



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

**KUVVETLENDİR VE AKTAR İŞBİRLİKLİ İLETİM
TEKNİĞİNİ KULLANAN DS-CDMA SİSTEMLERİNİN SÖNÜMLÜ
KANALLARDAKİ BAŞARIM İFADELERİNİN TÜRETİLMESİ**

**Hazırlayan
Nuri KAPUCU**

**Danışman
Prof. Dr. İbrahim DEVELİ**

Doktora Tezi

**Kasım 2017
KAYSERİ**

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

**KUVVETLENDİR VE AKTAR İŞBİRLİKLİ İLETİM
TEKNIĞINI KULLANAN DS-CDMA SİSTEMLERİNİN
SÖNÜMLÜ KANALLARDAKİ BAŞARIM İFADELERİNİN
TÜRETİLMESİ
(Doktora Tezi)**

**Hazırlayan
Nuri KAPUCU**

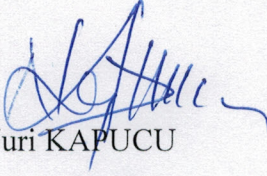
**Danışman
Prof. Dr. İbrahim DEVELİ**

Bu çalışma; Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu tarafından 114E242 kodlu proje ve Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi tarafından FDK-14-5166 kodlu proje ile desteklenmiştir.

**Kasım 2017
KAYSERİ**

BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

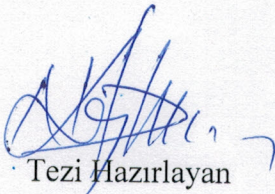
Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.



Nuri KAPUCU

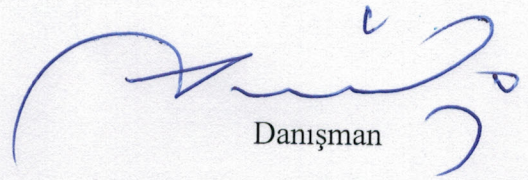
YÖNERGEYE UYGUNLUK

“Kuvvetlendir ve Aktar İşbirlikli İletim Tekniğini Kullanan DS-CDMA Sistemlerinin Sönümlü Kanallardaki Başarım İfadelerinin Türetilmesi” adlı Doktora tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ne uygun olarak hazırlanmıştır.



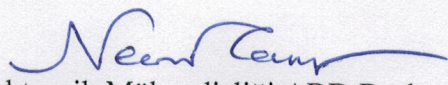
Tezi Hazırlayan

Nuri KAPUCU



Danışman

Prof. Dr. İbrahim DEVELİ



Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı

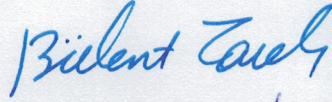
Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Prof. Dr. İbrahim DEVELİ danışmanlığında Nuri KAPUCU tarafından hazırlanan “Kuvvetlendir ve Aktar İşbirlikli İletim Tekniğini Kullanan DS-CDMA Sistemlerinin Sönümlü Kanallardaki Başarım İfadelerinin Türetilmesi” adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalında **Doktora** tezi olarak kabul edilmiştir.

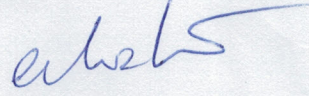
29.11.2017

JÜRİ:

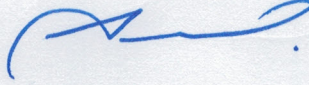
Başkan: Prof. Dr. Bülent TAVLI



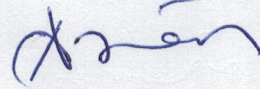
Üye : Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA



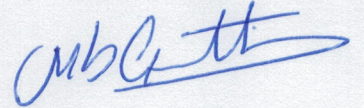
Üye : Prof. Dr. İbrahim DEVELİ



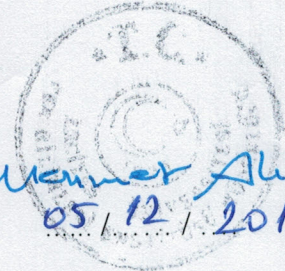
Üye : Yrd. Doç. Dr. Asuman SAVAŞCIHABEŞ



Üye : Yrd. Doç. Dr. Mehmet Bahadır ÇETİNKAYA

**ONAY:**

Bu tezin kabulü, Enstitü Yönetim Kurulunun 05/12/2017 tarih ve 2014/52-04 sayılı kararı ile onaylanmıştır.



Enstitü Müdürü
Prof. Dr. Mehmet AKKURT

TEŞEKKÜR

Bu tez çalışması kapsamında bilgi ve tecrübesini hiçbir zaman esirgemeyen danışman hocam sayın Prof. Dr. İbrahim DEVELİ'ye teşekkürlerimi sunarım. Tez izleme komitesinde bulunarak çalışmalarımı yönlendiren hocalarım sayın Prof. Dr. Nurhan KARABOĞA ve sayın Yrd. Doç. Dr. Mehmet Bahadır ÇETİNKAYA'ya ayrıca teşekkür ederim.

“İşbirlikli İletişim Teknikleri Kullanarak DS-CDMA ve IDMA Sistemlerinin Farklı Sönümlü Kanallarda Başarımlarının Arttırılması” isimli araştırma projesi ile doktora tezimi destekleyen Türkiye Bilimsel ve Teknik Araştırma Kurumu'na (Proje No: 114E242) ve “Kuvvetlendir ve Aktar İşbirlikli İletim Tekniğini Kullanan DD-KBÇE Sistemlerinin Sönümlü Kanallardaki Performans İfadelerinin Türetilmesi” isimli proje ile doktora tezimi destekleyen Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne (Proje No: FDK-2014-5166) teşekkürlerimi sunarım. Çalışmalarım esnasında katkılarından dolayı arkadaşım Arş. Gör. Mehmet BİLİM'e teşekkür ederim.

Ayrıca; çalışmalarına doğrudan ya da dolaylı olarak katkıda bulunmuş tüm arkadaşlarıma, değerli hocalarıma ve çalışmalarım süresince sabır göstererek beni daima destekleyen aileme en içten teşekkürlerimi sunarım.

Nuri KAPUCU
Kayseri, Kasım 2017

KUVVETLENDİR VE AKTAR İŞBİRLİKLİ İLETİM TEKNIĞINI KULLANAN DS-CDMA SİSTEMLERİNİN SÖNÜMLÜ KANALLARDAKİ BAŞARIM İFADELERİNİN TÜRETİLMESİ

Nuri KAPUCU

Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü

Doktora Tezi, Kasım 2017

Danışman: Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

ÖZET

Kablosuz ve gezgin iletişim tekniklerinden biri olan doğrudan dizili kod bölmeli çoklu erişim (direct-sequence code-division multiple-access, DS-CDMA), günümüz iletişim teknolojisinde önemli bir yere sahiptir. DS-CDMA tekniğinin temel amacı, frekans sınırlı bir sistemde bant genişliği veriminin sağlanması ve bununla birlikte güvenli bir iletişimin oluşturulmasıdır. Kablosuz ve gezgin iletişim yöntemleri, kablosuz iletişim kanallarında sönümlenme, gürültü ve zayıflama gibi olumsuz etkilere maruz kalmaktadır. Bu olumsuz etkilerden olan sönümlenme, kablosuz ve gezgin iletişim sistemlerinin başarımını önemli derecede düşürmektedir. Literatürde, bu olumsuz etkileri en aza indirmek için iletilecek sinyalin birbirinden farklı sönümlenmeye maruz kalan birden fazla kopyasının alıcıya ulaştırılması tekniği önerilmiştir. Bu teknik “işbirlikli çeşitleme” yöntemi olarak isimlendirilmektedir. İşbirlikli çeşitleme vasıtasıyla kaynak noktasındaki kullanıcı, sinyalini hem direkt olarak hem de röleler üzerinden hedef noktasına iletir.

Bu tez çalışması kapsamında, DS-CDMA sistemlerine kuvvetlendir-ve-aktar (amplify-and-forward, AF) işbirlikli iletişim yönteminin uygulanması hedeflenmiştir. DS-CDMA sistemlerinin başarımını arttırmak ve sönümleme etkilerini azaltmak amacıyla işbirlikli iletişim yöntemleri kullanılmıştır. Özellikle, bu sistemlere ait toplam işaret-gürültü oranı değeri vasıtasıyla olasılık yoğunluk fonksiyonu, birikimli dağılım fonksiyonu ve moment çıkaran fonksiyon ifadeleri bulunarak başarımların ifadeleri türetilmiştir. Bu tez çalışmasında, DS-CDMA sistemleri AF tekniği kullanılarak atlamalı ve işbirlikli sistem modelleri incelenmiştir. DS-CDMA tekniği farklı sönümlü kanallarda tek röleli ve çok

röleli sistem modelleri ile incelenmiş ve analitik analizler yapılmıştır. Ayrıca, çok röleli sistem modelinde en iyi röle seçim tekniği ile tam seçim çeşitlemesi tekniği kullanılarak başarımlar analizleri yapılmıştır.

Sonuç olarak, bu tez çalışmasında DS-CDMA çoklu erişim sistemlerindeki sönümlenme etkisini azaltmak amacıyla işbirlikli ve atlamalı sistem modelleri kullanılmıştır. İşbirlikli iletim yöntemleri ile DS-CDMA sistemlerinin başarımlarının iyileştirilebileceği gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: İşbirlikli çeşitleme; kuvvetlendir-ve-aktar; doğrudan dizili kod bölmeli çoklu erişim; sönümlü kanallar.

DERIVATION OF PERFORMANCE EXPRESSIONS FOR AMPLIFY-AND-FORWARD COOPERATIVE DS-CDMA SYSTEMS OVER FADING CHANNELS

Nuri KAPUCU

Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences

Ph.D. Thesis, November 2017

Supervisor: Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

ABSTRACT

Direct-sequence code-division multiple-access (DS-CDMA) which is one of the wireless and mobile communication techniques, has an important role in our daily communication technology. The main objective of the DS-CDMA technique is increasing bandwidth and providing a secure communication in a frequency limited system. Wireless and mobile communication techniques suffer from fading, noise and signal attenuation in wireless communication channels. The performance of wireless and mobile communications is severely degraded by fading which is one of these negative effects. To minimize these negative effects, an efficient technique is proposed in the literature where multiple copies of the transmitted signal which are faded independently are transmitted to the receiver. This technique is called as “cooperative diversity” method. Through cooperative diversity, the user in the source node transmits the signal both directly and via relay nodes to the destination node.

In the context of this thesis, the application of AF cooperative communication technique into DS-CDMA systems was aimed. In order to increase the performance of DS-CDMA systems and minimize the effects of fading, cooperative communication techniques was used within this thesis. Specifically; probability density function, cumulative distribution function and moment generating function were obtained by using the end-to-end signal-to-noise ratio. Then, closed-form expressions were derived for performance analysis. In this thesis, DS-CDMA systems were investigated in hopping and cooperative system models using AF relaying. Therefore, the considered system was investigated with single-relay and multi-relay scenarios over different fading

channels and the considered system models were analytically analyzed in this thesis. Besides, the best relay selection scheme and full selection diversity technique were used in multi relay scenario.

As a result, hopping and cooperative system models were used to increase the performance of DS-CDMA systems and combat fading effects in this thesis. It is showed that the performance of DS-CDMA systems can be improved by using cooperative communications.

Key words: Cooperative communications; amplify-and-forward; direct-sequence code-division multiple-access; fading channels.

İÇİNDEKİLER

KUVVETLENDİR VE AKTAR İŞBİRLİKLİ İLETİM TEKNİĞİNİ KULLANAN DS-CDMA SİSTEMLERİNİN SÖNÜMLÜ KANALLARDAKİ BAŞARIM İFADELERİNİN TÜRETİLMESİ

	Sayfa No
BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK.....	i
YÖNERGEYE UYGUNLUK.....	ii
KABUL ONAY	iii
TEŞEKKÜR.....	iv
ÖZET.....	v
ABSTRACT.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
TABLO ve ŞEKİL LİSTESİ.....	xii
SİMGELER ve KISALTMALAR	xvi
GİRİŞ	1

1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER ve LİTERATÜR TARAMASI

1.1. Doğrudan Dizili Kod Bölmeli Çoklu Erişim Sistemleri (DS-CDMA)	5
1.2. İşbirlikli Sistemler	7
1.3. Literatür Özeti.....	11

2. BÖLÜM

YÖNTEM VE MATERYAL

2.1. Giriş	18
2.2. İki Atlamalı ve İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin Farklı Sönümlü Kanallardaki Bit Hata Oranı Başarımı	18

2.3. İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin Asimetrik Sönümlü Kanallardaki Sembol Hata Oranı ve Servis Dışı Kalma Olasılığı Başarımı.....	24
2.3.1. Servis Dışı Kalma Olasılığı Analizi	26
2.3.2. SER Analizi.....	37
2.3.3. Asimptotik MGF Analizi.....	37
2.4. İki Atlamalı DS-CDMA Sistemlerin Rayleigh/Nakagami-m Sönümlü Kanallardaki Servis Dışı Kalma Olasılığı ve SER Başarımı.....	39
2.4.1. Servis Dışı Kalma Olasılığı Analizi	41
2.4.2. SER Analizi.....	44
2.5. İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin Simetrik ve Asimetrik Sönümlü Kanallardaki Başarım Analizi	45
2.5.1. PDF Analizi.....	47
2.5.2. BEP Analizi.....	50
2.5.3. Servis Dışı Kalma Olasılığı Analizi	54
2.5.4. Kanal Kapasitesi Analizi	57
2.5.5. Kesme Hatası Analizi.....	60
2.5.6. Asimptotik Analiz	63
2.6. İki Atlamalı ve İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin En İyi Röle Seçimi ve Tam Seçim Çeşitlemesi ile Birlikte $\alpha - \eta - \mu$ Sönümlü Kanallardaki Başarım Analizi	66
2.6.1. Servis Dışı Kalma Olasılığı Analizi	69
2.6.2. Asimptotik Analiz	73

3. BÖLÜM

BULGULAR

3.1. Giriş	76
3.2. İki Atlamalı ve İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin Farklı Sönümlü Kanallardaki Bit Hata Oranı Başarımı Sonuçları.....	76

3.3. İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin Asimetrik Sönümlü Kanallardaki Sembol Hata Oranı ve Servis Dışı Kalma Olasılığı Başarımı Sonuçları	82
3.4. İki Atlamalı DS-CDMA Sistemlerin Rayleigh/Nakagami- m Sönümlü Kanallardaki Servis Dışı Kalma Olasılığı ve SER Başarımı Sonuçları	87
3.5. İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin Simetrik ve Asimetrik Sönümlü Kanallardaki Başarım Sonuçları.....	89
3.6. İki Atlamalı ve İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin En İyi Röle Seçimi ve Tam Çeşitlemesi ile Birlikte $\alpha - \eta - \mu$ Sönümlü Kanallardaki Başarım Sonuçları	95
3.7. Tezdeki Bulguların Özeti.....	98

4. BÖLÜM

TARTIŞMA, SONUÇ VE ÖNERİLER

TARTIŞMA, SONUÇ VE ÖNERİLER	102
KAYNAKÇA	105
ÖZGEÇMİŞ.....	117

TABLO ve ŞEKİL LİSTESİ

Tablo 2.5.1. $\bar{\gamma}_{sd} = \bar{\gamma}_{sr} = \bar{\gamma}_{rd} = 10$ ve $\gamma = 10$ durumunda (2.5.45) ifadesindeki sonsuz toplamların farklı üst limit değerleri için RTE değerleri	62
Tablo 2.5.2. (2.5.22)'deki BEP ve (2.5.31)'deki P_{out} için $m_{sr} = m_{rd} = 2$ ve $\bar{\gamma}_{sd} = \bar{\gamma}_{sr} = \bar{\gamma}_{rd} = 10$ durumunda RTE analizi.....	62
Tablo 2.5.3. $\bar{\gamma}_{sd} = \bar{\gamma}_{sr} = \bar{\gamma}_{rd} = 10$ ve $\gamma = 10$ durumunda (2.5.49) ifadesindeki sonsuz toplamların farklı üst limit değerleri için RTE sonuçları	63
Tablo 2.6.1. $\alpha - \eta - \mu$ dağılımının kapsadığı özel durumlar	68
Tablo 3.2.1. Röle sayısı (L) ve sönümlenme parametresinin (c) sistem başarımına etkisi	78
Tablo 3.2.2. Rician K faktörünün Şekil 3.2.3'teki sistem başarımına etkisi	79
Tablo 3.7.1. Bölüm 3.3'teki bulguların özeti	99
Tablo 3.7.2. Bölüm 3.4'teki bulguların özeti	99
Tablo 3.7.3. Bölüm 3.5'teki bulguların özeti	100
Tablo 3.7.4. Bölüm 3.6'daki bulguların özeti	101
Şekil 1.1. DS-CDMA sisteminde n . kullanıcıya ait verici	5
Şekil 1.2. DS-CDMA sisteminde n . kullanıcı için alıcı	6
Şekil 1.2.1a. Klasik tek röleli iki atlamalı sistem modeli	7
Şekil 1.2.1b. Çok röleye sahip iki atlamalı sistem modeli	7
Şekil 1.2.2a. Klasik tek röleli işbirlikli çeşitleme modeli	8
Şekil 1.2.2b. Çok röleli işbirlikli çeşitleme modeli	8
Şekil 1.2.3. Çöz-ve-aktar iletim yöntemi	8
Şekil 1.2.4. Kuvvetlendir-ve-aktar iletim yöntemi	8
Şekil 1.2.5. En yüksek oranlı birleştirme (MRC)	10
Şekil 2.2.1. N kullanıcı DS-CDMA verici blok yapısı	18
Şekil 2.2.2. N kullanıcı DS-CDMA alıcı blok yapısı	19
Şekil 2.2.3. Çok röleli iki atlamalı iletim modeli	19
Şekil 2.2.4. Çok röleli işbirlikli iletim modeli	20
Şekil 2.2.5. Klasik tek röleli AF işbirlikli iletim sistemine ait blok yapısı	20
Şekil 2.2.6. Tek röleli durum için iki atlamalı sistem modeline ait iletim zamanı gösterimi	21

Şekil 2.2.7. Tek röleli durum için işbirlikli sistem modeline ait iletim zamanı gösterimi	21
Şekil 2.4.1. Tek röleli iki atlamalı iletim modeli	40
Şekil 2.5.1. Tek röleli işbirlikli iletim modeli	46
Şekil 2.6.1. En iyi röle seçimli iki atlamalı iletim modeli.....	67
Şekil 2.6.2. Tam seçim çeşitlemeli işbirlikli iletim modeli.....	67
Şekil 3.2.1. İki atlamalı AF DS-CDMA sisteminin Weibull sönümlü kanallardaki BER analizi	77
Şekil 3.2.2. İki atlamalı AF DS-CDMA sisteminin Rayleigh/Rician asimetrik sönümlü kanallardaki BER analizi.....	78
Şekil 3.2.3. İki atlamalı AF DS-CDMA sisteminin Rician/Rayleigh asimetrik sönümlü kanallardaki BER analizi.....	79
Şekil 3.2.4. İki atlamalı AF DS-CDMA sisteminin Rician sönümlü kanallardaki BER analizi	80
Şekil 3.2.5. Röle sayısı (L) ve sönümlenme parametresinin (c) değişimine göre Weibull sönümlü kanallarda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin başarımlar eğrileri	81
Şekil 3.2.6. Röle sayısı (L) ve sönümlenme parametresinin (c) değişimine göre Rayleigh/Weibull sönümlü kanallarda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin başarımlar eğrileri.....	82
Şekil 3.3.1. Kaynak-hedef arasındaki kanalın Rayleigh ($m=1$) diğer kanalların Rician sönümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin servis dışı kalma olasılığı başarımları	83
Şekil 3.3.2. Röle sayısı (L) ve sönümlenme parametresinin (m) değişimine göre Nakagami- m /Rician sönümlü kanallarda (Rician $K=3$ dB iken) işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin servis dışı kalma olasılığı başarımları	84
Şekil 3.3.3. Röle sayısı (L) ve sönümlenme parametresinin (m) değişimine göre Nakagami- m /Rician sönümlü kanallarda (Rician $K=1$ dB iken) işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin servis dışı kalma olasılığı başarımları	85
Şekil 3.3.4. Röle sayısı (L) değişimine göre Nakagami- m /Rician sönümlü kanallarda ($m = 2$ ve Rician $K=1$ dB iken) işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin BPSK modülasyonu için SER başarımları.....	86
Şekil 3.3.5. Röle sayısı (L) değişimine göre Nakagami- m /Rician sönümlü kanallarda ($m = 2$ ve Rician $K=1$ dB iken) işbirlikli AF DS-CDMA	

sisteminin QPSK modülasyonu için SER başarımı	87
Şekil 3.4.1. Kaynak-röle arasındaki kanalın Rayleigh, röle-hedef arasındaki kanalın Nakagami- m sönümlü olduğu durumda iki atlamalı AF DS-CDMA sisteminin servis dışı kalma olasılığı başarımı	88
Şekil 3.4.2. Kaynak-röle arasındaki kanalın Rayleigh, röle-hedef arasındaki kanalın Nakagami- m sönümlü olduğu durumda iki atlamalı AF DS-CDMA sisteminin SER başarımı	89
Şekil 3.5.1. Kaynak-hedef arasındaki kanalın Rayleigh, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Nakagami- m sönümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin BEP başarımı	90
Şekil 3.5.2. Kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Nakagami- m sönümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin BEP başarımı	91
Şekil 3.5.3. Kaynak-hedef arasındaki kanalın Rayleigh, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Nakagami- m sönümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin servis dışı kalma olasılığı başarımı	92
Şekil 3.5.4. Kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Nakagami- m sönümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin servis dışı kalma olasılığı başarımı	93
Şekil 3.5.5. Kaynak-hedef arasındaki kanalın Rayleigh, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Nakagami- m sönümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin kanal kapasitesi	94
Şekil 3.5.6. Kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Nakagami- m sönümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin kanal kapasitesi	94
Şekil 3.6.1. En iyi röle seçimli iki atlamalı ve tam seçim çeşitlemeli işbirlikli iletim modelleri için farklı sayıda röle kullanımı ve $\alpha=2$, $\eta=0.5$, $\mu=1.5$ durumunda servis dışı kalma olasılığı başarımı (Format 1)	95
Şekil 3.6.2. En iyi röle seçimli iki atlamalı ve tam seçim çeşitlemeli işbirlikli iletim modellerinin $L=3$ ve $\eta=1$ iken çeşitli α , μ değerleri için servis dışı kalma olasılığı başarımı (Format 1)	96
Şekil 3.6.3. En iyi röle seçimli iki atlamalı iletim modeli kullanıldığında farklı röle sayısı ve sönümlenme parametresi değerleri için servis dışı kalma	

olasılığı başarımı (Format 1).....	97
Şekil 3.6.4. Tam seçim çeşitlemeli (işbirlikli) iletim modelleri için $\alpha=1.5$, $\eta=1$, $\mu=1$ değerleri ve farklı sayıda röle kullanımı durumunda servis dışı kalma olasılığı başarımı (Format 1).....	98



SİMGELER ve KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
N	Kullanıcı sayısı
L	Röle sayısı
S	Yayma kazancı
$b_n(t)$	n . kullanıcının bilgisi
$c_n(t)$	n . kullanıcıya ait yayma dizisi
$h_n(t)$	n . kullanıcının kanal sönmülenme katsayısı
$n_n(t)$	n . kullanıcıya ait AWGN
$\tilde{b}_n(t)$	n . kullanıcının kestirilmiş bilgisi
β	Kuvvetlendirme faktörü
h_{sd}	Kaynak-hedef kanalının sönmülenme katsayısı
h_{sr}	Kaynak-röle kanalının sönmülenme katsayısı
h_{rd}	Röle-hedef kanalının sönmülenme katsayısı
$n_{sd}(t)$	Kaynak-hedef kanalına ait AWGN
$n_{sr}(t)$	Kaynak-röle kanalına ait AWGN
$n_{rd}(t)$	Röle-hedef kanalına ait AWGN
f	Çerçeve uzunluğu
T_b	Bit periyodu
T_c	Kırmık periyodu
τ_n	n . kullanıcının rastgele verici gecikmesi
τ_r	Rölenin ikinci iletim zamanındaki gecikmesi

D_n	İkinci iletim zamanında meydana gelen iletim gecikmesi
E_b	Bit enerjisi
c	Weibull sönümlenme parametresi
K	Rician parametresi
$I_0(\bullet)$	Sıfırıncı derece modifiye edilmiş birinci tür Bessel fonksiyonu
$I_\nu(\bullet)$	ν . derece modifiye edilmiş birinci tür Bessel fonksiyonu
$K_\nu(\bullet)$	ν . derece modifiye edilmiş ikinci tür Bessel fonksiyonu
$W_{\lambda,\mu}(\bullet)$	Whittaker fonksiyonu
${}_2F_1(a,b;c;d)$	Gauss hipergeometrik fonksiyon
m	Nakagami- m sönümlenme parametresi
γ	Anlık SNR
$\bar{\gamma}$	Ortalama SNR
$E(\bullet)$	Beklenen değer operatörü
σ_n^2	Varyans ifadesi
I_{sd}	Kaynak-hedef arasındaki ortak bilgi
$\mathbf{R}_d$	Hedef noktasındaki çapraz ilinti matrisi
$\mathbf{R}_{r_l}$	l . rölenin çapraz ilinti matrisi
ρ_{ij}	C_i ve C_j yayma kodları arasındaki çapraz ilinti
R_d^{-1}	Hedef noktasındaki çapraz ilinti matrisinin tersi
BW	Bant genişliği
$\Re$	İletim hızı
$\mathbf{b}$	Kullanıcı bilgi vektörü
$\mathbf{H}_{sd}$	Kaynak-hedef kanal katsayı matrisi
$\mathbf{H}_{sr_l}$	Kaynak- l . röle kanal katsayı matrisi

$\mathbf{H}_{r_d}$	l . röle-hedef kanal katsayı matrisi
$\mathbf{n}_{sd}$	Kaynak-hedef kanalı için AWGN vektörü
$\mathbf{n}_{sr_l}$	Kaynak- l . röle kanalı için AWGN vektörü
$\mathbf{n}_{r_d}$	l . röle-hedef kanalı için AWGN vektörü
$[\cdot]^T$	Transpoz operatörü
I_{AF}	AF yöntemi için toplam ortalama ortak bilgi
γ_{th}	Eşik seviyesi
$f_\gamma(\gamma)$	Anlık SNR için PDF
P_{out}	Servis dışı kalma olasılığı
P_{out}^a	Asimptotik servis dışı kalma olasılığı
$M_\gamma(s)$	MGF ifadesi
$F_\gamma(\gamma)$	CDF ifadesi
$\mathfrak{S}^{-1}(\cdot)$	Ters Laplace dönüşümü
$P_{M-PSK}(e)$	M -PSK modülasyonları için SER
$\Gamma(\cdot)$	Gamma fonksiyonu
$\Gamma(\cdot, \cdot)$	Üst tamamlanmamış Gamma fonksiyonu
$\gamma(\cdot, \cdot)$	Alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonu
$Q(x)$	Gauss Q fonksiyonu
P_{error}	BEP ifadesi
P_{error}^a	Asimptotik BEP ifadesi
α	$\alpha - \eta - \mu$ dağılımında lineer olmayan yayılım etkilerini yansıtan güç parametresi
μ	$\alpha - \eta - \mu$ dağılımında çokyollu küme sayısı
η	$\alpha - \eta - \mu$ dağılımında; Format 1’de çok yollu kümedeki eş fazlı ve karesel elemanların arasındaki saçılan dalgaların güçlerinin oranı iken Format 2’de her çok yollu kümedeki eş fazlı ve

karesel elemanların arasındaki korelasyon katsayısı

Kısaltmalar

Açıklama

FDMA

Frekans Bölmeli Çoklu Erişim

TDMA

Zaman Bölmeli Çoklu Erişim

CDMA

Kod Bölmeli Çoklu Erişim

3G

3.nesil

FH-CDMA

Frekans Atlamalı Kod Bölmeli Çoklu Erişim

DS-SS-SSMA

Doğrudan Dizili Kod Bölmeli Çoklu Erişim

BER

Bit Hata Oranı

SER

Sembol Hata Oranı

BEP

Bit Hata Olasılığı

OP

Servis dışı Kalma Olasılığı

CC

Kanal Kapasitesi

MGF

Moment Çıkaran Fonksiyon

PDF

Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu

CDF

Birikimli Dağılım Fonksiyonu

SNR

İşaret Gürültü Oranı

FS

Tam Seçim Çeşitlemesi

RS

Röle Seçimi

MAI

Çoklu Erişim Girişimi

ISI

Simgelerarası Girişim

MUD

Çok Kullanıcılı Algılama

DD

İlintisizleştirme Algılayıcısı

MMSE

En Küçük Ortalama Karesel Hata

AF

Kuvvetlendir-ve-Aktar

DF

Çöz-ve-Aktar

MIMO

Çok Girişli Çok Çıkışlı

MRC

En Yüksek Oranlı Birleştirme

AWGN

Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü

LOS

Direkt Görüş Hattı

NLOS	Direkt Olmayan Görüş Hattı
M-PSK	M'li Faz Kaydırmalı Anahtarlama
Y.D.T.	Yüksek Dereceli Terimler
BPSK	İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
QPSK	Karesel Faz Kaydırmalı Anahtarlama
RTE	Yaklaşık Kesme HATASI



GİRİŞ

Kablosuz haberleşme sistemleri; evlerde, arabalarda ve bilgisayarlarda yaygın bir şekilde kullanıldığından günlük yaşantının vazgeçilmez bir parçası haline gelmiştir. Buna bağlı olarak günümüz kablosuz haberleşme sistemleri hızlı bir şekilde gelişmekte ve kullanıcılar daha yüksek hızlarda veri iletimine ihtiyaç duymaktadır. Bunun yanında sürekli bağlantı, artırılmış güvenlik seviyesi, yüksek düzeyde gezgin iletişim ve düşük maliyet gelişmekte olan kablosuz sistemlerde aranan en önemli özelliklerdir. Örneğin cep telefonları herhangi bir zamanda kullanıcıların birbirleriyle ses, multimedya ve yüksek hızlı internet iletişimine olanak sağlayan en önemli kablosuz sistemlerdir. Sönümlenme etkisi, bant genişliği kısıtlamaları, batarya ömrü ve cihaz boyutları kablosuz sistem tasarımcıları için en önemli sorunlardır.

Spektral verimliliği arttırarak bant genişliğini ihtiyaç dahilinde kullanabilmek amacıyla çoklu erişim sistemleri önerilmiştir. Mevcut olan haberleşme kaynakları çok sayıda kullanıcının bulunduğu sistemlerde çeşitli yollarla paylaştırılabilmektedir. Bunlardan bazıları frekans bölmeli çoklu erişim (frequency-division multiple-access, FDMA), zaman bölmeli çoklu erişim (time-division multiple-access, TDMA) ve kod bölmeli çoklu erişim (code-division multiple-access, CDMA) sistemleridir. FDMA ve TDMA zaman ve frekans domeninde dik çoğullama yöntemleridir. CDMA sistemlerinde işaret bir gürültü benzeri kod ile yayılarak gönderilmektedir [1, 2]. CDMA teknolojisi, 3.nesil (3th generation, 3G) haberleşme sistemlerinde kabul görmüş ve standart olarak belirlenmiştir [3].

