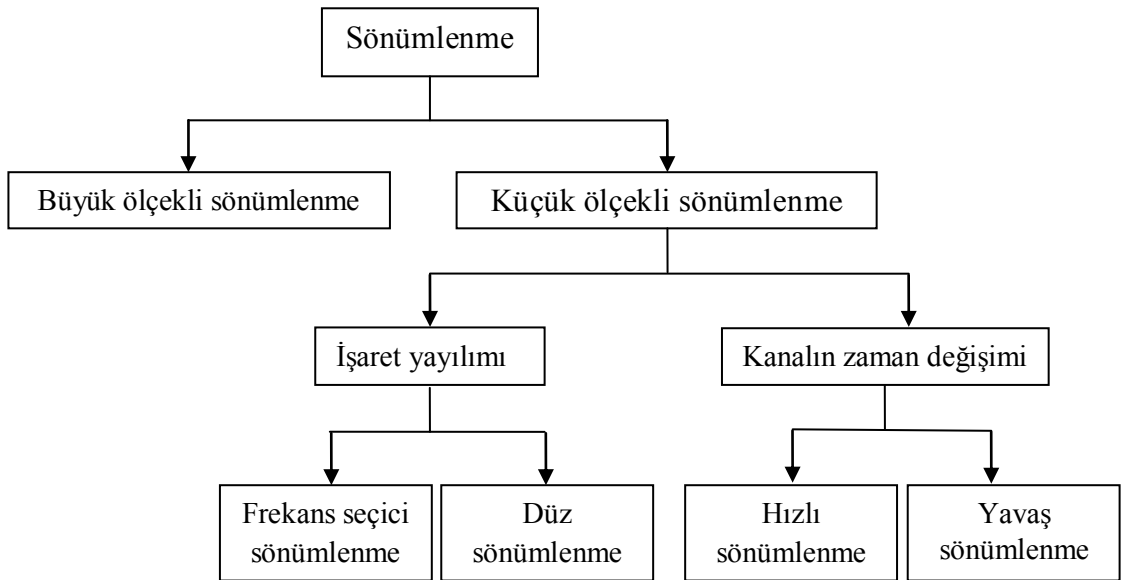
$$p_\alpha(\alpha) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} \exp\left(-\frac{(\alpha - m_N)^2}{2\sigma^2}\right), \quad -\infty < \alpha < \infty. \quad (1.1)$$

1.3. Sönümlenmeli Kanallar

Kablosuz kanallarda radyo dalgalarının yayılımını etkileyen en önemli etmenlerden birisi çok yollu sönümlenmedir. Çok yollu sönümlenme, Doppler kayması ve gecikme yayılımı olarak adlandırılan parametrelere göre modellenmektedir. Doppler kayması, alınan en büyük frekanslı ve en küçük frekanslı işaretlerin frekansları arasındaki farktır. Gecikme yayılımı ise alınan işaretlerden en büyük gecikmeye sahip olan ile en küçük gecikmeye sahip olan arasındaki gecikme farkı olarak ifade edilmektedir [51, 52].

Şekil 1.1' den görüldüğü gibi sönümlenme büyük ölçekli ve küçük ölçekli olarak iki gruba ayrılmaktadır. Büyük ölçekli sönümlenme işaretin yol kaybı ile ilgili iken küçük

ölçekli sönümlenme verici ve alıcı arasındaki küçük değişimler ile ilgilidir. Sembol zaman aralığı, kanalın uyumluluk zamanından küçük ise sönümlenme yavaş sönümlenme (slow fading) olarak ve bunun tersi durumda ise hızlı sönümlenme (fast fading) olarak tanımlanmaktadır. Sönümlenme, frekanstaki değişimlere göre düz ve frekans seçici olarak sınıflandırılabilir. Eğer iletilen sinyalin spektral bileşenlerinin tamamı benzer biçimde etkilenmiş ise bu durum düz sönümlenme olarak tanımlanmaktadır. İletilen sinyale ait spektral bileşenler farklı genlik kazançları ve faz kaymalarından etkilenmiş ise bu durum frekans seçici sönümlenme olarak ifade edilmektedir. Düz sönümlenme darbandlı sistemler için geçerli bir durum iken frekans seçici sönümlenme genişbandlı sistemler için geçerlidir [52].



Şekil 1.1. Sönümlenmenin sınıflandırılması

1.4. Düz Sönümlenmeli Kanallar

Bu kısımda literatürde bulunan çeşitli düz sönümlenmeli kanallar ile ilgili temel bilgiler verilecektir.

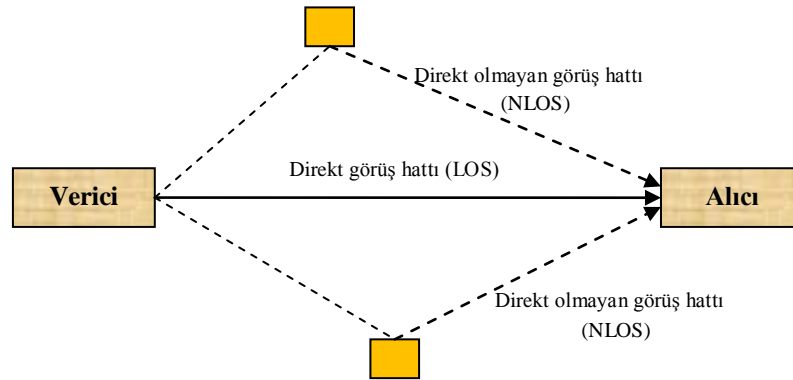
1.4.1. Rayleigh Sönümlenmesi

Rayleigh dağılımı çok yollu sönümlenmeyi Şekil 1.2’de gösterilen direkt görüşün olmadığı (NLOS- Non line of sight) durumları (gezgin sistemler gibi) modellemek için sıklıkla kullanılmaktadır. Kanal sönümlenme genliği α olmak üzere, Rayleigh

sönümlenmesi aşağıdaki olasılık yoğunluk fonksiyonu (PDF- Probability Density Function) ile ifade edilmektedir:

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2\alpha}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{\Omega}\right), \quad \alpha \geq 0. \quad (1.2)$$

burada sönümlenme genliğinin ortamlarla-kare (mean-square) değeri $\Omega = \bar{\alpha}^2$ olarak verilmektedir. Bu sönümlenme modelinde sinyaller birbirinden bağımsız ve yansiyarak alıcıya ulaşmaktadır [51, 52].



Şekil 1.2. Direkt görüş hattı (LOS) ve direkt olmayan görüş hattının (NLOS) temsili olarak gösterimi

1.4.2. Nakagami- n (Rice) Sönümlenmesi

Nakagami- n dağılımı aynı zamanda Rice dağılımı olarak da bilinmektedir. Şekil 1.2’de gösterilen güçlü bir direk görüş hattı (line of sight, LOS) bileşeni ve çok sayıda rastgele zayıf bileşenlerden oluşan yayılım yollarını modellemek için kullanılmaktadır. Kanala ait sönümlenme genliği aşağıda verilen PDF ile tanımlanmaktadır :

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2(1+n^2)e^{-n^2}}{\Omega} \exp\left(-\frac{(1+n^2)\alpha^2}{\Omega}\right) I_0\left(2n\alpha\sqrt{\frac{1+n^2}{\Omega}}\right), \quad \alpha \geq 0 \quad (1.3)$$

burada n parametresi 0 ile ∞ aralığında değerler alabilen sönümlenme parametresini ve I_0 birinci tür sıfırıncı dereceli modifiye edilmiş Bessel fonksiyonunu ifade etmektedir. Nakagami- n dağılımı $n=0$ durumunda Rayleigh sönümlenmesini ve $n=\infty$ durumunda ise sönümlenme olmayan durumları temsil etmektedir [52].

1.4.3. Nakagami- q (Hoyt) Sönümlenmesi

Nakagami- q dağılımı, güçlü iyonosferik kırışıma bağlı olan radyo bağlarında gözlenir. Hoyt dağılımına ait PDF şu şekildedir [52]:

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{(1+q^2)\alpha}{q\Omega} \exp\left(-\frac{(1+q^2)^2 \alpha^2}{4q^2\Omega}\right) I_0\left(\frac{(1-q^4)\alpha^2}{4q^2\Omega}\right), \quad \alpha \geq 0 \quad (1.4)$$

burada q ifadesi 0 ile 1 aralığında değerler alabilen sönümlenme parametresidir.

1.4.4. Nakagami- m Sönümlenmesi

Nakagami- m sönümlenme dağılımı Nakagami tarafından ortaya atılmış ve sönümlenmeli kanalları modellemek için yaygın olarak kullanılmaktadır [53]. Nakagami- m dağılımı ki-kare (chi-square) merkezine sahip olarak aşağıdaki gibi ifade edilmektedir [53]:

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2m^m \alpha^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\alpha^2}{\Omega}\right), \quad \alpha \geq 0, m \geq \frac{1}{2} \quad (1.5)$$

burada m sönümlenme parametresi ve $\Gamma(\cdot)$ ise Gamma fonksiyonu olup

$\Gamma(m) = \int_0^{\infty} t^{m-1} e^{-t} dt$ şeklinde tanımlanmaktadır. Sönümlenme parametresinin değeri

arttıkça sönümlenme şiddeti azalmaktadır.

Nakagami- m modeli, tek taraflı Gauss dağılımını ($m=0.5$) ve Rayleigh dağılımını ($m=1$) özel durumlar olarak kapsamaktadır. $m \rightarrow +\infty$ durumunda ise sönümsüz toplanabilir beyaz Gauss gürültülü kanala dönüşmektedir. Nakagami- m ve Nakagami- n dağılımları arasında $m > 1$ olmak koşuluyla aşağıdaki ilişki mevcuttur [52]:

$$m = \frac{(1+n^2)^2}{1+2n^2}, \quad n \geq 0 \quad (1.6)$$

Nakagami- m dağılımının karasal ve bina içi çok yönlü yayılımı modellemede oldukça iyi olduğu belirtilmektedir [54, 55].

1.4.5. Weibull Sönümlenmesi

Weibull dağılımı, mühendislikte popüler bir istatistiksel model olarak ve aynı zamanda hatalı veri analizinde kullanılmaktadır. Bunların yanında bilimin çeşitli alanlarında da kullanılmaktadır. Kablosuz haberleşmede ise hem bina içi hem de bina dışı ortamları modellemede oldukça iyi olduğu ve deneysel verilerle uyduğu belirtilmektedir [56, 57]. Weibull olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi verilebilir:

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{c\alpha^{c-1}}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha^c}{\Omega}\right), \quad \alpha > 0, c > 0, \Omega > 0 \quad (1.7)$$

burada c Weibull sönümlenme parametresi ve Ω ise güç ölçekleme parametresidir. Sönümlenme parametresi, c , 0 ile ∞ aralığında değerler alabilmektedir. Özel olarak $c=1$ olduğu zaman Weibull dağılımı eksponansiyel dağılıma, $c=2$ olduğunda ise Rayleigh dağılımına dönüşmektedir. Güç ölçekleme parametresi, $\Omega = \left(E(\alpha^2) / \Gamma(1 + 2/c)\right)^{c/2}$ şeklinde ifade edilmektedir [34]. Ölçekleme parametresi dağılım aralığını belirlemektedir. Ölçekleme parametresinin değerindeki artış, PDF eğrisinin tepe noktasında düşüşe neden olmaktadır. Yani ölçekleme parametresinin değeri yükseldikçe PDF eğrisi daha geniş bir aralığa yayılır ve ölçekleme parametresinin değeri azaldıkça ise PDF eğrisi daha dar bir aralığa sıkışır [58].

1.4.6. Genelleştirilmiş Gamma Sönümlenmesi

Yaygın olarak kullanılan birçok dağılımı kapsayan genelleştirilmiş Gamma dağılımı ilk olarak Stacy tarafından önerilmiştir [59]. Bu sönümlenme modeli için elde edilen deneysel veriler ile simülasyon verilerinin birbiriyle uyduğu belirtilmektedir [59, 60]. PDF ifadesi ise aşağıda verildiği gibidir [60]:

$$p_{\alpha}(\alpha) = \frac{2\nu}{(\Omega/g)^g \Gamma(g)} \alpha^{2\nu g - 1} \exp\left(-\frac{g\alpha^{2\nu}}{\Omega}\right), \quad \alpha \geq 0 \quad (1.8)$$

burada g sönümlenme parametresi, Ω güç ölçekleme parametresi ve ν ise biçimlendirme parametresidir. ν parametresi, Nakagami- m dağılımından daha şiddetli sönümlenme şartlarını modellemek için önerilmiştir [61]. Genelleştirilmiş Gamma dağılımı, Rayleigh ($g = \nu = 1$), Nakagami- m ($\nu = 1$), Weibull ($g = 1$) ve log-normal ($g \rightarrow \infty, \nu \rightarrow 0$) dağılımlarını kapsamaktadır.

1.4.7. Log-Normal Gölgeleme

Gezgin uydu sistemlerinde bağlantı kalitesi binalar ve ağaçların gölgeleme etkisinden dolayı olumsuz olarak etkilenir. Gölgeleme etkisi ortalama sinyal seviyesinde yavaş değişimlere neden olarak haberleşmeyi olumsuz etkiler. Deneysel ölçümler çeşitli bina içi ve bina dışı ortamlardaki gölgeleme etkisinin log-normal dağılımla modellenebileceğini ortaya koymuştur. Sembol başına işaret-gürültü oranına (γ) ait PDF aşağıda verilmektedir [52]:

$$P_{\gamma}(\gamma) = \frac{\xi}{\sqrt{2\pi}\sigma\gamma} \exp\left[-\frac{(10\log_{10}\gamma - \mu)^2}{2\sigma^2}\right] \quad (1.9)$$

burada $\xi = 10/\ln 10 = 4.3429$, μ (dB) ve σ (dB) ise $10\log_{10}\gamma$ ifadesine ait ortalama değer ve standart sapmadır.

1.5. Sönümlenme Modellerinin Kullanıldığı Ortamlar

Kablosuz haberleşme ortamlarının değişken karakteristikleri iletilmek istenen sinyalin yapısında bozulmalara neden olmaktadır. Bu bozucu etkinin nedeni dış ortamdaki ağaç, bina gibi faktörler olabilirken bina içi ortamlarda ise duvar, eşya vb. faktörler olabilmektedir. Bahsedilen her bir sönümlenmeli kanal modeli belirli bir istatistiksel dağılımla ifade edilmektedir. Bu istatistiksel dağılımlara ait parametrelerin sağladığı esneklik sayesinde farklı şartlara sahip haberleşme ortamları farklı sönümlenmeli kanal modelleriyle analiz edilebilmektedir. Tablo 1.1'de sönümlenme modellerinin hangi ortam şartları için kullanıldığı gösterilmektedir.

Tablo 1.1. Çeşitli kablosuz haberleşme ortamlarını karakterize etmede kullanılan kanal modelleri [62]

Ortam	Sönümlü Kanal Modeli
Verici ve alıcı arasında LOS yoluna sahip olmayan gezgin sistemler, troposfer ve iyonosferde yansıyan ve kırılan yolların yayılımı	Rayleigh
Güçlü iyonosferik kırışıma bağlı olan radyo bağları	Nakagami- q (Hoyt)
Güçlü bir LOS bileşeni ve daha zayıf bileşenlerden oluşan yayılım yolları – mikrohüresel kentsel ve banliyöye ait alanlar, pikohüresel bina içi ortamlar	Nakagami- n (Rice)

Tablo 1.1'in devamı

İyonosferik radyo bağlarına ilaveten alan gezgini, bina içi gezgin çokyollu yayılım	Nakagami- m
Arazi, binalar, ağaçlar – kentsel alan gezgin sistemleri, alan gezgin uydu sistemleri	Log-normal gölgeleme
Log-normal gölgelemeye uygulanan Nakagami- m çok yollu sönümlenme. Yavaş hareket eden yaya ve taşıtların olduğu kalabalık şehir merkezi alanları. Ayrıca kentsel gölgelemeye bağlı olan alan gezgin sistemlerde	Bileşik gama/log-normal
Gölgelemesiz çok yollu ve bileşik çok yollu/gölgelemeli sönümlenmenin dışbükey birleşimi. Alan gezgin uydu sistemleri	Bileşik (zaman paylaşımli) gölgelemeli/gölgelemesiz

2. BÖLÜM

KABLOSUZ HABERLEŞMEDE ÇEŞİTLEME VE BİRLEŞTİRME TEKNİKLERİ

2.1. Giriş

Bu bölümde kablosuz haberleşmede sönümlenmeden kaynaklanan olumsuz etkileri yok etmek için geliştirilen çeşitleme yöntemleri ve çeşitleme işlemi sonucunda alınan sinyalleri birleştirmek için kullanılan yöntemler hakkında temel bilgiler verilmiştir.

2.2. Çeşitleme

Çok yollu sönümlenme, alınan sinyalin gücünde kısa bir zaman aralığı içerisinde büyük değişimlere neden olabilmektedir. Bu etkileri yok etmek için etkili yöntemlerden bir tanesi de çeşitlemedir. Çeşitleme, iletilmek istenen mesaj işaretinin birden fazla kopyasının farklı yollar üzerinden alıcıya gönderilmesi ile sağlanır. Bu sayede, gönderilen sinyaller birbirinden bağımsız sönümlenmelere maruz kalır ya da bu sinyallerin bir kısmı sönümlenmeye uğramaz. Böylelikle, alıcıda ihtiyaç duyulan sinyal seviyesinin alınması mümkün olmaktadır. Sönümlenme etkilerini azaltmanın yanında iletim için gerekli gücün azaltılmasında da çeşitleme önemli bir yöntemdir.