CDMA teknolojisi temelde iki kategoriye ayrılır: frekans atlamalı (frequency-hopping, FH) CDMA ve doğrudan dizili (direct-sequence, DS) CDMA. FH-CDMA sistemlerinde, mevcut bant genişliği çok sayıda bitişik frekans aralığına bölünür ve herhangi bir zaman aralığında, iletilen sinyal mevcut frekans dilimlerinden bir veya

daha fazlasını kaplar. Frekans dilimlerinin seçimi, her kullanıcı için önceden atanan benzersiz atlama modeline göre seçilir. DS-CDMA tekniğinde ise bütün kullanıcılar aynı zaman diliminde mevcut olan bütün bant genişliğini kullanarak iletim yapmaktadır. Her bir kullanıcı bilgisi kendine özgü yayma kodu ile yayılır ve iletilir. Alıcıda ise gelen sinyal her bir kullanıcının kendine özgü yayma kodu ile ayrıştırılır [4].

Kablosuz iletişim kanallarında karşılaşılan ve bu sistemlerin başarımını önemli derecede düşüren sönümlenme ile mücadele için çeşitleme yapılması yani iletilecek sinyalin birbirinden farklı sönümlenmeye maruz kalan birden fazla kopyasının alıcıya ulaştırılması tekniği geliştirilmiştir. İletilecek bilginin birden fazla kopyası farklı zaman dilimlerinde gönderildiğinde zaman çeşitlemesi, farklı frekans bantlarında gönderildiğinde ise frekans çeşitlemesi yapılabilmektedir. Fakat zaman kaybı ve sınırlı bant genişliği problemleri düşünüldüğünde bu yöntemler çok verimli olmamaktadır. Bir diğer yöntem ise anten çeşitlemesidir fakat bu yöntem boyut sınırlamalarından dolayı gezgin kablosuz sistemler için uygun değildir. Bu sorunlara çözüm olarak “işbirlikli çeşitleme” yöntemi geliştirilmiştir. İşbirlikli sistemlerde rölenin yaptığı işleme göre işbirlikli çeşitleme yöntemleri kuvvetlendir-ve-aktar (amplify-and-forward, AF) ile çöz-ve-aktar (decode-and-forward, DF) olarak temelde ikiye ayrılır [5-8]. İşbirlikli çeşitleme vasıtasıyla gönderilmek istenen bilginin birden fazla kopyası birbirinden farklı sönümlenmelere maruz kalacak şekilde hedef noktasına yani alıcıya iletilmektedir [9, 10]. İşbirlikli çeşitleme sayesinde kablosuz haberleşme sistemlerinin kapsama alanı genişlemekte, sistem kapasitesi ve çeşitleme kazancı artmaktadır [11]. İşbirlikli çeşitleme sistemleri klasik verici-alıcı haberleşmesinden farklıdır. İşbirlikli sistemlerde, gezgin veya durağan kullanıcılar kaynak ile hedef arasındaki iletim için röle görevi üstlenmektedir. Yani kaynaktan iletilecek olan sinyal hedefe iletilirken aynı zamanda rölelere de gönderilmektedir. Daha sonra röle ise aldığı sinyali hedefe iletmektedir. Kaynaktan hedefe iletimin yapıldığı kanal şartları çok kötü olduğu zaman işbirlikli çeşitleme kullanılarak güvenli haberleşme sağlanabilmektedir. Böylelikle, sönümlenme ile mücadelenin yanı sıra daha geniş kapsama alanı ve daha iyi sistem başarımı elde edilebilmektedir.

Bu tez çalışmasında, işbirlikli çeşitleme yöntemlerinden AF tekniği ile DS-CDMA sistemleri birleştirilerek analiz edilmiştir. Öncelikle işbirlikli AF DS-CDMA

sistemlerinin Rayleigh, Rician, Rayleigh/Rician, Rician/Rayleigh ve Rayleigh/Weibull sönümlü kanallarda bit hata oranı (bit error rate, BER) başarımları bilgisayar benzetimleri ile incelenmiştir. Ardından; kaynak-hedef kanalının Nakagami- m , kaynak-röle ve röle-hedef kanallarının Rician sönümlü olduğu durumda ele alınan AF DS-CDMA sistemi için analitik olarak moment çıkaran fonksiyon (moment generating function, MGF) türetilmiştir. Türetilen MGF ifadesinin ters Laplace dönüşümü vasıtasıyla sistemin servis dışı kalma olasılığı (outage probability, OP) nümerik olarak elde edilmiş ve aynı MGF ifadesinin integrali alınarak sistemin ortalama sembol hata oranı (symbol error rate, SER) analiz edilmiştir. Ayrıca bunlara ek olarak, sistemin yüksek işaret-gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR) bölgesinde analizi için asimptotik MGF ifadesi önerilmiştir. İşbirlikli AF DS-CDMA sistemlerinin asimmetrik sönümlü kanallarda ilk kez bu tez kapsamında incelenmesi çalışmaya özgünlük kazandırmıştır. Daha sonra, iki atlamalı AF DS-CDMA sistemleri asimmetrik Rayleigh/Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda ele alınmıştır. Burada kaynak-hedef iletiminin olmadığı varsayımı yapılarak kaynak-röle kanalının Rayleigh, röle-hedef kanalının Nakagami- m sönümlü olduğu asimmetrik durum incelenmiştir. Ele alınan sistem modeli için birikimli dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function, CDF) türetilerek OP başarımı analiz edilmiştir. Türetilen CDF ifadesinden yararlanarak sistemin MGF ifadesi elde edilmiş ve bu sayede SER başarımı da sunulmuştur.

Tez çalışmasında ele alınan bir diğer sistem modeli ise tek röleli işbirlikli AF DS-CDMA sistemleridir. Bu kısımda olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, PDF) yöntemine dayalı olarak detaylı bir analiz sunulmuştur. Burada kaynak-hedef kanalı için iki farklı sönümlenme senaryosu düşünülmüştür. İlk senaryoda kaynak-hedef arası Rayleigh sönümlü iken ikinci senaryoda ise Nakagami- m sönümlü olarak varsayılmıştır. Kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların ise iki senaryoda da Nakagami- m sönümlü olduğu kabul edilmiştir. Öncelikle her iki senaryo için de sisteme ait toplam PDF ifadesi konvolüsyon yöntemi ile bulunmuştur. Daha sonra bulunan PDF ifadeleri kullanılarak ele alınan sistem modeli için bit hata olasılığı (bit error probability, BEP), OP ve kanal kapasitesi (channel capacity, CC) analitik olarak türetilmiştir. Bunlara ek olarak sistemin yüksek SNR bölgesindeki davranışını belirlemek için asimptotik BEP ve OP ifadeleri önerilmiştir. Türetilen analitik ve asimptotik ifadelerden elde edilen sonuçlar benzetim sonuçları ile birlikte sunulmuştur.

İşbirlikli DS-CDMA sistemlerinin BEP ve CC analizi analitik olarak ilk kez bu tez kapsamında ele alınmıştır.

Tez çalışmasının özgünlüğünün daha da artırılması için, tam seçim çeşitlemesi (full selection diversity, FS) ve röle seçimi (relay selection, RS) teknikleri kullanılarak işbirlikli AF DS-CDMA sistemleri $\alpha - \eta - \mu$ sönümlü kanallarda incelenmiştir. Öncelikle sisteme ait CDF ifadesi analitik olarak bulunmuş ve buna ait asimptotik ifade elde edilmiştir. Daha sonra analitik ve asimptotik ifadelerden FS ve RS yöntemleri için sonuçlar bulunarak benzetimlerle birlikte sunulmuştur.

Bu tez çalışmasının organizasyonu ise şu şekilde planlanmıştır: Birinci bölümde, DS-CDMA sistemlerinin çalışma prensibi, avantajları ve dezavantajları verilmiştir. Daha sonra işbirlikli haberleşme hakkında temel bilgiler verilmiştir. Bunlara ek olarak detaylı bir literatür özeti de sunulmuştur. İkinci bölümde, ele alınan her bir farklı sistem modeli farklı alt başlıklar altında incelenmektedir. Burada BER analizi ilk alt başlıkta benzetimler aracılığıyla incelenirken, diğer kısımlarda ise MGF, CDF ve PDF yöntemlerine dayalı olarak farklı başarımlar analizleri analitik olarak sunulmuştur. Üçüncü bölümde ise bir önceki bölümde önerilen analitik ifadelerden elde edilen nümerik sonuçlar benzetim sonuçlarıyla kıyaslamalı olarak verilmiştir. Burada verilen sonuçlar Matlab yazılımı aracılığıyla elde edilmiştir. Son olarak dördüncü bölümde tartışma, sonuç ve önerilere yer verilmiştir.

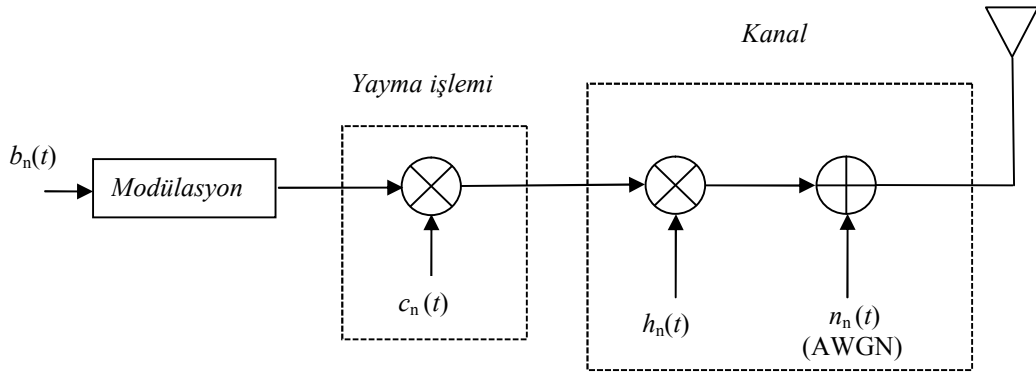
1. BÖLÜM

GENEL BİLGİLER ve LİTERATÜR TARAMASI

Bu bölümde, DS-CDMA sistemleri ve işbirlikli haberleşme yöntemleri ile ilgili genel bilgiler verilecektir. DS-CDMA sistemlerinin çalışma prensibi, avantajları ve dezavantajları anlatılacaktır. Daha sonra işbirlikli çeşitleme yöntemleri ve bu yöntemlerde kullanılan temel bilgiler sunulacaktır. Son olarak ise literatürde işbirlikli çeşitleme ve DS-CDMA sistemlerini birlikte analiz eden çalışmalar özetlenecektir.

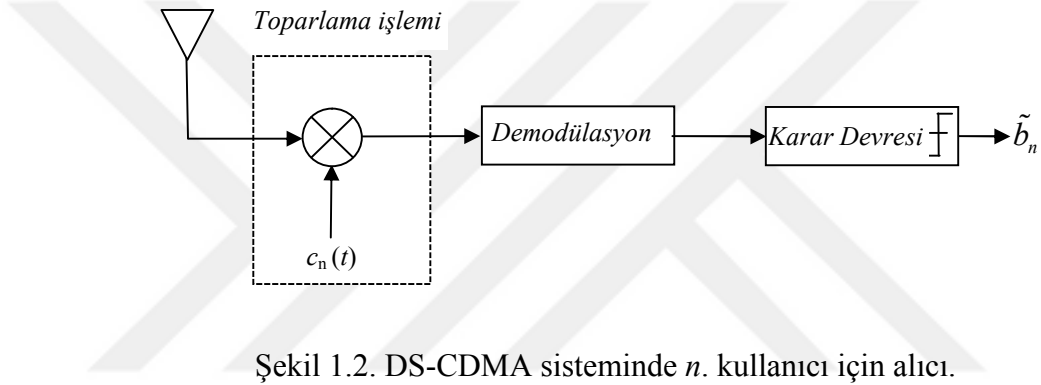
1.1. Doğrudan Dizili Kod Bölmeli Çoklu Erişim Sistemleri (DS-CDMA)

CDMA teknikleri içerisinde en popüler olan DS-CDMA sistemidir. DS-CDMA teknolojisi veri hızının artırılmasına dayalı olarak bant genişliğinin artmasına olanak sağlayan bir tekniktir [12]. Şekil 1.1'de gösterilen DS-CDMA sisteminin verici bloğunda, her kullanıcı bilgisi modüle edildikten sonra kendine özgü yayma dizisi ile çarpılmaktadır. Daha sonra ise kablosuz haberleşme kanalından iletilmektedir.



Şekil 1.1. DS-CDMA sisteminde n . kullanıcıya ait verici.

Şekil 1.1'de $b_n(t)$ n . kullanıcıya ait olan gönderilecek bilgiyi, $c_n(t)$ n . kullanıcıya ait yayma dizisini, $h_n(t)$ n . kullanıcının kanal sönümlenme katsayısını ve $n_n(t)$ ise n . kullanıcının toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü (additive white Gaussian noise, AWGN) temsil etmektedir. Şekil 1.2'de gösterilen DS-CDMA sisteminin alıcı kısmında ise dedektör, bütün kullanıcılara ait işaretlerin toplamından oluşan işareti kullanır. Alınan bu işareten her bir kullanıcı, kendine özgü yayma dizisi ile ayırt edilir. Şekil 1.2'de gösterildiği gibi önce toplama işlemi daha sonra demodülasyon yapılır. Bu aşamadan sonra ise karar devresi ile $\tilde{b}_n$ kestirilen işaret elde edilir.



DS-CDMA sistemleri önemli avantajlara sahip bir çoklu erişim yöntemidir. Bu avantajlar;

- Çoklu erişim yeteneği
- Düşük güç spektral yoğunluğu
- Gizlilik
- Boğma direnci

olarak verilebilir. Bu avantajların yanı sıra bazı dezavantajları da bulunmaktadır. Bunlar ise;

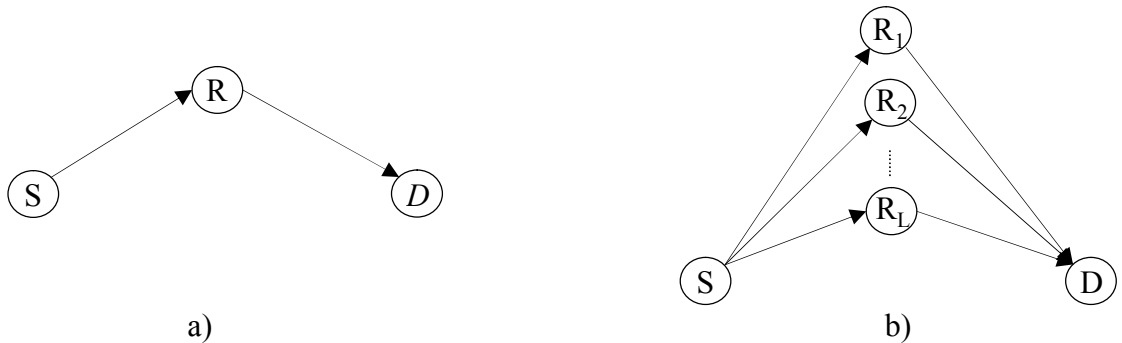
- Yakınlık-uzaklık problemi
- İlinti problemi
- Eş zamanlama gereksinimi

olarak bilinmektedir [13]. Çoklu erişim girişimi (multiple access interference, MAI) DS-CDMA sistemlerinin kapasitesini ve başarımını sınırlayan en önemli etkidir. MAI doğrudan dizili kullanıcılar arasındaki girişim olarak tanımlanmaktadır. MAI genellikle

tek bir kullanıcıdan kaynakladığı zaman küçüktür fakat girişimde bulunan kullanıcı sayısı arttığında çok önemli bir problem haline gelmektedir. Geleneksel dedektör tek kullanıcılı algılamaya dayalı olarak çalıştığı için MAI problemini hesaba katmadan algılama yapmaktadır. Fakat kullanıcı sayısı arttığında çok kullanıcılı algılama (multi-user detection, MUD) tekniklerine ihtiyaç duyulmaktadır [14]. DS-CDMA sistemlerinde MUD alıcılar, yakın-uzak etkisi ve çok yollu sönümlenme problemleri ile mücadele etmek zorundadır. Yakın-uzak etkisi kullanıcı kodlarının dik olmaması ve kullanıcıdan kullanıcıya değişkenlik gösteren işaret gücündeki sapmalardan kaynaklanmaktadır. Çok yollu sönümlenme ise semboller arası girişime (inter-symbol interference, ISI) neden olmaktadır [15]. Literatürde en yaygın MUD teknikleri ilintisizleştirme algılayıcısı (decorrelating detector, DD) ve minimum ortalama karesel hata algılayıcısı (minimum mean-square detector, MMSE) yöntemleridir. DD yönteminde uyumlu filtre çıkışında ilinti matrisinin tersi uygulanmaktadır. MMSE algılama yönteminde ise veri ile çıkışlar arasındaki ortalama karesel hata minimize edilmektedir [16, 17]. Bu tez çalışmasında, MUD yöntemlerinden daha kolay uygulanması, analitik türetimlerin yapılabilmesi ve karmaşıklığının daha az olması nedeniyle DD algılayıcı kullanılmıştır.

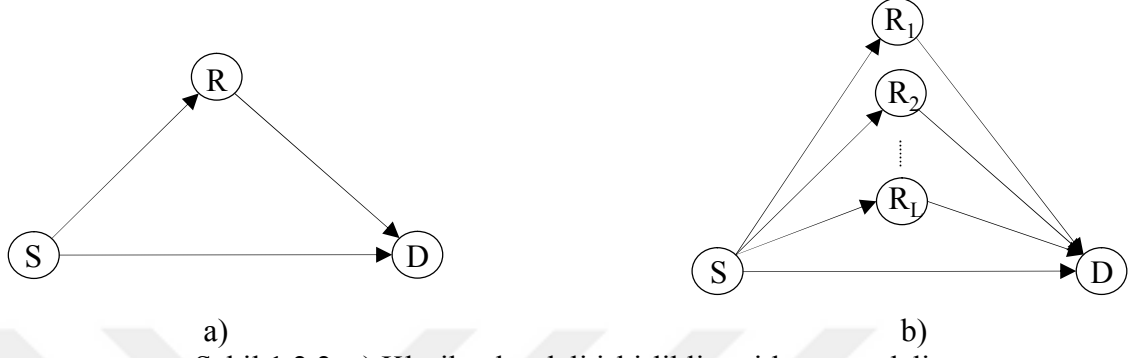
1.2. İşbirlikli Sistemler

Şekil 1.2.1a ve 1.2.1b’de sırasıyla, tek röleli ve çok röleli iki atlamalı iletim sistemleri görülmektedir. Atlamalı röleli iletim sistemi; yüksek iletim hızlarına ulaşmak, kapsama alanını genişletmek, iletişim sistemlerinin başarımını arttırmak ve kaynak ile hedef arasında çok şiddetli sönümlenme var olduğunda iletişimi devam ettirmek için kullanılan etkili bir yöntemdir.

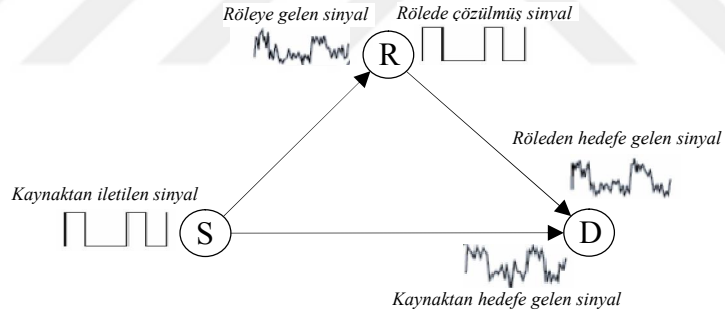


Şekil 1.2.1. a) Klasik tek röleli iki atlamalı sistem modeli
b) Çok röleye sahip iki atlamalı sistem modeli.

Burada S kaynak, R röle ve D ise hedefi belirtmektedir. Tek röleli ve çok röleli işbirlikli çeşitleme sistemleri sırasıyla Şekil 1.2.2a ve 1.2.2b’de gösterilmektedir. Bu sistemlerde, atlamalı modele ek olarak kaynaktan hedefe direkt iletim de yapılmaktadır.

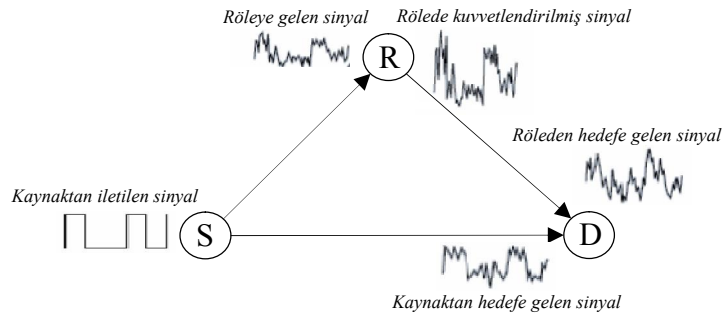


İşbirlikli çeşitleme tekniklerinden DF yönteminde röle, Şekil 1.2.3'te gösterildiği gibi kaynaktan aldığı işareti bir kestirimle çözerek hedefe iletir.



Şekil 1.2.3. Çöz-ve-aktar iletim yöntemi.

AF yönteminde ise röle, Şekil 1.2.4'te gösterildiği gibi kaynaktan aldığı işareti kuvvetlendirirerek hedefe iletir [18, 19].



Şekil 1.2.4. Kuvvetlendir-ve-aktar iletim yöntemi.

Çok sayıda rölenin bulunduğu işbirlikli sistemlerde, alıcı karmaşıklığını azaltmak ve başarımı iyileştirmek için önerilen en iyi röle seçimi (best relay selection) tekniği AF ve DF yöntemleri ile birlikte kullanılabilir. En iyi röle seçiminde birden fazla röle arasından en yüksek SNR değerine sahip röle, kaynak bilgisini iletmek için seçilmektedir [20-22]. Bu tez çalışmasında işbirlikli çeşitleme yöntemlerinden AF tekniği kullanılmıştır. AF yönteminde, rölelerde kod çözme işlemi yapılmadığından DF yöntemine göre daha basit bir sistem yapısı vardır. DF yönteminde rölede yanlış kod çözme işlemi yapıldığında bunun hata yayılımına yol açması mümkündür. AF yöntemi kullanılarak olası hata yayılımı engellenmiş olur. Bu tez kapsamında ele alınan iki atlamalı ve işbirlikli sistemlerde iletim iki zaman diliminde gerçekleşmektedir. Birinci zaman diliminde kaynaktan hem röleye/rölelere hem de hedefe iletim yapılmaktadır. Birinci iletim zamanı sonunda hedefte ve l . röledeki sinyaller aşağıdaki şekildedir:

$$d_1(t) = s(t)h_{sd} + n_{sd}(t) \quad (1.2.1)$$

$$r(t) = s(t)h_{sr_l} + n_{sr_l}(t) \quad (1.2.2)$$

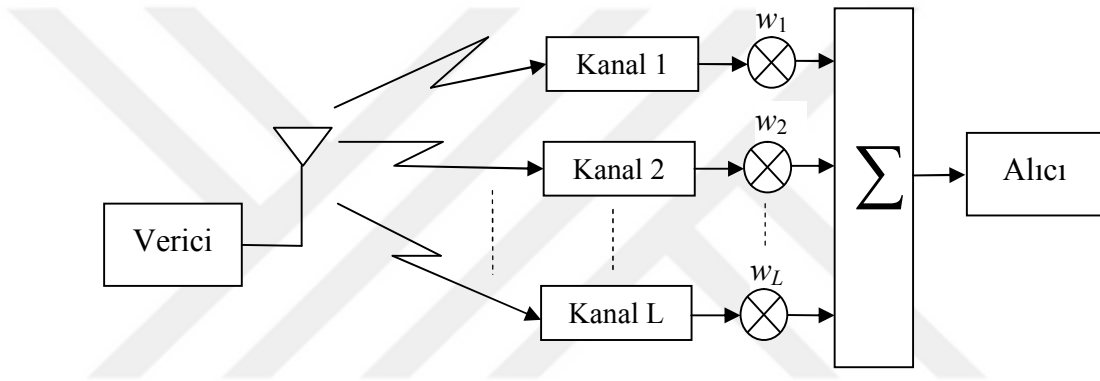
Burada $s(t)$ kaynağın gönderdiği sinyal, $r(t)$ rölede alınan sinyal, h_{sr_l} kaynak- l . röle arasındaki sönmülenme katsayısı ve $n_{sr_l}(t)$ ise kaynak- l . röle arasındaki AWGN'yi ifade etmektedir. İkinci zaman diliminde röleler aldığı sinyali kuvvetlendirerek hedefe iletmektedir. İkinci iletim zamanı sonunda hedefte alınan sinyal

$$d_2(t) = h_{rd} \left[\beta \left(s(t)h_{sr_l} + n_{sr_l}(t) \right) \right] + n_{rd}(t) \quad (1.2.3)$$

şeklinde. Burada h_{rd} l . röle-hedef arasındaki sönmülenme katsayısı, $n_{rd}(t)$ ise l . röle-hedef arasındaki AWGN'yi ve β ise kuvvetlendirme faktörünü ifade etmektedir. Kuvvetlendirme faktörü aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir:

$$\beta = \frac{\sqrt{E_b}}{\sqrt{E_b |h_{sr_l}|^2 + N_0}} \quad (1.2.4)$$

Burada E_b bit enerjisi ve N_0 ise tek taraflı güç spektral yoğunluğa sahip AWGN ifadesidir. İki atlamalı sistemlerde kaynak-hedef iletimi olmadığından bu sistem modelinde birinci iletim zamanı sonunda eşitlik (1.2.2) ile verilen sinyal alınırken ikinci iletim zamanı sonunda ise eşitlik (1.2.3) ile verilen sinyal alınmaktadır. İşbirlikli sistemlerde birbirinden bağımsız olarak hedef noktasına gelen sinyaller birleştirilmektedir. Bu tez çalışmasında en yüksek oranlı birleştirme tekniği (maximum ratio combining, MRC) kullanılmıştır. Şekil 1.2.5'te L tane ayrı yoldan gelen sinyallerin MRC yöntemi ile birleştirilmesi gösterilmektedir.



Şekil 1.2.5. En yüksek oranlı birleştirme (MRC).

Burada w_l l . yolun ağırlıklandırma katsayısıdır. MRC birleştiricisinin çıkışında elde edilen toplam sinyal aşağıdaki gibi olur:

$$r_{mrc} = \sum_{l=1}^L w_l r_l. \quad (1.2.5)$$

Burada r_l , l . yoldan gelen sinyali ifade etmektedir. γ anlık SNR, h_l l . yolun sönmülenme katsayısı, E iletim enerjisi ve N_0 Gauss gürültüsü olmak üzere l . yoldan gelen sinyalin anlık SNR değeri $\gamma_l = |h_l|^2 E / N_0$ şeklindedir. Buna göre MRC alıcı çıkışındaki toplam anlık SNR şu şekilde ifade edilir:

$$\gamma_{mrc} = \sum_{l=1}^L \gamma_l. \quad (1.2.6)$$

Böylelikle, MRC alıcısı çıkışındaki maksimum anlık SNR'nin her bir yoldan gelen sinyallerin anlık SNR değerlerinin toplamına eşit olduğu görülmektedir. İşbirlikli sistemler göz önüne alındığında toplam anlık SNR çok röleli durum için

$$\gamma_{tot} = \gamma_{sd} + \sum_{l=1}^L \gamma_l \quad (1.2.7)$$

şeklindedir. Burada γ_{sd} ifadesi kaynak-hedef arasındaki kanalın anlık SNR değeridir.

Eşitlik (1.2.7)'deki $\sum_{l=1}^L \gamma_l$ ifadesi kaynak-röle-hedef arasındaki kanalın uçtan uca toplam anlık SNR ifadesidir ve AF sistemleri için genel olarak

$$\gamma_l = \frac{\gamma_{sr_l} \gamma_{r_ld}}{u \gamma_{sr_l} + \gamma_{r_ld} + v} \quad (1.2.8)$$

şeklinde tanımlanır. Burada u ve v parametrelerinin aldığı değere göre üç farklı aktarım (relaying) tipi söz konusudur. Bunlar;

- $u = v = 1$ ise değişken kazançlı (variable-gain) aktarım
- $u = 0$ ise sabit kazançlı (fixed-gain) aktarım
- $u = 1, v = 0$ ise kanal destekli (channel-assisted) aktarım

şeklindedir.

1.3. Literatür Özeti

İki atlamalı veya işbirlikli sistemlerin, hata başarımını iyileştirmesi ve sönümlenme ile mücadeledeki başarısı düşünüldüğünde bu sistemlerde çok kullanıcılı haberleşme yöntemleri kullanılabilir. Bu sayede çok kullanıcılı haberleşme sistemlerinin sönümlü kanallardaki başarımı iyileştirilebilir. DS-CDMA sistemleri en çok ilgi çeken çok kullanıcılı gezgin haberleşme sistemlerinden biridir. DS-CDMA sistemleri ile ilgili uzun yıllardır çok fazla çalışma yapılmasına karşın hala önemini korumakta ve ilgi çekmektedir. Örnek olarak DS-CDMA sistemlerinin son yıllarda su altı akustik sensör ağları, çok hücreli çok taşıyıcı sistemler ve işbirlikli çok girişli çok çıkışlı (multiple-

input multiple-output, MIMO) sistemler gibi farklı kablosuz haberleşme teknikleri ile birlikte uygulamasının sunulduğu çalışmalar bulunmaktadır [23-27].