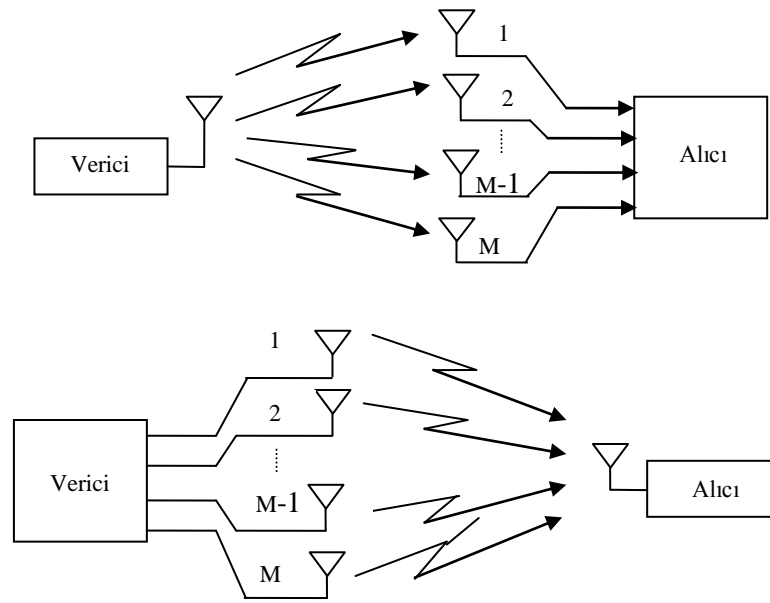
Kablosuz haberleşmede yaygın olarak kullanılan çeşitleme yöntemleri şunlardır:

- Uzay çeşitlemesi (Space diversity),
- Frekans çeşitlemesi (Frequency diversity),
- Zaman çeşitlemesi (Time diversity).

2.2.1. Uzay Çeşitlemesi

Çeşitlemeyi sağlamanın bir yolu, iletilen işaretin M adet kopyasını elde etmek için Şekil 2.1'de görüldüğü gibi M adet anten kullanmaktır. Alınan sinyallerin farklı

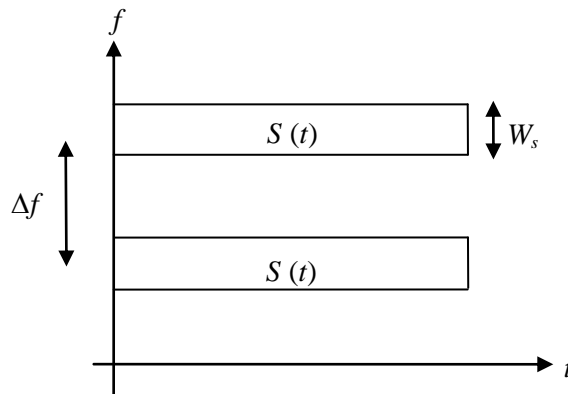
sönümlenmelere maruz kalabilmesi için antenlerin birbirlerinden yeterince uzakta bulunması gerekmektedir. Bu uzaklığın iki anten arasında 10 dalga boyu olması gerekmektedir. Bu çeşitleme yönteminde alıcı ve vericinin ikisinde de çok sayıda anten kullanılabilir. Ayrıca uzay çeşitlemesinde ek bandgenişliği ve iletim zamanına ihtiyaç duyulmaz. Bu çeşitleme tekniği hem frekans seçici hem de zaman seçici sönümlenme ile mücadele etmede kullanılabilir.



Şekil 2.1. Uzay çeşitlemesi

2.2.2. Frekans Çeşitlemesi

Frekans çeşitlemesi, Şekil 2.2'de gösterildiği gibi mesaj işareti, $S(t)$ 'nin M adet farklı taşıyıcı kullanılarak hedef alıcıya iletilmesi ile sağlanmaktadır.

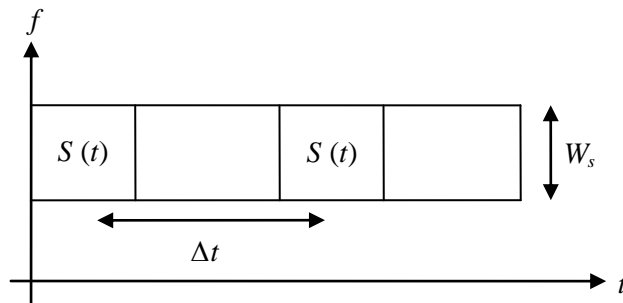


Şekil 2.2. Frekans çeşitlemesi

Her bir taşıyıcı diğerinden en az uyumluluk bandgenişliğiyle (Δf) ayrılmalıdır. Bu sayede mesaj işaretinin farklı kopyalarının birbirinden bağımsız sönümlenmeye uğraması sağlanır. Frekans çeşitilmesi genellikle frekans seçici sönümlenme ile mücadele etmek için kullanılmaktadır. Bu yöntemde frekans çeşitilmesini gerçekleştirmek için kullanılan kanal sayısı kadar alıcıya ihtiyaç duyulmaktadır. Ek bandgenişliğine ve daha yüksek seviyede iletim gücüne ihtiyaç duyması ise bu tekniğin olumsuz yönleri olarak ifade edilebilir.

2.2.3. Zaman Çeşitilmesi

Bu yöntemde, birbirinden bağımsız sönümlenme elde edebilmek için mesaj işareti Şekil 2.3'deki gibi farklı zaman dilimlerinde iletilmektedir. İlişkisiz sönümlenme elde edebilmek için birbiri ardına gelen zaman dilimleri arasında en az uyumluluk zamanı (Δt) kadar fark olmalıdır. Kablosuz haberleşmede hata kontrol kodlaması serpiştirme ile birlikte kullanılarak zaman çeşitilmesi elde edilebilmektedir. Bu yöntem zamanda seçici yani hızlı sönümlenme ile mücadele etmede etkilidir.



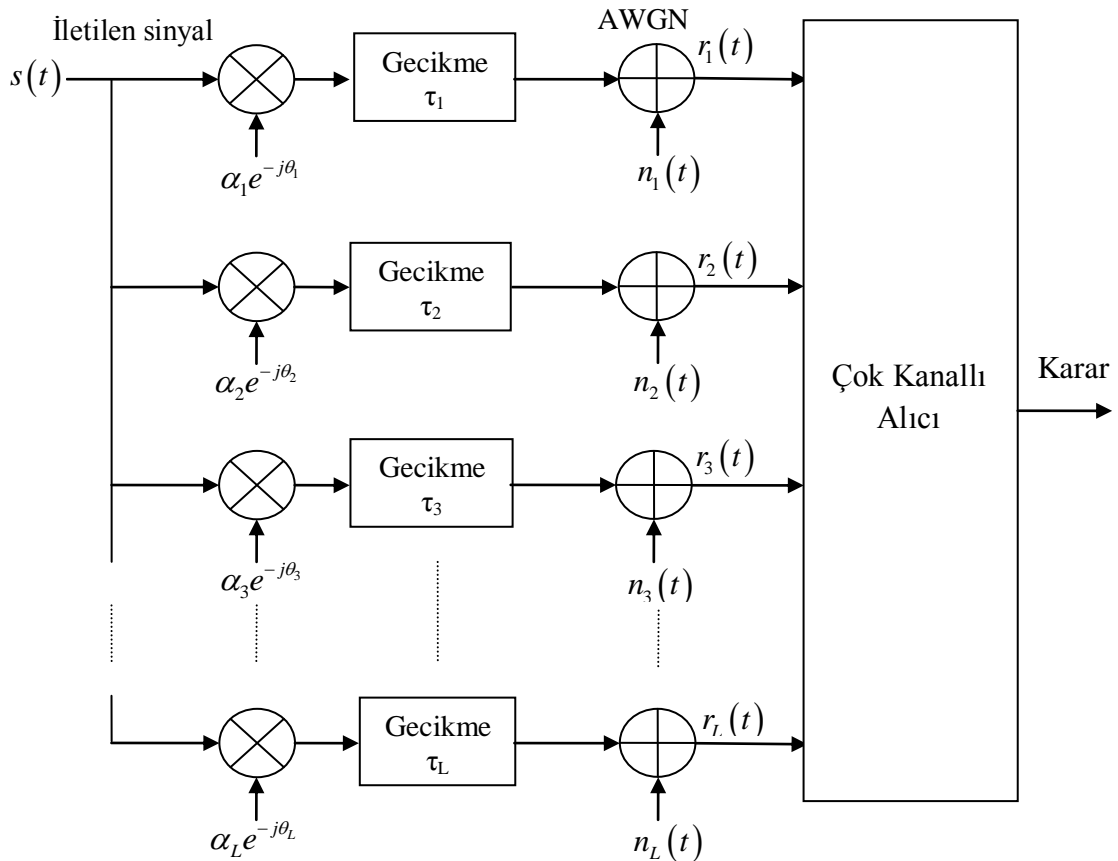
Şekil 2.3. Zaman çeşitilmesi

Bu çeşitilme yöntemlerinin haricinde; açı çeşitilmesi, polarizasyon çeşitilmesi ve çokyolluluk çeşitilmesi mevcuttur. Açı çeşitilmesi genellikle yerel alan ağlarında kullanılır. Polarizasyon çeşitilmesi gezgin haberleşmede oldukça önemlidir. Örneğin konuşma esnasında cep telefonu rastgele yönlendirilirse enerjinin polarizasyon açısı dikeyden yataya değişir. Bu da baz istasyonunda bulunan çapraz polarizeli antenlerin öneminin artmasına neden olur. Çünkü çapraz polarizeli antenlerden birinin polarizasyonu işaretin belirli bir andaki polarizasyonuna uygun olur. Çokyolluluk çeşitilmesinin temeli işaret band genişliğinin uyumluluk band genişliğinden daha geniş

olmasına dayanmaktadır [63]. Çokyolluluk çeşitlemesi özellikle kod bölmeli çoklu erişim (KBÇE) sistemleri için önemlidir.

2.3. Birleştirme Teknikleri

Çeşitleme yapılan sistemlerde aynı işaretin birbirinden bağımsız sönümlenmeye maruz kalmış birden fazla kopyası alıcıya iletilmektedir. İletilen bu işaretler alıcıda birleştirilerek orijinal mesaj işaretine en yakın seviyede işaret elde edilmektedir. L adet birbirinden bağımsız dala sahip çok hatlı kanal modeli Şekil 2.4'te görülmektedir. Kanal indeksi l ile gösterilmiştir. $\{\alpha_l\}_{l=1}^L$, $\{\theta_l\}_{l=1}^L$ ve $\{\tau_l\}_{l=1}^L$ sırasıyla l . kanala ait sönümlenme genliğini, fazını ve gecikmesini ifade etmektedir. $\{r(t)\}_{l=1}^L$ ise çok kanallı alıcı tarafından alınan sinyalleri belirtmektedir.



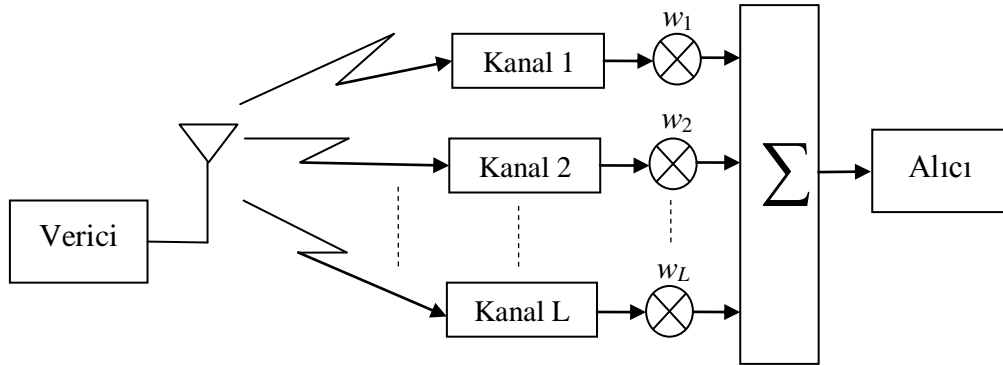
Şekil 2.4. Çok hatlı kanal modeli [52]

Bu işaretlerin birleştirilmesi çeşitli tekniklerle yapılmaktadır. Yaygın olarak kullanılan birleştirme teknikleri şunlardır:

- En Büyük Oranlı Birleştirme,
- Eşit Kazançlı Birleştirme,
- Anahtarlamalı Birleştirme,
- Seçmeli Birleştirme.

2.3.1. En Büyük Oranlı Birleştirme

Şekil 2.5’te temel yapısı gösterilen en büyük oranlı birleştirme (MRC- Maximum ratio combining) girişimin olmadığı durumda sönümlenme istatistikleri ne olursa olsun optimum birleştirme yöntemidir. Fakat bütün kanallara ait sönümlenme parametrelerinin bilinmesi gerektiğinden karmaşıklığı yüksektir. MRC için kanal sönümlenme genliği bilgisine ihtiyaç duyulduğundan bu yöntem M-QAM ve diğer genlik/faz modülasyonları gibi eşit olmayan enerjili sinyaller ile birlikte kullanılabilir.



Şekil 2.5. En büyük oran birleştirmesi

Ayrıca bu yöntemde kanala ait faz bilgilerine gereksinim duyulduğundan, farksal olarak evre uyumlu ve evre uyumsuz sezim işlemleri için pratik değildir. MRC birleştiricisinin çıkışındaki sembol başına toplam koşullu işaret-gürültü oranı ifadesi çıkışı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [52]:

$$\gamma_{MRC} = \sum_{l=1}^L \gamma_l \quad (2.1)$$

burada γ_l , l . kanala ait sembol başına anlık SNR ifadesidir. Eşitlik (2.1)’e göre her bir kanaldaki anlık SNR ifadeleri toplanmaktadır.

2.3.2. Eşit Kazançlı Birleştirme

Bu teknikte her dal birleştirme işleminden önce eşit olarak ağırlıklandırılır ve böylelikle her bir kanala ait sönümlenme genliklerinin kestirimine ihtiyaç duyulmaz. Eşit kazançlı birleştirme (EGC- Equal gain combining) kanala ait sönümlenme genliği bilgisine ihtiyaç duymadığından evre uyumlu sezim işlemi ile birlikte sıklıkla tercih edilen bir yöntemdir. Bu tekniğin karmaşıklığı düşüktür ve optimum birleştirme yöntemi olan MRC tekniğine yakın bir performans vermektedir. Bununla birlikte bu tekniğin pratikte kullanımı sadece M-PSK gibi eşit enerjili semboller kullanan evre uyumlu modülasyonlarla sınırlıdır. M-QAM gibi eşit enerjiye sahip olmayan sinyallerin kullanıldığı modülasyonlarla birlikte MRC yöntemi daha iyi bir performans vermektedir. Eşit olabilirliğe sahip iletilen semboller için EGC birleştiricisinin çıkışındaki sembol başına toplam koşullu SNR ifadesi çıkışı aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [52]:

$$\gamma_{\text{EGC}} = \frac{\left(\sum_{l=1}^L \alpha_l \right)^2 E_s}{\sum_{l=1}^L N_l} \quad (2.2)$$

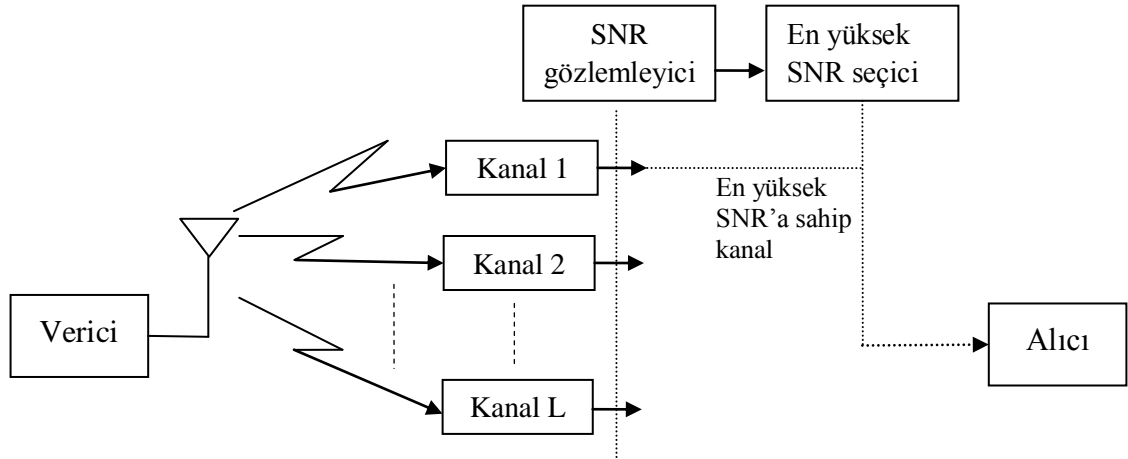
burada E_s sembol başına enerjiyi, α_l l . kanala ait sönümlenme genliğini ve N_l ise l . kanala ait AWGN güç spektral yoğunluğunu ifade etmektedir.

2.3.3. Seçmeli Birleştirme

Daha önce bahsedilen iki birleştirme yöntemi (MRC ve EGC) kanal durum bilgilerinin (sönümlenme genliği, faz ve gecikme) tamamının ya da bir kısmının bilinmesini gerektirir. Bunun yanında, her bir çeşitleme dalı için ayrı bir alıcıya ihtiyaç duyar. Diğer yandan seçmeli birleştirme (SC- Selection combining) yapısına sahip sistemlerde çeşitleme dallarından sadece bir tanesi kullanılmaktadır. Bu teknikte SC birleştiricisi Şekil 2.6'da görüldüğü gibi en yüksek SNR değerine sahip çeşitleme dalını seçer. Bu yapıda birleştirici çıkışı çeşitleme dallarından birisine eşit olduğu için her bir dala ait sinyallerin evre uyumlu bir şekilde toplanmasına ihtiyaç yoktur. Bu yüzden SC tekniği farksal olarak evre uyumlu ve evre uyumlu olmayan modülasyon yöntemleri ile birlikte kullanılabilir.

2.3.4. Anahtarlama Birleştirme

Geleneksel formuyla SC birleştirme tekniği bütün çeşitleme dallarının eşzamanlı ve devamlı olarak gözlemlenmesini gerektirdiğinden, frekans bölmeli çoklu erişim gibi kesintisiz iletimin söz konusu olduğu sistemler için pratik olmayabilir.



Şekil 2.6. Seçmeli birleştirme

Bu yüzden SC tekniği anahtarlama çeşitleme formunda kullanılmaktadır. Yani sürekli olarak en yüksek SNR değerine sahip dalı yakalamaz ve bunun yerine alıcı SNR değeri daha önceden belirlenmiş bir eşik seviyesinin altına düşene kadar herhangi bir dalı seçer. SNR değeri eşik seviyesinin altına düştüğü zaman diğer bir dala anahtarlama yapılır.

Buraya kadar anlatılan birleştirme teknikleri içerisinde en iyi performans MRC birleştirmesi ile sağlanmaktadır. En yüksek karmaşıklığa sahip olan birleştirici yine MRC birleştircisidir. EGC ise daha düşük karmaşıklığa sahip ve bunun yanında MRC'ye yakın seviyede performans sağlamaktadır. En düşük karmaşıklığa sahip olan ise SC yöntemidir ve performansı ise en kötü olan birleştirme yöntemidir.

3. BÖLÜM

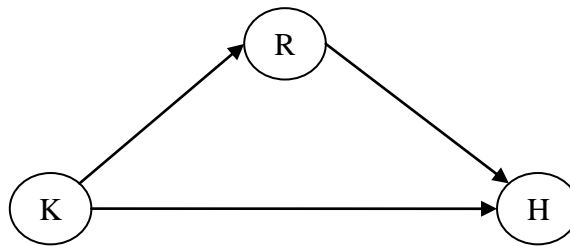
ÖNERİLEN İFADELER VE BAŞARIM ANALİZLERİ

3.1. Giriş

Bu bölümde öncelikle tez kapsamında ele alınan işbirlikli çeşitleme yöntemleri ile ilgili bilgiler verilecektir. Daha sonra direkt iletimin olmadığı röleli iletim ve işbirlikli çeşitleme yöntemleri farklı sistem ve kanal modelleri için analiz edilecektir.

3.2. İşbirlikli Çeşitleme Yöntemleri

İşbirlikli çeşitleme, kablosuz haberleşmede sönümlenme etkisine karşı önemli bir yöntemdir. Bu yöntemde Şekil 3.1’de gösterildiği gibi kaynak (K) ve hedef (H) arasındaki direk iletme ek olarak bir veya birden fazla röle (R) aracılığı ile hedefe iletim yapılmaktadır. Bu sayede hedefe aynı işaretin birden fazla kopyası ulaştırılarak çeşitleme sağlanmaktadır. İşbirlikli iletim özellikle gezgin haberleşme için önemlidir. Çünkü gezgin birimlerde birden fazla anten bulundurmaya boyut, donanım ve maliyet sınırlamalarından dolayı imkansızdır. Aynı ortamdaki kullanıcılar sahip oldukları antenleri paylaşarak bilgiyi birbirleri için iletirler. Böylelikle sanal çok girişli çok çıkışlı (MIMO- Multiple-input Multiple-output) bir sistem oluşturmuş olurlar. İşbirlikli çeşitleme, düşük iletim gücüne gereksinim duyma ve uzay çeşitleme kazancı gibi avantajlara sahiptir. Yaygın olarak kullanılan ve bu tez kapsamında ele alınan işbirlikli çeşitleme yöntemleri kuvvetlendir-ve-aktar (AF- Amplify-and-Forward) ile çöz-ve-aktar (DF- Decode-and-Forward) teknikleridir.



Şekil 3.1. Klasik işbirlikli çeşitleme modeli

3.2.1. Kuvvetlendir-ve-Aktar Yöntemi

Kuvvetlendir-ve-aktar yönteminde röle aldığı mesaj işaretini kuvvetlendirerek hedef alıcıya iletir. Hedefte ise hem kaynaktan hem de röleden gelen sinyaller uygun bir birleştirme tekniği kullanılarak birleştirilir. Bu yöntemde röleye gelen sinyal gürültü ve sönümlenmeden olumsuz olarak etkilendiği halde kuvvetlendirilerek iletilir. Dolayısıyla sadece orijinal sinyal değil gürültü de kuvvetlendirilmiş olmaktadır. Bu bir dezavantaj olarak gözüke de kaynaktan ve röleden alınan sinyaller birbirinden bağımsız sönümlenmeye uğradığından dolayı sistem için iyi bir performans vermektedir [2].

Şekil 3.1'deki tek röleli işbirlikli sistem ele alınsın ve iletimin iki zaman aralığına bölüldüğü varsayılınsın. İlk zaman aralığında kaynak, mesaj işaretini hem hedefe hem de röleye iletir. Hedefte ve rölede alınan sinyaller $n=1, \dots, N/4$ zaman aralığında aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$y_h[n] = a_{k,h}x_k[n] + z_h[n] \quad (3.1)$$

$$y_r[n] = a_{k,r}x_k[n] + z_r[n] \quad (3.2)$$

(3.1) ve (3.2) eşitliklerinde $x_k[n]$ kaynaktan iletilen işareti, $y_r[n]$ rölede alınan işareti, $y_h[n]$ hedefte alınan işareti, $a_{k,r}$ kaynak ile röle arasındaki kanala ait sönümlenme katsayısını, $a_{k,h}$ kaynak ile hedef arasındaki kanala ait sönümlenme katsayısını, $z_r[n]$ kaynak ile röle arasındaki gürültü ifadesini ve $z_h[n]$ ise kaynak ile hedef arasındaki gürültü ifadesini belirtmektedir. İkinci zaman aralığında ise röle aldığı işareti β ifadesine göre kuvvetlendirir:

$$\beta \leq \sqrt{\frac{P_k}{|a_{k,r}|^2 P_r + N_0}} \quad (3.3)$$

burada P_k kaynaktaki sembolün ortalama iletim gücünü, P_r röledeki işaretin ortalama iletim gücünü, N_0 toplanabilir beyaz Gauss gürültüsünün gücünü, $|a_{k,r}|^2$ kaynak ile röle arasındaki sönümleme katsayısını ifade etmektedir. Buna göre, rölenin ileteceği işaret şu şekilde verilebilir:

$$x_r[n] = \beta y_r[n - N/4] \quad (3.4)$$

$n = (N/4) + 1, \dots, N/2$ zaman aralığında hedefin aldığı sinyal aşağıda verildiği şekildedir [8]:

$$y_h[n] = a_{r,h} x_r[n] + z_h[n] \quad (3.5)$$

Eşitlik (3.1) ve (3.5)'te verilen sinyaller hedef tarafından uygun bir birleştirme yöntemi ile birleştirilerek mesaj sinyali elde edilmektedir.

3.2.2. Çöz-ve-Aktar Yöntemi

Çöz-ve-aktar yönteminde, röle kaynaktan aldığı işareti bir kesitirimle çözer ve daha sonra kodlayarak hedefe iletir. AF yönteminde olduğu gibi hedef, kaynaktan ve röleden aldığı sinyalleri birleştirerek mesaj işaretini elde eder. Çöz ve aktar yönteminde de Şekil 3.1'deki tek röleli işbirlikli sistemi ele alınsın ve iletimin iki zaman aralığına bölündüğü varsayılınsın. İlk zaman aralığında hedefte ve rölede alınan sinyaller (3.1) ve (3.2)'deki ile aynı şekilde ifade edilebilir. Röle tarafından çözümlenip kodlanan sinyal $\hat{x}_s[n]$ şeklinde ifade edilebilir ve rölenin ilettiği sinyal ise şu şekilde ifade edilebilir:

$$x_r[n] = \hat{x}_s[n - N/4]. \quad (3.6)$$

İkinci zaman aralığında hedefte alınan sinyal AF yönteminde ifade edildiği gibi DF için de (3.5) eşitliğinde $x_r[n]$ yerine (3.6) ifadesi yazılarak elde edilebilir [8].

3.3. Performans Analizi

Bu kısımda, öncelikle direkt iletimin olmadığı iki atlamalı çöz-ve-aktar röleli iletimin servis dışı kalma olasılığı incelenecektir. Daha sonra ise çöz-ve-aktar işbirlikli çeşitleme ile kuvvetlendir-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sistemlerinin çeşitli sistem ve kanal modelleri için sembol hata oranı analiz edilecektir.

3.3.1. İki Atlamalı Çöz-ve-Aktar Röleli İletim

Kaynak ile hedef arasında direkt iletimin mümkün olmadığı durumlarda röle vasıtasıyla haberleşme yapılabilmektedir. Röleli iletim yöntemleri vericiden fazla güç iletimi

yapılmadan kapsama alanını genişletme imkanı sunmaktadır [64]. Röleli iletim yapılmasının bazı avantajları vardır. Bu avantajlar şu şekilde sıralanabilir [65]:

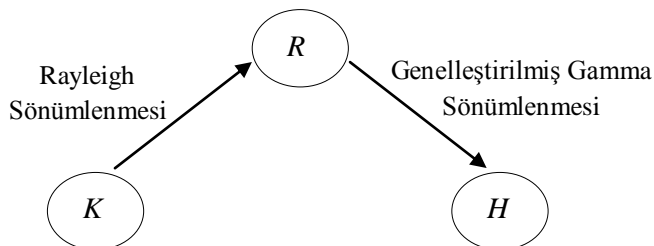
- Sönümlenmeden kaynaklanan olumsuz etkileri azaltma,
- Gölgelemenin neden olduğu olumsuzlukların azaltılması,
- Daha rahat bir iletim yapılabilmesine olanak sağlaması.

Ele alınan iki atlamalı çöz-ve-aktar röleli iletim modeli Şekil 3.2’de gösterilmektedir. Bu sistemde, $\gamma_r = |r|^2 P_k / N_0$ ve $\gamma_h = |h|^2 P_r / N_0$ sırasıyla kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların anlık işaret-gürültü oranlarını (SNR- Signal-to-noise Ratio) tanımlamaktadır. r , kaynak ile röle arasındaki kanala ait Rayleigh sönümlenme katsayısını, h ise röle ile hedef arasındaki kanala ait genelleştirilmiş Gamma sönümlenme katsayısını ifade etmektedir. Ayrıca P_k kaynağın iletim gücünü, P_r ise rölenin iletim gücünü belirtmektedir. N_0 , AWGN gücünü ifade etmektedir.

K - R arasındaki kanal Rayleigh sönümlenmeli kanal olup, SNR ifadesine ait olasılık yoğunluk fonksiyonu eşitlik (3.7)’deki gibidir:

$$p_{\gamma_r}(\gamma_r) = \frac{1}{\bar{\gamma}_r} \exp\left(-\frac{\gamma_r}{\bar{\gamma}_r}\right) \quad (3.7)$$

burada γ_r ifadesinin ortalama değeri $\bar{\gamma}_r = E(|r|^2) P_k / N_0$ ve istatistiksel ortalama operatörü $E(\cdot)$ ile ifade edilmektedir.



Şekil 3.2. İki atlamalı çöz-ve-aktar röleli iletim modeli

R - H arasındaki kanal genelleştirilmiş Gamma sönümlenmesine sahip olduğundan dolayı bu kanalın anlık SNR ifadesine ait olasılık yoğunluk fonksiyonu eşitlik (3.8)'deki gibi verilebilir:

$$p_{\gamma_h}(\gamma_h) = \frac{v(\beta/\bar{\gamma}_h)^{gv}}{\Gamma(g)} \gamma_h^{vg-1} \exp\left\{-\left(\frac{\beta\gamma_h}{\bar{\gamma}_h}\right)^v\right\}, \gamma_h \geq 0 \quad (3.8)$$

burada $\beta = \Gamma(g+1/v)/\Gamma(g)$, g sönümlenme parametresi, v biçimlendirme parametresidir. $\bar{\gamma}_h = E(|h|^2)P_r/N_0$, γ_h ifadesinin ortalama değerini ve $\Gamma(\cdot)$ Gamma fonksiyonunu ifade etmektedir.

Servis dışı kalma olasılığı (outage probability, P_{out}), kablosuz haberleşme sistemlerinin performansını değerlendirmek için yaygın olarak kullanılan önemli bir performans ölçütüdür. Servis dışı kalma olayı ortalama SNR değeri önceden belirlenmiş bir eşik seviyesinin (γ_{th}) altına düştüğü zaman gerçekleşir. Burada, eşik seviyesi önceden seçilmiş bir SNR değeridir.

İki atlamalı çöz-ve-aktar işbirlikli iletim yönteminde ise, kanallardan biri veya her ikisinde SNR değeri, belirli bir eşik seviyesinin altına düştüğü zaman servis dışı kalma olayı gerçekleşmektedir. Böylelikle P_{out} ifadesi aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned} P_{out} &= \Pr\{\min(\gamma_r, \gamma_h) \leq \gamma_{th}\} \\ &= 1 - \Pr(\gamma_r > \gamma_{th})\Pr(\gamma_h > \gamma_{th}). \end{aligned} \quad (3.9)$$

K - R arasındaki kanal için Rayleigh sönümlenmesine göre $\Pr(\gamma_r > \gamma_{th})$ ifadesi aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$\begin{aligned} \Pr(\gamma_r > \gamma_{th}) &= \int_{\gamma_{th}}^{\infty} p_{\gamma_r}(\gamma_r) d\gamma_r \\ &= \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_r}\right). \end{aligned} \quad (3.10)$$

R - H arasındaki kanal için genelleştirilmiş Gamma sönümlenmesi göz önüne alınarak, $\Pr(\gamma_h > \gamma_{th})$ ifadesi eşitlik (3.11)'deki gibi yazılabilir:

$$\begin{aligned}
\Pr(\gamma_h > \gamma_{th}) &= \int_{\gamma_{th}}^{\infty} p_{\gamma_h}(\gamma_h) d\gamma_h \\
&= \int_{\gamma_{th}}^{\infty} \frac{v(\beta/\bar{\gamma}_h)^{g v}}{\Gamma(g)} \gamma_h^{vg-1} \exp\left\{-\left(\frac{\beta\gamma_h}{\bar{\gamma}_h}\right)^v\right\} d\gamma_h
\end{aligned} \tag{3.11}$$

Yukarıdaki ifadenin çözümü için aşağıdaki eşitlikten [66, eşitlik (3.381.9)] yararlanılmıştır:

$$\int_u^{\infty} x^m e^{-\psi x^n} dx = \frac{\Gamma(y, \psi u^n)}{n\psi^v}, \quad y = \frac{m+1}{n}, \quad u > 0 \tag{3.12}$$

Eşitlik (3.12) ile verilen çözüm kullanılarak $\Pr(\gamma_h > \gamma_{th})$ ifadesi eşitlik (3.13)'teki gibi türetilmiştir:

$$\Pr(\gamma_h > \gamma_{th}) = \frac{\Gamma\left(g, \frac{\beta^v \gamma_{th}^v}{\bar{\gamma}_h^v}\right)}{\Gamma(g)} \tag{3.13}$$

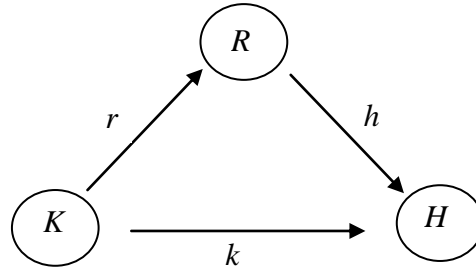
burada $\Gamma(\cdot, \cdot)$ "incomplete" Gamma fonksiyonudur [66]. Çöz-ve-aktar iletim sistemi için eşitlik (3.10) ve (3.13), eşitlik (3.9)'da yerine yazılarak P_{out} aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$P_{out} = 1 - \frac{\exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_r}\right) \Gamma\left(g, \frac{\beta^v \gamma_{th}^v}{\bar{\gamma}_h^v}\right)}{\Gamma(g)} \tag{3.14}$$

3.3.2. Çöz-ve-Aktar İşbirlikli Çeşitleme Yönteminin Weibull Sönümlenmeli Kanallardaki Sembol Hata Oranı Analizi

Şekil 3.3'te, ele alınan DF işbirlikli çeşitleme modeli gösterilmiştir. Kaynak, röle ve hedef terminallerinde yalnızca birer verici ve alıcı anten bulunduğu varsayılmıştır. Sistemde iletim iki evreye ayrılmıştır. Birinci evrede, kaynak mesaj sinyalini hem röleye hem de hedefe iletir. İkinci evrede ise röle aldığı sinyali çözer, kodlar ve hedefe iletir. Hedef alıcıda ise iki evre sonunda alınan sinyaller MRC yöntemi ile birleştirildiği kabul edilmiştir. $K-H$, $K-R$ ve $R-H$ kanallarına ait sönümlenme katsayıları sırasıyla k , r ve h ile ifade edilmiştir. k , r ve h katsayılarının birbirlerinden bağımsız olduğu kabul

edilmiştir. Tüm toplanabilir beyaz Gauss gürültülü terimlerin sıfır ortalamaya ve eşit N_0 varyansına sahip olduğu varsayılmıştır.