Literatürde DS-CDMA sisteminin işbirlikli iletişim teknikleri ile birlikte kullanıldığı çeşitli çalışmalar bulunmaktadır [28-37]. Bu çalışmalarda genellikle kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların aynı sönümlenmeye sahip olduğu ve sönümlenme modellerinin genellikle Rayleigh ile Nakagami- m dağılımları olduğu görülmektedir. [28]'de Rayleigh sönümlenmesi varlığında işbirlikli CDMA sistemlerin hata başarımı analiz edilmiş ve [7, 8]'e kıyasla daha iyi başarımlar elde edildiği belirtilmiştir. İşbirlikli CDMA sistemlerinde çeşitleme birleştirmesi ile kod birleştirmesinin etkileri [29]'da OP dikkate alınarak incelenmiş ve kod birleştirmesi yerine çeşitleme birleştirmesi kullanılarak sistem karmaşıklığı az olan daha basit bir sistem tasarımının mümkün olduğu ifade edilmiştir. Başka bir çalışmada [30] SNR aralığını genişleten bir işbirlikli protokol önerilmiş ve DS-CDMA sistemlerin başarımı incelenmiştir. Önerilen sistemin yüksek SNR'de iyi sonuçlar verdiği fakat bunun yanında düşük SNR bölgesinde ise ihmal edilebilir seviyede başarımların kaybı olduğu görülmüştür. Huang ve arkadaşları [31], ilintisizleştirme algılayıcısının rölede kullanıldığı ve kullanılmadığı durumların etkilerini araştırmıştır. Sonuç olarak yazarlar, rölede ilintisizleştirme algılayıcısı kullanımı ile ciddi bir başarımların artışı elde edildiğini BER analizleri ile göstermiştir. [32]'de bir işbirlikli DS-CDMA sisteminde hedef noktasındaki alıcının sadece direkt hattın kanal bilgisine sahip olduğu durum ile bütün kanalların (kaynak-röle, röle-hedef, kaynak-hedef kanalları) bilgisine sahip olduğu durumdaki BER başarımı ele alınmıştır. Yazarlar işbirliksiz duruma göre her iki senaryoda da daha iyi sonuçlar elde etmiştir. [33]'te işbirlikli DS-CDMA sistemleri için girişimin de hesaba katıldığı işaretin girişim+gürültüye oranı (signal-to-interference-plus-noise ratio, SINR) ifadesi türetilerek asimptotik analiz yapılmıştır. [34]'te çok atlamalı ve çok röleli işbirlikli DS-CDMA sisteminin BEP başarımı Rayleigh sönümlü kanallarda analiz edilerek atlama ve röle sayısının artırılması ile daha iyi başarımlar elde edilebileceği gösterilmiştir. [35]'te ise seçmeli aktarım (selective relaying) tekniğinin kullanıldığı işbirlikli DS-CDMA sistemleri ele alınmıştır. Bu sayede maksimum çeşitleme kazancına ulaşmanın mümkün olduğu ifade edilmiştir. Farksal uzay-zaman kaydırmalı anahtarlama tekniğini kullanan DF DS-CDMA sistemlerin BER başarımı [36]'da incelenmiş ve sistemin karmaşıklığı artmadan iyi başarımların sağlanabileceği ifade

edilmiştir. [37]'de verici ön işleme (preprocessing) yöntemini kullanan işbirlikli DS-CDMA sistemlerinde vektör niceleme tekniğinin kullanımı önerilmiştir. Rayleigh sönümlü kanallarda, işbirlikli DF DS-CDMA sistemine ait BEP için kapalı formda ve yaklaşık ifadeler [38]'de türetilmiştir. İlgili makalede çok yollu yayılım olduğu kabul edilmiş ve yapılan analizin herhangi bir çokyollu yayılım profili için geçerli olduğu belirtilmiştir. [39]'da, iki adet röleye sahip işbirlikli DS-CDMA sisteminin Rayleigh sönümlü kanallardaki başarımı DF yöntemi ile araştırılmıştır. Bir başka çalışmada, işbirlikli DS-CDMA sisteminin hem AF hem de DF tekniği kullanılarak Rayleigh sönümlü kanallardaki kapasitesi analiz edilmiş ve direkt iletme göre 3.9 dB'lik güç azalması sağlandığı gösterilmiştir [40].

İşbirlikli DS-CDMA sistemlerinde; çok kullanıcı gücü tahsis problemi, kaynak tahsisi ve girişim bastırma teknikleri [41-50]'de analiz edilmiştir. [41-43]'te yapılan çalışmalarda MMSE ve maksimum MRC yöntemlerine dayalı olarak optimum güç dağılımı uygulanmış ve sonuç olarak sistemde işbirliği içinde olan noktalara (kaynak ve rölelere) eşit güç dağılımı yapıldığı duruma göre daha iyi sonuçlar elde edilmiştir. [44, 45]'te işbirlikli DS-CDMA sistemlerinde güç tahsisi ve girişim bastırma problemi birlikte ele alınmıştır. Yazarlar MMSE alıcısında, röleler arasındaki güç dağılımını ayarlayarak girişimi bastıran stokastik eğim algoritmasının kullanılmasını önermiş ve bu sayede işbirliksiz durum ile eşit güç tahsisi yapıldığı duruma göre sistem başarımını iyileştirmiştir. [46-48]'de işbirlikli DS-CDMA sistemleri için girişim bastırma ve çoklu röle seçimi problemi araştırılmıştır. Yapılan bu çalışmalarda 'Greedy' teknikleri kullanılarak rölelerdeki hata yayılımı azaltılmış ve röle seçimi sayesinde en zayıf röle-hedef hattı yok sayılarak sistem karmaşıklığı düşürülmüştür. Bu sayede sistem başarımı geleneksel yöntemlerin kullanıldığı duruma göre ciddi şekilde iyileştirilmiştir. [49, 50]'de kaynak tahsisi problemi, rölenin lider ve çoklu erişim kullanıcılarının takipçi olduğu iki seviyeli Stackelberg oyunu şeklinde modellenerek röle optimizasyonu ile çözülmüştür. Yapılan bu çalışmaların sonunda röle optimizasyonu ile daha başarılı sonuçlar sağlanmıştır.

İşbirlikli CDMA sistemlerinde MUD tekniklerinin başarıma etkisi ile ilgili çalışmalar [51-55]'te sunulmuştur. AF DS-CDMA ve DF DS-CDMA sistemlerinde MUD yöntemlerinin etkisi [51, 52]'de iki farklı senaryo için incelenmiştir. İlk durumda

kaynak ve rölelerde kanal şartlarının mükemmel şekilde bilindiği lineer MUD teknikleri uygulanırken ikinci durumda ise kanal şartlarının kısmen bilindiği kör kestirim yapılmıştır. Bu çalışmalarda kanal parametrelerinin bilinmediği durumda DF yönteminin kör kestirim için daha uygun olduğu sonucuna varılmıştır. [53]'te AF DS-CDMA sistemleri için bütün kullanıcıların ilettiği sembolleri, uzaysal işaretleri ve kanal kazançlarını ortak bir şekilde kestiren bir yöntem önerilmiştir. Bu yöntemin kaynak-röle ve röle-hedef kanallarını birleştirerek verimli bir şekilde kestirim yapılmasını sağladığı ifade edilmiştir. [54]'te DF DS-CDMA sistemlerinde 3 farklı partner seçim stratejisi ele alınarak başarımların analizi yapılmıştır. Bütün kullanıcılar ile işbirliği yap (all-cooperate), sadece doğru çözen kullanıcılar ile işbirliği yap (suc-cooperate) ve en yüksek SINR değerine sahip kullanıcılar ile işbirliği yap (max-cooperate) şeklinde 3 farklı yöntem ele alınmış, sonuçta en iyi BER başarımları max-cooperate yöntemi ile sağlanmıştır. [55]'te maksimum olabilirlik (maximum likelihood) algılayıcı kullanılarak sistemde karmaşıklığın azaldığı iddia edilmiştir. DS-CDMA sisteminde, vericide ön işleme kullanılan işbirlikli iletimin BER analizinin Nakagami- m sönümlü kanallarda incelemesi [56, 57]'de verilmiştir. Vericide ön işleme sayesinde röle ve gezgin terminallerde girişimin bastırılarak röle çeşitlemesinin gerçekleştirildiği ifade edilmiştir. İşbirlikli DS-CDMA sisteminin Nakagami- m sönümlü kanallarda OP başarımları DF ve AF yöntemleriyle [58-61]'de araştırılmıştır. [58, 59]'da DF DS-CDMA sistemlerinin Nakagami- m sönümlü kanallardaki OP başarımları için asimptotik ve tam ifadeler türetilmiştir. Daha sonra aynı yazarlar [60, 61]'de aynı kanal şartları altında AF DS-CDMA sistemlerinin OP başarımlarını ele alarak asimptotik ve yaklaşık ifadeler sunmuştur. [61]'de sunulan yaklaşık OP ifadesi aslında tam bir çözüm içermemektedir. Çünkü bulunan ifade çözülmemiş bir integral içermekte ve sadece paket programlar aracılığıyla nümerik olarak çözülebilmektedir.

Bütün bu çalışmaların yanında işbirlikli DS-CDMA sistemlerinde kodlama tekniklerinin kullanıldığı bazı çalışmalar da mevcuttur [62-68]. Evrimsel kodlamanın kullanıldığı DF DS-CDMA sistemlerinin BER başarımları [62, 63]'te sunulmuş ve hedef noktasında MUD yöntemleri uygulanmadığı zaman evrimsel kodlamanın tam fayda sağlamadığı belirtilmiştir. Turbo kodlamalı işbirlikli DS-CDMA sistemlerinin analizi [64]'te verilmiştir. Gu ve de Lamare işbirlikli DS-CDMA sistemlerinde dağıtılmış uzay-zaman kodlamasını kullanmış ve dinamik tampon (dynamic buffer) yardımıyla iletim

başarımını ciddi şekilde iyileştirmiştir [65-67]. Bir başka çalışmada ise dağıtılmış uzay-zaman yayma tekniği işbirlikli DS-CDMA sistemlerine adapte edilmiş ve sonuçta 3X1 boyutunda çok girişli tek çıkışlı (multiple input single output, MISO) sistem başarımına yakın bir başarımla elde edilmiştir [68].

Bu tez çalışmasında ele alınan diğer önemli bir konu asimetrik sönümlenme durumudur. Asimetrik sönümlenme; kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların farklı sönümlenme koşullarına sahip olduğu durumdur. Pratik kablosuz iletim ortamlarında iletilen sinyaller zayıflama, gölgeleme ve sönümlenme gibi etkilerle karşılaşmaktadır. İşbirliği içerisindeki kaynak, röleler ve hedef noktası bulunduğu konuma göre farklı kablosuz ortam karakteristiklerine sahip olabilir. Bu durumda kaynak-röle kanalı çok şiddetli sönümlenmeye maruz kalırsa veya direkt görüş hattına sahip olmazsa Rayleigh sönümlenmesi bu durumu temsil edebilir. Eğer direkt görüş hattı mevcut olursa Rician sönümlenmesinin ele alınması uygun olabilir. Bunlara ek olarak, örneğin röle şehir merkezinde ve bir dağın tepesinde bulunan baz istasyonu (hedef) ile iletişim kuracaksa röle ile hedef arasındaki iletim ortamı Nakagami- m sönümlenmesi ile temsil edilebilir. Bunun tam tersi bir durumda ise dağın tepesindeki bir noktadan şehir merkezine doğru iletim yapıldığında kanal karakteristiklerinin Rician sönümlenmesine daha uygun olduğu düşünülebilir. Tüm bu pratikte karşılaşılabilecek örnekler düşünüldüğünde, birden çok kullanıcının birbiriyle kablosuz olarak iletişimi için asimetrik sönümlenme senaryosu yapılan analizleri daha gerçekçi kılabilir.

Literatürde atlamalı ve işbirlikli DS-CDMA sistemleri ile ilgili asimetrik sönümlü kanallarda yapılan herhangi bir çalışmaya rastlanmamıştır. Bilindiği kadarıyla, iki atlamalı veya işbirlikli AF DS-CDMA sistemlerinin asimetrik sönümlü kanallardaki başarımlar ifadelerinin türetilerek analiz edilmesi literatürde ilk kez bu tez kapsamında yapılan çalışmalarla gerçekleştirilmiş olmaktadır. Fakat işbirlikli çeşitleme ve MIMO sistemlerde asimetrik sönümlenmeyi ele alan çeşitli çalışmalar mevcuttur [69-82]. Örneğin [69-71]'de röleli MIMO sistemler Rayleigh/Rician asimetrik sönümlü kanallarda analiz edilmiştir. Sonuç olarak direkt görüş hattının olduğu durumlarda beklenildiği üzere daha yüksek başarımlar elde edildiği bildirilmiştir. DS-CDMA olmaksızın, iki atlamalı ve işbirlikli AF iletim sistemi [72, 73]'te, kaynak-röle ile röle-hedef arasındaki kanalların sırasıyla Rayleigh/Rician ve Rician/Rayleigh

sönümlenmesine tabi oldukları durumda araştırılmıştır. Buna göre OP ve ortalama BEP başarımları için analitik ifadeler türetilerek başarımların analizleri yapılmıştır. [74, 75]'de yazarlar yapmış oldukları çalışmada, Rayleigh/Rician sönümlü kanallarda kaynak ve hedefte çok anten bulunan, rölede ise tek anten bulunan iki atlamalı AF iletim sistemini ele almışlardır. Yazarlar elde ettikleri analitik başarımların sistem tasarımcıları için faydalı olduğunu ifade etmişlerdir. Bu çalışmalara ek olarak, [76-78]'de Nakagami-*m*/Rician sönümlü kanallarda iki atlamalı ve işbirlikli AF sistemleri analiz edilmiştir. [76]'da kaynak-hedef iletiminin olmadığı AF işbirlikli haberleşme sisteminin servis dışı kalma olasılığı ve sembol hata olasılığı (symbol error probability, SEP) ifadeleri uçtan uca CDF yöntemine dayalı olarak türetilmiştir. [77, 78]'de AF yönteminin kullanıldığı iki atlamalı sistem için kapalı formda PDF ve CDF ifadeleri elde edilmiş ve bunların integrallerinin çözümü ile OP, BEP, CC gibi çeşitli başarımların ölçütleri için tam sonuçlar sunulmuştur. İki atlamalı DF ve işbirlikli AF sistemleri için [79, 80]'de sırasıyla OP ve SER başarımları analitik ifadeler türetilerek analiz edilmiştir. [81]'de kaynak-röle kanalının Rayleigh, röle-hedef kanalının Weibull sönümlü olduğu iki atlamalı DF iletişim sistemi için; [82]'de ise kaynak-röle kanalının Rayleigh, röle-hedef kanalının Hoyt dağılımına sahip olduğu AF yöntemini kullanan iki atlamalı sistem için OP ve BEP ifadeleri bulunmuştur.

Bu tez çalışmasında ele alınan bir diğer konu ise işbirlikli DS-CDMA sistemlerinde röle seçimi (relay selection) ve tam seçim çeşitlemesi (full selection diversity) tekniklerinin kullanıldığı durumdur. Bilindiği kadarıyla, işbirlikli DS-CDMA sistemlerinde röle seçimi ve tam seçim çeşitlemesi ilk kez bu tez kapsamında ele alınmaktadır. Röle seçimi sistemde bulunan çok sayıda röle arasından sadece en yüksek anlık SNR değerine sahip olan rölenin iletim yapması işlemidir [21, 83-87]. En iyi röle seçimi ile alıcısındaki karmaşıklık azaltılırken sistem başarımında iyileşme olduğu çeşitli çalışmalarda belirtilmektedir [88, 89]. Röle seçimi sadece kaynak-röle ya da röle-hedef kanallarının anlık SNR değerlerine göre veya kaynak-röle-hedef kanalının uçtan uca anlık SNR değerine göre yapılabilmektedir [90-92]. Tam seçim çeşitlemesi tekniği kaynaktan hedefe iletimin olduğu durumda röleli hat ile direkt hat arasında seçim yapılması olarak bilinmektedir [22, 93]. Literatürde sadece işbirlikli sistemlerde röle seçimi konusunu ele alan birçok çalışma mevcuttur [94-101]. Örneğin [94]'te AF işbirlikli sistemin Rayleigh sönümlü kanallarda en iyi röle seçimi durumunda ortalama SER'i için kapalı formda bir

alt sınır ifadesi türetilmiştir. İlgili çalışmada, elde edilen alt sınır sonucunun az sayıda rölenin bulunduğu işbirlikli AF sistemleri için uygun olduğu belirtilmiştir. Bir başka çalışmada [95] ise AF işbirlikli sistemlerde röle seçim tekniği uygulanarak sistemin asimptotik ortalama SER ifadesi Nakagami- m sönümlenmeli kanallarda elde edilmiş ve türetilen ifadeye bağlı olarak elde edilen analitik sonuçların yüksek SNR bölgesinde benzetim sonuçlarıyla uyumlu olduğu ifade edilmiştir. [96]'da işbirlikli DF sistemler için Rayleigh sönümlü kanallarda en iyi röle seçim tekniği uygulanarak tam hata olasılığı ile kanal kapasitesi için ifadeler türetilmiştir. Yazarlar bu çalışmanın sonucunda, röle seçimi ile sadece iletim kanalı sayısının azalmadığını aynı zamanda tam çeşitleme derecesine de ulaşıldığını göstermiştir. Aynı yazarlar [97]'de AF ve DF yöntemlerinin kullanıldığı işbirlikli iletim için N . en iyi röle seçim tekniğini önermiş ve Rayleigh sönümlü kanallarda başarımlı analizini gerçekleştirmiştir. Bu çalışmada, N . en iyi röle seçimi en iyi rölenin iletim için uygun olmadığı durumda en iyi ikinci ya da en iyi üçüncü rölenin seçilmesi ve iletim yapması tekniği olarak düşünülmüştür. Sonuç olarak çeşitleme derecesinin röle sayısı ile lineer olarak arttığı fakat en iyi N . rölenin iletim yaptığı durumda ise lineer olarak azaldığı görülmüştür. N . en iyi röle seçim tekniği [98, 99]'da MIMO sistemleri ile DF iletim tekniği birlikte analiz edilmiştir. Bir diğer çalışmada [100] en iyi röle seçimli AF işbirlikli haberleşme sistemlerinin SER'i Weibull sönümlü kanallarda analiz edilmiştir. Yapılan analizde, sistemin MGF ifadesi türetilerek başarımlı sonuçları elde edilmiş ve analitik sonuçların benzetim sonuçlarıyla uyumlu olduğu gösterilmiştir. [101]'de bilişsel ağlarda AF işbirlikli sistemlerin Rayleigh sönümlü kanallardaki OP, SEP ve CC başarımlı incelenmiş ve en iyi röle seçimli sistemin geleneksel AF sistemi ile aynı çeşitleme derecesini sağladığı belirtilmiştir. Bu tez kapsamındaki çalışmalarla, işbirlikli DS-CDMA sistemlerinde röle seçimi ve tam seçim çeşitlemesi tekniğinin kullanıldığı durumdaki başarımlı literatürde ilk kez incelenmektedir.

2. BÖLÜM

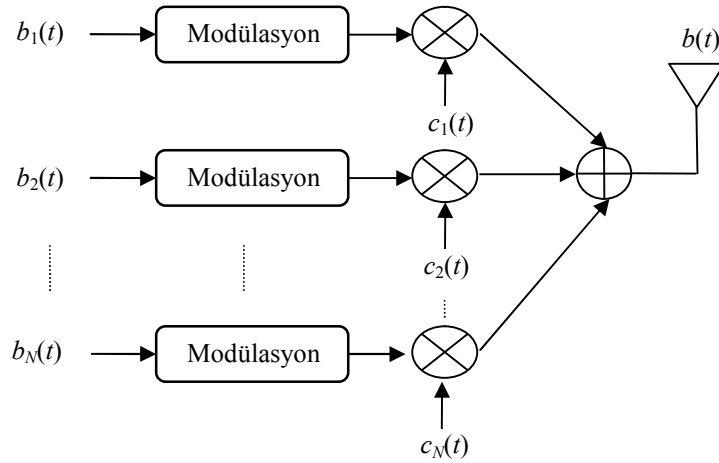
YÖNTEM VE MATERYAL

2.1. Giriş

Bu bölümde her bir alt başlıkta farklı bir sistem modeli ele alınmaktadır. Ele alınan sistem modellerinin başarımları analizleri PDF, CDF, MGF yöntemlerine dayalı olarak incelenmiştir. Sonuç olarak her bir alt başlıkta ele alınan sistem modeline ait başarımlar ifadeleri türetilmiştir.

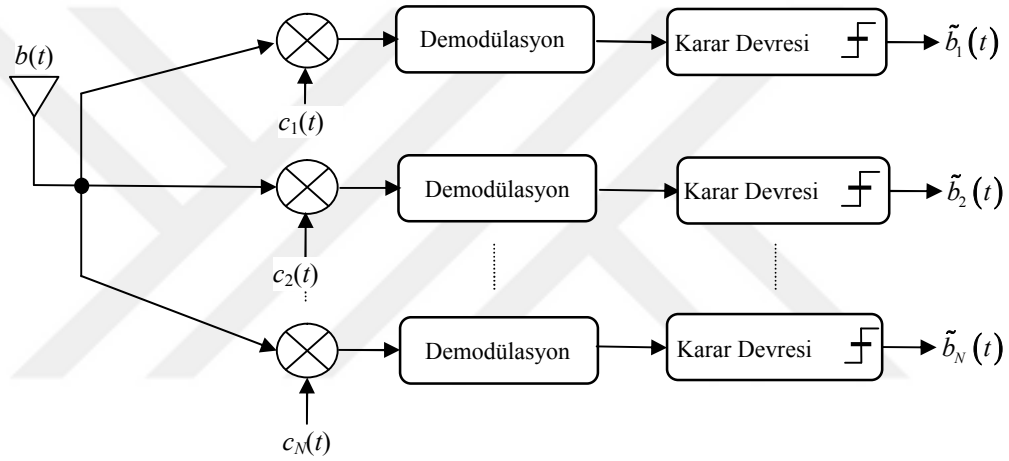
2.2. İki Atlamalı ve İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin Farklı Sönümlü Kanallardaki Bit Hata Oranı Başarımı

Bu alt bölümde dikkate alınan N kullanıcı DS-CDMA sistemine ait verici yapısı Şekil 2.2.1’de gösterilmektedir.



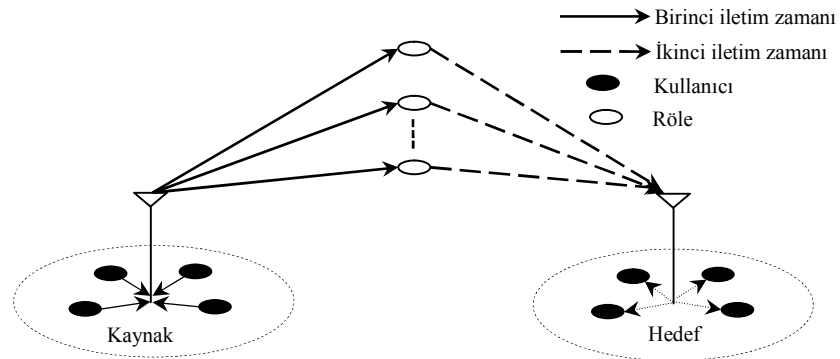
Şekil 2.2.1. N kullanıcı DS-CDMA verici blok yapısı.

Buradaki yayma kodu, $c_n(t)$, her kullanıcı için farklıdır. Modülasyon ve yayma işlemlerinden sonra N adet kullanıcıya ait bilgilerin toplamı alıcıya (hedefe) gönderilir. Şekil 2.2.2’de N kullanıcılı DS-CDMA sisteminin alıcı yapısı gösterilmektedir. Şekil 2.2.2’de gösterilen alıcıda, $b(t)$ işareti her kullanıcının kendine özgü yayma kodu ile çarpılır ve bu sayede her kullanıcı bilgisi ayırt edilmiş olur. Daha sonra demodülasyon işlemi uygulanarak elde edilen işaret karar devresine gider. Burada n . kullanıcının bilgisi ($\tilde{b}_n$) kestirilir.

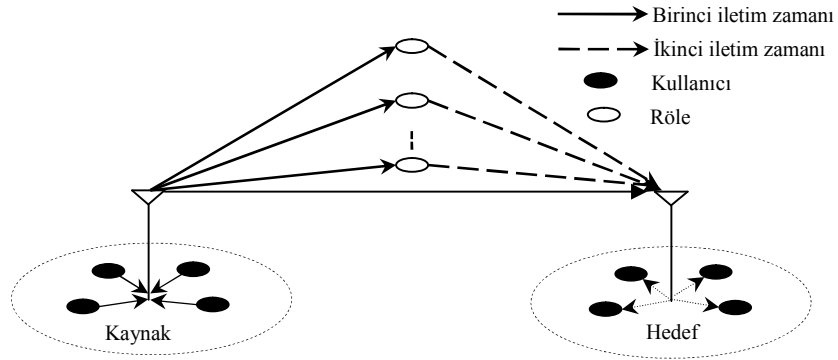


Şekil 2.2.2. N kullanıcılı DS-CDMA alıcı blok yapısı.

Bu alt bölümde ele alınan çok röleli iki atlamalı ve çok röleli işbirlikli iletim modelleri sırasıyla Şekil 2.2.3 ve Şekil 2.2.4’te gösterildiği gibidir.

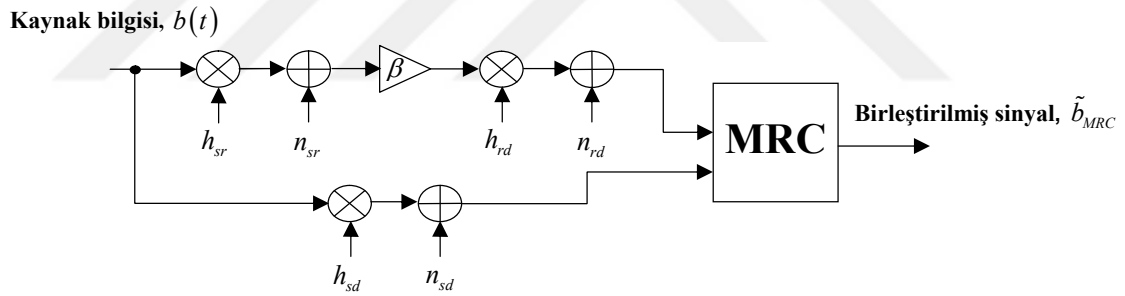


Şekil 2.2.3. Çok röleli iki atlamalı iletim modeli.



Şekil 2.2.4. Çok röleli işbirlikli iletim modeli.

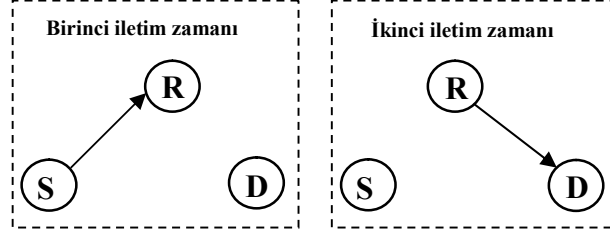
Tüm birimlerin tek verici ve tek alıcı antene sahip olduğu ve yarı zamanlı (half duplex) çalıştığı kabul edilmiştir. Hedef düğümünde birleştirme işlemi için MRC yöntemi kullanılmıştır. İşbirlikli çeşitleme yöntemi olarak Şekil 2.2.5'te temel işleyişi blok halinde gösterilen AF tekniği tercih edilmiştir.



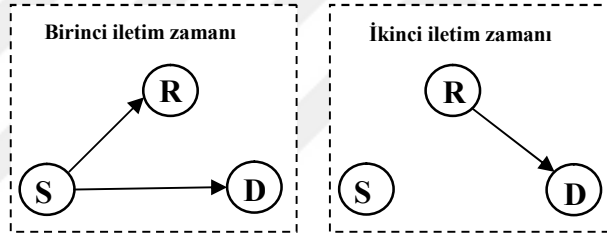
Şekil 2.2.5. Klasik tek röleli AF işbirlikli iletim sistemine ait blok yapı.

Şekil 2.2.5'te β kuvvetlendirme faktörünü, $b(t)$ gönderilecek bilgiyi, h_{sd} , h_{sr} ve h_{rd} sırasıyla kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların sönümlenme katsayılarını ifade etmektedir. n_{sd} , n_{sr} ve n_{rd} ise sırasıyla kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların AWGN'sini temsil etmektedir. İki atlamalı sistem modeli için iletim protokolü Şekil 2.2.6'da gösterildiği gibi iki zaman diliminde gerçekleşmektedir. Birinci zaman diliminde kaynaktan röleye iletim yapılmaktadır. İkinci zaman diliminde ise röleden hedefe iletim yapılmaktadır. İşbirlikli sistem modeli için ise Şekil 2.2.7'de gösterildiği gibi iletim yine iki zaman diliminde

gerçekleşmektedir. Birinci zaman diliminde kaynaktan hem röleye hem de hedefe iletim yapılmaktadır. İkinci zaman diliminde ise sadece röleden hedefe iletim yapılmaktadır.



Şekil 2.2.6. Tek röleli durum için iki atlamalı sistem modeline ait iletim zamanı gösterimi.



Şekil 2.2.7. Tek röleli durum için işbirlikli sistem modeline ait iletim zamanı gösterimi.

İki atlamalı DS-CDMA sistemi için alınan sinyaller: İki atlamalı DS-CDMA sistemi için birinci iletim zamanı sonunda l . rölede alınan işaret aşağıdaki şekilde ifade edilmektedir:

$$r_{sr_l}(t) = \sum_{i=0}^{f-1} \sum_{n=1, n \neq l}^N b_n(i) C_n(t - \tau_n - iT_b) h_{sr_l}(i) + n_{sr_l}(t) \quad l=1,2,3. \quad (2.2.1)$$

Burada N eşzamanlı kullanıcı sayısı ve f çerçeve uzunluğu olarak tanımlanır. $b_n(i)$ n . kullanıcının i . sembolü, $C_n(t)$ ise n kullanıcısının yayma kodudur ve S yayma kazancına sahiptir ($S = T_b / T_c$). T_b , T_c ve τ_n sırasıyla bit periyodu, kırmık periyodu ve

n . kullanıcının rastgele verici gecikmesidir. h_{sr_l} , kaynak ile l . röle arasındaki kanala ait sönmülenme katsayısı ve $n_{sr_l}(t)$ ise kaynak ile l . röle arasındaki kanalın sıfır ortalamalı $\sigma_n^2 = N_0$ varyanslı Gauss gürültüsüdür. İkinci iletim zamanında her bir röle aldığı işareti eşitlik (1.2.4)'te verilen kuvvetlendirme faktörüne bağlı olarak kuvvetlendirip hedef noktasına iletir. Buna göre ikinci iletim zamanı sonunda hedefte alınan işaret şu şekilde ifade edilir:

$$r_{rd}(t) = \sum_{i=0}^{f-1} \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L r_{sr_l}(t - D_n - \tau_r) h_{rd}(i) \beta + n_{rd}(t). \quad (2.2.2)$$

Burada τ_r rölenin ikinci iletim zamanındaki gecikmesi ve $n_{rd}(t)$ sıfır ortalamalı $\sigma_n^2 = N_0$ varyanslı Gauss gürültüsüdür. D_n ikinci iletim zamanı boyunca meydana gelen iletim gecikmesini tanımlamaktadır. h_{rd} ise l . röle ile hedef arasındaki kanalın sönmülenme katsayısıdır. Hedef düğümünde rölelerden alınan işaretler MRC tekniğine göre birleştirilerek kaynaktan gönderilen işaret elde edilir. MRC yöntemi aşağıdaki şekilde uygulanmıştır:

$$r_{D_{MRC}}(t) = \sum_{l=1}^L w_l r_{rd}(t), \quad L = 1, 2, 3. \quad (2.2.3)$$

Burada L röle sayısı, w_l kaynak- l . röle-hedef hattı için MRC katsayısıdır ve $w_l = \sqrt{E_b} h_{srld}^* / \sigma_{srld}^2$ olarak tanımlanır. h_{srld} kaynak- l . röle-hedef hattı için sönmülenme katsayısıdır. h_{srld}^* ifadesi h_{srld} 'nin kompleks eşleniği ve σ_{srld}^2 ise kaynak- l . röle-hedef hattına ait gürültünün varyansıdır [102].

İşbirlikli AF DS-CDMA sistemi için alınan sinyaller: Kaynak-hedef arasında iletimin olduğu işbirlikli durumda bir önceki kısımda anlatılanlara ek olarak sadece birinci zaman diliminde kaynaktan hedefe iletim yapılmaktadır. Bu durumda kaynaktan hedefe iletim yapıldığında hedefte alınan işaret şu şekilde ifade edilebilir:

$$r_{sd}(t) = \sum_{i=0}^{f-1} \sum_{n=1}^N b_n(i) C_n(t - \tau_n - iT_b) h_{sd}(i) + n_{sd}(t), \quad iT_b \leq t < (i+1)T_b. \quad (2.2.4)$$

Burada h_{sd} kaynak-hedef arasındaki kanalın sönümlenme katsayısı ve $n_{sd}(t)$ ise sıfır ortalamalı $\sigma_n^2 = N_0$ varyanslı Gauss gürültüsünü ifade etmektedir. Hedef noktasında kaynaktan ve rölelerden gelen sinyaller MRC tekniğine dayalı olarak aşağıdaki şekilde birleştirilmiştir:

$$\tilde{b}_{MRC}(t) = w_{sd} r_{sd} + \sum_{l=1}^L w_l r_{\eta d}(t), \quad L = 1, 2, 3. \quad (2.2.5)$$

Burada w_{sd} ve w_l sırasıyla kaynak-hedef ve kaynak- l . röle-hedef hattı için MRC katsayılarıdır ve $w_{sd} = \sqrt{E_b} h_{sd}^* / N_0$, $w_l = \sqrt{E_b} h_{s\eta d}^* / \sigma_{s\eta d}^2$ olarak tanımlanır. h_{sd}^* ifadesi h_{sd} 'nin kompleks eşleniğidir [102].

Kanal Modelleri: Bu alt başlıkta, kullanılan kanal modelleri ele alınacaktır. İki atlamalı DS-CDMA sistemleri dört farklı kanal modeli için analiz edilmiştir. Birinci senaryoda, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanallar Weibull sönümlü olarak kabul edilmiştir. Weibull sönümlenmesine ait PDF şu şekildedir [103]:

$$f_\alpha(\alpha) = c \left(\frac{\Gamma\left(1 + \frac{2}{c}\right)}{\Omega} \right)^{\frac{c}{2}} \alpha^{c-1} \exp \left[- \left(\frac{\alpha^2}{\Omega} \Gamma\left(1 + \frac{2}{c}\right) \right)^{\frac{c}{2}} \right], \alpha \geq 0. \quad (2.2.6)$$

Burada $\Gamma(\bullet)$ Gamma fonksiyonunu, c sönümlenme parametresini, Ω ölçekleme parametresini ve α ise rastgele Weibull değişkenini ifade etmektedir. Birinci senaryoda kanal katsayıları eşitlik (2.2.6) kullanılarak üretilmiştir. İkinci senaryoda, kaynak-röle arasındaki kanal direkt görüş hattının olmadığı (non-line-of-sight, NLOS) durumu temsil eden Rayleigh sönümlenmesine sahip iken röle-hedef arasındaki kanal direkt görüş hattının olduğu (line-of-sight, LOS) şartları temsil eden Rician sönümlenmesine sahiptir. Kaynak ile röleler arasındaki kanalın PDF ifadesi Rayleigh sönümlü olduğu durumda aşağıdaki şekilde ifade edilir [103]:

$$f_{\alpha_{sr_l}}(\alpha_{sr_l}) = \frac{2\alpha_{sr_l}}{\Omega} \exp\left(-\frac{\alpha_{sr_l}^2}{\Omega}\right), \alpha_{sr_l} \geq 0. \quad (2.2.7)$$

Burada α_{sr_l} rastgele Rayleigh değişkenidir. Röleler ile hedef arasındaki kanalların PDF ifadesi Rician sönümlenmesine bağlı olarak aşağıdaki şekilde ifade edilir [103]:

$$f_{\alpha_{rd}}(\alpha_{rd}) = \frac{2(K+1)e^{-K}\alpha_{rd}}{\Omega} e^{-\frac{(K+1)\alpha_{rd}^2}{\Omega}} I_0\left(2\alpha_{rd}\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}\right), \alpha_{rd} \geq 0. \quad (2.2.8)$$

Eşitlik (2.2.8)'de K Rician parametresini, α_{rd} rastgele Rician değişkenini ve $I_0(\bullet)$ sıfırıncı derece modifiye edilmiş birinci tür Bessel fonksiyonunu ifade etmektedir. Üçüncü senaryoda ise ikinci senaryonun tam tersi durum düşünülerek kaynak ve röleler arasındaki kanallar Rician sönümlü, röleler ile hedef arasındaki kanallar ise Rayleigh sönümlü olarak kabul edilmiştir. İkinci ve üçüncü senaryolarda kanal katsayıları eşitlik (2.2.7) ve (2.2.8)'e bağlı olarak üretilmiştir. Dördüncü senaryoda ise kaynak ve röleler, ile röleler ve hedef arasındaki kanallar Rician sönümlü olarak kabul edilmiştir. Bu yüzden kanal katsayıları eşitlik (2.2.8)'de verilen Rician dağılımına göre elde edilmiştir.

Bunlara ek olarak, işbirlikli DS-CDMA sistemleri ise iki farklı kanal modeli için analiz edilmiştir. Birinci senaryoda, kaynak-hedef, kaynak-röleler ve röleler-hedef arasındaki kanallar Weibull sönümlü olarak kabul edilmiştir. Weibull sönümlenmesine ait PDF eşitlik (2.2.6)'da verilmiştir. İkinci senaryoda, kaynak-hedef arasındaki kanal eşitlik (2.2.7)'de PDF ifadesi verilen Rayleigh sönümlenmesine sahip iken kaynak-röleler ve röleler-hedef arasındaki kanallar ise Weibull sönümlü olarak kabul edilmiştir.

2.3. İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin Asimetrik Sönümlü Kanallardaki Sembol Hata Oranı ve Servis Dışı Kalma Olasılığı Başarımı

Bu bölümde, Şekil 2.2.4'te verilen iletim modeline dayalı olarak ele alınan işbirlikli DS-CDMA sistemlerinin asimetrik sönümlü Nakagami- m /Rician kanallarındaki OP ve SER başarımları analiz edilmiştir. Bu kısımda oluşturulan senaryolarda tüm birimlerin tek verici ve tek alıcı antene sahip olduğu kabul edilmiştir. İletim Şekil 2.2.7'de gösterildiği gibi iki zaman diliminde gerçekleşmektedir. Birinci zaman diliminde kaynaktan hedefe

ve rölelere iletim yapılmaktadır. İkinci zaman diliminde ise rölelerden hedefe iletim yapılmaktadır. Bu durumda, birinci zaman diliminde kaynaktan hedefe iletim yapıldığında hedefte alınan işaret eşitlik (2.2.4)'teki gibi, rölede alınan işaret eşitlik (2.2.1)'deki gibi ve ikinci zaman diliminde rölelerden hedefe gelen işaret ise eşitlik (2.2.3)'teki gibidir.

Burada kaynak-hedef arasındaki kanal Nakagami- m sönümlü olarak kabul edilmiştir. Nakagami- m dağılımı sönümlenmeli kanalları modellemek için yaygın olarak kullanılmaktadır. Kaynak-hedef arasındaki kanalın anlık SNR'sine ait PDF şu şekildedir:

$$f_{\gamma_{sd}}(\gamma_{sd}) = \frac{m^m \gamma_{sd}^{m-1}}{\bar{\gamma}_{sd}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m\gamma_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\right), \quad \gamma_{sd} \geq 0. \quad (2.3.1)$$

Burada m sönümlenme parametresi, $\gamma_{sd} = h_{sd}^2 E_b / N_0$ ve $\bar{\gamma}_{sd} = E(h_{sd}^2) E_b / N_0$ ise sırasıyla anlık ve ortalama SNR ifadeleridir. h_{sd} kaynak-hedef arasındaki kanalın sönümlenme katsayısıdır. E_b bit enerjisi ve $E(\bullet)$ ise beklenen değer operatörüdür. Nakagami- m modeli, tek taraflı Gauss dağılımını ($m=0.5$) ve Rayleigh dağılımını ($m=1$) özel durumlar olarak kapsamaktadır. Sönümlenme parametresinin değeri arttıkça sönümlenme şiddeti azaldığından dolayı direkt görüş hattının olmadığı durumdan daha iyi bir kanal ortamını ele almak mümkündür. Böylelikle kaynak-hedef arasındaki kanal için iki farklı sönümlenme durumu ele alınmıştır. Kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların ise LOS koşullarına sahip olduğu varsayılmış ve Rician dağılımlı olarak kabul edilmiştir. Kaynak- l . röle arasındaki kanalın anlık SNR'si için Rician dağılımlı PDF aşağıdaki biçimdedir:

$$f_{\gamma_{sr_l}}(\gamma_{sr_l}) = \frac{(K+1)\exp(-K)}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \exp\left(-\frac{(K+1)\gamma_{sr_l}}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)\gamma_{sr_l}}{\bar{\gamma}_{sr_l}}}\right). \quad (2.3.2)$$

Burada $\gamma_{sr_l} = h_{sr_l}^2 E_b / N_0$ ve $\bar{\gamma}_{sr_l} = E(h_{sr_l}^2) E_b / N_0$ ise sırasıyla anlık ve ortalama SNR ifadeleridir. h_{sr_l} kaynak- l . röle arasındaki kanalın sönümlenme katsayısını ifade

etmektedir. l . röle-hedef arasındaki Rician sönümlü anlık SNR için PDF aşağıdaki şekildedir:

$$f_{\gamma_{rd}}(\gamma_{rd}) = \frac{(K+1)\exp(-K)}{\bar{\gamma}_{rd}} \exp\left(-\frac{(K+1)\gamma_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}}\right) I_0\left(2\sqrt{\frac{K(K+1)\gamma_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}}}\right). \quad (2.3.3)$$

Burada $\gamma_{rd} = h_{rd}^2 E_b / N_0$ ve $\bar{\gamma}_{rd} = E(h_{rd}^2) E_b / N_0$ ise sırasıyla anlık ve ortalama SNR ifadeleridir. h_{rd} ise l . röle ile hedef arasındaki kanalın sönümleme katsayısıdır.

2.3.1. Servis Dışı Kalma Olasılığı Analizi

Direkt iletim durumu için kaynak-hedef arasındaki ortak bilgi şu şekilde ifade edilebilir [29]:

$$I_{sd} = \frac{N}{2S} \log_2 \left(1 + \frac{2S\gamma_{sd}}{N^2 [\mathbf{R}_d^{-1}]_{n,n}} \right). \quad (2.3.4)$$

Burada $\mathbf{R}_d$, hedef noktasındaki $N_f \times N_f$ boyutunda çapraz ilinti matrisidir ve aşağıdaki şekilde tanımlanmaktadır [63]:

$$\mathbf{R}_d = \begin{pmatrix} \rho_{1,1} & \dots & \rho_{1,2} & \dots & \rho_{1,N} \\ \rho_{2,1} & \dots & \rho_{2,2} & \dots & \rho_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \rho_{N,1} & \dots & \rho_{N,2} & \dots & \rho_{N,N} \end{pmatrix}. \quad (2.3.5)$$

Burada ρ_{ij} , herhangi iki C_i ve C_j yayma kodu arasındaki çapraz ilintidir. $\mathbf{R}_d^{-1}$ ise çapraz ilinti matrisinin tersini ifade etmektedir. Kaynak-hedef arasındaki servis dışı kalma olayı, belirli bir iletim hızı olan $\mathfrak{R}$ 'nin altında kalma olasılığı olarak tanımlanmaktadır. Sistemin servis dışı kalma olasılığını elde etmek için rölede ve hedefte alınan ve eşitlik (2.2.1), (2.2.3), (2.2.5) ile verilen sinyaller aşağıdaki gibi vektörel olarak ifade edilir:

$$\mathbf{y}_{sd} = \mathbf{R}_d \mathbf{H}_{sd} \mathbf{b} + \mathbf{n}_{sd} \quad (2.3.6)$$

$$\mathbf{y}_{sr_l} = \mathbf{R}_{r_l} \mathbf{H}_{sr_l} \mathbf{b} + \mathbf{n}_{sr_l} \quad (2.3.7)$$

$$\mathbf{y}_{r_ld} = \mathbf{R}_d \mathbf{H}_{r_ld} (\mathbf{y}_{sr_l}) \beta + \mathbf{n}_{r_ld}. \quad (2.3.8)$$

Burada $\mathbf{b}$, kullanıcı bilgi vektörüdür ve $Kf \times 1$ boyutundadır. $\mathbf{H}_{sr_l}$, $\mathbf{H}_{r_ld}$ ve $\mathbf{H}_{sd}$ ise $Kf \times Kf$ boyutlarında kanal katsayı matrisleridir ve örnek olarak $\mathbf{H}_{sr_l}$ eşitlik (2.3.9)'daki gibi tanımlanmaktadır:

$$\mathbf{H}_{sr_l} = \begin{pmatrix} h_{1,r_l} & 0 & \dots & \dots & 0 \\ 0 & \dots & h_{2,r_l} & \dots & 0 \\ \vdots & \dots & \dots & \dots & \vdots \\ 0 & \dots & \dots & \dots & h_{N,r_l} \end{pmatrix}. \quad (2.3.9)$$

$\mathbf{n}_{sr_l}$, $\mathbf{n}_{r_ld}$ ve $\mathbf{n}_{sd}$ ifadeleri sıfır ortalamalı, $\sigma_n^2 = N_0$ varyanslı $Kf \times 1$ boyutlarında AWGN vektörleridir. Eşitlik (2.3.7)'deki $\mathbf{R}_{r_l}$, l . rölenin çapraz ilinti matrisidir ve şu şekilde verilir:

$$\mathbf{R}_{r_l} = \begin{pmatrix} \rho_{1,1} & \dots & \rho_{1,2} & \dots & \rho_{1,N} \\ \rho_{2,1} & \dots & \rho_{2,2} & \dots & \rho_{2,N} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ \rho_{N,1} & \dots & \rho_{N,2} & \dots & \rho_{N,N} \end{pmatrix}. \quad (2.3.10)$$

İlintisizleştirme Yöntemi: DD yöntemi basit bir şekilde uygulanmasından dolayı en çok kullanılan MUD yöntemlerinden biridir. Bu yöntemde, uyumlu filtre çıkışında çapraz ilinti matrisinin tersi ($[\mathbf{R}^{-1}]$) uygulanır. Uyumlu filtre çıkışı aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$\mathbf{Y} = \mathbf{R} \mathbf{H} \mathbf{b} + \mathbf{n}. \quad (2.3.11)$$

Burada $\mathbf{b} = [b_1 b_2 b_3 \dots b_N]^T$ şeklinde ifade edilir ve $[\cdot]^T$ transpoz işlemidir. Eşitlik (2.3.11)'e DD yöntemi uygulanırsa sonuç şu şekilde olur:

$$\mathbf{z} = (\mathbf{R})^{-1} \mathbf{Y} = \mathbf{H}\mathbf{b} + \mathbf{R}^{-1} \mathbf{n}. \quad (2.3.12)$$

Bu bilgilere göre birinci zaman dilimi sonunda ele alınan sistemde DD yöntemi uygulandığında hedef noktasında elde edilen işaret şu şekildedir:

$$\mathbf{z}_{sd} = (\mathbf{R}_d^{-1}) \mathbf{y}_{sd} = \mathbf{H}_{sd} \mathbf{b} + \mathbf{R}_d^{-1} \mathbf{n}_{sd}. \quad (2.3.13)$$

Yine birinci zaman dilimi sonunda, rölede DD tekniği uygulandığında alınan işaret aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\mathbf{z}_{sr_l} = (\mathbf{R}_{r_l}^{-1}) \mathbf{y}_{sr_l} = \mathbf{H}_{sr_l} \mathbf{b} + \mathbf{R}_{r_l}^{-1} \mathbf{n}_{sr_l}. \quad (2.3.14)$$

İkinci zaman dilimi sonunda, hedefte DD yöntemi uygulandığında (2.3.15)'teki işaret alınır:

$$\mathbf{z}_{r_ld} = (\mathbf{R}_d^{-1}) \mathbf{y}_{r_ld} = \mathbf{H}_{r_ld} \mathbf{H}_{sr_l} \beta \mathbf{b} + \mathbf{H}_{r_ld} \beta \mathbf{R}_{r_l}^{-1} \mathbf{n}_{sr_l} + \mathbf{R}_d^{-1} \mathbf{n}_{r_ld}. \quad (2.3.15)$$

Daha sonra, hedefte birinci ve ikinci zaman dilimi sonunda DD alıcısı çıkışında elde edilen sinyaller (2.3.16) ve (2.3.17)'deki gibidir:

$$|z_s(i)|_{d1} = h_{sd} x_s(i) + N_{d1} \quad (2.3.16)$$

$$|z_s(i)|_{d2} = h_{rd} h_{sr_l} \beta x_s(i) + h_{rd} \beta N_r + N_{d2}. \quad (2.3.17)$$

Burada $|z_n(i)|_{d1}$ ve $|z_n(i)|_{d2}$ ifadeleri sırasıyla, birinci ve ikinci iletim zamanları sonundaki karar istatistikleridir. $N_{d1} = \left[\left[\mathbf{R}_d^{-1} \right]_{n,n} \mathbf{n}_{sd} \right]_n$, $N_r = \left[\left[\mathbf{R}_{r_l}^{-1} \right]_{r_l,r_l} \mathbf{n}_{sr_l} \right]_{r_l}$ ve $N_{d2} = \left[\left[\mathbf{R}_d^{-1} \right]_{n,n} \mathbf{n}_{r_ld} \right]_n$ ifadeleri ise AWGN olarak tanımlanmaktadır. Bu aşamadan

sonra ortalama ortak bilgi (average mutual information) ifadesi (2.3.16) ve (2.3.17)'de verilen eşitlikler kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilir [6]:

$$\underbrace{\begin{bmatrix} z_n(i) \\ z_n(i) \end{bmatrix}}_{\mathbf{z}} = \underbrace{\begin{bmatrix} h_{sd} \\ h_{rd} h_{sr} \beta \end{bmatrix}}_{\mathbf{h}} b_n(i) + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ h_{rd} \beta & 0 & 1 \end{bmatrix}}_{\mathbf{G}} \underbrace{\begin{bmatrix} N_r \\ N_{d1} \\ N_{d2} \end{bmatrix}}_{\mathbf{N}}. \quad (2.3.18)$$

Buna göre [6]'daki gibi sistemin ortalama ortak bilgisi, I_{AF} , aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$I_{AF} \leq I(x, z) \leq \log_2 \det \left(I + (E_s h h^H) (GE \langle NN^H \rangle G^H)^{-1} \right). \quad (2.3.19)$$

Burada $E \langle NN^H \rangle = \text{diag} \left(N_0 [\mathbf{R}_r^{-1}]_{r_l, r_l}, N_0 [\mathbf{R}_d^{-1}]_{n, n}, N_0 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l} \right)$ olarak tanımlanmaktadır. Eşitlik (2.3.19)'daki diğer ifadeler aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır [6]:

$$h h^H = \begin{bmatrix} |h_{sd}|^2 & h_{sd} h_{rd}^H \beta h_{sr_l}^H \\ h_{sd}^H h_{rd} \beta h_{sr_l} & |h_{rd}|^2 \beta^2 |h_{sr_l}|^2 \end{bmatrix} \quad (2.3.20)$$

$$(GE \langle NN^H \rangle G^H)^{-1} = \begin{bmatrix} \frac{1}{N_0 [\mathbf{R}_d^{-1}]_{n, n}} & 0 \\ 0 & \frac{1}{|h_{rd}|^2 \beta^2 N_0 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l} + N_0 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}} \end{bmatrix}. \quad (2.3.21)$$

Eşitlik (2.3.19)'daki ifadenin determinanı aşağıdaki gibidir [6]:

$$\det \left(I + (E_s h h^H) (GE \langle NN^H \rangle G^H)^{-1} \right) = 1 + \left[\frac{E_s |h_{sd}|^2}{N_0 [\mathbf{R}_d^{-1}]_{n, n}} \times \frac{E_s |h_{rd}|^2 \beta^2 |h_{sr_l}|^2}{|h_{rd}|^2 \beta^2 N_0 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l} + N_0 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}} \right]. \quad (2.3.22)$$

Burada kuvvetlendirme faktörü eşitlik (2.3.22)'de yerine konularak ve bazı matematiksel işlemler uygulanarak aşağıdaki sonuç elde edilir:

$$\det\left(I + (E_s h h^H) (G E \langle N N^H \rangle G^H)^{-1}\right) = 1 + \frac{E_s |h_{sd}|^2}{N_0 [\mathbf{R}_d^{-1}]_{n,n}} + \left\{ \left(\frac{E_s |h_{rd}|^2}{N_0 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}} \times \frac{E_s |h_{sr_l}|^2}{N_0 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}} \right) \left(\frac{E_s |h_{rd}|^2}{N_0 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}} + \frac{E_s |h_{sr_l}|^2}{N_0 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}} + 1 \right)^{-1} \right\}. \quad (2.3.23)$$

Çok röleli durum için I_{AF} aşağıdaki biçimde yazılır:

$$I_{AF} = \frac{N}{2S} \log_2 \left(1 + \frac{2S\gamma_{sd}}{N^2 [\mathbf{R}_d^{-1}]_{n,n}} + \sum_{l=1}^L \frac{\frac{2S\gamma_{sr_l}}{N^2 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}} \cdot \frac{2S\gamma_{rd}}{N^2 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}}}{\frac{2S\gamma_{sr_l}}{N^2 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}} + \frac{2S\gamma_{rd}}{N^2 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}} + 1} \right). \quad (2.3.24)$$

MRC tekniği ve [104]'teki üst sınır yaklaşımı kullanılarak sisteme ait toplam alınan SNR (2.3.25)'teki gibi ifade edilir:

$$\gamma_{tot} \leq \gamma_b = \gamma_{sd} + \sum_{l=1}^L \gamma_l, \quad \gamma_l = \frac{\gamma_{sr_l} \gamma_{rd}}{\gamma_{sr_l} + \gamma_{rd} + 1} \leq \min(\gamma_{sr_l}, \gamma_{rd}). \quad (2.3.25)$$

Buna göre sistemin servis dışı kalma olasılığı toplam SNR ifadesine dayalı olarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$P_{out} = \Pr \left[\frac{N}{2S} \log_2 \left(1 + \frac{2S\gamma_{sd}}{N^2 [\mathbf{R}_d^{-1}]_{n,n}} + \sum_{l=1}^L \frac{\frac{2S\gamma_{sr_l}}{N^2 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}} \cdot \frac{2S\gamma_{rd}}{N^2 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}}}{\frac{2S\gamma_{sr_l}}{N^2 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}} + \frac{2S\gamma_{rd}}{N^2 [\mathbf{R}_{r_l}^{-1}]_{r_l, r_l}} + 1} \right) < \mathfrak{R} \right] \\ = \Pr \left[\gamma_{sd} + \sum_{l=1}^L \gamma_l < \gamma_{th} \right]. \quad (2.3.26)$$

Burada $\mathfrak{R}$ spektral verimliliğdir. Servis dışı kalma olasılığı için eşik seviyesi, γ_{th} , şu şekilde ifade edilir:

$$\gamma_{th} = \left(2^{2S\mathfrak{R}/N} - 1 \right) / \left(2S / N^2 \left[\mathbf{R}_d^{-1} \right]_{n,n} \right). \quad (2.3.27)$$

Sistemin servis dışı kalma olasılığını bulabilmek için toplam MGF ifadesinin bulunması gerekmektedir. Toplam MGF ifadesi eşitlik (2.3.26)'daki toplam SNR için aşağıdaki gibidir:

$$M_{\gamma_b}(s) = M_{\gamma_{sd}}(s) \prod_{l=1}^L M_{\gamma_l}(s). \quad (2.3.28)$$

$M_{\gamma_{sd}}(s)$ ifadesi kaynak-hedef arasındaki kanalın MGF ifadesidir ve Nakagami- m dağılımına göre (2.3.29)'daki gibi ifade edilir:

$$M_{\gamma_{sd}}(s) = \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{sd}}{m} s \right)^{-m}. \quad (2.3.29)$$

$M_{\gamma_l}(s)$ ise kaynak- l . röle-hedef hattına ait toplam MGF ifadesidir ve Rician dağılımlı olduğu kabul edilmiştir. Buna göre $M_{\gamma_l}(s)$ 'yi bulmak için öncelikle γ_l 'ye ait CDF bulunmalıdır. γ_l 'nin CDF ifadesi (2.3.30)'daki eşitlik kullanılarak türetilmiştir:

$$\begin{aligned} F_{\gamma_l}(\gamma_{th}) &= \Pr \left[\min(\gamma_{sr_l}, \gamma_{r_l d}) \leq \gamma_{th} \right] \\ &= 1 - \Pr(\gamma_{sr_l} > \gamma_{th}) \Pr(\gamma_{r_l d} > \gamma_{th}). \end{aligned} \quad (2.3.30)$$

$\Pr(\gamma_{sr_l} > \gamma_{th})$ ifadesi eşitlik (2.3.31)'de verilen integralin çözümü ile elde edilmiştir:

$$\Pr(\gamma_{sr_l} > \gamma_{th}) = \int_{\gamma_{th}}^{\infty} \frac{(K+1) \exp(-K)}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \exp \left(-\frac{(K+1)\gamma_{sr_l}}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \right) I_0 \left(2\sqrt{\frac{K(K+1)\gamma_{sr_l}}{\bar{\gamma}_{sr_l}}} \right) d\gamma_{sr_l}. \quad (2.3.31)$$

Bilindiği kadarıyla, bilinen matematiksel çözüm yöntemleri ile (2.3.31)'deki integralin kapalı formda bir çözümü bulunmamaktadır. Bu yüzden, bu integrali çözüme kavuşturmak için Bessel fonksiyonuna ait aşağıda verilen sonsuz seri açılımı kullanılmıştır [105, (8.447.1)]:

$$I_0(x) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(x/2)^{2k}}{(k!)^2}. \quad (2.3.32)$$

Eşitlik (2.3.32)'de verilen seri açılımı (2.3.31)'deki ifadede yerine yazılırsa

$$\begin{aligned} \Pr(\gamma_{sr_l} > \gamma_{th}) &= \frac{(K+1)\exp(-K)}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \int_{\gamma_{th}}^{\infty} \exp\left(-\frac{(K+1)\gamma_{sr_l}}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right) \\ &\times \sum_{k=0}^{\infty} \frac{\left(2\sqrt{(K+1)K\gamma_{sr_l}/\bar{\gamma}_{sr_l}}\right)^{2k}}{2^{2k}(k!)^2} d\gamma_{sr_l} \end{aligned} \quad (2.3.33)$$

elde edilir. Eşitlik (2.3.33)'te verilen ifade yeniden düzenlenerek (2.3.34) elde edilmiştir:

$$\begin{aligned} \Pr(\gamma_{sr_l} > \gamma_{th}) &= \frac{(K+1)\exp(-K)}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{K^k (K+1)^k}{(\bar{\gamma}_{sr_l})^k (k!)^2} \\ &\times \int_{\gamma_{th}}^{\infty} \exp\left(-\frac{(K+1)\gamma_{sr_l}}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right) (\gamma_{sr_l})^k d\gamma_{sr_l}. \end{aligned} \quad (2.3.34)$$

[105, (3.351.2)]'deki bağıntının yardımıyla $\Pr(\gamma_{sr_l} > \gamma_{th})$ aşağıdaki şekilde türetilmiştir:

$$\begin{aligned} \Pr(\gamma_{sr_l} > \gamma_{th}) &= \frac{(K+1)\exp(-K)}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{K^k (K+1)^k}{(\bar{\gamma}_{sr_l})^k (k!)^2} \\ &\times \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right)^{-k-1} \Gamma\left(k+1, \frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \gamma_{th}\right). \end{aligned} \quad (2.3.35)$$

Burada $\Gamma(\cdot, \cdot)$ ifadesi üst tamamlanmamış Gamma fonksiyonudur. $\Pr(\gamma_{sr_l} > \gamma_{th})$ için eşitlik (2.3.31)'deki integrale benzer bir ifadenin çözülmesi gerekmektedir. Bu ifadenin

çözümü eşitlik (2.3.35)'te sr_l alt indisi yerine $r_l d$ alt indisi konularak aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$\Pr(\gamma_{r_l d} > \gamma_{th}) = \frac{(K+1)e^{-K}}{\bar{\gamma}_{r_l d}} \sum_{u=0}^{\infty} \frac{K^u (K+1)^u}{(\bar{\gamma}_{r_l d})^u (u!)^2} \times \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_l d}} \right)^{-u-1} \Gamma\left(u+1, \frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_l d}} \gamma_{th}\right). \quad (2.3.36)$$

Eşitlik (2.3.35) ve (2.3.36)'da türetilen ifadeler (2.3.30)'da yerine konularak γ_l 'nin CDF ifadesi, $F_{\gamma_l}(\gamma)$, aşağıdaki gibi bulunmuştur [106]:

$$F_{\gamma_l}(\gamma) = 1 - \left[\frac{(K+1)\exp(-K)}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \right)^{-k-1} \frac{(K(K+1))^k}{(\bar{\gamma}_{sr_l})^k (k!)^2} \Gamma\left(k+1, \frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \gamma\right) \times \frac{(K+1)\exp(-K)}{\bar{\gamma}_{r_l d}} \sum_{u=0}^{\infty} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_l d}} \right)^{-u-1} \frac{(K(K+1))^u}{(\bar{\gamma}_{r_l d})^u (u!)^2} \Gamma\left(u+1, \frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_l d}} \gamma\right) \right]. \quad (2.3.37)$$

Bu aşamadan sonra γ_l 'nin PDF ifadesinin bulunması gerekmektedir. Bunun için (2.3.37)'deki ifadenin γ 'ya göre türevi alınarak PDF ifadesi aşağıdaki gibi türetilmiştir [106]:

$$f_{\gamma_l}(\gamma) = -\frac{(K+1)^2 \exp(-2K)}{\bar{\gamma}_{sr_l} \bar{\gamma}_{r_l d}} \sum_{k=0}^{\infty} -\left(\frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \right)^k \frac{K^k (\bar{\gamma}_{sr_l})^{-k-1}}{(k!)^2} \exp\left(-\frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right) \times \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \right)^{-k-1} \sum_{u=0}^{\infty} \frac{(\bar{\gamma}_{r_l d})^{-u} (K(K+1))^u}{(u!)^2} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_l d}} \right)^{-u-1} \Gamma\left(u+1, \frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}_{r_l d}}\right) - \frac{(K+1)^2}{\bar{\gamma}_{sr_l} \bar{\gamma}_{r_l d}} \times \exp(-2K) \sum_{u=0}^{\infty} -\left(\frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}_{r_l d}} \right)^u \frac{K^u (\bar{\gamma}_{r_l d})^{-u-1}}{(u!)^2} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{r_l d}} \right)^{-u-1} \exp\left(-\frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}_{r_l d}}\right) \times \sum_{k=0}^{\infty} \frac{(\bar{\gamma}_{sr_l})^{-k} (K(K+1))^k}{(k!)^2} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \right)^{-k-1} \Gamma\left(k+1, \frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right). \quad (2.3.38)$$