Şekil 3.3. Tek röleli işbirlikli çeşitleme modeli

MRC yöntemi kullanılarak hedef alıcıda elde edilen çıkış sinyaline ait SNR ifadesi aşağıdaki gibi verilebilir [24]:

$$\gamma_{MRC} = \frac{P_k |k|^2}{N_0} + \frac{P_r |h|^2}{N_0}. \quad (3.15)$$

P_k ve P_r sırasıyla kaynağın ve rölenin iletim güçlerini ifade etmektedir. Sistemde eşit güç tahsisi olduğu varsayılmıştır. k , r ve h katsayıları birinci bölümde verilen Weibull dağılımı ile tanımlanmaktadır.

SHO analizi için moment çıkaran fonksiyon (MGF- Moment Generating Function) temelli yaklaşım kullanılmıştır. Bu yüzden öncelikle Weibull dağılımının anlık SNR ifadesine ait MGF ifadesi gerekmektedir. İlk olarak eşitlik (1.7)'de verilen herhangi bir α rastgele değişkenine ait Weibull olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki eşitlikte [52, (2.3)] kullanılarak anlık SNR ifadesinin PDF'si, $p_\gamma(\gamma)$, elde edilmiştir:

$$p_\gamma(\gamma) = \frac{p_\alpha(\sqrt{\Omega\gamma/\bar{\gamma}})}{2\sqrt{\gamma\bar{\gamma}/\Omega}}. \quad (3.16)$$

Anlık SNR ifadesinin PDF'si için eşitlik (1.7)'de $\alpha = \sqrt{\Omega\gamma/\bar{\gamma}}$ yazılarak (3.16)'daki dönüşüm yapılırsa bu dönüşüm sonunda Weibull dağılımının anlık SNR için PDF ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$p_{\gamma}(\gamma) = \frac{\Omega^{\beta-1} \gamma^{\beta-1} \beta}{\bar{\gamma}^{\beta}} \exp\left(-\frac{\Omega^{\beta-1} \gamma^{\beta}}{\bar{\gamma}^{\beta}}\right) \quad (3.17)$$

burada $\beta = c/2$. Eşitlik (3.17) kullanılarak Weibull sönümlenmeli kanallarda servis dışı kalma olasılığı aşağıdaki (3.18) eşitliğinden faydalanılarak [66, eşitlik (3.381.8)] (3.19)'daki gibi elde edilmiştir.

$$\int_0^u x^m e^{-\psi x^n} dx = \frac{\gamma_{inc}(v, \psi u^n)}{n \psi^v}, \quad v = \frac{m+1}{n}, \quad u > 0 \quad (3.18)$$

$$\begin{aligned} P_{out} &= \int_0^{\gamma_{th}} p_{\gamma}(\gamma) d\gamma, \\ &= \left(\int_0^{\gamma_{th}} \frac{\Omega^{\beta-1} \gamma^{\beta-1} \beta}{\bar{\gamma}^{\beta}} \exp\left(-\frac{\Omega^{\beta-1} \gamma^{\beta}}{\bar{\gamma}^{\beta}}\right) d\gamma \right) \\ &= \gamma_{inc}\left(1, \frac{\Omega^{\beta-1} \gamma_{th}^{\beta}}{\bar{\gamma}^{\beta}}\right) \end{aligned} \quad (3.19)$$

burada $\gamma_{inc}(\xi, u)$ 'lower incomplete' Gamma fonksiyonudur ve $\gamma_{inc} = \int_0^u t^{\xi-1} e^{-t} dt$ şeklinde tanımlanmaktadır [66].

Eşitlik (3.17) kullanılarak anlık SNR ifadesinin MGF'si elde edilmiştir. MGF'yi elde etmek için aşağıdaki formülden yararlanılmıştır:

$$M_{\gamma}(s) = \int_0^{\infty} p_{\gamma}(\gamma) \exp(-s\gamma) d\gamma. \quad (3.20)$$

Eşitlik (3.17)'de verilen PDF (3.20)'de yerine yazılırsa aşağıdaki integral elde edilir:

$$M_{\gamma}(s) = \frac{\Omega^{\beta-1} \beta}{\bar{\gamma}^{\beta}} \int_0^{\infty} \gamma^{\beta-1} \exp\left(-\frac{\Omega^{\beta-1} \gamma^{\beta}}{\bar{\gamma}^{\beta}} - s\gamma\right) d\gamma. \quad (3.21)$$

Eşitlik (3.21)'deki integral aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$I = \int_0^{\infty} x^{\alpha-1} \exp(-ax^r - sx) dx. \quad (3.22)$$

Eşitlik (3.22)'deki integrale ait çözüm aşağıdaki eşitlikle [67, (2.3.2.13)] verilmiştir.

$$\int_0^{\infty} x^{\alpha-1} e^{-ax^r - sx} dx = T, \quad [z = (p/s)^p (a/q)^q]$$

$$T = \sum_{j=0}^{q-1} \frac{(-a)^j}{j!} \Gamma(\alpha + rj) s^{-\alpha-rj} {}_{p+1}F_q \left(1, \Delta(p, \alpha + rj); \Delta(q, 1 + j); (-1)^q z \right) \quad (3.23)$$

$$T = \sum_{h=0}^{p-1} \frac{(-1)^h}{h!r} \Gamma\left(\frac{\alpha + h}{r}\right) a^{-(\alpha+h)/r} s^h {}_{q+1}F_p \left(1, \Delta(q, (\alpha + h)/r); \Delta(p, 1 + h); (-1)^p z^{-1} \right)$$

Bu çözümden yararlanılarak MGF ifadesi aşağıdaki şekilde türetilmiştir:

$$M_{\gamma}(s) = \begin{cases} \frac{\Omega^{\beta-1} \beta}{\bar{\gamma}^{\beta}} \sum_{j=0}^{q-1} \frac{(-\Omega^{\beta-1}/\bar{\gamma}^{\beta})^j}{j!} \Gamma(\beta + j\beta) (s^{-\beta-j\beta}) {}_{p+1}F_q \left(1, \Delta(p, \beta + j\beta); \Delta(q, 1 + j); (-1)^q z \right), & 0 < \beta < 1 \\ \frac{\Omega^{\beta-1} \beta}{\bar{\gamma}^{\beta}} \sum_{h=0}^{p-1} \frac{(-1)^h}{h! \beta} \Gamma\left(\frac{\beta + h}{\beta}\right) \left(\frac{\Omega^{\beta-1}}{\bar{\gamma}^{\beta}}\right)^{-(\beta+h)/\beta} s^h {}_{q+1}F_p \left(1, \Delta(q, (\beta + h)/\beta); \Delta(p, 1 + h); (-1)^p z^{-1} \right), & \beta > 1 \end{cases} \quad (3.24)$$

burada $\Delta(k, a) = (a/k, (a+1)/k, \dots, (a+k-1)/k)$, $z = p^p \Omega^{q(\beta-1)} / (s^p q^q \bar{\gamma}^{q\beta})$ ve genelleştirilmiş ‘hypergeometric’ fonksiyon aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır [66]:

$${}_pF_q(a_1, \dots, a_p; b_1, \dots, b_q; x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(a_1)_k (a_2)_k \dots (a_p)_k}{(b_1)_k (b_2)_k \dots (b_q)_k} \frac{x^k}{k!}. \quad (3.25)$$

Eşitlik (3.24), $0 < \beta < 1$ ve $\beta > 1$ aralıklarında tanımlıdır. Bu yüzden (3.21)’de $\beta = 1$ yazılarak MGF aşağıdaki gibi elde edilir:

$$M_{\gamma}(s) = \frac{1}{1 + s\bar{\gamma}}, \quad \beta = 1. \quad (3.26)$$

Literatürde daha önce yapılan çalışmalarda Weibull MGF ifadesi genellikle Meijer’s G fonksiyonu ile ifade edilmiştir [38, 40]. Literatürdeki bir başka çalışmada genelleştirilmiş ‘hypergeometric’ fonksiyonun, Meijer’s G fonksiyonuna göre daha iyi bilinen bir fonksiyon olduğu belirtilmiştir [68]. Aalo *et al.*[69] tarafından Meijer’s G fonksiyonu ile Fox’s H fonksiyonu kullanılarak elde edilen ifadeler [68]’de daha basit olduğu gerekçesiyle genelleştirilmiş ‘hypergeometric’ fonksiyon kullanılarak ifade edilmiştir. Bu tez çalışmasında Weibull MGF ifadesi karmaşıklığı daha az olan ve daha

iyi bilinen bir fonksiyon olan genelleştirilmiş ‘hypergeometric’ fonksiyon kullanılarak ifade edilmiştir.

Çöz-ve-aktar yöntemi için koşullu SHO ifadesi M -PSK modülasyonu için [24]’de izlenen yol kullanılarak aşağıdaki gibi verilebilir:

$$P_{e,PSK}(\gamma_{MRC}, \gamma_r) = P_{e,PSK}(\gamma_{MRC}) \Big|_{\bar{P}_r=0} P_{e,PSK}(\gamma_r) + P_{e,PSK}(\gamma_{MRC}) \Big|_{\bar{P}_r=P_r} (1 - P_{e,PSK}(\gamma_r)) \quad (3.27)$$

burada $\gamma_r = P_k |r|^2 / N_0$ ifadesi röledeki SNR’yi belirtmektedir. Eşitlik (3.26)’daki ilk terim rölenin doğru çözmediği durumdaki koşullu olasılığı, ikinci terim ise rölenin doğru çözdüğü duruma ait koşullu olasılığı ifade etmektedir. Röle doğru çözmediği durumda $\bar{P}_r = 0$ ve doğru çözdüğü durumda ise $\bar{P}_r = P_r$ olarak alınmaktadır. M -PSK modülasyonu kullanıldığı durumda herhangi bir SNR, γ , değeri için koşullu olasılık aşağıdaki gibi verilebilir [52]:

$$P_{e,PSK}(\gamma) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \exp\left(-\gamma \frac{g_{PSK}}{\sin^2 \theta}\right) d\theta \quad (3.28)$$

yukarıdaki ifadede $g_{PSK} = \sin^2(\pi / M)$ dir. Eşitlik (3.27) ve (3.28) kullanılarak, M -PSK modülasyonu için koşullu SHO aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P_{e,PSK}(k, r, h) = \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \exp\left(-\frac{P_k |k|^2 g_{PSK}}{N_0 \sin^2 \theta}\right) d\theta \right) \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \exp\left(-\frac{P_k |r|^2 g_{PSK}}{N_0 \sin^2 \theta}\right) d\theta \right) + \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \exp\left(-\frac{(P_k |k|^2 + P_r |h|^2) g_{PSK}}{N_0 \sin^2 \theta}\right) d\theta \right) \times \left(1 - \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} \exp\left(-\frac{P_k |r|^2 g_{PSK}}{N_0 \sin^2 \theta}\right) d\theta \right) \right) \quad (3.29)$$

MGF temelli yaklaşım eşitlik (3.29)’a uygulanarak ortalama SHO aşağıdaki gibi ifade edilmiştir:

$$\begin{aligned}
P_{e,PSK} &= \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_k} \left(-\frac{g_{PSK}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_r} \left(-\frac{g_{PSK}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \\
&+ \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_k} \left(-\frac{g_{PSK}}{\sin^2 \theta} \right) M_{\gamma_h} \left(-\frac{g_{PSK}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \\
&\times \left(1 - \left(\frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_r} \left(-\frac{g_{PSK}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \right)
\end{aligned} \tag{3.30}$$

burada $\gamma_k = P_k |k|^2 / N_0$, $\gamma_r = P_r |r|^2 / N_0$ ve $\gamma_h = P_r |h|^2 / N_0$ olarak ifade edilmektedir. Eşitlik (3.29) ve (3.30)'da artıdan önceki kısım rölenin doğru çözmediği durumun koşullu ve ortalama hata olasılığını, artıdan sonraki kısım ise rölenin doğru çözdüğü durumun koşullu ve ortalama hata olasılığını belirtmektedir.

M -QAM kullanıldığı durumda herhangi bir SNR, γ , değeri için koşullu olasılık aşağıdaki gibi verilebilir [52]:

$$\begin{aligned}
P_{e,QAM}(\gamma) &= \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} \exp \left(-\gamma \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \\
&- \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \right)^2 \int_0^{\pi/4} \exp \left(-\gamma \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta
\end{aligned} \tag{3.31}$$

burada $g_{QAM} = 3/(2(M-1))$ 'dir. Eşitlik (3.27) ve (3.31) kullanılarak M -QAM modülasyonu için koşullu SHO ifadesi şu şekilde elde edilmiştir:

$$\begin{aligned}
P_{e,QAM}(k, r, h) &= \\
&\left[\left\{ \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} \exp \left(-\frac{P_k |k|^2 g_{PSK}}{N_0 \sin^2 \theta} \right) d\theta \right) - \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \right)^2 \int_0^{\pi/4} \exp \left(-\frac{P_k |k|^2 g_{PSK}}{N_0 \sin^2 \theta} \right) d\theta \right\} \right] \\
&\times \left[\left\{ \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} \exp \left(-\frac{P_k |r|^2 g_{PSK}}{N_0 \sin^2 \theta} \right) d\theta \right) - \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \right)^2 \int_0^{\pi/4} \exp \left(-\frac{P_k |r|^2 g_{PSK}}{N_0 \sin^2 \theta} \right) d\theta \right\} \right]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& + \left[\left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} \exp \left(- \frac{(P_k |k|^2 + P_r |h|^2) g_{PSK}}{N_0 \sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \right)^2 \right. \\
& - \left. \int_0^{\pi/4} \exp \left(- \frac{(P_k |k|^2 + P_r |h|^2) g_{PSK}}{N_0 \sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \left. \right] \times \left[\left(1 - \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} \exp \left(- \frac{P_k |r|^2 g_{PSK}}{N_0 \sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \right) \right. \\
& \left. - \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/4} \exp \left(- \frac{P_k |r|^2 g_{PSK}}{N_0 \sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \right) \right] \\
\end{aligned} \tag{3.32}$$

Eşitlik (3.32)'ye MGF yaklaşımı uygulanırsa ortalama SHO ifadesi aşağıdaki gibi olur:

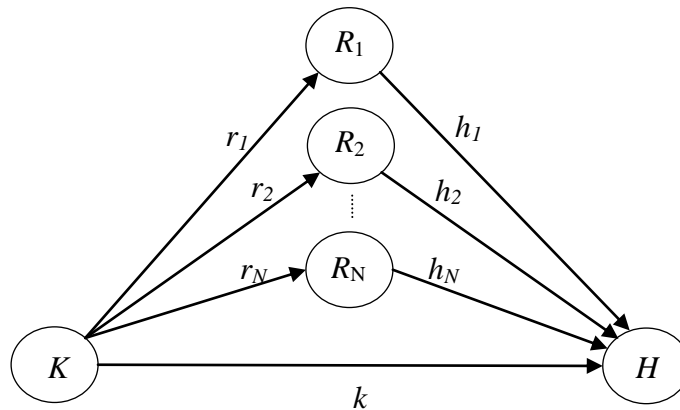
$$\begin{aligned}
P_{e,QAM} & = \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_k} \left(- \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) - \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/4} M_{\gamma_k} \left(- \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \\
& \times \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_r} \left(- \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) - \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/4} M_{\gamma_r} \left(- \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \\
& + \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_k} \left(- \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) M_{\gamma_h} \left(- \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) - \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/4} M_{\gamma_k} \left(- \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) M_{\gamma_h} \left(- \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \\
& \times \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_r} \left(- \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) M_{\gamma_h} \left(- \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \\
& \times \left(1 - \left(\left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_r} \left(- \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) - \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/4} M_{\gamma_r} \left(- \frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \right) \right) \\
\end{aligned} \tag{3.33}$$

Eşitlik (3.32) ve (3.33)'de artıdan önceki kısım rölenin doğru çözmediği durumun koşullu ve ortalama hata olasılığını, artıdan sonraki kısım ise rölenin doğru çözdüğü durumun koşullu ve ortalama hata olasılığını belirtmektedir.

Eşitlik (3.24) ve (3.26)'da verilen MGF ifadeleri (3.30) ve (3.33)'de yerine yazılarak tek röleli çöz-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin ortalama SHO performansı M -PSK ile M -QAM modülasyonları için elde edilmiştir.

3.3.3. Kuvvetlendir-ve-Aktar İşbirlikli Çeşitleme Yönteminin Asimetrik Sönümlü Kanallardaki Sembol Hata Oranı Analizi

Bu kısımda ele alınan N adet röleye sahip kuvvetlendir-ve-aktar işbirlikli çeşitleme modeli Şekil 3.4'te gösterilmiştir. İletim iki evreye ayrılmıştır. İlk evrede kaynaktan hedefe ve rölelere iletim yapılmaktadır. İkinci evrede ise röleler aldıkları sinyalleri kuvvetlendirerek hedefe iletmektedir. Şekil 3.4'te verilen sistemde kaynak ile röleler ve röleler ile hedef arasındaki kanallar Rayleigh sönümlenmesine sahiptir. Kaynak ile hedef arasındaki kanal ise genelleştirilmiş Gamma sönümlenmesine sahiptir. Yani sistemde asimetrik sönümlenme durumu olduğu düşünülmektedir.