$M_{\gamma_l}(s)$ 'yi bulmak için (2.3.38)'de verilen PDF ifadesi aşağıdaki integralde yerine yazılarak çözümlenmelidir:

$$M_{\gamma_l}(s) = \int_0^{\infty} f_{\gamma_l}(\gamma) e^{-s\gamma} d\gamma. \quad (2.3.39)$$

Çözümü kolaylaştırmak için eşitlik (2.3.38)'deki PDF ifadesi iki parça halinde aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$W_1 = -\frac{(K+1)^2 \exp(-2K)}{\bar{\gamma}_{sr_l} \bar{\gamma}_{r_d}} \sum_{k=0}^{\infty} -\frac{K^k}{(k!)^2} \left(\frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \right)^k \times \exp\left(-\frac{(K+1)\gamma}{\gamma_{sr_l}}\right) \sum_{u=0}^{\infty} \frac{K^u \bar{\gamma}_{r_d}}{(K+1)(u!)^2} \Gamma\left(u+1, \frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}_{r_d}}\right) \quad (2.3.40)$$

$$W_2 = \frac{(K+1)^2 \exp(-2K)}{\bar{\gamma}_{sr_l} \bar{\gamma}_{r_d}} \sum_{u=0}^{\infty} -\frac{K^u}{(u!)^2} \left(\frac{(1+K)\gamma}{\bar{\gamma}_{r_d}} \right)^u \times \exp\left(-\frac{(K+1)\gamma}{\gamma_{r_d}}\right) \sum_{k=0}^{\infty} \frac{K^k \bar{\gamma}_{sr_l}}{(K+1)(k!)^2} \Gamma\left(k+1, \frac{(1+K)\gamma}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right). \quad (2.3.41)$$

Buna göre (2.3.39)'daki integral, W_1 ve W_2 'ye bağlı olarak (2.3.42)'deki gibi düzenlenebilir:

$$\begin{aligned} M_{\gamma_l}(s) &= \int_0^{\infty} f_{\gamma_l}(\gamma) e^{-s\gamma} d\gamma \\ &= \int_0^{\infty} (W_1 - W_2) e^{-s\gamma} d\gamma \\ &= \underbrace{\int_0^{\infty} (W_1) e^{-s\gamma} d\gamma}_{I_1} - \underbrace{\int_0^{\infty} (W_2) e^{-s\gamma} d\gamma}_{I_2}. \end{aligned} \quad (2.3.42)$$

Burada I_1 ve I_2 integralleri birbirine benzeyen iki farklı integraldir. Öncelikle I_1 integralinin çözümü bulunmalıdır. Daha sonra bulunan çözüm yardımıyla, I_2

integralinin çözümü indis değişimi ile elde edilebilir. Buna göre öncelikle I_1 aşağıdaki şekilde ifade edilir:

$$I_1 = \int_0^\infty -\frac{(K+1)^2 \exp(-2K)}{\bar{\gamma}_{sr_l} \bar{\gamma}_{r_d}} \sum_{k=0}^\infty -\frac{K^k}{(k!)^2} \left(\frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \right)^k \times \exp\left(-\frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right) \sum_{u=0}^\infty \frac{K^u \bar{\gamma}_{r_d}}{(K+1)(u!)^2} \Gamma\left(u+1, \frac{(1+K)\gamma}{\bar{\gamma}_{r_d}}\right) e^{-s\gamma} d\gamma. \quad (2.3.43)$$

Eşitlik (2.3.43), bazı düzenlemeler sonrasında aşağıdaki hale dönüşür:

$$I_1 = -\frac{\exp(-2K)(K+1)^2}{\bar{\gamma}_{sr_l} \bar{\gamma}_{r_d}} \sum_{k=0}^\infty -\frac{K^k (K+1)^{k+1} (\bar{\gamma}_{sr_l})^{-k-1}}{(k!)^2} \times \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \right)^{-1} \sum_{u=0}^\infty \frac{K^u}{(u!)^2} (K+1)^u (\bar{\gamma}_{r_d})^{-u} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_d}} \right)^{-1-u} \times \int_0^\infty \exp\left(-\frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right) \gamma^k \Gamma\left(u+1, \frac{(1+K)\gamma}{\bar{\gamma}_{r_d}}\right) e^{-s\gamma} d\gamma. \quad (2.3.44)$$

[105, (8.352.2)]’de verilen ilişki kullanılarak eşitlik (2.3.44) yeniden düzenlenirse

$$I_1 = -\frac{\exp(-2K)(K+1)^2}{\bar{\gamma}_{sr_l} \bar{\gamma}_{r_d}} \sum_{k=0}^\infty -\frac{K^k (K+1)^{k+1} (\bar{\gamma}_{sr_l})^{-1-k}}{(k!)^2} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \right)^{-1} \times \sum_{u=0}^\infty \frac{K^u (K+1)^u (\bar{\gamma}_{r_d})^{-u}}{(u!)^2} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_d}} \right)^{-1-u} u! \sum_{z=0}^k \frac{(K+1)^z}{(\bar{\gamma}_{r_d})^z z!} \times \int_0^\infty \exp\left(-\frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right) \exp\left(-\frac{(K+1)\gamma}{\bar{\gamma}_{r_d}}\right) \gamma^k \gamma^z e^{-s\gamma} d\gamma. \quad (2.3.45)$$

halini alır. Daha sonra [105, (3.351.3)]’teki ifade yardımıyla I_1 aşağıdaki gibi türetilmiştir:

$$I_1 = -\frac{\exp(-2K)(K+1)^2}{\bar{\gamma}_{sr_l}\bar{\gamma}_{r_d}} \sum_{k=0}^{\infty} -\frac{K^k(K+1)^{k+1}}{(k!)^2} (\bar{\gamma}_{sr_l})^{-1-k} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right)^{-1} \sum_{u=0}^{\infty} \frac{K^u}{(u!)^2} \times (K+1)^u (\bar{\gamma}_{r_d})^{-u} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_d}}\right)^{-1-u} u! \sum_{z=0}^k \frac{(1+K)^z}{(\bar{\gamma}_{r_d})^z} (k+z)! \left(\frac{1+K}{\bar{\gamma}_{sr_l}} + \frac{1+K}{\bar{\gamma}_{r_d}} + s\right)^{-k-z-1} \quad (2.3.46)$$

I_2 integralinin çözümü ise eşitlik (2.3.46)’da sr_l indisi yerine r_d indisinin yazılması ile elde edilmiştir. Sonuç olarak $M_{\gamma_l}(s)$ ifadesi aşağıdaki gibi türetilmiştir [106]:

$$M_{\gamma_l}(s) = -\frac{(K+1)^2 \exp(-2K)}{\bar{\gamma}_{sr_l}\bar{\gamma}_{r_d}} \sum_{k=0}^{\infty} -\frac{K^k(K+1)^{k+1} (\bar{\gamma}_{sr_l})^{-k-1}}{(k!)^2} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right)^{-1} \times \sum_{u=0}^{\infty} \frac{K^u(K+1)^u (\bar{\gamma}_{r_d})^{-u}}{(u!)} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_d}}\right)^{-u-1} \sum_{z=0}^{\infty} \frac{(u+z)! (K+1)^z}{(\bar{\gamma}_{r_d})^z (z!)} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}} + \frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_d}} + s\right)^{-u-z-1} - \frac{(K+1)^2 \exp(-2K)}{\bar{\gamma}_{sr_l}\bar{\gamma}_{r_d}} \sum_{u=0}^{\infty} -\frac{K^u(K+1)^{u+1} (\bar{\gamma}_{r_d})^{-u-1}}{(u!)^2} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_d}}\right)^{-1} \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right)^{-k-1} \times \frac{K^k(K+1)^k (\bar{\gamma}_{sr_l})^{-k}}{(k!)} \sum_{z=0}^{\infty} \frac{(k+z)! (K+1)^z}{(\bar{\gamma}_{sr_l})^z (z!)} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}} + \frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_d}} + s\right)^{-k-z-1} \quad (2.3.47)$$

Elde edilen (2.3.29) ve (2.3.47) ifadeleri (2.3.28)’de yerine yazılarak sistemin toplam MGF’si, $M_{\gamma_b}(s)$, şu şekilde bulunmuştur [106]:

$$M_{\gamma_b}(s) = \left(1 + \frac{\bar{\gamma}_{sd}}{m_{sd}} s\right)^{-m_{sd}} \left\{ \prod_{l=1}^L \frac{-(K+1)^2 \exp(-2K)}{\bar{\gamma}_{sr_l}\bar{\gamma}_{r_d}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{-(K+1)^k K^k}{(k!)^2 (\bar{\gamma}_{sr_l})^{-k}} \sum_{u=0}^{\infty} \frac{K^u (K+1)^u (\bar{\gamma}_{r_d})^{-u}}{(u!)} \times \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_d}}\right)^{-u-1} \sum_{z=0}^{\infty} \frac{(u+z)! (K+1)^z}{(\bar{\gamma}_{r_d})^z (z!)} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}} + \frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_d}} + s\right)^{-u-z-1} - \frac{(K+1)^2 \exp(-2K)}{\bar{\gamma}_{sr_l}\bar{\gamma}_{r_d}} \sum_{u=0}^{\infty} \frac{-K^u}{(u!)^2} \times \frac{(K+1)^u}{(\bar{\gamma}_{r_d})^{-u}} \sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}}\right)^{-k-1} \frac{K^k (K+1)^k (\bar{\gamma}_{sr_l})^{-k}}{(k!)} \sum_{z=0}^{\infty} \frac{(k+z)! (K+1)^z}{(\bar{\gamma}_{sr_l})^z (z!)} \left(\frac{K+1}{\bar{\gamma}_{sr_l}} + \frac{K+1}{\bar{\gamma}_{r_d}} + s\right)^{-k-z-1} \right\} \quad (2.3.48)$$

Eşitlik (2.3.48)'deki toplam MGF ifadesi kaynak-hedef arasındaki kanalın sönümlenme parametresi (m_{sd}) ve Rician K parametresinin değişimine göre kullanılarak başarımlar sonuçları bulunmuştur. Toplam MGF eşitliği aşağıdaki ifadede yerine yazılarak sistemin servis dışı kalma olasılığı için bir alt sınır hesaplanabilir:

$$P_{out} = \mathfrak{I}^{-1} \left(M_{\gamma_b}(s) / s \right) \Big|_{\gamma_{th}}. \quad (2.3.49)$$

Burada $\mathfrak{I}^{-1}(\bullet)$ ters Laplace dönüşümünü ifade etmektedir.

2.3.2. SER Analizi

MGF temelli yaklaşım kullanılarak M -li faz kaydırmalı anahtarlama (M -ary phase shift keying, M -PSK) modülasyonları için SER aşağıdaki gibi verilmektedir:

$$P_{M-PSK}(e) = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_b} \left(\frac{g_{PSK}}{\sin^2 \theta} \right) d\theta. \quad (2.3.50)$$

Burada M modülasyon seviyesi olmak üzere $g_{PSK} = \sin^2(\pi/M)$ 'dir. (2.3.50)'deki ifadenin üst sınırı $\theta = (\pi/2)$ için şu şekilde verilebilir:

$$P_{M-PSK}(e) \leq \frac{M-1}{M} M_{\gamma_b}(g_{PSK}). \quad (2.3.51)$$

(2.3.48)'deki toplam MGF ifadesi (2.3.51)'de yerine yazılarak ele alınan sistemin SER'inin üst sınırı elde edilebilir.

2.3.3. Asimptotik MGF Analizi

Bu kısımda, ele alınan sistemin yüksek SNR'deki davranışını incelemek için asimptotik MGF ifadesi türetilmiştir. Yüksek SNR şartları altında kaynak-hedef kanalının PDF

ifadesi $e^{-x} = \sum_{k=0}^{\infty} \left((-1)^k x^k \right) / k!$ ilişkisi kullanılarak aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$f_{\gamma_{sd}}(\gamma_{sd}) = \frac{m^m \gamma_{sd}^{m-1}}{\bar{\gamma}_{sd}^m \Gamma(m)} + Y.D.T. \quad (2.3.52)$$

Yukarıdaki eşitlikte $Y.D.T.$, yüksek dereceli terimleri ifade etmektedir. (2.3.52)'deki yaklaşık PDF ifadesi (2.3.39)'da yerine yazılırsa kaynak-hedef kanalının MGF'si

$$M_{\gamma_{sd}}(s) \approx \left(\frac{m}{s \bar{\gamma}_{sd}} \right)^m \quad (2.3.53)$$

şeklinde elde edilir. $\bar{\gamma}_{sr_l} \rightarrow \infty$ ve $\bar{\gamma}_{r_d} \rightarrow \infty$ iken, eşitlik (2.3.38)'deki üst tamamlanmamış Gamma (upper incomplete Gamma) fonksiyonları [105, (8.350.3)]'teki bağıntı kullanılarak aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\Gamma\left(k+1, \frac{1+K}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \gamma\right) \approx \Gamma(k+1), \quad \Gamma\left(u+1, \frac{1+K}{\bar{\gamma}_{r_d}} \gamma\right) \approx \Gamma(u+1). \quad (2.3.54)$$

Bunun yanında $\bar{\gamma}_{sr_l} \rightarrow \infty$ ve $\bar{\gamma}_{r_d} \rightarrow \infty$ iken, (2.3.38)'deki üstel terimler şu şekilde ifade edilebilir:

$$\exp\left(-\frac{1+K}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \gamma\right) \approx 1, \quad \exp\left(-\frac{1+K}{\bar{\gamma}_{r_d}} \gamma\right) \approx 1. \quad (2.3.55)$$

(2.3.54) ve (2.3.55) kullanılarak $f_{\gamma_l}(\gamma)$ ifadesi asimptotik olarak şu şekilde elde edilmiştir [106]:

$$f_{\gamma_l}(\gamma) \approx -\frac{(K+1)^2 \exp(-2K)}{\bar{\gamma}_{sr_l} \bar{\gamma}_{r_d}} \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} -\frac{K^k \left(\frac{1+K}{\bar{\gamma}_{r_d}} \gamma\right)^k}{(k!)^2} \sum_{u=0}^{\infty} \frac{K^u \bar{\gamma}_{sr_l}}{(K+1)(u!)^2} \Gamma(u+1) \right. \\ \left. + \sum_{u=0}^{\infty} -\frac{K^u \left(\frac{1+K}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \gamma\right)^u}{(u!)^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{K^k \bar{\gamma}_{r_d}}{(K+1)(k!)^2} \Gamma(k+1) \right\}. \quad (2.3.56)$$

(2.3.56)'daki asimptotik PDF ifadesi (2.3.39)'da yerine yazılarak ve [105, (3.351.3)]'ten faydalanılarak asimptotik $M_{\gamma_l}(s)$ ifadesi aşağıdaki şekilde türetilmiştir [106]:

$$M_{\gamma_l}(s) \approx \frac{(K+1)^2 \exp(-2K)}{\bar{\gamma}_{sr_l} \bar{\gamma}_{rd}} \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} - \frac{K^k \left(\frac{1+K}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^k}{(k!)^2} \sum_{u=0}^{\infty} \frac{K^u \bar{\gamma}_{sr_l}}{(K+1)u!} \right. \\ \left. \times k! s^{-(k+1)} + \sum_{u=0}^{\infty} - \frac{K^u \left(\frac{1+K}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \right)^u}{(u!)^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{K^k \bar{\gamma}_{rd}}{(K+1)k!} u! s^{-(u+1)} \right\}. \quad (2.3.57)$$

Toplam asimptotik MGF, (2.3.53) ve (2.3.57) kullanılarak aşağıdaki gibi elde edilmiştir [106]:

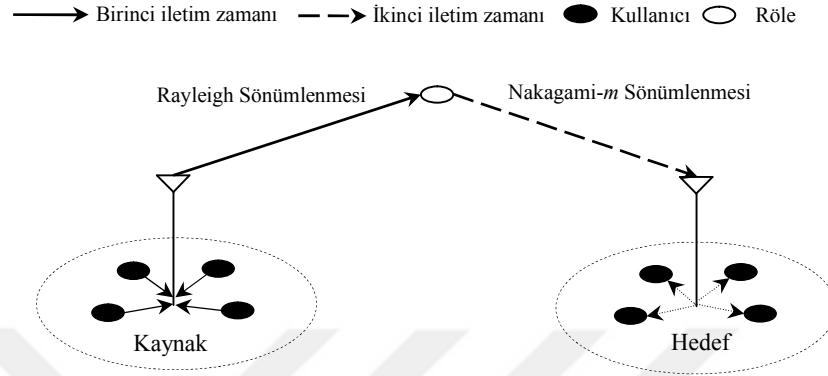
$$M_{\gamma_b}(s) \approx \left(\frac{m}{s \bar{\gamma}_{sd}} \right)^m \left[\prod_{l=1}^L \frac{(K+1)^2 \exp(-2K)}{\bar{\gamma}_{sr_l} \bar{\gamma}_{rd}} \left\{ \sum_{k=0}^{\infty} - \frac{K^k \left(\frac{1+K}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^k}{(k!)^2} \right. \right. \\ \left. \left. \times \sum_{u=0}^{\infty} \frac{K^u \bar{\gamma}_{sr_l}}{(K+1)u!} k! s^{-(k+1)} + \sum_{u=0}^{\infty} - \frac{K^u \left(\frac{1+K}{\bar{\gamma}_{sr_l}} \right)^u}{(u!)^2} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{K^k \bar{\gamma}_{rd}}{(K+1)k!} u! s^{-(u+1)} \right\} \right]. \quad (2.3.58)$$

(2.3.58)'deki ifade (2.3.49)'da yerine yazılarak servis dışı kalma olasılığının alt sınırı ve (2.3.51)'de yerine yazılarak da SER'inin üst sınırı için asimptotik sonuçlar elde edilir.

2.4. İki Atlamalı DS-CDMA Sistemlerin Rayleigh/Nakagami- m Sönümlü Kanallardaki Servis Dışı Kalma Olasılığı ve SER Başarımı

Bu bölümde, Şekil 2.4.1'de verilen tek röleli iletim modeline dayalı olarak iki atlamalı DS-CDMA sistemi ele alınmıştır. Bu kısımda oluşturulan senaryolarda tüm birimlerin

tek verici ve tek alıcı antene sahip olduğu kabul edilmiştir. İletim, Şekil 2.2.6’da gösterildiği gibi iki zaman diliminde gerçekleşmektedir.



Şekil 2.4.1. Tek röleli iki atlamalı iletim modeli.

Birinci zaman diliminde kaynaktan röleye iletim yapılmaktadır. İkinci zaman diliminde ise röleden hedefe iletim yapılmaktadır. Bu durumda, birinci zaman diliminde rölede alınan işaret

$$r_{sr}(t) = \sum_{i=0}^{f-1} \sum_{n=1}^N b_n(i) C_n(t - \tau_n - iT_b) h_{sr}(i) + n_{sr}(t) \quad (2.4.1)$$

şeklindedir. h_{sr} kaynak-röle arasındaki kanala ait sönümlenme katsayısı ve $n_{sr}(t)$ ise kaynak-röle arasındaki kanalın sıfır ortalamalı $\sigma_n^2 = N_0$ varyanslı Gauss gürültüsüdür. İkinci iletim zamanında röle aldığı işareti aşağıda verilen kuvvetlendirme faktörüne bağlı olarak kuvvetlendirir:

$$\beta = \sqrt{\frac{E_b}{E_b |h_{sr}|^2 + N_0}}. \quad (2.4.2)$$

Röle eşitlik (2.4.2)’deki kuvvetlendirme faktörüne bağlı olarak aldığı işareti kuvvetlendirip hedef noktasına iletir. Buna göre ikinci zaman diliminde röleden hedefe gelen işaret ise aşağıdaki biçimde olur:

$$r_{rd}(t) = \sum_{i=0}^{f-1} \sum_{n=1}^N r_{sr}(t - D_n - \tau_r - iT_b) h_{rd}(i) \beta + n_{rd}(t). \quad (2.4.3)$$

Burada h_{rd} röle-hedef arasındaki kanalın sönmülenme katsayısı ve $n_{rd}(t)$ sıfır ortalamalı $\sigma_n^2 = N_0$ varyanslı Gauss gürültüsüdür. Bu bölümde, kaynak-röle arasındaki kanal Rayleigh sönmümlü ve röle-hedef arasındaki kanal Nakagami- m sönmümlü olarak kabul edilmiştir. Buna göre kaynak-röle kanalı için anlık SNR'nin PDF'si aşağıdaki gibidir:

$$f_{\gamma_{sr}}(\gamma_{sr}) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{sr}} \exp\left(-\frac{\gamma_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}}\right), \gamma_{sr} \geq 0. \quad (2.4.4)$$

Burada $\gamma_{sr} = h_{sr}^2 E_b / N_0$ ve $\bar{\gamma}_{sr} = E(h_{sr}^2) E_b / N_0$ ifadeleri sırasıyla anlık ve ortalama SNR ifadeleridir. Röle-hedef kanalının Nakagami- m dağılımına göre anlık SNR'sine ait PDF ifadesi şu şekildedir:

$$f_{\gamma_{rd}}(\gamma_{rd}) = \frac{m \gamma_{rd}^{m-1}}{\bar{\gamma}_{rd}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{m \gamma_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}}\right), \gamma_{rd} \geq 0. \quad (2.4.5)$$

Burada m sönmülenme parametresidir. $\gamma_{rd} = h_{rd}^2 E_b / N_0$ ve $\bar{\gamma}_{rd} = E(h_{rd}^2) E_b / N_0$ ifadeleri röle-hedef kanalı için anlık ve ortalama SNR ifadeleridir.

2.4.1. Servis Dışı Kalma Olasılığı Analizi

Bu kısımda sabit kazançlı (fixed-gain) iletim tekniğine dayalı olarak analiz yapılmıştır. Buna göre ele alınan sistemin uçtan uca toplam SNR ifadesi [107] şu şekildedir:

$$\gamma_{srd} = \frac{\gamma_{sr} \gamma_{rd}}{C + \gamma_{rd}}, \quad C \geq 0. \quad (2.4.6)$$

Servis dışı kalma olasılığı matematiksel olarak eşitlik (2.4.6)'daki toplam SNR'ye göre aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$P_{out} = F_{\gamma_{srd}}(\gamma_{th}) = \Pr \left[\frac{\gamma_{sr}\gamma_{rd}}{C + \gamma_{rd}} < \gamma_{th} \right]. \quad (2.4.7)$$

Burada $F_{\gamma_{srd}}(\gamma_{th})$ toplam anlık SNR'nin CDF ifadesidir. İkinci atlamanın (röle-hedef hattı) anlık SNR'sine bağlı olarak servis dışı kalma olasılığı aşağıdaki gibi verilmektedir:

$$P_{out} = \int_0^{\infty} \Pr \left[\gamma_{sr} < \frac{\gamma_{th}(C + \gamma_{rd})}{\gamma_{rd}} \middle| \gamma_{rd} \right] f_{\gamma_{rd}}(\gamma_{rd}) d\gamma_{rd}. \quad (2.4.8)$$

Eşitlik (2.4.8)'de bulunan $\Pr \left[\gamma_{sr} < \frac{\gamma_{th}(C + \gamma_{rd})}{\gamma_{rd}} \middle| \gamma_{rd} \right]$ ifadesi kaynak-röle hattına ait CDF ve $f_{\gamma_{rd}}(\gamma_{rd})$ ise röle-hedef hattına ait PDF ifadeleridir. Buna göre öncelikle Rayleigh dağılımına sahip kaynak-röle hattının CDF ifadesi şu şekildedir:

$$F_{\gamma_{sr}}(\gamma_{th}) = 1 - \exp \left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right). \quad (2.4.9)$$

Röle-hedef hattına ait PDF ise eşitlik (2.4.5) ile verilmiştir. P_{out} ifadesini bulmak için (2.4.5) ve (2.4.9)'daki ifadeler (2.4.8)'de yerine yazılmalıdır. Yerine koyma işlemi yapıldığında P_{out} aşağıdaki gibi yazılır:

$$P_{out} = \int_0^{\infty} \left[1 - \exp \left(-\frac{\gamma_{th}(C + \gamma_{rd})}{\bar{\gamma}_{sr}\gamma_{rd}} \right) \right] \frac{m^m \gamma_{rd}^{m-1}}{\bar{\gamma}_{rd}^m \Gamma(m)} \exp \left(-\frac{m\gamma_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right) d\gamma_{rd}. \quad (2.4.10)$$

Eşitlik (2.4.10)'da bazı matematiksel düzenlemeler yapılırsa (2.4.11)'deki hale gelir:

$$P_{out} = \underbrace{\int_0^{\infty} \frac{m^m \gamma_{rd}^{m-1}}{\bar{\gamma}_{rd}^m \Gamma(m)} \exp \left(-\frac{m\gamma_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right) d\gamma_{rd}}_{I_1} - \underbrace{\int_0^{\infty} \exp \left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}} \left(1 + \frac{C}{\gamma_{rd}} \right) \right) \frac{m^m \gamma_{rd}^{m-1}}{\bar{\gamma}_{rd}^m \Gamma(m)} \exp \left(-\frac{m\gamma_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right) d\gamma_{rd}}_{I_2}. \quad (2.4.11)$$

Buna göre I_1 integrali düzenlenirse şu şekilde yazılır:

$$I_1 = \frac{m^m}{\bar{\gamma}_{rd}^m \Gamma(m)} \int_0^\infty \gamma_{rd}^{m-1} \exp\left(-\frac{m\gamma_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}}\right) d\gamma_{rd}. \quad (2.4.12)$$

[105, (3.351.3)] ifadesi yardımıyla I_1 aşağıdaki şekilde türetilmiştir:

$$I_1 = \frac{m^m (m-1)!}{\bar{\gamma}_{rd}^m \Gamma(m)} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}_{rd}}\right)^{-m} = \frac{(m-1)!}{\Gamma(m)}. \quad (2.4.13)$$

Burada Gamma fonksiyonunda tamsayı m değerleri için [105, (8.339.1)]’deki ilişki kullanılarak $I_1 = 1$ olarak bulunmuştur. I_2 integrali düzenlenirse aşağıdaki gibi yeniden yazılır:

$$I_2 = \frac{m^m}{\bar{\gamma}_{rd}^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}}\right) \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\gamma_{th}C}{\bar{\gamma}_{sr}\gamma_{rd}} - \frac{m\gamma_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}}\right) \gamma_{rd}^{m-1} d\gamma_{rd}. \quad (2.4.14)$$

[105, (3.471.9)]’daki çözümden faydalanarak I_2 aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$I_2 = \left(\exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}}\right) \frac{2m^m}{\bar{\gamma}_{rd}^m \Gamma(m)} \left(\frac{\beta}{\alpha}\right)^{m/2} K_m\left(2\sqrt{\beta\alpha}\right) \right). \quad (2.4.15)$$

Burada $\beta = (C\gamma_{th})/\bar{\gamma}_{sr}$, $\alpha = m/\bar{\gamma}_{rd}$ ve $K_v(\cdot)$ ifadesi v . derece modifiye edilmiş ikinci tür Bessel fonksiyonudur. Buna göre P_{out} aşağıdaki şekilde türetilmiştir [108]:

$$P_{out} = F_{\gamma_{srd}}(\gamma_{th}) = 1 - \left(\exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sr}}\right) \frac{2m^m}{\bar{\gamma}_{rd}^m \Gamma(m)} \left(\frac{(C\gamma_{th})/\bar{\gamma}_{sr}}{(m/\bar{\gamma}_{rd})}\right)^{m/2} K_m\left(2\sqrt{\frac{C\gamma_{th}m}{\bar{\gamma}_{sr}\bar{\gamma}_{rd}}}\right) \right) \quad (2.4.16)$$

Eşitlik (2.4.16)’da verilen ifade servis dışı kalma olasılığını sönümlenme parametresinin (m) farklı değerleri için hesaplamada kullanılmıştır.

2.4.2. SER Analizi

SER ifadeleri M -PSK modülasyonları için (2.3.50) ve (2.3.51)'de verilmiştir. Eşitlik (2.3.50) ve (2.3.51)'den görüleceği gibi SER'i bulabilmek için sistemin toplam MGF ifadesinin ($M_{\gamma_{srd}}$) bulunması gerekmektedir. MGF ifadesi (2.4.16)'daki CDF ifadesinin aşağıda verilen integralde kullanılmasıyla elde edilebilmektedir:

$$M_{\gamma_{srd}}(s) = 1 - s \int_0^{\infty} e^{-sr} (1 - F_{\gamma_{srd}}(r)) dr. \quad (2.4.17)$$

Buna göre (2.4.16)'daki CDF ifadesi, eşitlik (2.4.17)'de yerine yazılırsa (2.4.18) elde edilir:

$$M_{\gamma_{srd}}(s) = 1 - s \int_0^{\infty} e^{-sr} \left(1 - \left(\frac{(m-1)!}{\Gamma(m)} \right) - \left(\exp\left(-\frac{r}{\bar{\gamma}_{sr}}\right) \times \frac{2m^m}{\bar{\gamma}_{rd}^m \Gamma(m)} \left(\frac{((C\gamma_{th})/\bar{\gamma}_{sr})^{m/2}}{(m/\bar{\gamma}_{rd})} K_m \left(2\sqrt{\frac{C\gamma_{th}m}{\bar{\gamma}_{sr}\bar{\gamma}_{rd}}} \right) \right) \right) \right) dr. \quad (2.4.18)$$

Eşitlik (2.4.18) tekrar düzenlenirse aşağıdaki hale dönüşür:

$$M_{\gamma_{srd}}(s) = 1 - s \left\{ \int_0^{\infty} e^{-sr} dr - \int_0^{\infty} e^{-sr} \left(\frac{(m-1)!}{\Gamma(m)} \right) dr + \int_0^{\infty} e^{-sr} \left(\exp\left(-\frac{r}{\bar{\gamma}_{sr}}\right) \times \frac{2m^m}{\bar{\gamma}_{rd}^m \Gamma(m)} \left(\frac{((C\gamma_{th})/\bar{\gamma}_{sr})^{m/2}}{(m/\bar{\gamma}_{rd})} K_m \left(2\sqrt{\frac{C\gamma_{th}m}{\bar{\gamma}_{sr}\bar{\gamma}_{rd}}} \right) \right) dr \right\}. \quad (2.4.19)$$

(2.4.19)'daki birinci ve ikinci integral çözüldükten sonra aşağıdaki gibi olur:

$$M_{\gamma_{srd}}(s) = \frac{(m-1)!}{\Gamma(m)} - \left\{ s \frac{2m^m}{\bar{\gamma}_{rd}^m \Gamma(m)} \int_0^{\infty} e^{-sr} \exp\left(-\frac{r}{\bar{\gamma}_{sr}}\right) \times \left(\frac{(Cr)/\bar{\gamma}_{sr}}{m/\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m/2} K_m \left(2\sqrt{\frac{Crm}{\bar{\gamma}_{sr}\bar{\gamma}_{rd}}} \right) dr \right\}. \quad (2.4.20)$$

Daha sonra [105, (6.643.3)] ifadesi yardımıyla MGF ifadesi şu şekilde elde edilmiştir [108]:

$$M_{\gamma_{srd}}(s) = 1 - \left\{ s \frac{2m^m}{\bar{\gamma}_{rd}^m \Gamma(m)} \left(\frac{C \bar{\gamma}_{rd}}{m \bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m/2} \frac{\Gamma(m+1) \Gamma(1)}{2 \sqrt{(mC)/(\bar{\gamma}_{sr} \bar{\gamma}_{rd})}} \exp \left(\frac{(mC/\bar{\gamma}_{sr} \bar{\gamma}_{rd})}{2((1/\bar{\gamma}_{sr}) + s)} \right) \right. \\ \left. \times \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sr}} + s \right)^{-\left(\frac{m+1}{2}\right)} W_{-\left(\frac{m+1}{2}\right)\left(\frac{m}{2}\right)} \left(\left(\frac{mC}{\bar{\gamma}_{sr} \bar{\gamma}_{rd}} \right) / \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sr}} + s \right) \right) \right\}. \quad (2.4.21)$$

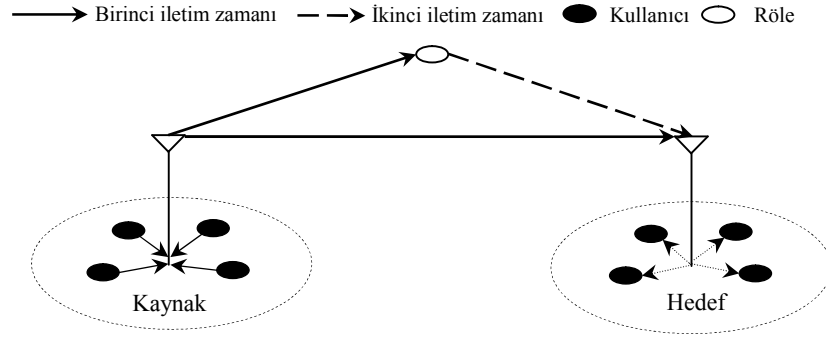
Burada $W_{\lambda, \mu}(\bullet)$ Whittaker fonksiyonunu ifade etmektedir [105]. (2.4.21)'de türetilen MGF ifadesi eşitlik (2.3.50)'de yerine yazılarak sistemin SER'i nümerik olarak hesaplanabilmektedir. Eşitlik (2.4.21)'de elde edilen ifadede m parametresi için farklı değerler alınarak bu kısımda incelenen sistemin SER başarımı elde edilmiştir.