Şekil 3.4. N adet röleye sahip işbirlikli çeşitleme modeli

Şekil 3.4'te görülen k , kaynak ile hedef arasındaki kanalın sahip olduğu genelleştirilmiş Gamma sönümlenme katsayısını, r_i ve h_i ise sırasıyla kaynak ile i . röle arasındaki kanalın sahip olduğu Rayleigh sönümlenme katsayısını ve i . röle ile hedef arasındaki kanala ait Rayleigh sönümlenme katsayısını ifade etmektedir. Bunun yanında k , r_i ve h_i katsayılarının birbirlerinden bağımsız olduğu kabul edilmiştir. Tüm toplanabilir beyaz Gauss gürültüsüne sahip olan terimlerin sıfır ortalamaya ve eşit N_0 varyansına sahip olduğu varsayılmıştır. Hedef alıcıda MRC birleştirme yöntemi kullanılmıştır. Buna göre uçtan uca toplam SNR ifadesi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir [70, 71]:

$$\gamma_{top} = \gamma_k + \sum_{i=1}^N \frac{\gamma_{r_i} \gamma_{h_i}}{\gamma_{r_i} + \gamma_{h_i} + 1} \quad (3.34)$$

burada $\gamma_{r_i} = r_i^2 E_s / N_0$ ifadesi kaynak ile i . röle arasındaki anlık SNR değerini, $\gamma_{h_i} = h_i^2 E_s / N_0$ ifadesi i . röle ile hedef arasındaki anlık SNR değerini ve $\gamma_k = k^2 E_s / N_0$ ifadesi ise kaynak ile hedef arasındaki anlık SNR'yi belirtmektedir. E_s / N_0 ise sembol başına Gauss güç spektral yoğunluğunu ifade etmektedir.

K - R ve R - H arasındaki yollar Rayleigh sönümlenmesine sahip olduğu için γ_{r_i} ve γ_{h_i} eksponansiyel olarak dağılımlıdır ve bunlara ait anlık SNR'nin PDF ifadesi şu şekildedir:

$$p_{\gamma_{r_i}}(\gamma_{r_i}) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{r_i}} \exp\left(-\frac{\gamma_{r_i}}{\bar{\gamma}_{r_i}}\right) \quad (3.35)$$

$$p_{\gamma_{h_i}}(\gamma_{h_i}) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{h_i}} \exp\left(-\frac{\gamma_{h_i}}{\bar{\gamma}_{h_i}}\right) \quad (3.36)$$

burada $\bar{\gamma}_{r_i} = \delta_{r_i} E_s / N_0$ ve $\bar{\gamma}_{h_i} = \delta_{h_i} E_s / N_0$ sırasıyla kaynak ile i . röle arasındaki ve i . röle ile hedef arasındaki ortalama SNR ifadeleridir. δ_{r_i} ve δ_{h_i} ise sırasıyla r_i ve h_i sönümlenme katsayılarının varyansıdır.

K - H arasındaki yol genelleştirilmiş Gamma sönümlenmesine sahip olduğuna göre γ_k ifadesinin anlık SNR'sine ait PDF aşağıdaki şekildedir:

$$p_{\gamma_k}(\gamma_k) = \frac{v(\beta/\bar{\gamma}_k)^{gv}}{\Gamma(g)} \gamma_k^{vg-1} \exp\left\{-\left(\frac{\beta\gamma_k}{\bar{\gamma}_k}\right)^v\right\}, \gamma_k \geq 0 \quad (3.37)$$

burada $\beta = \frac{\Gamma(g+1/v)}{\Gamma(g)}$, g sönümlenme parametresi ve v biçimlendirme parametresidir.

$\bar{\gamma}_k = \delta_k E_s / N_0$ ise kaynak ile hedef arasındaki yolun ortalama SNR değerini ifade etmektedir. δ_k ise k sönümlenme katsayısının varyansıdır. δ_{r_i} , δ_{h_i} ve δ_k ifadeleri kanal kalitesini belirtmektedir. δ_k , δ_{r_i} ve δ_{h_i} değerleri yüksek olduğu zaman kanal kalitesi

artmakta yani ortam şartları iyileşmektedir. Örneğin [72, Şekil 3]'de kaynak ile hedef arasındaki kanalın varyansı 0.1, 1 ve 10 olarak alınmış ve en iyi performans varyans değeri 10 olduğu zaman elde edilmiştir.

Sistemin ortalama SHO performansını analiz etmek için uçtan uca toplam SNR ifadesine ait MGF'ye ihtiyaç vardır. Uçtan uca toplam SNR'nin üst sınırı aşağıda verildiği gibidir [29]:

$$\gamma_{top} \leq \gamma_{üs} = \gamma_k + \sum_{i=1}^N \gamma_i \quad (3.38)$$

bu ifadede $\gamma_i = \min\{\gamma_{r_i}, \gamma_{h_i}\}$ olarak tanımlanmaktadır. γ_i ifadesi kaynak-*i*.röle-hedef arasındaki iki atlamalı yolu tek atlamalı bir yol olarak ifade etmektedir. Böylelikle, γ_{top} ifadesinin MGF'si şu şekilde verilebilir:

$$M_{\gamma_{top}}(s) = M_{\gamma_k}(s) \prod_{i=1}^N M_{\gamma_i}(s) \quad (3.39)$$

$M_{\gamma_k}(s)$ ve $M_{\gamma_i}(s)$ sırasıyla γ_k ve γ_i ifadelerine ait MGF'yi temsil etmektedir. $M_{\gamma_k}(s)$ 'yi elde etmek için eşitlik (3.37), (3.20)'de verilen MGF formülünde yerine yazılmış ve eşitlik (3.23)'teki çözüm yardımıyla aşağıdaki gibi türetilmiştir:

$$M_{\gamma_k}(s) = \begin{cases} \frac{v(\beta/\bar{\gamma}_k)^{gv} \sum_{j=0}^{q-1} \frac{(-(\beta/\bar{\gamma}_k)^v)^j}{j!} \Gamma(gv+jv) (s^{-gv-jv})}{\Gamma(g)} {}_{p+1}F_q \left(\begin{matrix} 1, \Delta(p, gv+jv); \\ \Delta(q, 1+j); (-1)^q z \end{matrix} \right), 0 < v < 1 \\ \frac{v(\beta/\bar{\gamma}_k)^{gv} \sum_{h=0}^{p-1} \frac{(-1)^h}{h!v} \Gamma\left(\frac{gv+h}{v}\right) (\beta/\bar{\gamma}_k)^{-(gv+h)} s^h}{\Gamma(g)} {}_{q+1}F_p \left(\begin{matrix} 1, \Delta(q, (gv+h)/v); \\ \Delta(p, 1+h); (-1)^p z^{-1} \end{matrix} \right), v > 1 \end{cases} \quad (3.40)$$

bu ifadede $\Delta(k, a) = (a/k, (a+1)/k, \dots, (a+k-1)/k)$ ve $z = p^p \beta^{vq} / (s^p q^q \bar{\gamma}_k^{vq})$ olarak tanımlanmaktadır. ${}_pF_q(\cdot, \cdot, \cdot)$ ile temsil edilen genelleştirilmiş 'hypergeometric' fonksiyon ise eşitlik (3.25)'te verilmiştir. (3.40)'da verilen eşitlik $0 < v < 1$ and $v > 1$ aralıklarında bir çözüm sunmaktadır. $v=1$ durumunda $M_{\gamma_k}(s)$ ifadesi (3.41)'deki çözüm [66, eşitlik (3.381.4)] kullanılarak eşitlik (3.42)'deki gibi elde edilmiştir:

$$\int_0^{\infty} x^{w-1} e^{-\mu x} dx = \frac{1}{\mu^w} \Gamma(w) \quad (3.41)$$

$$\begin{aligned} M_{\gamma_k}(s) &= \frac{(\beta / \bar{\gamma}_k)^g}{\Gamma(g)} \int_0^{\infty} \gamma_k^{g-1} \exp\left[-\gamma_k \left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}_k} + s\right)\right] d\gamma_k \\ &= (\beta / \bar{\gamma}_k)^g \left(\frac{\beta}{\bar{\gamma}_k} + s\right)^{-g}. \end{aligned} \quad (3.42)$$

$M_{\gamma_i}(s)$ ifadesini elde etmek için γ_i 'ye ait PDF bulunmalıdır. Bu yüzden öncelikle γ_i 'ye ait birikimli dağılım fonksiyonu (CDF- Cumulative Distribution Function) elde edilmelidir. CDF aşağıdaki gibi türetilmiştir:

$$\begin{aligned} F_{\gamma_i}(\gamma) &= 1 - \Pr(\gamma_{r_i} > \gamma) \Pr(\gamma_{h_i} > \gamma) \\ &= 1 - \left[\exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{r_i}}\right) \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{h_i}}\right) \right]. \end{aligned} \quad (3.43)$$

Daha sonra (3.43)'te elde edilen CDF ifadesinin γ 'ya göre türevi alınarak γ_i 'ye ait PDF aşağıdaki gibi bulunur:

$$f_{\gamma_i}(\gamma) = \left\{ \frac{1}{\bar{\gamma}_{r_i}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{r_i}}\right) \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{h_i}}\right) + \frac{1}{\bar{\gamma}_{h_i}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{r_i}}\right) \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{h_i}}\right) \right\}. \quad (3.44)$$

$M_{\gamma_i}(s)$ 'i elde etmek için eşitlik (3.44), (3.20)'de verilen MGF formülünde yerine yazılarak aşağıdaki şekilde türetilmiştir:

$$M_{\gamma_i}(s) = \left(\frac{\bar{\gamma}_{r_i} + \bar{\gamma}_{h_i}}{\bar{\gamma}_{r_i} \bar{\gamma}_{h_i}} \right) \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{r_i}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{h_i}} - s \right)^{-1}. \quad (3.45)$$

Uçtan uca toplam SNR ifadesinin MGF'si (3.40), (3.42) ve (3.45) eşitlikleri (3.39)'da yerine yazılarak elde edilir. M -PSK ve M -QAM modülasyonlarının kullanıldığı durumdaki ortalama SHO performansı aşağıdaki eşitliklerde [52] $M_{\gamma_{top}}(s)$ ifadesinin yerine koyulması ile analiz edilmiştir:

$$P_{M-PSK}(e) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_{tot}} \left(-\frac{g_{PSK}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (3.46)$$

$$P_{M-QAM}(e) = \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_{tot}} \left(-\frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right) \quad (3.47)$$

$$- \left(\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)^2 \int_0^{\pi/4} M_{\gamma_{tot}} \left(-\frac{g_{QAM}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \right)$$

4. BÖLÜM

SİMÜLASYON SONUÇLARI

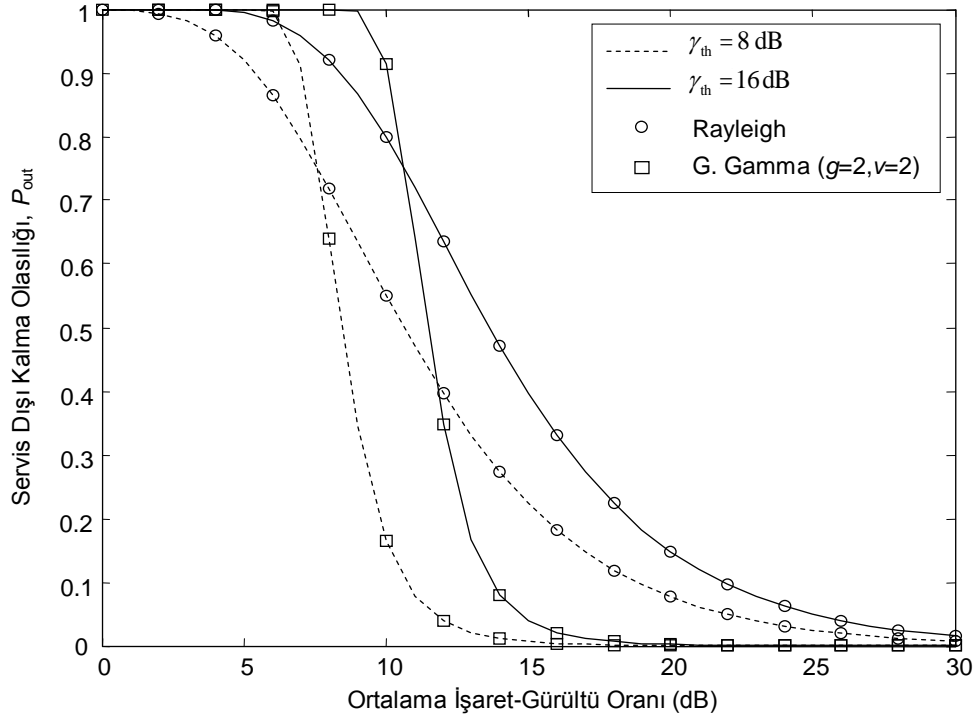
4.1. Giriş

Bu bölümde bir önceki bölümde elde edilen analitik ifadelere dayalı olarak çeşitli simülasyon sonuçları verilecektir. İlk olarak iki atlamalı çöz-ve-aktar röleli iletimin servis dışı kalma olasılığı ile ilgili elde edilen sonuçlar sunulacak ve buna ek olarak Weibull sönümlenmeli kanallarda servis dışı kalma olasılığı ile M -PSK ve M -QAM modülasyonlarının Weibull sönümlü kanallardaki SHO performansını gösteren sonuçlar verilecektir. Daha sonra, tek röleli çöz-ve-aktar işbirlikli çeşitleme ile N adet röleye sahip kuvvetlendir-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sistemlerinin SHO performansı için elde edilen simülasyon sonuçları gösterilecektir.

4.2. İki Atlamalı Çöz-ve-Aktar Röleli İletimin Asimetrik Sönümlü Kanallardaki Performans Analizi

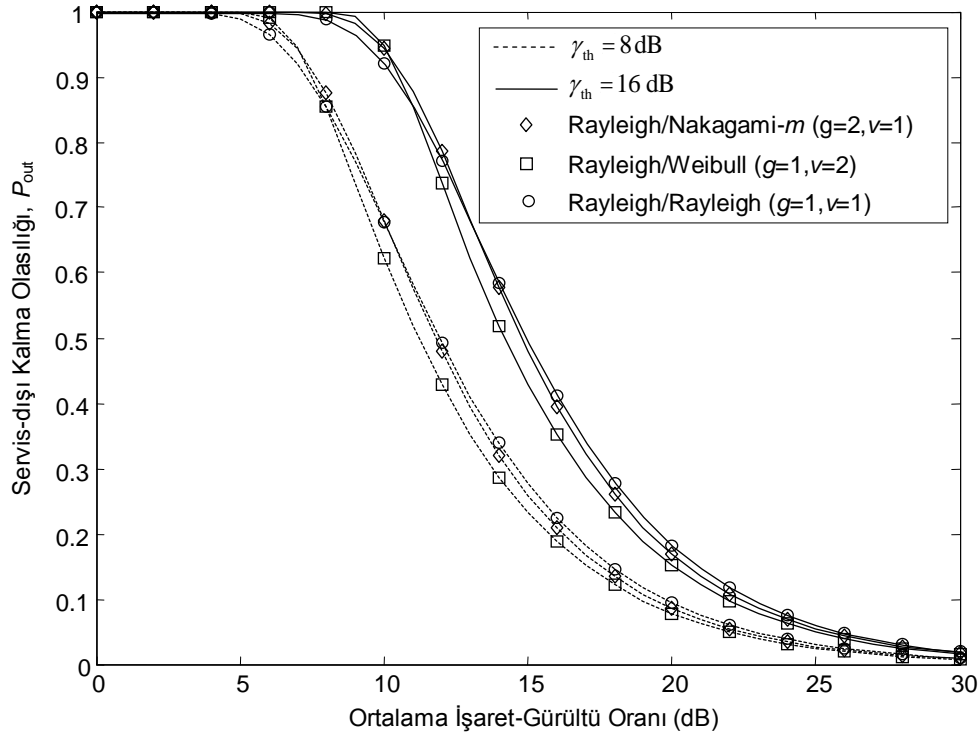
Bu kısımda öncelikli olarak kaynak ile hedef arasında direk iletim yapıldığı duruma ait servis-dışı kalma olasılığı eşitlik (3.14)'te elde edilen ifadeye göre analiz edilmiştir. Servis-dışı kalma olasılığı analizinde eşik değerler $\gamma_{th} = 8$ dB ve $\gamma_{th} = 16$ dB olarak alınmıştır. Direk iletimin Rayleigh ve genelleştirilmiş Gamma sönümlenmeli kanallardaki servis-dışı kalma olasılığı Şekil 4.1'de gösterilmiştir. Şekil 4.1'e bakıldığında eşik seviyesi hem 8 dB hem de 16 dB iken genel olarak Rayleigh sönümlü kanallarda daha kötü bir performans elde edildiği görülmektedir. Eşik seviyesinin 8 dB olarak seçildiği durumda; ortalama SNR yaklaşık olarak 7 dB'den daha yüksek olduğu andan itibaren genelleştirilmiş Gamma sönümlenmeli kanallarda performansın daha iyi olduğu görülmektedir. Benzer durum eşik seviyesi 16 dB iken ortalama SNR değeri yaklaşık olarak 12 dB'den yüksek olduğu andan itibaren elde edilmektedir. Her iki kanal şartlarında da eşik seviyesinin 8 dB olduğu durumlarda eşik seviyesinin 16 dB olduğu durumlara göre daha iyi bir performans elde edilmiştir.