2.5. İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin Simetrik ve Asimetrik Sönümlü Kanallardaki Başarım Analizi

Bu bölümde, Şekil 2.5.1'de verilen iletim modeline dayalı olarak işbirlikli AF DS-CDMA sistemi ele alınmıştır. Bu kısımda oluşturulan senaryolarda tüm birimlerin tek verici ve tek alıcı antene sahip olduğu kabul edilmiştir. İletim Şekil 2.2.7'de gösterildiği gibi yine iki zaman diliminde gerçekleşmektedir. Bu durumda birinci zaman diliminde rölede alınan işaret bir önceki bölümde eşitlik (2.4.1)'de verildiği gibidir. Aynı zaman diliminde hedefte alınan işaret ise şu şekilde ifade edilir:

$$r_{sd}(t) = \sum_{i=0}^{f-1} \sum_{n=1}^N b_n(i) C_n(t - \tau_n - iT_b) h_{sd}(i) + n_{sd}(t). \quad (2.5.1)$$

Burada h_{sd} kaynak-hedef arasındaki kanalın sönümlenme katsayısını, $n_{sd}(t)$ sıfır ortalamalı $\sigma_n^2 = N_0$ varyanslı Gauss gürültüsünü belirtmektedir. İkinci zaman dilimi sonunda ise hedefte alınan işaret bir önceki bölümde eşitlik (2.4.3)'te verilmiştir.



Şekil 2.5.1. Tek röleli işbirlikli iletim modeli.

Bu bölümde kaynak-hedef arasındaki kanalın iki farklı sönümlenme durumu ele alınmıştır:

- **Senaryo (a):** Kaynak-hedef arasındaki kanal Rayleigh sönümlü, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanallar Nakagami- m sönümlü olarak kabul edilmiştir. Buna göre kaynak-hedef kanalı için anlık SNR'nin PDF'si aşağıdaki gibidir:

$$f_{\gamma_{sd}}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right). \quad (2.5.2)$$

Burada $\gamma = \left(\frac{E_b |h_{sd}|^2}{N_0 (R_d)_{n,n}^{-2}} \right)$ ve $\bar{\gamma}_{sd} = \left(\frac{E_b E\langle |h_{sd}|^2 \rangle}{N_0 (R_d)_{n,n}^{-2}} \right)$ ifadeleri sırasıyla anlık ve

ortalama SNR ifadeleridir. R_d hedefteki çapraz ilinti matrisidir.

- **Senaryo (b):** Kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanallar Nakagami- m sönümlü olarak kabul edilmiştir. Buna göre kaynak-hedef kanalı Nakagami- m sönümlü olduğu durumda anlık SNR'nin PDF'si aşağıdaki gibidir:

$$f_{\gamma_{sd}}(\gamma) = \frac{m_{sd}^{m_{sd}} \gamma^{m_{sd}-1}}{\bar{\gamma}_{sd}^{m_{sd}} \Gamma(m_{sd})} \exp\left(-\frac{m_{sd} \gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right). \quad (2.5.3)$$

Burada m_{sd} kaynak-hedef kanalının sönümlenme parametresidir. Her iki senaryoda da kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanallar ise Nakagami- m dağılımlı olarak ele

alınmış ve Nakagami- m dağılımına göre PDF ifadeleri sırasıyla eşitlik (2.5.4) ve (2.5.5)'te verilmektedir:

$$f_{\gamma_{sr}}(\gamma) = \frac{m_{sr} \gamma^{m_{sr}-1}}{\bar{\gamma}_{sr}^{m_{sr}} \Gamma(m_{sr})} \exp\left(-\frac{m_{sr} \gamma}{\bar{\gamma}_{sr}}\right) \quad (2.5.4)$$

$$f_{\gamma_{rd}}(\gamma) = \frac{m_{rd} \gamma^{m_{rd}-1}}{\bar{\gamma}_{rd}^{m_{rd}} \Gamma(m_{rd})} \exp\left(-\frac{m_{rd} \gamma}{\bar{\gamma}_{rd}}\right). \quad (2.5.5)$$

Burada m_{sr} ve m_{rd} sırasıyla kaynak-röle ile röle-hedef kanallarına ait sönümlenme parametreleridir. Ayrıca, $ij \in \{sr, rd\}$ ve $x \in \{r, d\}$ olmak üzere $\gamma = \left(\frac{E_b |h_{ij}|^2}{N_0 (R_x)_{n,n}^{-2}} \right)$ ve

$\bar{\gamma}_{ij} = \left(\frac{E_b E \langle |h_{ij}|^2 \rangle}{N_0 (R_x)_{n,n}^{-2}} \right)$ ifadeleri ij kanalı için anlık ve ortalama SNR ifadeleridir.

2.5.1. PDF Analizi

Ele alınan sistemde, hedef düğümünde MRC tekniği kullanılarak kaynak ve röle düğümlerinden gelen sinyaller birleştirilmektedir. Buna göre hedef düğümünde alınan toplam anlık SNR şu şekildedir:

$$\gamma_{tot} = \gamma_{sd} + \frac{\gamma_{sr} \gamma_{rd}}{\gamma_{sr} + \gamma_{rd} + 1} \leq \gamma_{sd} + \gamma_{srd}. \quad (2.5.6)$$

Burada $\gamma_{srd} = \min(\gamma_{sr}, \gamma_{rd})$ olarak tanımlanır ve kaynak-röle-hedef hattına ait anlık SNR ifadesidir. γ_{srd} ifadesine ait PDF [104]'te aşağıda verildiği gibi bulunmuştur:

$$f_{\gamma_{srd}}(\gamma) = \frac{1}{\Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \left[\left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \gamma^{m_{sr}-1} e^{-\frac{m_{sr} \gamma}{\bar{\gamma}_{sr}}} \Gamma\left(m_{rd}, \frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \gamma\right) + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \gamma^{m_{rd}-1} e^{-\frac{m_{rd} \gamma}{\bar{\gamma}_{rd}}} \Gamma\left(m_{sr}, \frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \gamma\right) \right]. \quad (2.5.7)$$

Toplam PDF ifadesini, $f_{\gamma_{tot}}(\gamma)$, bulmak için γ_{sd} ve γ_{srd} 'ye ait PDF ifadelerinin konvolüsyonunun çözülmesi gerekmektedir. Konvolüsyon integrali şu şekildedir:

$$f_{\gamma_{tot}}(\gamma) = \int_0^{\gamma} f_{\gamma_{sd}}(\gamma - \tau) f_{\gamma_{srd}}(\tau) d\tau. \quad (2.5.8)$$

Senaryo (a) için eşitlik (2.5.2) ve (2.5.7)'deki PDF ifadeleri konvolüsyon integralinde yani (2.5.8)'de yerine konulursa (2.5.9)'daki ifade elde edilir:

$$f_{\gamma_{tot}}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \int_0^{\gamma} e^{\left(\frac{\gamma - \tau}{\bar{\gamma}_{sd}} - \frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \tau \right)} \tau^{m_{sr}-1} \right. \\ \left. \times \Gamma\left(m_{rd}, \frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \tau\right) d\tau + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \int_0^{\gamma} e^{\left(\frac{\gamma - \tau}{\bar{\gamma}_{sd}} - \frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \tau \right)} \tau^{m_{rd}-1} \Gamma\left(m_{sr}, \frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \tau\right) d\tau \right\}. \quad (2.5.9)$$

Burada $\Gamma(\cdot, \cdot)$ üst tamamlanmamış Gamma fonksiyonunun sonlu seri açılımı [105, (8.352.4)] aşağıdaki gibidir:

$$\Gamma(n, x) = (n-1)! e^{-x} \sum_{m=0}^{n-1} \frac{x^m}{m!}. \quad (2.5.10)$$

Eşitlik (2.5.10) ile verilen ilişki (2.5.9)'da yerine yazılır ve eşitlik düzenlenirse toplam PDF aşağıdaki gibi olur:

$$f_{\gamma_{tot}}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \int_0^{\gamma} e^{\left(\frac{\gamma - \tau}{\bar{\gamma}_{sd}} - \frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \tau \right)} \tau^{m_{sr}-1} (m_{rd}-1)! \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \right. \\ \left. \times \tau^k e^{-\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \tau} d\tau + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \int_0^{\gamma} e^{\left(\frac{\gamma - \tau}{\bar{\gamma}_{sd}} - \frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \tau \right)} \tau^{m_{rd}-1} (m_{sr}-1)! e^{-\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \tau} \sum_{l=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}\tau/\bar{\gamma}_{sr})^l}{l!} d\tau \right\}. \quad (2.5.11)$$

[105, (3.381.1)]'deki ifadeden yararlanılarak $f_{\gamma_{tot}}(\gamma)$ (2.5.12)'deki gibi türetilmiştir [109]:

$$f_{\gamma_{tot}}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} (m_{rd}-1)! \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \psi^{-(k+m_{sr})} \right. \\ \left. \times \gamma(k+m_{sr}, \psi\gamma) + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} \sum_{l=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^l}{l!} \psi^{-(l+m_{rd})} \gamma(l+m_{rd}, \psi\gamma) \right\}. \quad (2.5.12)$$

Burada $\psi = \left(-\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} + \frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} + \frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)$ ve $\gamma(\cdot, \cdot)$ alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonudur.

Senaryo (b) için eşitlik (2.5.3) ve (2.5.7)'deki PDF ifadeleri konvolüsyon integralinde yerine konulursa

$$f_{\gamma_{tot}}(\gamma) = \left(\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{m_{sd}} \left(\frac{1}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \int_0^\gamma (\gamma-\tau)^{m_{sd}-1} \right. \\ \times e^{\left(-\frac{m_{sd}(\gamma-\tau)}{\bar{\gamma}_{sd}} - \frac{m_{sr}\tau}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)} \Gamma\left(m_{sd}, \frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}}\tau\right) \tau^{m_{sr}-1} d\tau + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \int_0^\gamma (\gamma-\tau)^{m_{sd}-1} \\ \times e^{\left(-\frac{m_{sd}(\gamma-\tau)}{\bar{\gamma}_{sd}} - \frac{m_{rd}\tau}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)} \Gamma\left(m_{sr}, \frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}}\tau\right) \tau^{m_{rd}-1} d\tau \left. \right\} \quad (2.5.13)$$

elde edilir. (2.5.13)'teki ifade, üst tamamlanmamış Gamma fonksiyonunun sonlu seri açılımından faydalanılarak şu şekilde ifade edilir:

$$f_{\gamma_{tot}}(\gamma) = \left(\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{m_{sd}} \left(\frac{1}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} e^{\left(-\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\gamma \right)} (m_{rd}-1)! \right. \\ \times \sum_{t=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^t}{t!} \int_0^\gamma (\gamma-\tau)^{m_{sd}-1} \tau^{t+m_{sr}-1} e^{-\lambda\tau} d\tau + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} e^{\left(-\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\gamma \right)} \\ \times (m_{sr}-1)! \sum_{u=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^u}{u!} \int_0^\gamma (\gamma-\tau)^{m_{sd}-1} e^{-\lambda\tau} \tau^{u+m_{rd}-1} d\tau \left. \right\}. \quad (2.5.14)$$

Burada $\lambda = (m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr}) + (m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd}) - (m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})$ olarak verilmektedir. [105, (1.111)]’deki binom açılımından ve [105, (3.381.1)] ifadesinden faydalanılarak $f_{\gamma_{tot}}(\gamma)$ aşağıdaki gibi türetilmiştir [109]:

$$f_{\gamma_{tot}}(\gamma) = \left(\frac{1}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left\{ e^{-(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})\gamma} (m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! \right. \\ \times S_t S_n \gamma^{m_{sd}-n-1} \lambda^{-(m_{sr}+t+n)} \gamma(m_{sr}+t+n, \lambda\gamma) + e^{-(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})\gamma} (m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! \\ \left. \times S_u S_n \gamma^{m_{sd}-n-1} \lambda^{-(m_{rd}+u+n)} \gamma(m_{rd}+u+n, \lambda\gamma) \right\}. \quad (2.5.15)$$

Burada $S_t = \sum_{t=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^t}{t!}$, $S_n = \sum_{n=0}^{m_{sd}-1} \binom{m_{sd}-1}{n} (-1)^n$ ve $S_u = \sum_{u=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^u}{u!}$ şeklindedir. Ayrıca (2.5.15)’te $m_{sd}=1$ olarak alındığında (2.5.12)’deki PDF elde edilebilmektedir.

2.5.2. BEP Analizi

Bu kısımda, Şekil 2.5.1’deki işbirlikli iletim modelinin kullanıldığı AF DS-CDMA sistemleri için BEP analizi yapılmıştır. BEP matematiksel olarak şu şekilde ifade edilir:

$$P_{error} = \int_0^{\infty} aQ(\sqrt{b\gamma}) f_{\gamma_{tot}}(\gamma) d\gamma. \quad (2.5.16)$$

Burada a ve b modülasyon parametreleridir ($a=1$ ve $b=2$ olduğunda ikili faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK), $a=1$ ve $b=1$ olduğunda karesel faz kaydırmalı anahtarlama (QPSK)). $Q(x)$ ise Gauss Q fonksiyonudur. (2.5.16)’daki integral Gauss Q fonksiyonu ve integral değişkenini içeren üstel ifadeler içerdiği için çözülmesi zor bir formattadır. Bu integrali çözüme kavuşturmak için Gauss Q fonksiyonunun alternatif bir formu olan ve [110]’da önerilen yaklaşık ifade kullanılabilir. Bu yaklaşık ifade aşağıda verildiği gibi üstel fonksiyonlardan oluşmaktadır:

$$Q(x) \approx \frac{1}{12} e^{(-x^2/2)} + \frac{1}{4} e^{(-2x^2/3)}. \quad (2.5.17)$$

Eşitlik (2.5.17)'de verilen yaklaşık ifade sönümlü kanallarda hata olasılığı analizlerini kolaylaştıracak ve çözüm bulunmasına imkan verecek bir ifadedir. Buna göre, (2.5.17)'deki yaklaşık ifade eşitlik (2.5.16)'da yerine konulursa (2.5.18) ile verilen ifadeye dönüşür:

$$P_{error} \approx \underbrace{\int_0^\infty a \frac{1}{12} e^{-\frac{1}{2}b\gamma} f_{\gamma_{tot}}(\gamma) d\gamma}_{I_1} + \underbrace{\int_0^\infty a \frac{1}{4} e^{-\frac{2}{3}b\gamma} f_{\gamma_{tot}}(\gamma) d\gamma}_{I_2}. \quad (2.5.18)$$

(2.5.18)'deki ifade birbirine benzeyen formatta I_1 ve I_2 gibi iki ayrı integralden oluşmaktadır. *Senaryo (a)* için eşitlik (2.5.12)'deki PDF ifadesi I_1 integralinde yerine yazılır ve I_1 aşağıdaki hale dönüşür:

$$\begin{aligned} I_1 = & \int_0^\infty a \frac{1}{12} e^{-\frac{1}{2}b\gamma} \left\{ \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} \right. \right. \\ & \times (m_{rd} - 1)! \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \psi^{-(k+m_{sr})} \gamma(k+m_{sr}, \psi\gamma) + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \\ & \left. \left. \times e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} (m_{sr} - 1)! \sum_{l=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^l}{l!} \psi^{-(l+m_{rd})} \gamma(l+m_{rd}, \psi\gamma) \right\} \right\} d\gamma. \end{aligned} \quad (2.5.19)$$

$\gamma(\cdot, \cdot)$ fonksiyonunun sonsuz seri açılımı aşağıdaki gibidir [111, (8.15.1)]:

$$\gamma(a, \lambda x) = \lambda^a \sum_{k=0}^{\infty} \gamma(a+k, x) \frac{(1-\lambda)^k}{k!}. \quad (2.5.20)$$

(2.5.20)'deki ifade (2.5.19)'da kullanılarak ve [105, (6.451.1)] yardımıyla I_1 şu şekilde türetilmiştir:

$$I_1 = \frac{a}{12\bar{\gamma}_{sd}\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \sum_{t=0}^{\infty} \frac{(1-\psi)^t}{t!} \right. \\ \left. \times \frac{\Gamma(p)(1+v)^{-p}}{v} + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! \sum_{l=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^l}{l!} \sum_{u=0}^{\infty} \frac{(1-\psi)^u \Gamma(r)(1+v)^{-r}}{u!v} \right\}. \quad (2.5.21)$$

Burada $v = (b/2) + (1/\bar{\gamma}_{sd})$, $p = k + t + m_{sr}$ ve $r = l + u + m_{rd}$ şeklindedir. I_2 integrali (2.5.21)'i elde etmek için izlenen yol kullanılarak çözülebilir. Buna göre P_{error} ifadesi aşağıdaki gibi türetilmiştir [109]:

$$P_{error} \approx \frac{a}{12\bar{\gamma}_{sd}\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \sum_{t=0}^{\infty} \frac{(1-\psi)^t}{t!} \right. \\ \left. \times \frac{\Gamma(p)(1+v)^{-p}}{v} + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! \sum_{l=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^l}{l!} \sum_{u=0}^{\infty} \frac{(1-\psi)^u \Gamma(r)(1+v)^{-r}}{u!v} \right\} \\ + \frac{a}{4\bar{\gamma}_{sd}\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \sum_{m=0}^{\infty} \frac{(1-\psi)^m}{m!} \right. \\ \left. \times \frac{\Gamma(g)(1+h)^{-g}}{h} + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! \sum_{l=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^l}{l!} \sum_{n=0}^{\infty} \frac{(1-\psi)^n \Gamma(z)(1+h)^{-z}}{n!h} \right\}. \quad (2.5.22)$$

Burada $g = m + k + m_{sr}$, $h = (2b/3) + (1/\bar{\gamma}_{sd})$ ve $z = l + n + m_{rd}$ biçimindedir. Eşitlik (2.5.22)'de verilen BEP ifadesinde m_{sr} ve m_{rd} parametrelerinin farklı değerleri alınarak farklı kanal şartları için sistem başarımı elde edilmiştir. *Senaryo (b)* için (2.5.15)'teki PDF ifadesi I_1 integralinde yerine yazılırsa aşağıdaki ifade elde edilir:

$$I_1 = \frac{a}{12} \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \int_0^{\infty} e^{\left(-\frac{b}{2}\gamma\right)} \left\{ e^{-(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})\gamma} (m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! \right. \\ \left. \times \sum_{t=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \sum_{n=0}^{m_{sd}-1} \binom{m_{sd}-1}{n} (-1)^n \gamma^{m_{sd}-n-1} \lambda^{-(m_{sr}+t+n)} \gamma(m_{sr}+t+n, \lambda\gamma) \right. \\ \left. + e^{-(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})\gamma} (m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! \sum_{u=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^u}{u!} \sum_{n=0}^{m_{sd}-1} \binom{m_{sd}-1}{n} (-1)^n \gamma^{m_{sd}-k-1} \right. \\ \left. \times \lambda^{-(m_{rd}+u+n)} \gamma(m_{rd}+u+n, \lambda\gamma) \right\} d\gamma. \quad (2.5.23)$$

Bazı matematiksel düzenlemeler yapılarak I_1

$$\begin{aligned}
 I_1 = & \frac{a}{12} \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left[(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! \sum_{t=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \right. \\
 & \times \sum_{n=0}^{m_{sd}-1} \binom{m_{sd}-1}{n} (-1)^n \lambda^{-(m_{sr}+t+n)} \int_0^\infty e^{\left(-\gamma \left(\frac{b}{2} + \frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)\right)} \gamma^{m_{sd}-n-1} \gamma(m_{sr}+t+n, \lambda\gamma) d\gamma \\
 & + (m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! \sum_{u=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^u}{u!} \sum_{n=0}^{m_{sd}-1} \binom{m_{sd}-1}{n} (-1)^n \lambda^{-(m_{rd}+u+n)} \\
 & \left. \times \int_0^\infty e^{\left(-\gamma \left(\frac{b}{2} + \frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)\right)} \gamma^{m_{sd}-n-1} \gamma(m_{rd}+u+n, \lambda\gamma) d\gamma \right] \quad (2.5.24)
 \end{aligned}$$

şekline dönüşür. [105, (6.452.2)] ifadesi kullanılarak I_1 şu şekilde türetilmiştir:

$$\begin{aligned}
 I_1 = & \frac{a}{12} \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left[(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! \sum_{t=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \sum_{n=0}^{m_{sd}-1} \binom{m_{sd}-1}{n} \right. \\
 & \times (-1)^n \lambda^{-(m_{sr}+t+n)} \frac{\lambda^{(m_{sr}+t+n)} \Gamma(m_{sd}+m_{sr}+t)}{(m_{sr}+t+n)(\lambda+\mu_1)^{(m_{sd}+m_{sr}+t)}} {}_2F_1 \left(1, m_{sd}+m_{sr}+t; m_{sr}+t+n+1; \frac{\lambda}{\lambda+\mu_1} \right) \\
 & + (m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! \sum_{u=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^u}{u!} \sum_{n=0}^{m_{sd}-1} \binom{m_{sd}-1}{n} (-1)^n \lambda^{-(m_{rd}+u+n)} \frac{\lambda^{(m_{rd}+u+n)}}{(m_{rd}+u+n)} \\
 & \left. \times \frac{\Gamma(m_{sd}+m_{sr}+u)}{(\lambda+\mu_1)^{(m_{sd}+m_{sr}+u)}} {}_2F_1 \left(1, m_{sd}+m_{sr}+t; m_{sr}+t+n+1; \frac{\lambda}{\lambda+\mu_1} \right) \right]. \quad (2.5.25)
 \end{aligned}$$

Burada $\mu_1 = (b/2) + (m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})$ olarak tanımlanır ve ${}_2F_1(a, b; c; d)$ ifadesi Gauss hipergeometrik fonksiyonudur. I_1 ifadesini türetmek için izlenen yolun aynısı kullanılarak I_2 de bulunabilir. BEP ifadesi *senaryo* (b) için aşağıdaki gibi elde edilmiştir [109]:

$$\begin{aligned}
P_{error} &\simeq \frac{a}{12} \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left\{ \beta \frac{\lambda^{(m_{sr}+t+n)}\Gamma(m_{sd}+m_{sr}+t)}{(m_{sr}+t+n)(\lambda+\mu_1)^{(m_{sd}+m_{sr}+t)}} \right. \\
&\times {}_2F_1 \left(1, m_{sd}+m_{sr}+t; m_{sr}+t+n+1; \frac{\lambda}{\lambda+\mu_1} \right) + \chi \frac{\lambda^{(m_{rd}+u+n)}\Gamma(m_{sd}+m_{sr}+u)}{(m_{rd}+u+n)(\lambda+\mu_1)^{(m_{sd}+m_{rd}+u)}} \\
&\times {}_2F_1 \left(1, m_{sd}+m_{sr}+u; m_{sr}+u+n+1; \frac{\lambda}{\lambda+\mu_1} \right) \left. \right\} + \frac{a}{4} \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \\
&\times \left\{ \beta \frac{\lambda^{(m_{sr}+t+n)}\Gamma(m_{sd}+m_{sr}+t)}{(m_{sr}+t+n)(\lambda+\mu_2)^{(m_{sd}+m_{sr}+t)}} {}_2F_1 \left(1, m_{sd}+m_{sr}+t; m_{sr}+t+n+1; \frac{\lambda}{\lambda+\mu_2} \right) \right. \\
&+ \chi \frac{\lambda^{(m_{rd}+u+n)}\Gamma(m_{sd}+m_{sr}+u)}{(m_{rd}+u+n)(\lambda+\mu_2)^{(m_{sd}+m_{rd}+u)}} {}_2F_1 \left(1, m_{sd}+m_{rd}+u; m_{rd}+u+n+1; \frac{\lambda}{\lambda+\mu_2} \right) \left. \right\}. \quad (2.5.26)
\end{aligned}$$

Burada $\mu_2 = \lambda + (2b/3) + (m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})$ şeklindedir ve

$$\beta = \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! \sum_{t=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \sum_{n=0}^{m_{sd}-1} \binom{m_{sd}-1}{n} (-1)^n \lambda^{-(m_{sr}+t+n)} \quad (2.5.27)$$

$$\chi = \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! \sum_{u=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^u}{u!} \sum_{n=0}^{m_{sd}-1} \binom{m_{sd}-1}{n} (-1)^n \lambda^{-(m_{rd}+u+n)}$$

şeklinde ifade edilir. Eşitlik (2.5.26)'da *senaryo (b)* için verilen BEP ifadesinde m_{sd} , m_{sr} ve m_{rd} parametrelerinin farklı değerlerine göre sistem başarıımı analiz edilmiştir.

2.5.3. Servis Dışı Kalma Olasılığı Analizi

Servis dışı kalma olasılığı matematiksel olarak aşağıdaki gibidir:

$$P_{out} = \Pr(\gamma_{tot} \leq \gamma_{th}) = \int_0^{\gamma_{th}} f_{\gamma_{tot}}(\gamma) d\gamma. \quad (2.5.28)$$

Senaryo (a) durumunda P_{out} ifadesini elde etmek için (2.5.12)'deki toplam PDF (2.5.28)'de yerine yazılırsa (2.5.29)'daki ifadeye dönüşür:

$$\begin{aligned}
 P_{out} = & \int_0^{\gamma_{th}} \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} (m_{rd} - 1)! \right. \\
 & \times \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \psi^{-(k+m_{sr})} \gamma(k+m_{sr}, \psi\gamma) + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \\
 & \left. \times (m_{sr} - 1)! e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} \sum_{l=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^l}{l!} \psi^{-(l+m_{rd})} \gamma(l+m_{rd}, \psi\gamma) d\gamma \right\}. \quad (2.5.29)
 \end{aligned}$$

Eşitlik (2.5.29)'daki integrali çözmek için alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonunun aşağıda verilen sonlu seri cinsinden tanımlaması kullanılmıştır [105, (8.352.6)]:

$$\gamma(n, x) = (n-1)! \left[1 - e^{-x} \sum_{m=0}^{n-1} \frac{x^m}{m!} \right]. \quad (2.5.30)$$

Buna göre (2.5.20) ve (2.5.30)'daki bağıntılar ile (2.5.29)'daki alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonunun seri açılımı yapılmış ve P_{out} ifadesi [105, (8.351.1)]'den faydalanılarak şu şekilde bulunmuştur [109]:

$$\begin{aligned}
 P_{out} = & \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} (m_{rd} - 1)! \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \sum_{t=0}^{\infty} \frac{(1-\psi)^t}{t!} \right. \\
 & \times w! \left[\bar{\gamma}_{sd} \left(1 - e^{\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} \right) - \sum_{m=0}^{p-1} \frac{\alpha^{-(m+1)}}{m!} \gamma(m+1, \alpha\gamma_{th}) \right] + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr} - 1)! \\
 & \left. \times \sum_{l=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^l}{l!} \sum_{u=0}^{\infty} \frac{(1-\psi)^u}{u!} y! \left[\bar{\gamma}_{sd} \left(1 - e^{\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} \right) - \sum_{n=0}^{r-1} \frac{\alpha^{-(n+1)}}{n!} \gamma(n+1, \alpha\gamma_{th}) \right] \right\}. \quad (2.5.31)
 \end{aligned}$$

Burada $\alpha = (1 + (1/\bar{\gamma}_{sd}))$, $w = k + m_{sr} + t - 1$ ve $y = l + m_{rd} + u - 1$ biçimindedir. Elde edilen (2.5.31) ifadesi kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların sönümlenme parametrelerinin (m_{sr} ve m_{rd}) farklı değerleri için hesaplanmıştır. *Senaryo (b)* için (2.5.15)'teki PDF (2.5.28)'de yerine yazılırsa

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \int_0^{\gamma_{th}} \left\{ e^{-(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})\gamma} (m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! \right. \\
& \times S_t S_n \gamma^{m_{sd}-k-1} \lambda^{-(m_{sr}+t+n)} \gamma(m_{sr}+t+n, \lambda\gamma) + e^{-(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})\gamma} (m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^{m_{rd}} \\
& \left. \times (m_{sr}-1)! S_u S_n \gamma^{m_{sd}-k-1} \lambda^{-(m_{rd}+u+n)} \gamma(m_{rd}+u+n, \lambda\gamma) \right\} d\gamma
\end{aligned} \quad (2.5.32)$$

halini alır. (2.5.20) ve (2.5.30)'daki alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonunun seri açılımları kullanılarak

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left\{ (m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! S_t S_n \sum_{z=0}^{\infty} \frac{(1-\lambda)^z}{z!} \right. \\
& \times (m_{sr}+t+n+z-1)! \int_0^{\gamma_{th}} e^{-\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\gamma} \gamma^{m_{sd}-k-1} \left[1 - e^{-\gamma} \sum_{q=0}^{(m_{sr}+t+n+z-1)} \frac{\gamma^q}{q!} \right] d\gamma + A_2^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! \\
& \left. \times S_u S_n \sum_{z=0}^{\infty} \frac{(1-\lambda)^z}{z!} (m_{rd}+u+n+z-1)! \int_0^{\gamma_{th}} e^{-\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\gamma} \gamma^{m_{sd}-k-1} \left[1 - e^{-\gamma} \sum_{q=0}^{(m_{sr}+t+n+z-1)} \frac{\gamma^q}{q!} \right] d\gamma \right\}
\end{aligned} \quad (2.5.33)$$

elde edilir. Daha sonra [105, (3.381.1)]'deki bağıntıdan P_{out} ifadesi aşağıdaki gibi bulunmuştur [109]:

$$\begin{aligned}
P_{out} = & \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! S_t S_n S_z \left[\left(\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{k-m_{sd}} \gamma \left(m_{sd}-k, \frac{m_{sd}\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right) \right. \right. \\
& - \sum_{q=0}^{(m_{sr}+t+n+z-1)} \frac{1}{q!} \left(\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} + 1 \right)^{k-m_{sd}-q} \gamma \left(m_{sd}-k+q, \left(\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} + 1 \right) \gamma_{th} \right) \left. \right] + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! S_u S_n S_z \\
& \times \left[\left(\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{k-m_{sd}} \gamma \left(m_{sd}-k, \frac{m_{sd}\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}} \right) - \sum_{q=0}^{(m_{sr}+t+n+z-1)} \frac{1}{q!} \left(\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} + 1 \right)^{k-m_{sd}-q} \gamma \left(m_{sd}-k+q, \left(\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}} + 1 \right) \gamma_{th} \right) \right] \left. \right\}.
\end{aligned} \quad (2.5.34)$$

Burada $S_z = \sum_{z=0}^{\infty} \left((1-\lambda)^z / z! \right) (m_{sr}+t+n+z-1)!$ olarak tanımlanır. Eşitlik (2.5.34)

kullanılarak *senaryo (b)* için $(m_{sd}, m_{sr}$ ve m_{rd} sönümlenme parametrelerinin farklı değerleri için) servis dışı kalma olasılığı bulunmuştur.

2.5.4. Kanal Kapasitesi Analizi

Kanal kapasitesi maksimum ulaşılabilir iletim hızını belirlemek için kullanılan önemli bir başarımlı ölçütüdür. Ortalama kanal kapasitesi aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$CC = \frac{BW}{2} \int_0^{\infty} \log_2(1+\gamma) f_{\gamma_{tot}}(\gamma) d\gamma. \quad (2.5.35)$$

Burada BW bant genişliğidir. Senaryo (a) için daha önce türetilen ve eşitlik (2.5.12)'de verilen toplam PDF ifadesi, $f_{\gamma_{tot}}(\gamma)$, eşitlik (2.5.35)'te yerine yazılırsa

$$\begin{aligned} CC = & \frac{BW}{2 \ln(2)} \int_0^{\infty} \ln(1+\gamma) \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} (\Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd}))} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \right. \\ & \times (m_{rd}-1)! \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \psi^{-(k+m_{sr})} \gamma (k+m_{sr}, \psi\gamma) + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \\ & \times \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) (m_{sr}-1)! \sum_{l=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^l}{l!} \psi^{-(l+m_{rd})} \gamma (l+m_{rd}, \psi\gamma) \left. \right\} d\gamma \end{aligned} \quad (2.5.36)$$

elde edilir. (2.5.36)'daki ifade yeniden düzenlenerek kanal kapasitesi aşağıdaki gibi yazılır:

$$\begin{aligned} CC = & \frac{BW}{2 \ln(2)} (C_1 + C_2) \\ C_1 = & \int_0^{\infty} \ln(1+\gamma) \frac{\left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) (m_{rd}-1)!}{\bar{\gamma}_{sd} (\Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd}))} \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \frac{\left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^k}{k!} \psi^{-(k+m_{sr})} \gamma (k+m_{sr}, \psi\gamma) d\gamma \\ C_2 = & \int_0^{\infty} \ln(1+\gamma) \frac{\left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) (m_{sr}-1)!}{\bar{\gamma}_{sd} (\Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd}))} \sum_{l=0}^{m_{sr}-1} \frac{\left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^l}{l!} \psi^{-(l+m_{rd})} \gamma (l+m_{rd}, \psi\gamma) d\gamma. \end{aligned} \quad (2.5.37)$$

$\ln(1+\gamma)$ 'nın seri açılımı [105, (1.511)] kullanılarak, C_1 aşağıdaki gibi yeniden yazılabilir:

$$C_1 = \int_0^\infty \sum_{t=1}^\infty \frac{(-1)^t \gamma^t}{t \bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \times (m_{rd}-1)! \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \psi^{-(k+m_{sr})} \gamma (k+m_{sr}, \psi \gamma) d\gamma. \quad (2.5.38)$$

Bilindiği kadarıyla (2.5.38)'deki integral için kapalı formda bir çözüm bulunmamaktadır. Bu yüzden (2.5.30)'da verilen alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonunun sonlu seri açılımından faydalanılarak C_1 ifadesi (2.5.39)'daki gibi yazılır:

$$C_1 = \sum_{t=1}^\infty \frac{(-1)^t}{t \bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \times \psi^{-(k+m_{sr})} \int_0^\infty \gamma^t \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) (k+m_{sr}-1)! \left[1 - e^{(-\psi \gamma)} \sum_{m=0}^{k+m_{sr}-1} \frac{(\psi \gamma)^m}{m!} \right] d\gamma. \quad (2.5.39)$$

[105, (3.351.3)]'teki bağıntı kullanılarak C_1 aşağıdaki şekilde bulunmuştur:

$$C_1 = \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^k \times \frac{\psi^{-(k+m_{sr})}}{k!} \left\{ \sum_{t=1}^\infty \frac{(-1)^t}{t} (k+m_{sr}-1)! \times \left(t! \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-(t+1)} - \sum_{m=0}^{k+m_{sr}-1} \frac{\psi^m}{m!} (t+m)! \left(\psi + \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-(t+m+1)} \right) \right\}. \quad (2.5.40)$$

C_2 ifadesi, eşitlik (2.5.40)'ı bulmak için izlenen yolun aynısı kullanılarak elde edilebilir. Buna göre sistemin kanal kapasitesi aşağıdaki gibi türetilmiştir [109]:

$$\begin{aligned}
CC = & \frac{BW}{2\ln(2)} \left[\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! \sum_{k=0}^{m_{rd}-1} \frac{(m_{rd}/\bar{\gamma}_{rd})^k}{k!} \psi^{-(k+m_{sr})} \right. \\
& \times \left\{ \sum_{t=1}^{\infty} \frac{(-1)^t}{t} (k+m_{sr}-1)! \left(t! \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-(t+1)} - \sum_{m=0}^{k+m_{sr}-1} \frac{\psi^m}{m!} (t+m)! \left(\psi + \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-(t+m+1)} \right) \right\} \\
& + \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! \sum_{l=0}^{m_{sr}-1} \frac{(m_{sr}/\bar{\gamma}_{sr})^l}{l!} \psi^{-(l+m_{rd})} \\
& \times \left\{ \sum_{t=1}^{\infty} \frac{(-1)^t}{t} (l+m_{rd}-1)! \left(t! \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-(t+1)} - \sum_{n=0}^{l+m_{rd}-1} \frac{\psi^n}{n!} (t+n)! \left(\psi + \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-(t+n+1)} \right) \right\} \Bigg]. \quad (2.5.41)
\end{aligned}$$

Eşitlik (2.5.41)'de m_{sr} ve m_{rd} parametreleri değiştirilerek *senaryo (a)* durumunda sistemin kapasitesi için sonuçlar elde edilmiştir. *Senaryo (b)* durumunda (2.5.15) ile verilen PDF (2.5.35)'te yerine yazılırsa, kanal kapasitesi

$$\begin{aligned}
CC = & \frac{BW}{2\ln(2)} \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! S_t S_n \lambda^{-(m_{sr}+t+n)} \right. \\
& \times \int_0^{\infty} \ln(1+\gamma) e^{-\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\gamma} \gamma^{m_{sd}-n-1} \gamma(m_{sr}+t+n, \lambda\gamma) d\gamma + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr}-1) \\
& \times S_u S_n \lambda^{-(m_{rd}+u+n)} \int_0^{\infty} \ln(1+\gamma) e^{-\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\gamma} \gamma^{m_{sd}-n-1} \gamma(m_{rd}+u+n, \lambda\gamma) d\gamma \Bigg\} \quad (2.5.42)
\end{aligned}$$

şeklinde olur. $\ln(1+\gamma)$ için seri açılımı kullanılarak (2.5.42) ifadesi tekrar düzenlenirse

$$\begin{aligned}
CC = & \frac{BW}{2\ln(2)} \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! S_t S_n \lambda^{-(m_{sr}+t+n)} \right. \\
& \times \sum_{l=1}^{\infty} \frac{(-1)^{l+1}}{l} \int_0^{\infty} e^{-\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\gamma} \gamma^{m_{sd}-n+l-1} \gamma(m_{sr}+t+n, \lambda\gamma) d\gamma + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! \\
& \times S_u S_n \lambda^{-(m_{rd}+u+n)} \sum_{l=1}^{\infty} \frac{(-1)^{l+1}}{l} \int_0^{\infty} e^{-\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\gamma} \gamma^{m_{sd}-n+l-1} \gamma(m_{rd}+u+n, \lambda\gamma) d\gamma \Bigg\} \quad (2.5.43)
\end{aligned}$$

haline gelir. [105, (6.455.2)]’deki ifade kullanılarak kanal kapasitesi şu şekilde bulunmuştur [109]:

$$CC = \phi_1 \left\{ \frac{\phi_2 S_t S_n S_{ll} \Gamma(m_{sd} + m_{sr} + l + t)}{(m_{sr} + n + t) \left(\lambda + (m_{sd} / \bar{\gamma}_{sd}) \right)^{\phi_4}} {}_2F_1 \left(1, \phi_4; m_{sr} + n + t + 1; \frac{\lambda}{\lambda + (m_{sd} / \bar{\gamma}_{sd})} \right) \right. \\ \left. + \frac{\phi_3 S_u S_n S_{ll} \Gamma(m_{sd} + m_{rd} + l + u)}{(m_{rd} + n + u) \left(\lambda + (m_{sd} / \bar{\gamma}_{sd}) \right)^{\phi_5}} {}_2F_1 \left(1, \phi_5; m_{rd} + n + u + 1; \frac{\lambda}{\lambda + (m_{sd} / \bar{\gamma}_{sd})} \right) \right\}. \quad (2.5.44)$$

Burada $\phi_1 = \left(\frac{BW (m_{sd} / \bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd}) \Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \right) / (2 \ln(2))$, $\phi_2 = (m_{sr} / \bar{\gamma}_{sr})^{m_{sr}} (m_{rd} - 1)!$, $\phi_3 = (m_{rd} / \bar{\gamma}_{rd})^{m_{rd}} (m_{sr} - 1)!$, $\phi_4 = m_{sd} + m_{sr} + l + t$, $\phi_5 = m_{sd} + m_{rd} + l + u$ ve $S_{ll} = \sum_{l=1}^{\infty} \left((-1)^{l+1} / l \right)$ şeklinde ifade edilmektedir. Burada eşitlik (2.5.44) ile türetilen ifadede m_{sd} , m_{sr} ve m_{rd} parametrelerinin farklı değerlerine göre başarımlar elde edilmiştir.

2.5.5. Kesme Hatası Analizi

Türetilen ifadelerde bulunan sonsuz seri açılımları (2.5.12) ve (2.5.15)’te verilen PDF’lerdeki alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonundan gelmektedir. Bu sebeple bu iki PDF ifadesindeki alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonları sonsuz seriye açılarak bu bölümde kesme hatası analiz edilecektir. Buna göre eşitlik (2.5.20)’deki sonsuz seri açılımı kullanılırsa eşitlik (2.5.12)’deki PDF aşağıdaki hale gelir:

$$f_{\gamma_{tot}}(\gamma)_{(2.5.12)} = \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} (m_{rd} - 1)! S_k \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(1-B)^j}{j!} \right. \\ \left. \times \gamma(k + m_{sr} + j, \gamma) + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr} - 1)! e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} S_l \sum_{x=0}^{\infty} \frac{(1-B)^x}{x!} \gamma(l + m_{rd} + x, \gamma) \right\}. \quad (2.5.45)$$

Burada $f_{\gamma_{tot}}(\gamma)_{(2.5.12)}$ ifadesi (2.5.12)'deki PDF'yi tanımlamaktadır. Daha sonra (2.5.45)'teki ifade J ve X üst limitleri için sonlu seriler cinsinden şu şekilde yazılır:

$$f_{\gamma_{tot}}(\gamma)_{(2.5.12)} = \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} (m_{rd} - 1)! S_k \sum_{j=0}^J \frac{(1-B)^j}{j!} \right. \\ \left. \times \gamma(k + m_{sr} + j, \gamma) + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr} - 1)! e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} S_l \sum_{x=0}^X \frac{(1-B)^x}{x!} \gamma(l + m_{rd} + x, \gamma) \right\}. \quad (2.5.46)$$

J ve X üst limitlerinde kesme hatası aşağıdaki gibidir:

$$TE(f_{\gamma_{tot}}(\gamma)_{(2.5.12)}) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} (m_{rd} - 1)! S_k \right. \\ \times \sum_{j=0}^J \frac{(1-B)^j}{j!} \gamma(k + m_{sr} + j, \gamma) + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr} - 1)! e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} S_l \sum_{x=X+1}^{\infty} \frac{(1-B)^x}{x!} \\ \times \gamma(l + m_{rd} + x, \gamma) \Big\} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{sr}) \Gamma(m_{rd})} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} (m_{rd} - 1)! S_k \sum_{j=J+1}^{\infty} \frac{(1-B)^j}{j!} \right. \\ \times \gamma(k + m_{sr} + j, \gamma) + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr} - 1)! e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)} S_l \sum_{x=0}^X \frac{(1-B)^x}{x!} \gamma(l + m_{rd} + x, \gamma) \Big\}. \quad (2.5.47)$$

Yaklaşık kesme hatası (relative truncation error, RTE) ise [76]'dan faydalanılarak aşağıdaki gibi hesaplanabilmektedir:

$$RTE(f_{\gamma_{tot}}(\gamma)_7) = \left| \frac{TE(f_{\gamma_{tot}}(\gamma)_{(2.5.12)})}{\frac{A_0 e^{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)}}{\bar{\gamma}_{sd}}} \right| \\ \times \left| \frac{1}{\left\{ \phi_2 S_k \sum_{j=0}^{\infty} \frac{(1-B)^j}{j!} \gamma(k + m_{sr} + j, \gamma) + \phi_3 S_l \sum_{x=0}^{\infty} \frac{(1-B)^x}{x!} \gamma(l + m_{rd} + x, \gamma) \right\}} \right|. \quad (2.5.48)$$

Tablo 2.5.1’de, eşitlik (2.5.45)’teki PDF ifadesi için farklı üst limit değerlerine göre sonuçlar gösterilmektedir. Tablo 2.5.1’den de görüldüğü gibi $m_{sr} = m_{rd} = 2$ durumunda ondalıklı kısım üst limitler 30 veya daha yüksek bir değer alındığında değişmezken, $m_{sr} = 2, m_{rd} = 3$ durumunda ise 35’ten sonra değişmemektedir. Aynı zamanda J ve X ’in değeri arttıkça RTE değerleri çok hızlı bir şekilde azalmaktadır. Buna göre, belirli sayıda terim alınarak (J ve X) eşitlik (2.5.45)’teki ifadenin ihmal edilebilir bir hata ile hesaplanabileceği görülmektedir.

Tablo 2.5.1. $\bar{\gamma}_{sd} = \bar{\gamma}_{sr} = \bar{\gamma}_{rd} = 10$ ve $\gamma = 10$ durumunda (2.5.45) ifadesindeki sonsuz toplamaların farklı üst limit değerleri için RTE değerleri.

J, X	$m_{sr} = m_{rd} = 2$	RTE	$m_{sr} = 2, m_{rd} = 3$	RTE
10	0.051326865998305	1.4344×10^{-2}	0.104674320507575	6.2988×10^{-3}
15	0.051337340270528	2.0403×10^{-4}	0.105337819686758	4.4929×10^{-5}
20	0.051337383619024	8.4438×10^{-7}	0.105342552689972	8.9686×10^{-8}
25	0.051337383683466	1.2553×10^{-9}	0.105342562137711	6.3222×10^{-8}
30	0.051337383683506	7.8683×10^{-13}	0.105342562144371	1.8631×10^{-14}
35	0.051337383683506	2.3467×10^{-16}	0.105342562144373	2.6001×10^{-18}
40	0.051337383683506	3.9296×10^{-20}	0.105342562144373	2.4016×10^{-22}

Tablo 2.5.2’de ise (2.5.22)’deki BEP ve (2.5.31)’deki P_{out} ifadeleri için RTE değerleri $m_{sr} = m_{rd} = 2$ ve $\bar{\gamma}_{sd} = \bar{\gamma}_{sr} = \bar{\gamma}_{rd} = 10$ durumunda gösterilmektedir. Tablo 2.5.2’den ihmal edilebilir hata ile hesaplama yapılabilmesi için 40 terim almanın yeterli olduğu görülmektedir.

Tablo 2.5.2. (2.5.22)’deki BEP ve (2.5.31)’deki P_{out} için $m_{sr} = m_{rd} = 2$ ve $\bar{\gamma}_{sd} = \bar{\gamma}_{sr} = \bar{\gamma}_{rd} = 10$ durumunda RTE analizi.

T, U, M, N	BEP	RTE	T, U	P_{out}	RTE
10	$3.869593391745133 \times 10^{-4}$	1.1239×10^{-5}	10	0.320672418796315	3.4587×10^{-3}
20	$3.869636883938082 \times 10^{-4}$	3.6081×10^{-11}	20	0.321785384676738	8.8536×10^{-8}
30	$3.869636884077703 \times 10^{-4}$	7.1325×10^{-17}	30	0.321785413166317	4.9855×10^{-14}
40	$3.869636884077705 \times 10^{-4}$	1.0724×10^{-22}	40	0.321785413166333	3.5887×10^{-20}
50	$3.869636884077705 \times 10^{-4}$	7.0045×10^{-24}	50	0.321785413166333	1.5106×10^{-21}

Eşitlik (2.5.20)'deki sonsuz seri açılımı kullanılırsa (2.5.15)'deki PDF şu hale gelir:

$$\begin{aligned}
 f_{\gamma_{tot}}(\gamma)_{(2.5.15)} &= \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left\{ e^{-\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\gamma} \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} (m_{rd}-1)! S_t S_n \right. \\
 &\times \gamma^{m_{sd}-n-1} \sum_{s=0}^{\infty} \gamma(m_{sr}+t+n+s, \gamma) \frac{(1-\lambda)^s}{s!} + e^{-\frac{m_{sd}}{\bar{\gamma}_{sd}}\gamma} \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} (m_{sr}-1)! S_u S_n \\
 &\times \gamma^{m_{sd}-n-1} \sum_{f=0}^{\infty} \gamma(m_{rd}+u+n+f, \gamma) \frac{(1-\lambda)^f}{f!} \left. \right\}. \quad (2.5.49)
 \end{aligned}$$

Burada $f_{\gamma_{tot}}(\gamma)_{(2.5.15)}$ (2.5.15)'teki PDF'yi temsil etmektedir. (2.5.49)'daki ifadenin RTE'si (2.5.46)-(2.5.48) arasındaki yol izlenerek bulunabilir. (2.5.49) ifadesine ait RTE değerleri $m_{sd} = m_{sr} = m_{rd} = 1$ durumu için Tablo 2.5.3'te gösterilmektedir.

Tablo 2.5.3. $\bar{\gamma}_{sd} = \bar{\gamma}_{sr} = \bar{\gamma}_{rd} = 10$ ve $\gamma = 10$ durumunda (2.5.49) ifadesindeki sonsuz toplamaların farklı üst limit değerleri için RTE sonuçları.

S, F	$m_{sd} = m_{sr} = m_{rd} = 1$	RTE
10	0.044839711638530	3.4475×10^{-2}
15	0.046440757030324	1.4444×10^{-3}
20	0.046507934391685	1.9196×10^{-5}
25	0.046508827153807	9.5116×10^{-8}
30	0.046508831577539	2.0248×10^{-10}
35	0.046508831586956	2.0725×10^{-13}
40	0.046508831586966	1.1222×10^{-16}
45	0.046508831586966	4.9769×10^{-19}

Yine bu tablodan da görüldüğü gibi ondalıklı kısımlar 40 terimden sonra değişmemektedir. Özetle; Tablo 2.5.1, Tablo 2.5.2 ve Tablo 2.5.3'ten görüldüğü gibi bu bölümde elde edilen analitik ifadeleri ihmal edilebilir bir hata ile hesaplamak için 40 terim yeterli olmaktadır [109].

2.5.6. Asimptotik Analiz

Bu kısımda, ele alınan sistemin yüksek SNR şartları altında BEP ve P_{out} davranışları

incelenmiştir. Yeterince yüksek SNR şartları için, $\bar{\gamma}_{sr} \rightarrow \infty$ ve $\bar{\gamma}_{rd} \rightarrow \infty$, [105, (8.350.3)]’ten faydalanılarak eşitlik (2.5.7)’deki PDF ifadesi yaklaşık olarak

$$f_{\gamma_{srd}}(\gamma) \approx \frac{1}{\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \left[\left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \gamma^{m_{sr}-1} \Gamma(m_{rd}) + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \gamma^{m_{rd}-1} \Gamma(m_{sr}) \right] \quad (2.5.50)$$

halinde ifade edilir. Senaryo (a) için (2.5.2) ve (2.5.50) ifadeleri konvolüsyon integralinde yerine yazılırsa toplam PDF

$$f_{\gamma_{tot}}(\gamma) \approx \int_0^\gamma \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \exp\left(-\frac{(\gamma-\tau)}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \frac{1}{\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \times \left[\left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \tau^{m_{sr}-1} \Gamma(m_{rd}) + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \tau^{m_{rd}-1} \Gamma(m_{sr}) \right] d\tau \quad (2.5.51)$$

şeklinde düzenlenir. Eşitlik (2.5.51)’deki ifadeyi [105, (3.381.1)]’den faydalanarak aşağıdaki şekilde çözüme kavuşturabiliriz [109]:

$$f_{\gamma_{tot}}(\gamma) \approx \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}\Gamma(m_{sr})} \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \left(-\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{-m_{sr}} \gamma \left(m_{sr}, -\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) + \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}\Gamma(m_{rd})} \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \left(-\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{-m_{rd}} \gamma \left(m_{rd}, -\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right). \quad (2.5.52)$$

Eşitlik (2.5.52)’deki yaklaşık PDF ifadesi (2.5.18)’de yerine yazılarak ve bazı matematiksel sadeleştirmeler yapılarak, [105, eşitlik (6.451.1)]’deki ifade yardımıyla asimptotik BEP, P_{error}^a

$$P_{error}^a \approx \frac{a}{6b\bar{\gamma}_{sd}} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \left(1 + \frac{b}{2} \right)^{-m_{sr}} + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \left(1 + \frac{b}{2} \right)^{-m_{rd}} \right\} + \frac{3a}{8b\bar{\gamma}_{sd}} \left\{ \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \left(1 + \frac{2b}{3} \right)^{-m_{sr}} + \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \left(1 + \frac{2b}{3} \right)^{-m_{rd}} \right\} \quad (2.5.53)$$

olarak türetilmiştir [109]. $m_{sr} = m_{rd} = m$ ve $\bar{\gamma}_{sd} = \bar{\gamma}_{sr} = \bar{\gamma}_{rd} = \bar{\gamma}$ olarak alındığında (2.5.53)'teki ifade daha basit bir biçimde

$$P_{error}^a \approx \frac{a}{3b\bar{\gamma}} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}} \right)^m \left(1 + \frac{b}{2} \right)^{-m} + \frac{3a}{4b\bar{\gamma}} \left(\frac{m}{\bar{\gamma}} \right)^m \left(1 + \frac{2b}{3} \right)^{-m} \quad (2.5.54)$$

şeklinde elde edilir [109]. Eşitlik (2.5.54)'ten de görüldüğü gibi sistemin çeşitleme derecesi $m+1$ 'dir. *Senaryo (b)*'de $\bar{\gamma}_{sd} \rightarrow \infty$, $\bar{\gamma}_{sr} \rightarrow \infty$ ve $\bar{\gamma}_{rd} \rightarrow \infty$ iken ve ${}_2F_1(a, b; c; 0) = 1$ [112, (07.23.03.0001.01)] yardımıyla asimptotik BEP, P_{error}^a

$$\begin{aligned} P_{error}^a \approx & \frac{a}{12} \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left\{ \beta \frac{\lambda^{(m_{sr}+t+n)}\Gamma(m_{sd}+m_{sr}+t)}{(m_{sr}+t+n)\left(\frac{b}{2}\right)^{(m_{sd}+m_{sr}+t)}} \right. \\ & + \chi \frac{\lambda^{(m_{rd}+u+n)}\Gamma(m_{sd}+m_{sr}+u)}{(m_{rd}+u+n)\left(\frac{b}{2}\right)^{(m_{sd}+m_{rd}+u)}} \left. \right\} + \frac{a}{4} \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \\ & \times \left\{ \beta \frac{\lambda^{(m_{sr}+t+n)}\Gamma(m_{sd}+m_{sr}+t)}{(m_{sr}+t+n)\left(\frac{2b}{3}\right)^{(m_{sd}+m_{sr}+t)}} + \chi \frac{\lambda^{(m_{rd}+u+n)}\Gamma(m_{sd}+m_{sr}+u)}{(m_{rd}+u+n)\left(\frac{2b}{3}\right)^{(m_{sd}+m_{rd}+u)}} \right\} \end{aligned} \quad (2.5.55)$$

şeklinde elde edilmiştir [109].

Senaryo (a) için ele alınan sistemin asimptotik OP'si, (2.5.52)'deki yaklaşık PDF ifadesi (2.5.28)'de yerine konulursa aşağıdaki hale dönüşür:

$$\begin{aligned} P_{out}^a = & \int_0^{\gamma_{th}} \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}\Gamma(m_{sr})} \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \left(-\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{-m_{sr}} \gamma \left(m_{sr}, -\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \\ & + \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}\Gamma(m_{rd})} \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \left(-\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{-m_{rd}} \gamma \left(m_{rd}, -\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) d\gamma. \end{aligned} \quad (2.5.56)$$

Daha sonra alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonunun seri açılımı ve [105, (8.351.1)]’den faydalanılarak P_{out}^a

$$P_{out}^a \approx \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{sr})} \left(\frac{m_{sr}}{\bar{\gamma}_{sr}} \right)^{m_{sr}} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k!} \left\{ \varepsilon! \left(\gamma_{th} - \sum_{m=0}^{\varepsilon} \left[1 - \frac{1}{e^{\gamma_{th}}} \sum_{i=0}^m \frac{(\gamma_{th})^i}{i!} \right] \right) \right\} \quad (2.5.57)$$

$$+ \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd} \Gamma(m_{rd})} \left(\frac{m_{rd}}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{m_{rd}} \sum_{u=0}^{\infty} \frac{1}{u!} \left\{ q! \left(\gamma_{th} - \sum_{n=0}^q \left[1 - \frac{1}{e^{\gamma_{th}}} \sum_{l=0}^n \frac{(\gamma_{th})^l}{l!} \right] \right) \right\}$$

şeklinde türetilmiştir [109]. Burada $\varepsilon = m_{sr} + k - 1$ ve $q = m_{rd} + u - 1$ olarak ifade edilir. *Senaryo (b)* için (2.5.15)’teki PDF (2.5.28)’de yerine yazılır ve eksponansiyel fonksiyon ile alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonunun seri açılımlarının ilk terimi alınır

$$P_{out}^a \approx \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left\{ \phi_1 S_t S_n \int_0^{\gamma_{th}} \gamma(m_{sr} + t + n, \gamma) \right. \quad (2.5.58)$$

$$\left. \times \gamma^{m_{sd}-n-1} d\gamma + \phi_2 S_u S_n \int_0^{\gamma_{th}} \gamma^{m_{sd}-n-1} \gamma(m_{rd} + u + n, \gamma) d\gamma \right\}$$

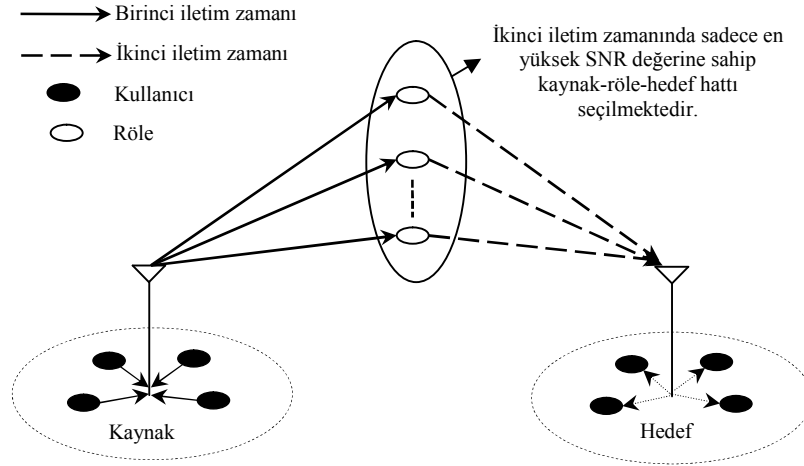
şeklinde yazılır. Daha sonra $\gamma(a, b) \approx (b^a/a)$ yaklaşıklığı kullanılarak P_{out}^a şu şekilde türetilmiştir [109]:

$$P_{out}^a \approx \left(\frac{(m_{sd}/\bar{\gamma}_{sd})^{m_{sd}}}{\Gamma(m_{sd})\Gamma(m_{sr})\Gamma(m_{rd})} \right) \left\{ \phi_1 S_t S_n \frac{(\gamma_{th})^{m_{sd}+m_{sr}+t}}{(m_{sd}+m_{sr}+t)} \right. \quad (2.5.59)$$

$$\left. \times \frac{1}{(m_{sr}+n+t)} + \phi_2 S_u S_n \frac{(\gamma_{th})^{m_{sd}+m_{rd}+u}}{(m_{sd}+m_{rd}+u)(m_{rd}+n+u)} \right\}.$$

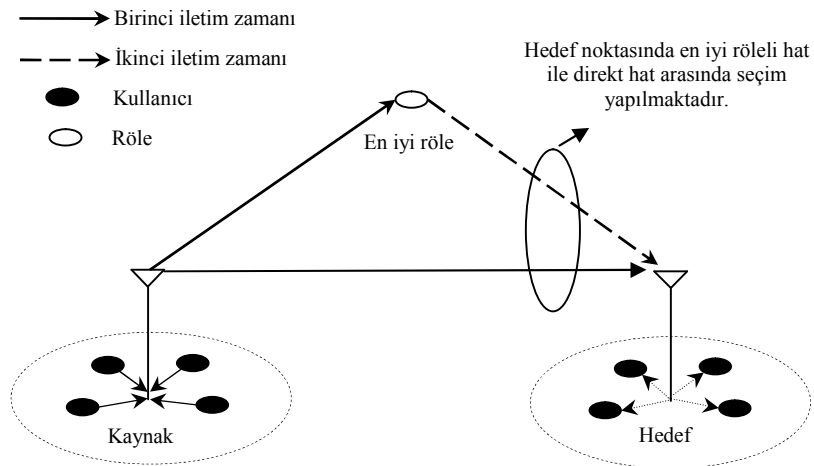
2.6. İki Atlamalı ve İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin En İyi Röle Seçimi ve Tam Seçim Çeşitlemesi ile Birlikte α - η - μ Sönümlü Kanallardaki Başarım Analizi

Bu bölümde, L adet röleye sahip iki atlamalı AF DS-CDMA sistemleri için en iyi röle seçimi Şekil 2.6.1’de verilen iletim modeline dayalı olarak ele alınacaktır.