Ortalama SNR değerinin yaklaşık 13 dB ve üzeri olduğu duruma bakılırsa geliştirilmiş Gamma sönümlenmeli kanallarda eşik seviyesi 16 dB olmasına rağmen Rayleigh sönümlenmeli kanallarda eşik seviyesinin 8 dB olduğu durumdan daha iyi performans elde edildiği görülmektedir.



Şekil 4.1. Rayleigh ve geliştirilmiş Gamma sönümlenmeli kanallarda direk iletimin servis dışı kalma olasılığı.

Şekil 4.2’de iki atlamalı çöz-ve-aktar röleli iletimin asimetrik sönümlü (Rayleigh/Genelleştirilmiş Gamma) kanallardaki servis-dışı kalma olasılığı gösterilmiştir. $K-R$ ve $R-H$ arasındaki kanalların sırasıyla Rayleigh ve geliştirilmiş Gamma sönümlenmesine sahip olduğu varsayılmıştır. Röleli iletimin servis-dışı kalma olasılığı analizinde eşik seviyeleri $\gamma_{th} = 8$ dB ve $\gamma_{th} = 16$ dB olarak seçilmiştir. $R-H$ arasındaki kanal şartları geliştirilmiş Gamma dağılımının esnekliğinden faydalanılarak değiştirilerek performans incelenmiştir. $R-H$ arasındaki kanal ilk olarak Nakagami- m ($v = 1, g = 2$), daha sonra Weibull ($g = 1, v = 2$) ve son olarak ise Rayleigh ($g = v = 1$) sönümlenmesine dönüştürülmüştür. Eşik seviyesinin 8 dB olduğu durumlarda daha iyi performans sağlanmıştır. En iyi performans $R-H$ arasındaki kanal şartları Weibull sönümlenmesi olduğu durumda elde edilmiştir. En kötü performans ise $R-H$ arasındaki kanal Rayleigh sönümlenmesine sahip olduğu zaman elde edilmiştir.



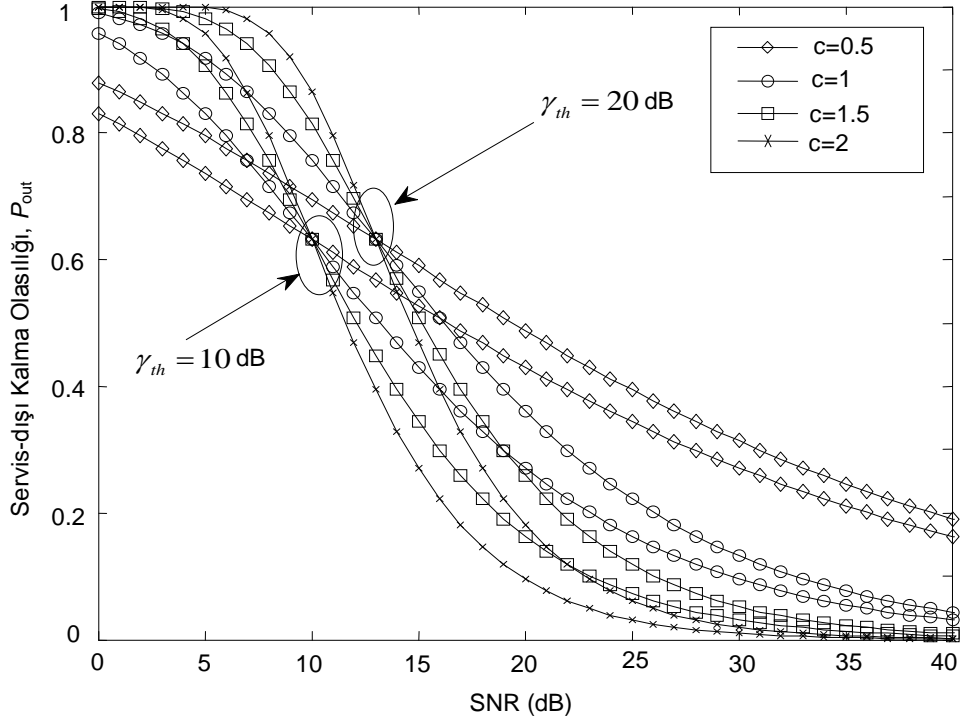
Şekil 4.2. İki atlamalı çöz-ve-aktar röleli iletimin Rayleigh ve genelleştirilmiş Gamma sönümlenmeli kanallardaki servis dışı kalma olasılığı ($\bar{\gamma}_1 = \bar{\gamma}_2$).

4.3. Weibull Sönümlenmeli Kanallarda Servis Dışı Kalma Olasılığı ve SHO Analizi

Bu kısımda Weibull sönümlenmesine sahip olan kablosuz bir haberleşme kanalında eşitlik (3.19)'da türetilen ifade kullanılarak servis-dışı kalma olasılığı analiz edilmiştir. Buna ek olarak eşitlik (3.24) ve (3.26) ile verilen ifadeler (3.46) ve (3.47)'deki integrallerde yerine koyularak ikili faz kaydırmalı anahtarlama (Binary phase shift keying, BPSK) modülasyonunun BHO başarımı, 16-PSK ve 16-QAM modülasyonlarının SHO başarımı gerçekleştirilmiştir.

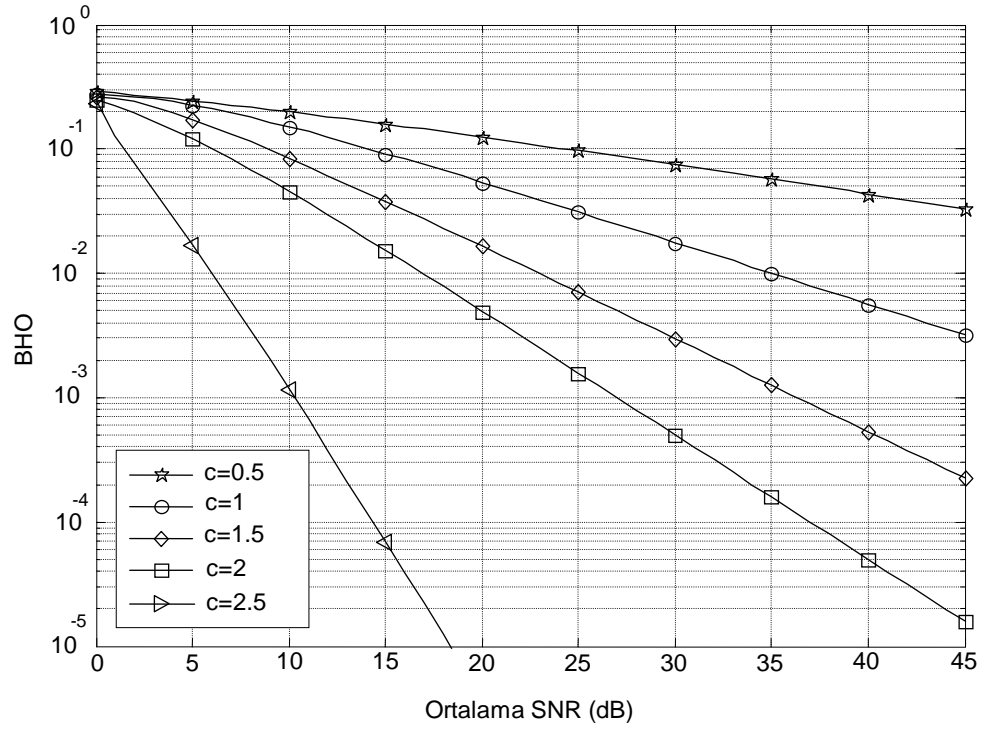
Şekil 4.3'te servis-dışı kalma olasılığı gösterilmiştir. Burada eşik seviyeleri $\gamma_{th} = 10$ dB ve $\gamma_{th} = 20$ dB olarak alınmıştır. Şekil 4.3 incelendiğinde eşik seviyesi 10 dB ve 20 dB iken servis-dışı kalma olasılığı eğrileri benzer bir davranış sergilemektedir. Beklenildiği üzere simülasyon ortamında sönümlenme parametresi c 'nin değeri arttırıldıkça performansta iyileşmeler meydana geldiği görülmektedir. Şekil 4.3' e bakılırsa eğrilerin kesiştiği noktalar mevcuttur. Örneğin; 8 dB'den önce $\gamma_{th} = 20$ ve $c=0.5$ olduğu durum $\gamma_{th} = 10$ ve $c=1$ durumundan daha iyi performansa sahip iken 8 dB'den sonra bu durum tam tersi olmaktadır. Yine aynı şekilde 16 dB'den önce $\gamma_{th} = 10$ ve $c=1$ durumu

$\gamma_{th} = 20$ ve $c=2$ durumundan daha iyi iken 16 dB'den sonra bu durumun tam tersi bir sonuç ortaya çıkmaktadır.

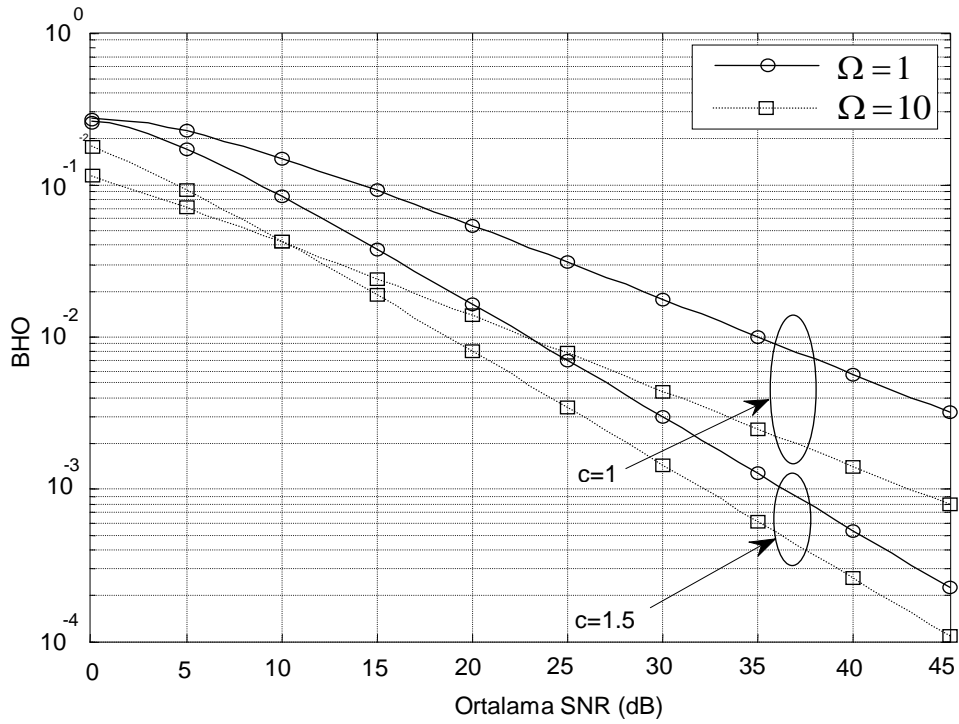


Şekil 4.3. Weibull sönümlenmesine sahip bir kablosuz haberleşme kanalının farklı m değerleri için servis dışı kalma olasılığı

Şekil 4.4 ve 4.5'te BPSK modülasyonunun, sönümlenme ve güç ölçekleme parametrelerinin (c ve Ω) farklı değerleri için BHO performansı gösterilmiştir. Şekil 4.4'te, $\Omega = 1$ ve farklı c değerleri için BHO performansı gösterilmiştir. Örneğin $c = 0.5$ ve $c = 2$ olduğu durumlarda ortalama SNR yaklaşık 25 dB iken BHO değerleri sırasıyla 10^{-1} ve 10^{-3} olarak elde edilmiştir. Şekil 4.5'te hem c parametresi hem de Ω parametresinin farklı değerleri için BHO değişimi gösterilmiştir. Örneğin iki farklı senaryo düşünülün: birinci senaryoda $c = 1, \Omega = 10$ ve ikinci senaryoda $c = 1.5, \Omega = 1$ olsun. Bu iki senaryo ışığında Şekil 4.5'te verilen simülasyon sonucu incelendiğinde, birinci senaryodaki Ω değeri ikinci senaryodaki Ω değerinin 10 katı olmasına rağmen sistem performansının ikinci senaryoda daha iyi olduğu görülmektedir. Buna göre yüksek SNR bölgesinde daha düşük BHO başarımı sağlamak için c parametresinin, Ω parametresine göre daha etkili ve daha önemli bir kriter olduğu sonucu elde edilmiştir.

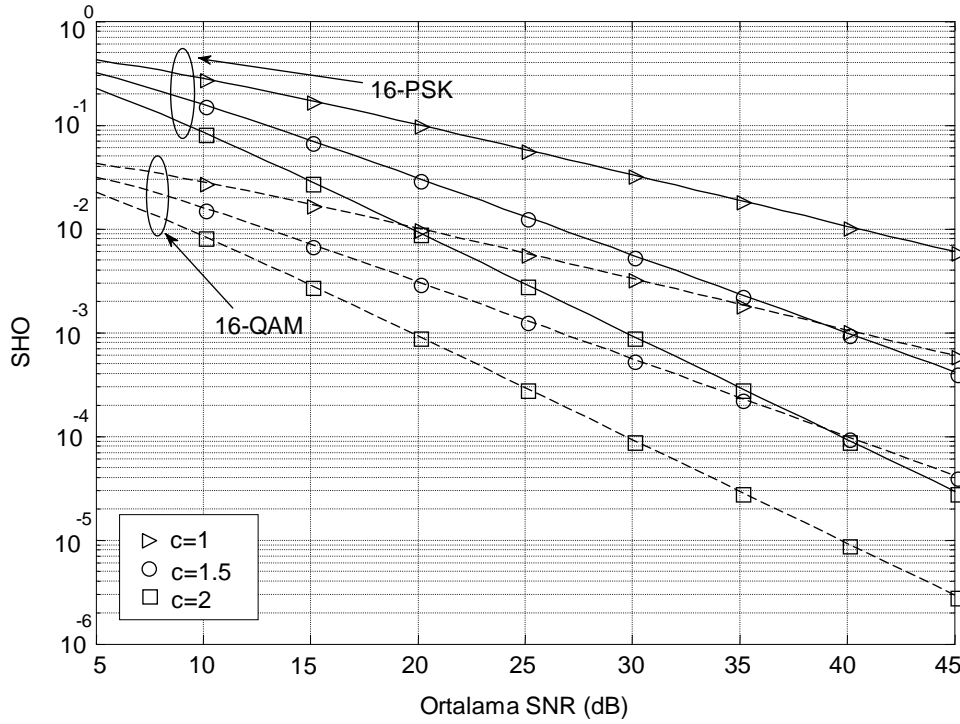


Şekil 4.4. Weibull sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu kullanıldığı durumda BHO başarımı



Şekil 4.5. Weibull sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu kullanıldığı durumda farklı c ve Ω değerleri için BHO başarımı

Son olarak Şekil 4.6’da 16-PSK ve 16-QAM modülasyonlarının Weibull sönümlenmeli kanallardaki performanslarının karşılaştırması sunulmuştur. Beklenildiği gibi 16-QAM modülasyonu 16-PSK modülasyonundan daha iyi bir SHO başarımı sağlamıştır.

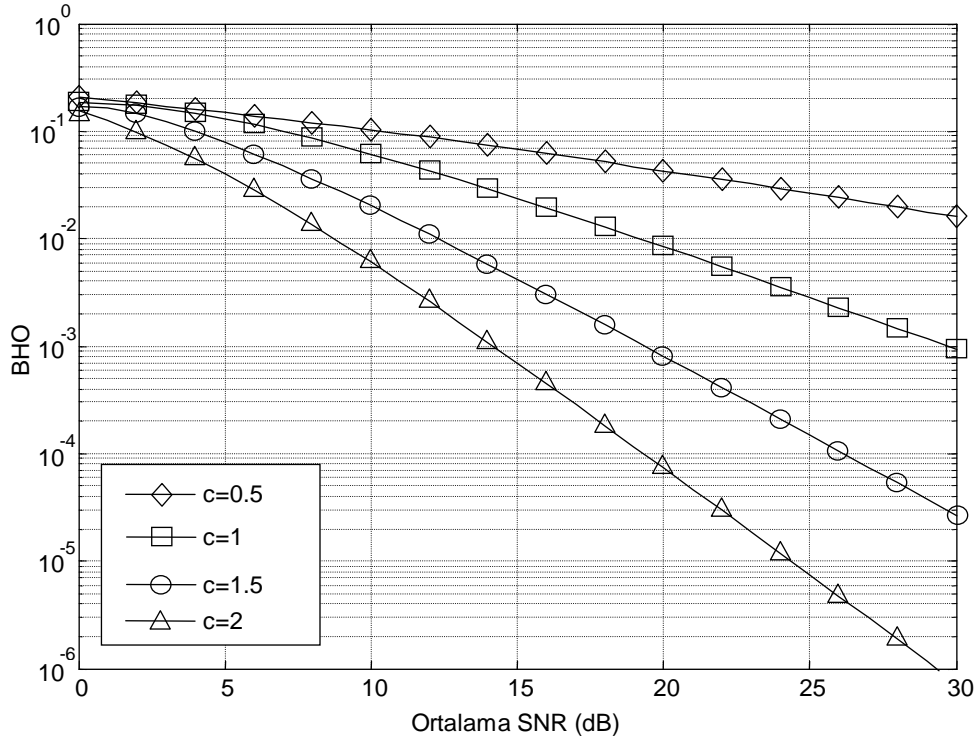


Şekil 4.6. Weibull sönümlenmeli kanallarda 16-PSK ve 16-QAM modülasyonlarının farklı c değerleri için SHO başarımı ($\Omega = 1$)

4.4. Çöz-ve-Aktar İşbirlikli Çeşitleme Sisteminin Weibull Sönümlenmeli Kanallardaki SHO Başarımı

Bu kısımda tek röleli çöz-ve-aktar tipi işbirlikli haberleşme sisteminin simetrik Weibull sönümlenmeli kanallardaki SHO değişimini gösteren simülasyon sonuçları sunulmuştur. Simülasyon sonuçları eşitlik (3.24) ve (3.26)'da türetilen ifadelerin (3.30) ve (3.33)'teki integrallerde yerine koyulması ile elde edilmiştir. Simetrik sönümlenme ile $K-H$, $K-R$ ve $R-H$ arasındaki kanalların hepsinin aynı sönümlenmeye sahip olduğu ifade edilmektedir. Şekil 4.7'de ele alınan sistemde BPSK modülasyonu kullanıldığı durumdaki SHO performansı farklı c değerleri için gösterilmiştir. Şekil 4.7'deki simülasyon sonucuna bakıldığı zaman, Weibull sönümlenme parametresinin, c , değeri arttıkça çöz-ve-aktar tipi işbirlikli haberleşme sisteminin SHO performansının iyileştiği görülmektedir. Örnek olarak, $c=1$ alındığında 10^{-3} 'lük sistem performansı 30 dB'de gözlemlenirken $c=1.5$ alındığında aynı sistem performansı yaklaşık 19 dB'de elde edilmektedir. Buna göre,

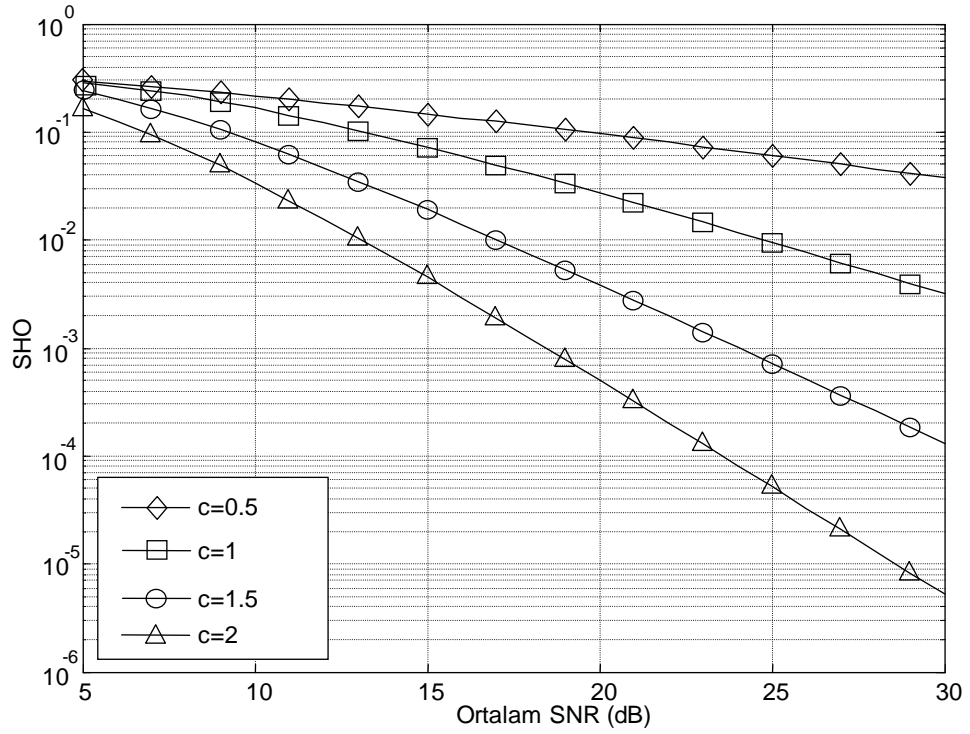
$c=1$ ve $c=1.5$ durumlarında 10^{-3} 'lük SHO performansı için yaklaşık 11 dB'lik bir fark olduğu görülmektedir. 10^{-3} 'lük sistem performansı, $c=2$ alındığında ise yaklaşık olarak 14 dB'de gerçekleşmektedir. $c=1$ ve $c=2$ durumları aynı sistem performansları için karşılaştırıldığında, hemen hemen 16 dB'lik bir fark gözlenmektedir.



Şekil 4.7. Weibull sönümlenmeli kanallarda BPSK modülasyonu kullanılan çöz-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin BHO başarımı

Şekil 4.8'de ise farklı bir modülasyon tekniği olan dörtlü dördün genlik modülasyonu (4-QAM) için SHO performansı incelenmiştir. Bu simülasyon sonucu için nümerik yorumlama yapmak gerekirse, 10^{-2} 'lik sistem performansı sırasıyla, $c=1$ durumu için yaklaşık olarak 25 dB'de, $c=1.5$ durumu için yaklaşık 17 dB'de gözlenmektedir. Diğer bir örnek ise, $c=2$ ve ortalama SNR yaklaşık 18 dB'ye eşit olduğunda 10^{-3} 'lük bir sistem performansı söz konusuysen, $c=1.5$ alındığında aynı sistem performansı ortalama SNR değeri yaklaşık 24 dB iken elde edilmektedir. Bunlara ek olarak, yine bu simülasyon sonucunda da beklenildiği üzere c değeriyle doğru orantılı olarak sistemin SHO performansının arttığı görülmektedir. Şekil 4.7 ve 4.8'deki simülasyonlar kıyaslandığında, $c=2$ durumu ile her iki simülasyon sonucu göz önüne alınırsa, 10^{-2} 'lik sistem performansı sağlayabilmek için BPSK modülasyonu kullanıldığında yaklaşık 8.5

dB, 4-QAM modülasyonu kullanıldığında ise yaklaşık 14 dB'lik bir ortalama SNR değeri gerekmektedir



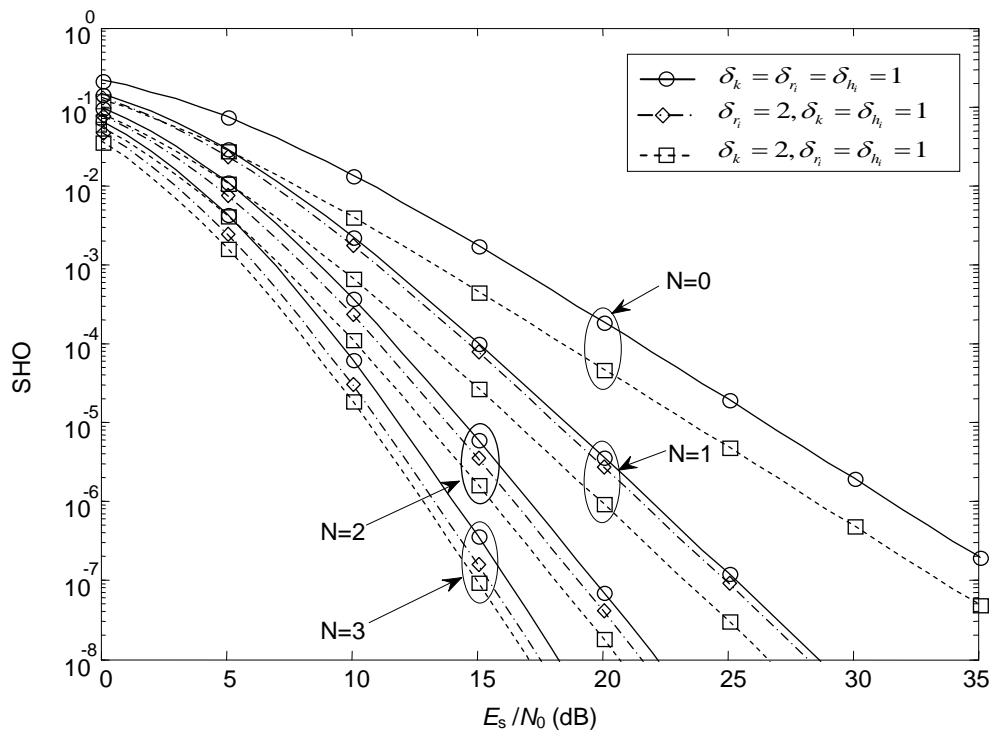
Şekil 4.8. 4-QAM modülasyonu kullanılan çöz-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin SHO başarımı.

4.5. Kuvvetlendir-ve-Aktar İşbirlikli Çeşitleme Sisteminin Asimetrik Sönümlenmeli Kanallardaki SHO Başarımı

Bu kısımda kuvvetlendir-ve-aktar tipi işbirlikli haberleşme sisteminin asimetrik (Rayleigh/Genelleştirilmiş Gamma) sönümlenmeli kanallardaki SHO değişimini elde edilen analitik ifadelerle dayalı olarak gösteren sonuçlar sunulmuştur. (3.40), (3.42) ve (3.45) eşitliklerinin (3.39)'da yerine yazılmasıyla elde edilen MGF ifadesi (3.46) ve (3.47)'de yerine yazılarak SHO değişimi E_s / N_0 'a göre çizdirilmiştir. Ele alınan sistemin bir kaynak, bir hedef ve N adet röleden oluştuğu ve eşit güç tahsisi yapıldığı varsayılmıştır.

Şekil 4.9'da SHO değişimi BPSK modülasyonu kullanıldığı durumda gösterilmiştir. Bu şekilde gösterilen SHO performansı, kaynak ile hedef arasındaki genelleştirilmiş Gamma sönümlenmesine ait parametrelerin $\nu=1$, $g=2$ olarak alınmasıyla elde edilmiştir. Bu şekilde direk iletim ve N adet rölenin olduğu işbirlikli iletim

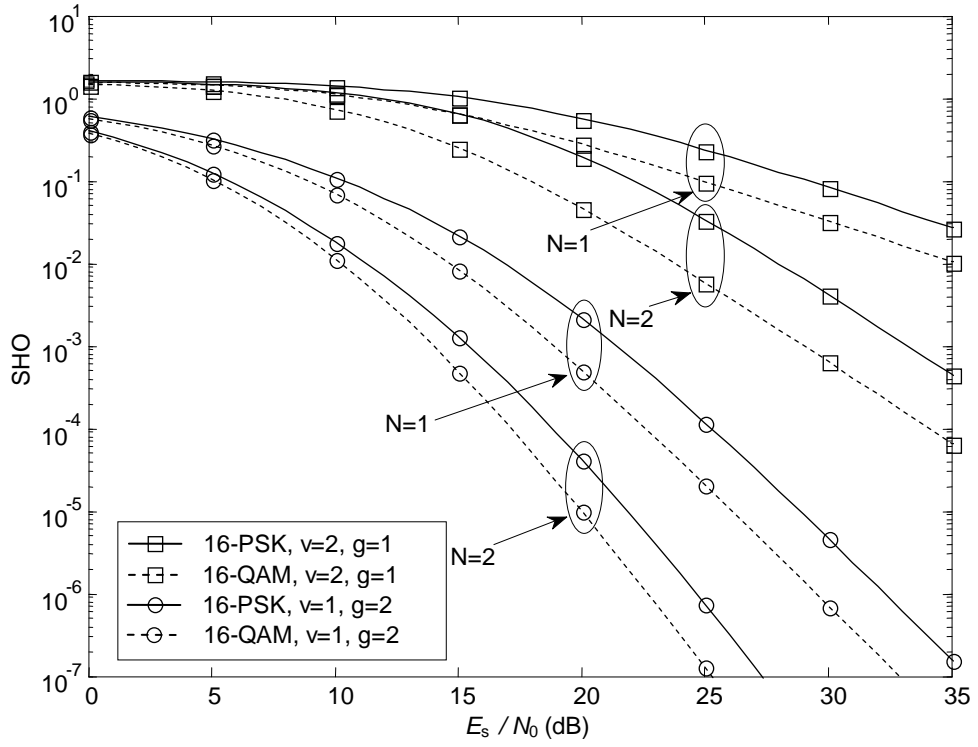
karşılaştırılmıştır. Şekil 4.9'a bakıldığı zaman direk iletimin en kötü durum olduğu görülmektedir. Röle sayısı (N) arttırıldığı zaman performansın giderek iyileştiği sonucu elde edilmiştir. Şekil 4.9'da işbirlikli düğümler arasındaki kanalların kalitesini belirten kanal varyanslarının (δ_k , δ_{r_i} ve δ_{h_i}) sistem performansı üzerindeki etkisi gösterilmiştir. Buna göre δ_k değerinin yüksek olduğu ortam şartlarında sistem performansının daha iyi olduğu görülmüştür. δ_k parametresinin, δ_{r_i} ve δ_{h_i} parametrelerine göre sistem performansı üzerinde daha fazla etkiye sahip olduğu Şekil 4.9'dan anlaşılmaktadır.



Şekil 4.9. Asimetrik sönümlenmeli kanallarda N adet röleye sahip kuvvetlendir-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin BPSK modülasyonu kullanılarak elde edilen SHO başarımı ($\nu = 1$, $g = 2$)

16-PSK ve 16-QAM modülasyonlarının kullanıldığı kuvvetlendir-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin SHO başarımı Şekil 4.10'da gösterilmiştir. Bu şekilde gösterilen sonuçlar g ve ν parametrelerinin farklı değerleri için elde edilmiştir. Sistemde $N=1$ ve $N=2$ adet röle kullanıldığı durumlar ele alınmıştır. Şekil 4.10 incelendiği zaman sistemin performansı röle sayısının $N=2$ olduğu durumda daha iyidir. 16-QAM modülasyonunun kullanıldığı sistem her durumda beklenildiği gibi 16-PSK modülasyonlu sistemden daha iyi başarımlar sağlamıştır. g parametresinin değerinin, ν parametresinin değerinden yüksek

olduğu ortam şartlarında SHO başarımında iyileşmeler sağlandığı Şekil 4.10'daki simülasyon sonucundan anlaşılmaktadır. Yani ortam şartlarının iyileşmesinde g parametresi v parametresine göre daha fazla etkiye sahiptir.



Şekil 4.10. Asimetrik sönümlenmeli kanallarda 16-PSK ve 16-QAM modülasyonu kullanılan kuvvetlendir-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin SHO başarımı

5. BÖLÜM

SONUÇ, TARTIŞMA VE ÖNERİLER

5.1. Sonuç, Tartışma ve Öneriler

Bu tez çalışmasında, iki atlamalı röleli iletim ve işbirlikli çeşitleme yöntemleri değişik sistem ve kanal şartları için incelenmiştir. Ele alınan sistemlerin matematiksel analizi yapılmış ve eşitlik (3.14), (3.19), (3.24), (3.26), (3.40), (3.42) ve (3.45)'te türetilen analitik ifadeler kullanılarak bu sistemlerin performansı analiz edilmiştir.

İlk olarak, iki atlamalı çöz-ve-aktar röleli iletimin servis dışı kalma olasılığı eşitlik (3.14) kullanılarak karma Rayleigh/Genelleştirilmiş Gamma sönümlenmeli kanallarda incelenmiştir. Genelleştirilmiş Gamma dağılımının esnekliği sayesinde röle ile hedef arasındaki kanal şartlarının değişmesinin sistem performansı üzerine etkisi analiz edilmiştir. Röle ile hedef arasındaki kanalın Rayleigh, Nakagami- m ve Weibull sönümlenmesine sahip olduğu durumlar ele alınmış ve en iyi performansın Weibull sönümlenmesi durumunda, en kötü performansın ise beklenildiği gibi Rayleigh sönümlenmesi durumunda gerçekleştiği belirlenmiştir.

İkinci olarak, Weibull sönümlü kanallarda servis dışı kalma olasılığı eşitlik (3.19)'a dayalı olarak analiz edilmiştir. Daha sonra Weibull dağılımı için eşitlik (3.24) ve (3.26) ile verilen anlık işaret-gürültü oranına ait MGF ifadeleri türetilmiş ve bu ifadeler kullanılarak çeşitli modülasyonlar için BHO ve SHO analizi yapılmıştır. Daha sonra türetilen MGF ifadeleri kullanılarak tek röleli çöz-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin Weibull sönümlenmeli kanallardaki SHO başarımı analiz edilmiştir. Başarım analizinde BPSK ve 4-QAM gibi farklı modülasyon yöntemleri kullanılmıştır. Beklenildiği gibi en iyi performans BPSK modülasyonu kullanıldığı durumda elde edilmiştir. Simülasyon ortamında, Weibull sönümlenme parametresinin değeri değiştirilerek sistem performansı üzerine etkisi incelenmiş ve bu parametrenin değerinin yüksek olduğu ortam şartlarında sistemin SHO performansının daha iyi olduğu görülmüştür.

Son olarak birden fazla sayıda röleye sahip kuvvetlendir-ve-aktar işbirlikli çeşitleme sisteminin uçtan uca MGF ifadesi eşitlik (3.40), (3.42) ve (3.45)'te türetilen ifadelerin eşitlik (3.39)'da yerine yazılmasıyla elde edilmiştir. Elde edilen bu MGF ifadesi kullanılarak sistemin SHO başarımı asimetrik (Rayleigh/Genelleştirilmiş Gamma) sönümlenmeli kanallarda incelenmiştir. Bu sisteme ait başarımlar analizinde genelleştirilmiş Gamma dağılımına ait parametreler (g ve ν) ile kanal sönümlenme katsayılarının varyanslarının (δ_k , δ_{r_i} ve δ_{h_i}) etkisi incelenmiştir. Sonuç olarak g parametresinin sistem performansı üzerindeki etkisinin ν parametresinin etkisinden daha yüksek olduğu sonucuna ulaşılmıştır. $K-H$ arasındaki kanalın katsayısının beklenen değerinin, δ_k , yüksek olduğu ortam şartlarında sistem performansının iyileştiği sonucu elde edilmiştir.

Literatürde; Log-normal gölgeleme, Nakagami- q , Beckman gibi farklı dağılım modelleri bulunmaktadır. İlerleyen çalışmalarda, işbirlikli çeşitleme sistemlerinin performansı bu dağılımların kullanıldığı asimetrik sönümlenmeli kanal şartlarında incelenebilir. Yine bu kanal şartlarında, işbirlikli çeşitleme sistemlerinde güç tahsisi problemi ele alınabilir.

KAYNAKLAR

1. Chen, D., 2004. Noncoherent Communication Theory For Cooperative Diversity in Wireless Networks, The Graduate School of The University of Notre Dame, Master Thesis, Notre Dame, Indiana, 75 s.
2. Doğan, H., 2009. FSK/PSK Modülasyonlu Röleli ve İşbirlikli Sistemler, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul, 67 s.
3. Laneman, J. N., G.W. Wornell, D.N.C. Tse, 2001. An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks, pp. 294. *IEEE International Symposium On Information Theory, June 24-29.*
4. Sendonaris, A., Erkip, E., Aazhang, B., 2003. User cooperation diversity—Part I: system description. **IEEE Transactions on Communications**, **51** (11): 1927-1938.
5. Sendonaris, A., Erkip, E., Aazhang, B., 2003. User cooperation diversity—Part II: implementation aspects and performance analysis. **IEEE Transactions on Communications**, **51** (11): 1939-1948.
6. Laneman, J. N., 2002. Cooperative Diversity in Wireless Networks: Algorithms and Architectures, Massachusetts Institute of Technology, PhD Thesis, 187 s.
7. Wang, T., Cano, A., Giannakis, G. B., Laneman, J. N., 2007. High performance cooperative demodulation with decode and forward relays. **IEEE Transactions on Communications**, **55** (7): 1427-1438.
8. Laneman, J. N., David, N. C., Wornell, G. W., 2004. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior. **IEEE Transactions on Information Theory**, **50** (12): 3062-3080.
9. Bao, V. N. Q., Kong, H. Y., 2008. BER performance of decode and forward relaying using equal-gain combining over Rayleigh fading channels. **IEICE Transactions on Communications**, **E91-B** (11): 3760-3763.
10. Bao, V. N. Q., Kong, H. Y., 2010. Performance analysis of multi-hop decode and forward relaying with selection combining. **Journal of Communications and Networks**, **12** (6): 616-623.

11. Chen, D., Laneman, J.N. 2004. Noncoherent demodulation for cooperative diversity in wireless systems, pp. 31-35. *in Proceedings of IEEE Global Communications Conference (GLOBECOM), Nov. 29-Dec. 3, Dallas, TX.*
12. Chen, D., J. N. Laneman, 2006. Modulation and demodulation for cooperative diversity in wireless systems. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **5** (7): 1785-1794.
13. Lee, I. H. and Kim, D., 2007. BER analysis for decode and forward relaying in dissimilar Rayleigh fading channels. **IEEE Communications Letters**, **11** (1): 52-54.
14. Quoc, B. V. N., H. Y. Kong, , C. H. Dinh, , T. L. Tien, 2008. BER performance of decode and forward relaying using selection combining over Rayleigh fading channels, pp. 301-304. *International Conference on Advanced Technologies for Communications, Oct. 6-9, Vietnam.*
15. Tourki, K., Yang, H. C., Alouini, M. S., 2011. Error-rate performance analysis of incremental decode and forward opportunistic relaying. **IEEE Transactions on Communications**, **59** (6): 1519-1524.
16. Ikki, S. S., Ahmed, M. H., 2010. Performance analysis of adaptive decode-and-forward cooperative diversity networks with best-relay selection. **IEEE Transactions on Communications**, **58** (1): 68-72.
17. Ikki, S. S., Ahmed, M. H., 2010. Performance analysis of cooperative diversity with incremental-best-relay technique over Rayleigh fading channels. **IEEE Transactions on Communications**, **59** (8): 2152-2161.
18. Tourki, K., Yang, H-C., Alouini, M-S., 2011. Accurate outage analysis of incremental decode-and-forward opportunistic relaying. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **10** (4): 1021-1025.
19. Ikki, S. S., Ahmed, M. H., 2009. Exact error probability and channel capacity of the best-relay cooperative-diversity networks. **IEEE Signal Processing Letters**, **16** (12): 1051-1054.
20. Michalopoulos, D. S., Karagiannidis, G. K., Tombras, G., 2008. Symbol error probability of decode and forward cooperative diversity in Nakagami- m fading channels. **Journal of the Franklin Institute**, **345** (7): 723-728.

21. Gang, C., Li, X-X., Liu, S., Hu, Y., Shi, F-W., 2010. Closed-form expressions for outage probability of decode and forward relaying over Nakagami- m fading channels. **The Journal of China Universities of Posts and Telecommunications**, **17** (2): 72-75.
22. Ikki, S. S., M. H. Ahmed, 2009. Performance analysis of decode and forward cooperative diversity using differential EGC over Nakagami- m fading channels, pp. 1-6. *IEEE 69th Vehicular Technology Conference, VTC Spring 2009, April 26-29, Barcelona, Spain.*
23. Hu, Y., Li, K. H., The, K. C., 2011. Performance and diversity analysis of decode and forward cooperative system over Nakagami- m fading channels. **Wireless Communications and Mobile Computing**, **11** (6): 742-749.
24. Lee, Y., Tsai, M-H., 2009. Performance of decode-and-forward cooperative communications over Nakagami- m fading channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **58** (3): 1218-1228.
25. Kim, Y.G., Beaulieu, N. C., 2011. Exact closed-form solutions for the BEP of decode-and-forward cooperative systems in Nakagami- m fading channels. **IEEE Transactions on Communications**, **59** (9): 2355-2361.
26. İlhan, H., Altunbaş, İ., Uysal, M., 2011. Moment generating function-based performance evaluation of amplify-and-forward relaying in N^* Nakagami fading channels. **IET Communications**, **5** (3): 253-263.
27. Ikki, S. S., Ahmed, M. H., 2009. Performance of cooperative diversity using equal gain combining (EGC) over Nakagami- m fading channels. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **8** (2): 557-562.
28. Hussain, S. I., Alouini, M-S., Hasna, M. O., 2009. Performance analysis of selective cooperation in amplify-and-forward relay networks over identical Nakagami- m channels. **Wireless Communications and Mobile Computing**, DOI: 10.1002/wcm.1142
29. Ikki, S., Ahmed, M. H., 2007. Performance analysis of cooperative diversity wireless networks over Nakagami- m fading channels. **IEEE Communications Letters**, **11** (4): 334-336.
30. Efazati, S., P. Azmi, 2010. Performance study of a new cooperative protocol in Rician fading channels, pp. 280-285. *IEEE 5th International Symposium on Telecommunications (IST), Dec. 4-6.*

31. Chu, S-I., Lin, W-C., Lee, H-P., Chang, H-C., 2011. Performance analysis and power allocation for decode-and-forward cooperative communications over Rician fading channels. **Wireless Communications and Mobile Computing**, DOI:10.1002/wcm.1194
32. Safari, M., Uysal, M., 2008. Cooperative diversity over log-normal fading channels: performance analysis and optimization. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **7** (5): 1963-1972.
33. Dziri, A., D. L. Ruyet, D. Roviras, M. Terre, 2010. Outage probability analysis of the decode and forward relaying over the composite fading multipath/shadowing channels, pp. 1-5. *IEEE Eleventh International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), June 20-23.*
34. Lei, Y., W. Cheng, Z. Zeng, 2009. Performance analysis of selection combining for amplify and forward cooperative diversity networks over Weibull fading channels, pp. 648-651. *IEEE International Conference on Communications Technology and Applications, Oct. 16-18, Beijing, China.*
35. Lei, Y., Z. Zeng, W. Cheng, 2010. Performance analysis of selection combining in decode and forward cooperative diversity networks over Weibull fading channels, pp. 87-90. *Second International Conference on Networks Security Wireless Communications and Trusted Computing (NSWCTC), April 24-25, Wuhan, Hubei, China.*
36. Sagias, N. C., Karagiannidis, G. K., 2005. Gaussian class multivariate Weibull distributions: theory and applications in fading channels. **IEEE Transactions on Information Theory**, **51** (10): 3608-3619.
37. Vergara, V. M., S. E. Barbin, 2011. On MIMO capacity of Weibull fading channels, pp. 303-306. *IEEE Radio and Wireless Symposium (RWS), January 16-19, Phoenix, Arizona, USA.*
38. Karagiannidis, G. K., Zogas, D. A., Sagias, N. C., Kotsopoulos, S. A., Tombras, G. S., 2005. Equal-gain and maximal-ratio combining over nonidentical Weibull fading channels. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **4** (3): 841-846.

39. Sagias, N. C., Zogas, D. A., Karagiannidis, G. K., 2005. Selection diversity receivers over nonidentical Weibull fading channels, **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **54** (6): 2146-2151.
40. Cheng, J., C. Tellambura, N. C. Beaulieu, 2003. Performance analysis of digital modulations on Weibull fading channels, pp. 236-240. *IEEE 58th Vehicular Technology Conference, October 6-9.*
41. Deng, X., Haimovich, A. M., 2005. Power allocation for cooperative relaying in wireless networks. **IEEE Communications Letters**, **9** (11): 994-996.
42. Khabbazibasmenj, A., S. A. Vorobyov, 2009. Power allocation in decode and forward cooperative networks via SEP minimization, pp.328-331. *IEEE 3rd International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing, December 13-16, Aruba, Dutch Antilles, The Netherlands.*
43. Tsai, Y-R., Lin, L-C., 2010. Optimal power allocation for decode-and-forward cooperative diversity under an outage performance constraint. **IEEE Communications Letters**, **14** (10): 945-947.
44. Majhi, S., H. Qian, W. Xiang, S. Addepalli, Z. Gao, 2011. Analysis of outage probability for opportunistic decode-and-forward relaying network over asymmetric fading channels, pp. 135-139, *Third International Conference on Ubiquitous and Future Networks (ICUFN), June 15-17, Dalian, China.*
45. Yi, N., Y. Ma, R. Tafazolli, 2011. Incremental decode-and-forward relaying over asymmetric fading channels: outage probability and location-aided relay selection, pp. 181-184, *IEEE Statistical Signal Processing Workshop (SSP), June 28-30, Nice, France.*
46. Majhi, S., Y. Nasser, J. F. Helard, M. Helard, 2010. Performance analysis of repetition-based decode-and-forward relaying over asymmetric fading channels, pp. 362-367, *IEEE 21st International Symposium on Personal Indoor and Mobile Radio Communications (PIMRC), September 26-30, Istanbul, Turkey.*
47. Suraweera, H. A., Louie, R. H. Y., Li, Y., Karagiannidis, G. K., Vucetic, B., 2009. Two hop amplify-and-forward transmission in mixed Rayleigh and Rician fading channels. **IEEE Communications Letters**, **13** (4): 227-229.

48. Suraweera, H. A., Karagiannidis, G. K., Smith, P. J., 2009. Performance analysis of the dual-hop asymmetric fading channel. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **8** (6): 2783-2788.
49. Yang, C., Wang, W., Zhao, S., Peng, M., 2011. Opportunistic decode-and-forward cooperation in mixed Rayleigh and Rician fading channels, **ETRI Journal**, **33** (2): 287-290.
50. Xu, W., Zhang, J., Zhang, P., 2010. Performance analysis of dual-hop amplify-and-forward relay system in mixed Nakagami- m and Rician fading channels. **Electronics Letters**, **46** (17): 1231-1232.
51. Çelik, Ç. D., 2009. İşbirlikli Çeşitlemede FSK/PSK Modülasyonunun Kullanılması, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul, 65 s.
52. Simon, M. K., Alouini, M-S., 2005. Digital Communication over Fading Channels. John Wiley & Sons, New Jersey, 900 pp.
53. Nakagami, M., 1960. The m -distribution, a general formula of intensity distribution of rapid fading. *In: Statistical Methods in Radio Wave Propagation* (W. G. Hoffman), Pergamon, Oxford.
54. Braun, W. R., Dersch, U., 1991. A physical mobile radio channel model. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **40** (2): 472-482.
55. Sheikh, A. U., M. Handforth, M. Abdi, 1993. Indoor mobile radio channel at 946 Mhz: measurements and modeling, pp.73-76. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC'93), May 18-20, Secaucus, NJ.*
56. Hashemi, H., 1993. The indoor radio propagation channel. **Proceedings of the IEEE**, **81** (7): 943-968.
57. Tzeremes, G., C. G. Christodoulou, 2002. Use of Weibull distribution for describing outdoor multipath fading, pp. 232-235. *In Proc. IEEE Antennas, Propagation Soc. Int. Symp., June 16-21, San Antonio, TX.*
58. Hribar, L., D. Denis, 2010. Weibull distribution in modeling component faults, pp. 183-186. *52nd International Symposium ELMAR-2010, September 15-17, Zadar, Croatia.*
59. Stacy, E. W., 1962. A generalization of the gamma distribution. **Ann. Math. Statistics**, **33** (3): 1187-1192.

60. Coulson, A. J., Williamson, A. G. ve Vaughan, R. G., 1998. Improved fading distribution for mobile radio. **IEE Proceedings Communications**, **145** (3): 197-202.
61. Ikki, S., M. H. Ahmed, 2007. Performance analysis of dual-hop relaying communications over generalized Gamma fading channels, pp. 3888-3893. *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM), November 26-30, Washington, DC, USA.*
62. Şener, S., 2006. Çok Yollu Nakagami- m Sönümlü Kanallarda Genelleştirilmiş ÇT DD-KBÇE Sisteminin Performans Analizi, Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, Kayseri, 77 s.
63. Aygün, E., 2007. Uyarlamalı İşbirlikli Çeşitleme, İstanbul Teknik Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Yüksek Lisans Tezi, İstanbul, 84 s.
64. Sendonaris, A., E. Erkip, B. Aazhang, 1998. Increasing uplink capacity via user cooperation diversity, pp. 156. *IEEE International Symposium on Information Theory, August 16-21, Cambridge, MA, USA.*
65. Laneman, J. N., G. W. Wornell, 2000. Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks, pp. 7-12. *Wireless Communications and Networking Conference (WCNC), September 23-28, Chicago.*
66. Gradshteyn, I. S., Ryzhik, I. M., 2007. Table of integrals, series, and products. Elsevier-Academic Press, Burlington, USA, 1171 pp.
67. Prudnikov, A. P., Brychkov, Y. A., Marichev, O. I., 1986 (vol. 1). Integrals and Series, Gordon and Breach, Amsterdam, 798 pp.
68. Nadarajah, S., Kotz, S., 2006. On the bit-error rate for generalized Gamma fading channels. **IEEE Communications Letters**, **10** (9): 644-645.
69. Aalo, V. A., Piboongunon, T., Iskander, C-D., 2005. Bit-error rate of binary digital modulation schemes in generalized Gamma fading channels. **IEEE Communications Letters**, **9** (2): 139-141.
70. Karagiannidis, G. K., Tsiftsis, T. A., Mallik, R. K., 2006. Bounds of multihop relayed communications in Nakagami- m fading. **IEEE Transactions on Communications**, **54** (1): 18-22.
71. Hasna, M.O., Alouini, M-S., 2004. Harmonic mean and end-to-end performance of transmission systems with relays. **IEEE Transactions on Communications**, **52** (1): 130-135.

72. Su, W., Sadek, A. K., Liu, K. J. R., 2008. Cooperative communication protocols in wireless networks: performance analysis and optimum power allocation. **Wireless Personal Communications**, **44** (2): 181-217.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı, Soyadı: Nuri KAPUCU

Uyruğu: Türkiye (TC)

Doğum Tarihi ve Yeri: 19 Ağustos 1987, Kırıkkale

Medeni Durumu: Bekâr

Tel: +90 505 687 26 70

Fax: +90 352 437 57 84

email: nurikapucu@erciyes.edu.tr

Yazışma Adresi: Erciyes Üniversitesi Mühendislik Fakültesi Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, 38039, Melikgazi/KAYSERİ

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Lisans	EÜ Müh.Fak. Elektrik-Elektronik Mühendisliği, Kayseri	2010
Lise	Özel Murathan Lisesi, Çorum	2005

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2011- Halen	E.Ü. Mühendislik Fakültesi	Araştırma Görevlisi
2010–2011	Bozok Ü. Mühendislik-Mimarlık Fakültesi	Araştırma Görevlisi

YABANCI DİL

İngilizce