Şekil 2.6.1. En iyi röle seçimli iki atlamalı iletim modeli.

Bu kısımda oluşturulan senaryolarda tüm birimlerin tek verici ve tek alıcı antene sahip olduğu kabul edilmiştir. Sistemde yarı zamanlı çalışma olduğu varsayılmıştır. İletim iki zaman diliminde gerçekleşmektedir. Birinci iletim zamanında kaynaktan rölelere iletim yapılmaktadır. İkinci iletim zamanında ise sadece en iyi röleden hedefe iletim yapılmaktadır. Yani ikinci zaman diliminde en yüksek SNR'ye sahip kaynak-röle-hedef hattı üzerinden iletim gerçekleştirilmektedir. Sistemde direkt hat olduğu durumda işbirlikli iletim modeli Şekil 2.6.2'de gösterilmektedir.



Şekil 2.6.2. Tam seçim çeşitlemeli işbirlikli iletim modeli.

İletim iki zaman diliminde gerçekleşmektedir. Bu durumda birinci zaman diliminde kaynaktan hem rölelere hem de hedefe iletim yapılırken, ikinci zaman diliminde sadece en iyi röleden hedefe iletim yapılmaktadır. Daha sonra ise en iyi kaynak-röle-hedef hattı ile kaynak-hedef hattı arasında seçim yapılmaktadır.

Kanal Modeli: Bu alt başlıkta, bir önceki alt bölümde anlatılan sistemlerin analizi için kullanılan kanal modeli ele alınacaktır. Buna göre, sistemdeki bütün düğümler arasındaki kanalların $\alpha - \eta - \mu$ sönümlü olduğu varsayılmıştır. $\alpha - \eta - \mu$ dağılımının, sönümlenmeden kaynaklanan küçük ölçekli değişimleri daha iyi modelleyebileceği belirtilmektedir. Aynı zamanda bilinen birçok sönümlü kanal modelini (Rayleigh, Nakagami- m , Weibull, $\alpha - \mu$, $\eta - \mu$) Tablo 2.6.1’de gösterildiği gibi özel durum olarak kapsadığından genel bir kanal modeli olarak görülmektedir [113-116].

Tablo 2.6.1. $\alpha - \eta - \mu$ dağılımının kapsadığı özel durumlar.

Özel durum	α	η	μ
Rayleigh	2	1	0.5
Nakagami- m	2	1	$m = 2\mu$
Nakagami- q (Hoyt)	2	$q = (1 - \eta)/(1 + \eta)$	0.5
Weibull	-	1	0.5
$\alpha - \mu'$		1	$\mu' = \mu/2$
$\eta - \mu$	2	-	-

Bu modelde anlık SNR’nin PDF’si aşağıda verildiği gibidir:

$$f_{\gamma_{ij}}(\gamma) = \frac{\sqrt{\pi} \alpha \mu^{\mu+0.5} h^\mu \gamma^{\frac{\alpha(\mu+0.5)}{2}-1}}{\Gamma(\mu) H^{\mu-0.5} \bar{\gamma}_{ij}^{\frac{\alpha(\mu+0.5)}{2}}} \exp\left(-\frac{2\mu h \gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}_{ij}^{\frac{\alpha}{2}}}\right) I_{\mu-\frac{1}{2}}\left(\frac{2\mu H \gamma^{\frac{\alpha}{2}}}{\bar{\gamma}_{ij}^{\frac{\alpha}{2}}}\right). \quad (2.6.1)$$

Burada $ij \in \{sd, sr_l, r_l d\}$, α lineer olmayan yayılım etkilerini yansıtan güç parametresi

ve μ çok yollu küme sayısıdır. $\gamma = \left(E_b |h_{ij}|^2 / N_0 (R_d)_{n,n}^{-2}\right)$ ve

$\bar{\gamma}_{ij} = \left(E_b E\left[|h_{ij}|^2\right] / N_0 (R_d)_{n,n}^{-2}\right)$ olarak ij hattı için anlık ve ortalama SNR ifadeleridir.

$\alpha - \eta - \mu$ dağılımı Format 1 (F_1) ve Format 2 (F_2) olmak üzere iki farklı şekilde ifade edilebilmektedir. F_1 kullanıldığı zaman eşitlik (2.6.1)'deki h ve H parametreleri

$$h = \frac{(1+\eta)^2}{4\eta}, H = \frac{1-\eta^2}{4\eta}, \quad 0 < \eta < \infty \quad (2.6.2)$$

şeklindedir. Burada $0 < \eta < \infty$, her çok yollu kümedeki eş fazlı (in-phase) ve karesel (quadrature) elemanların arasındaki saçılan dalgaların güçlerinin oranıdır. F_2 ele alındığında ise (2.6.1)'deki h ve H parametreleri şu şekilde ifade edilir:

$$h = \frac{1}{1-\eta^2}, H = \frac{\eta}{1-\eta^2}, \quad -1 < \eta < 1. \quad (2.6.3)$$

Burada $-1 < \eta < 1$, her çok yollu kümedeki eş fazlı ve karesel elemanların arasındaki korelasyon katsayısıdır. Bununla birlikte her bir format diğerinden aşağıdaki bağıntılar yardımı ile elde edilebilmektedir:

$$\begin{aligned} \eta_{F_1} &= (1 - \eta_{F_2}) / (1 + \eta_{F_2}) \\ \eta_{F_2} &= (1 - \eta_{F_1}) / (1 + \eta_{F_1}). \end{aligned} \quad (2.6.4)$$

2.6.1. Servis Dışı Kalma Olasılığı Analizi

Ele alınan iki atlamalı sistem modeli için uçtan uca SNR'nin üst sınırı [104]

$$\gamma_b = \frac{\gamma_{sr_l} \gamma_{rd}}{\gamma_{sr_l} + \gamma_{rd} + 1} \leq \min(\gamma_{sr_l}, \gamma_{rd}) \quad (2.6.5)$$

olarak ifade edilir. Buna göre OP matematiksel olarak

$$P_{out} = \Pr \left[\min(\gamma_{sr_l}, \gamma_{rd}) \leq \gamma_{th} \right] \quad (2.6.6)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Şekil 2.6.1'deki sistem modeli için en iyi röle seçimi (relay selection, RS) durumunda uçtan uca SNR aşağıda verildiği gibidir:

$$\gamma_{RS} = \max_{l \in \{1, 2, \dots, L\}} \left(\min(\gamma_{sr_l}, \gamma_{r_l d}) \right). \quad (2.6.7)$$

Buna göre RS durumunda OP matematiksel olarak aşağıdaki gibi gösterilir:

$$P_{out} = \prod_{l=1}^L \Pr \left[\min(\gamma_{sr_l}, \gamma_{r_l d}) \leq \gamma_{th} \right] \quad (2.6.8)$$

$$= \prod_{l=1}^L \left(1 - \left[\left(1 - F_{\gamma_{sr_l}}(\gamma_{th}) \right) \left(1 - F_{\gamma_{r_l d}}(\gamma_{th}) \right) \right] \right).$$

Burada $F_{\gamma_{sr_l}}(\gamma_{th})$ ve $F_{\gamma_{r_l d}}(\gamma_{th})$ ifadeleri sırasıyla kaynak- l . röle ve l . röle-hedef hatlarının CDF'leridir. $F_{\gamma_{ij}}(\gamma_{th})$ ifadesi aşağıda verilen integral ile tanımlanmaktadır:

$$F_{\gamma_{ij}}(\gamma_{th}) = \int_0^{\gamma_{th}} f_{\gamma_{ij}}(\gamma) d\gamma. \quad (2.6.9)$$

Eşitlik (2.6.1)'de verilen PDF ifadesi (2.6.9)'da yerine yazılıp bazı matematiksel düzenlemeler yapılırsa

$$F_{\gamma_{ij}}(\gamma_{th}) = A_{ij} \int_0^{\gamma_{th}} \gamma^{\frac{\alpha(\mu+0.5)}{2}-1} \exp\left(-B_{ij} \gamma^{\frac{\alpha}{2}}\right) I_{\mu-\frac{1}{2}}\left(C_{ij} \gamma^{\frac{\alpha}{2}}\right) d\gamma \quad (2.6.10)$$

haline dönüşür. Burada

$$A_{ij} = \frac{\sqrt{\pi} \alpha \mu^{\mu+0.5} h^{\mu}}{\Gamma(\mu) H^{\mu-0.5} \bar{\gamma}_{ij}^{\frac{\alpha(\mu+0.5)}{2}}}, \quad B_{ij} = \frac{2\mu h}{\bar{\gamma}_{ij}^{\frac{\alpha}{2}}}, \quad C_{ij} = \frac{2\mu H}{\bar{\gamma}_{ij}^{\frac{\alpha}{2}}} \quad (2.6.11)$$

şeklinde. Eşitlik (2.6.10)'daki integralin bilindiği kadarıyla kapalı formda bir çözümü bulunmamaktadır. Bu yüzden $I_{\nu}(\cdot)$ ifadesi için aşağıdaki sonsuz seri açılımı kullanılmıştır [105, (8.445)]:

$$I_\nu(z) = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(\nu + k + 1)} \left(\frac{z}{2}\right)^{\nu+2k}. \quad (2.6.12)$$

Eşitlik (2.6.12)'de verilen seri açılım eşitlik (2.6.10)'da kullanılarak $F_{\gamma_{ij}}(\gamma_{th})$ aşağıdaki gibi yeniden düzenlenir:

$$F_{\gamma_{ij}}(\gamma_{th}) = A_{ij} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(\mu + k + 0.5)} \left(\frac{C_{ij}}{2}\right)^{\mu+2k-0.5} \int_0^{\gamma_{th}} \gamma^{\alpha\mu+\alpha k-1} \exp\left(-B_{ij} \gamma^{\frac{\alpha}{2}}\right) d\gamma. \quad (2.6.13)$$

Eşitlik (2.6.13)'teki integral, [105, (3.381.8)]'den faydalanılarak çözülmüş ve $F_{\gamma_{ij}}(\gamma_{th})$ ifadesi aşağıdaki gibi türetilmiştir [117]:

$$F_{\gamma_{ij}}(\gamma_{th}) = A_{ij} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(\mu + k + 0.5)} \left(\frac{C_{ij}}{2}\right)^{\mu+2k-0.5} \frac{2\gamma^{\left(2(\mu+k), B_{ij} \gamma_{th}^{\frac{\alpha}{2}}\right)}}{\alpha B_{ij}^{2(\mu+k)}}. \quad (2.6.14)$$

Eşitlik (2.6.14)'te verilen ifadeyi daha basit matematiksel fonksiyonlar ile temsil etmek için (2.5.30)'da verilen alt tamamlanmamış Gamma fonksiyonunun seri açılımı kullanılarak, $F_{\gamma_{ij}}(\gamma_{th})$

$$F_{\gamma_{ij}}(\gamma_{th}) = A_{ij} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(\mu + k + 0.5)} \left(\frac{C_{ij}}{2}\right)^{\mu+2k-0.5} \frac{(2\mu + 2k - 1)!}{\left(\frac{\alpha}{2}\right) B_{ij}^{2(\mu+k)}} \quad (2.6.15)$$

$$\times \left[1 - \exp\left(-B_{ij} \gamma_{th}^{(\alpha/2)}\right) \sum_{m=0}^{2\mu+2k-1} \frac{\left(B_{ij} \gamma_{th}^{(\alpha/2)}\right)^m}{m!} \right]$$

şeklinde elde edilmiştir [117]. $F_{\gamma_{sq}}(\gamma_{th})$ ve $F_{\gamma_{rd}}(\gamma_{th})$ ifadeleri, (2.6.15)'teki ifade ij indisi yerine sr_l ve $r_l d$ indisleri yazılarak sırasıyla eşitlik (2.6.16) ve eşitlik (2.6.17)'deki gibi elde edilir:

$$F_{\gamma_{sr_l}}(\gamma_{th}) = A_{sr_l} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(\mu + k + 0.5)} \left(\frac{C_{sr_l}}{2} \right)^{\mu + 2k - 0.5} \frac{(2\mu + 2k - 1)!}{\left(\frac{\alpha}{2} \right) B_{sr_l}^{2(\mu + k)}} \times \left[1 - \exp(-B_{sr_l} \gamma_{th}^{(\alpha/2)}) \sum_{m=0}^{2\mu + 2k - 1} \frac{(B_{sr_l} \gamma_{th}^{(\alpha/2)})^m}{m!} \right] \quad (2.6.16)$$

$$F_{\gamma_{rd}}(\gamma_{th}) = A_{rd} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(\mu + k + 0.5)} \left(\frac{C_{rd}}{2} \right)^{\mu + 2k - 0.5} \frac{(2\mu + 2k - 1)!}{\left(\frac{\alpha}{2} \right) B_{rd}^{2(\mu + k)}} \times \left[1 - \exp(-B_{rd} \gamma_{th}^{(\alpha/2)}) \sum_{m=0}^{2\mu + 2k - 1} \frac{(B_{rd} \gamma_{th}^{(\alpha/2)})^m}{m!} \right]. \quad (2.6.17)$$

$F_{\gamma_{sr_l}}(\gamma_{th})$ ve $F_{\gamma_{rd}}(\gamma_{th})$ ifadeleri eşitlik (2.6.8)'de yerine yazılarak Şekil 2.6.1'deki sistem modeli için P_{out}

$$P_{out} = \prod_{l=1}^L \left(1 - \left[\left(1 - A_{sr_l} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(\mu + k + 0.5)} \left(\frac{C_{sr_l}}{2} \right)^{\mu + 2k - 0.5} \frac{(2\mu + 2k - 1)!}{\left(\frac{\alpha}{2} \right) B_{sr_l}^{2(\mu + k)}} \right) \times \left[1 - \exp(-B_{sr_l} \gamma_{th}^{(\alpha/2)}) \sum_{m=0}^{2\mu + 2k - 1} \frac{(B_{sr_l} \gamma_{th}^{(\alpha/2)})^m}{m!} \right] \right] \left(1 - A_{rd} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{1}{l! \Gamma(\mu + l + 0.5)} \right. \right. \quad (2.6.18)$$

$$\left. \left. \times \left(\frac{C_{rd}}{2} \right)^{\mu + 2l - 0.5} \frac{(2\mu + 2l - 1)!}{\left(\frac{\alpha}{2} \right) B_{rd}^{2(\mu + l)}} \left[1 - \exp(-B_{rd} \gamma_{th}^{(\alpha/2)}) \sum_{v=0}^{2\mu + 2l - 1} \frac{(B_{rd} \gamma_{th}^{(\alpha/2)})^v}{v!} \right] \right] \right] \right)$$

olarak türetilmiştir [117]. Şekil 2.6.2'de verilen tam seçim (full selection, FS) çeşitlemeli sistem modeli için uçtan uca SNR

$$\gamma_{FS} = \max\left(\gamma_{sd}, \min\left(\gamma_{sr_l}, \gamma_{rd}\right)\right) \quad (2.6.19)$$

şeklindedir ve buna göre P_{out} aşağıdaki gibi olur:

$$P_{out} = \left[F_{\gamma_{sd}}(\gamma_{th})\right] \prod_{l=1}^L \left[1 - \left[\left(1 - F_{\gamma_{sr_l}}(\gamma_{th})\right)\left(1 - F_{\gamma_{rd}}(\gamma_{th})\right)\right]\right]. \quad (2.6.20)$$

Eşitlik (2.6.15)'te türetilen CDF ifadesinde gerekli indis değişimleri yapıp $F_{\gamma_{sd}}(\gamma_{th})$ bulunabilir. Buna göre FS tekniği için P_{out} , $F_{\gamma_{sd}}(\gamma_{th})$ ile (2.6.18)'deki ifade (2.6.20)'de yerine yazılırsa

$$\begin{aligned} P_{out} = & A_{sd} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(\mu + k + 0.5)} \left(\frac{C_{sd}}{2}\right)^{\mu + 2k - 0.5} \frac{(2\mu + 2k - 1)!}{(\alpha/2) B_{sd}^{2(\mu + k)}} \left[1 - \exp\left(-B_{sd} \gamma_{th}^{(\alpha/2)}\right)\right] \\ & \times \sum_{m=0}^{2\mu + 2k - 1} \frac{\left(B_{sd} \gamma_{th}^{(\alpha/2)}\right)^m}{m!} \left[\prod_{l=1}^L \left(1 - \left[\left(1 - A_{sr_l} \sum_{k=0}^{\infty} \frac{1}{k! \Gamma(\mu + k + 0.5)} \left(\frac{C_{sr_l}}{2}\right)^{\mu + 2k - 0.5} \right. \right. \right. \right. \\ & \times \frac{(2\mu + 2k - 1)!}{(\alpha/2) B_{sr_l}^{2(\mu + k)}} \left[1 - \exp\left(-B_{sr_l} \gamma_{th}^{(\alpha/2)}\right) \sum_{m=0}^{2\mu + 2k - 1} \frac{\left(B_{sr_l} \gamma_{th}^{(\alpha/2)}\right)^m}{m!} \right] \left(1 - A_{rd} \sum_{l=0}^{\infty} \frac{1}{l! \Gamma(\mu + l + 0.5)} \right. \\ & \times \left.\left.\left.\left.\left(\frac{C_{rd}}{2}\right)^{\mu + 2l - 0.5} \frac{(2\mu + 2l - 1)!}{(\alpha/2) B_{rd}^{2(\mu + l)}} \left[1 - \exp\left(-B_{rd} \gamma_{th}^{(\alpha/2)}\right) \sum_{v=0}^{2\mu + 2l - 1} \frac{\left(B_{rd} \gamma_{th}^{(\alpha/2)}\right)^v}{v!} \right]\right]\right]\right] \right] \right] \end{aligned} \quad (2.6.21)$$

şeklinde elde edilir [117]. Burada türetilen ifadelerde (eşitlik (2.6.18) ve (2.6.21)) röle sayısı (L) ile α , η ve μ parametrelerinin farklı değerleri için servis dışı kalma olasılığı sonuçları iki atlamalı ve işbirlikli AF DS-CDMA sistemleri için bulunmuştur.

2.6.2. Asimptotik Analiz

Bu kısımda, ele alınan sistemin yüksek SNR şartları altında P_{out} davranışı incelenmiştir. Yeterince yüksek SNR şartları için, $\bar{\gamma}_{ij} \rightarrow \infty$, eksponansiyel fonksiyonun seri açılımının

ilk terimi alınarak ve $I_\nu(x) \sim (x/2)^\nu / \Gamma(\nu+1)$ yaklaşıklığı kullanılarak eşitlik (2.6.1)'deki PDF asimptotik olarak

$$f_{\gamma_{ij}}^a(\gamma) = A_{ij} \left(\frac{C_{ij}}{2} \right)^{\mu-0.5} \frac{\gamma^{\alpha\mu-1}}{\Gamma(\mu+0.5)} \quad (2.6.22)$$

şeklinde ifade edilir. Yaklaşık PDF ifadesi eşitlik (2.6.9)'da yerine yazılırsa asimptotik CDF

$$F_{\gamma_{ij}}^a(\gamma_{th}) = \frac{A_{ij}}{\Gamma(\mu+0.5)} \left(\frac{C_{ij}}{2} \right)^{\mu-0.5} \frac{\gamma_{th}^{\alpha\mu}}{\alpha\mu} \quad (2.6.23)$$

şeklinde türetilir. Buna göre iki atlamalı iletim modeli için RS durumunda asimptotik OP, P_{out}^a

$$P_{out}^a = \prod_{l=1}^L \left\{ 1 - \left[1 - \left(\frac{A_{sr_l}}{\Gamma(\mu+0.5)} \right) \times \left(\left(\frac{C_{sr_l}}{2} \right)^{\mu-0.5} \frac{\gamma_{th}^{\alpha\mu}}{\alpha\mu} \right) \right] \left[1 - \left(\frac{A_{rd}}{\Gamma(\mu+0.5)} \right) \left(\frac{C_{rd}}{2} \right)^{\mu-0.5} \frac{\gamma_{th}^{\alpha\mu}}{\alpha\mu} \right] \right\} \quad (2.6.24)$$

şeklindedir [117]. Direkt iletimin olduğu işbirlikli iletim modeli için P_{out}^a , FS tekniği kullanıldığında aşağıdaki gibi olur [117]:

$$P_{out}^a = \left[\frac{A_{sd}}{\Gamma(\mu+0.5)} \left(\frac{C_{sd}}{2} \right)^{\mu-0.5} \frac{\gamma_{th}^{\alpha\mu}}{\alpha\mu} \right] \prod_{l=1}^L \left\{ 1 - \left[1 - \left(\frac{A_{sr_l}}{\Gamma(\mu+0.5)} \right) \times \left(\left(\frac{C_{sr_l}}{2} \right)^{\mu-0.5} \frac{\gamma_{th}^{\alpha\mu}}{\alpha\mu} \right) \right] \left[1 - \left(\frac{A_{rd}}{\Gamma(\mu+0.5)} \right) \left(\frac{C_{rd}}{2} \right)^{\mu-0.5} \frac{\gamma_{th}^{\alpha\mu}}{\alpha\mu} \right] \right\}. \quad (2.6.25)$$

$\bar{\gamma}_{ij} = \bar{\gamma}$, $\alpha_{ij} = \alpha$, $\mu_{ij} = \mu$, $\eta_{ij} = \eta$ varsayımı altında ve bazı matematiksel sadeleştirmeler yapıldığında eşitlik (2.6.24) ve (2.6.25) sırasıyla daha basit bir biçimde

$$P_{out}^a = \left[\frac{2\sqrt{\pi}\mu^{2\mu-1}h^\mu\gamma_{th}^{\alpha\mu}}{\Gamma(\mu+0.5)\Gamma(\mu)\bar{\gamma}^{\alpha\mu}} \right]^L \quad (2.6.26)$$

$$P_{out}^a = 2^L \left[\frac{\sqrt{\pi}\mu^{2\mu-1}h^\mu\gamma_{th}^{\alpha\mu}}{\Gamma(\mu+0.5)\Gamma(\mu)\bar{\gamma}^{\alpha\mu}} \right]^{L+1} \quad (2.6.27)$$

şeklinde ifade edilirler. Buna göre eşitlik (2.6.26)'dan iki atlamalı en iyi röle seçimli sistem modeli için çeşitleme derecesinin $\alpha\mu L$ olduğu, eşitlik (2.6.27)'den tam seçim çeşitlemeli işbirlikli sistem modeli için ise $\alpha\mu(L+1)$ olduğu görülmektedir.

3. BÖLÜM

BULGULAR

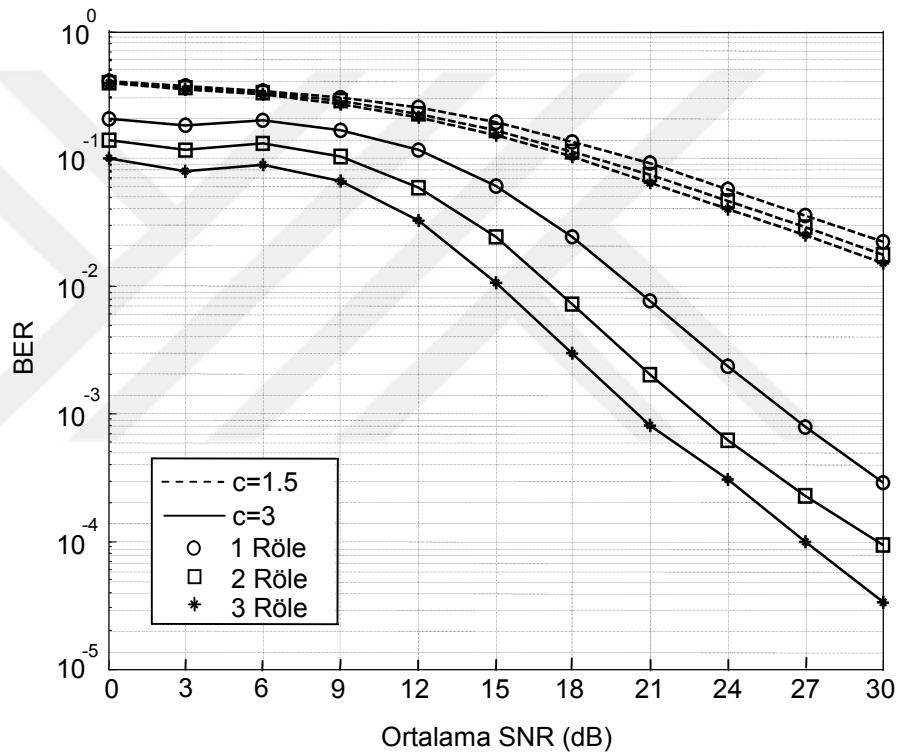
3.1. Giriş

Bu bölümde ilk olarak iki atlamalı ve işbirlikli DS-CDMA sistemlerin çeşitli sönümlü kanallardaki BER başarımı bilgisayar benzetimleri aracılığıyla analiz edilmiştir. Ardından çok röleli işbirlikli AF DS-CDMA sistemlerin Nakagami- m /Rician kanallarındaki OP ve SER başarımları için analitik alt sınır sonuçları ve benzetim sonuçları birlikte sunulmuştur. Daha sonra tek röleli iki atlamalı AF DS-CDMA sistemlerinin Rayleigh/Nakagami- m kanallarındaki OP ve SER başarımları türetilen tam CDF ifadesine dayalı olarak incelenmiştir. Detaylı bir analizin gerçekleştirilebilmesi ve direkt hattın etkisini ortaya koymak amacıyla tek röleli işbirlikli AF DS-CDMA sistemlerinde kaynak-hedef kanalının farklı sönümlenme durumları ayrı ayrı analiz edilmiş ve bu analizler OP, BEP ve CC gibi üç farklı başarımlar ölçütü göz önünde bulundurularak yapılmıştır. Son olarak ise çok röleli sistem modellerinde alıcı karmaşıklığını azaltmak ve çalışmaların özgünlüğünü arttırabilmek amacıyla iki atlamalı ve işbirlikli AF DS-CDMA sistemlerinde röle seçimi ve tam seçim yöntemleri kullanılarak $\alpha - \eta - \mu$ sönümlü kanallarda OP analiz edilmiştir.

3.2. İki Atlamalı ve İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin Farklı Sönümlü Kanallardaki Bit Hata Oranı Başarımı Sonuçları

İki atlamalı AF DS-CDMA sistemleri: Bu kısımda, AF tekniğinin kullanıldığı iki atlamalı DS-CDMA sistemlerinin BER eğrileri bilgisayar benzetimleri ile sunulmuştur [118, 119]. Bu benzetimlerde eş zamanlı kullanıcı sayısı $N = 4$ ve yayma uzunluğu $S = 32$ olarak alınmıştır. BPSK modülasyonu kullanılmış ve sönümlenme parametresinin farklı değerleri için sonuçlar elde edilmiştir.

Kaynak-röleler ve röleler-hedef arasındaki kanalların Weibull sönümlü olduğu zaman $c=1.5$ ve $c=3$ sönümlenme durumları için farklı sayıda röle kullanımına ait BER eğrileri Şekil 3.2.1’de verilmektedir. Şekil 3.2.1’den görüldüğü gibi sönümlenme parametresinin değeri arttırıldığında sistem başarımı beklenildiği üzere daha iyi olmaktadır. Bunun nedeni sönümlenme parametresinin değeri yüksek olduğu zaman daha iyi bir kanal ortamını sağlamasından dolayıdır. Bu sebeple $c=1.5$ durumu dikkate alındığında röle sayısındaki artış başarımı az miktarda iyileştirmektedir.



Şekil 3.2.1. İki atlamalı AF DS-CDMA sisteminin Weibull sönümlü kanallardaki BER analizi.

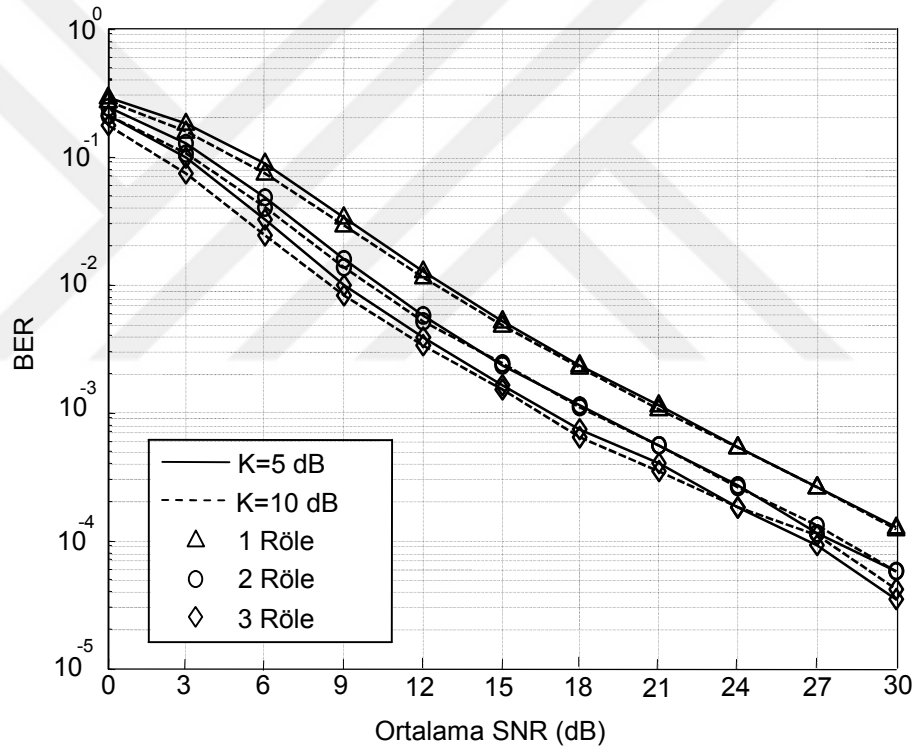
Röle sayısındaki artışın $c=3$ durumu için başarımı daha fazla artırdığı gözlenmektedir. Tablo 3.2.1’de bu durum görülmektedir. Tablo 3.2.1’den görüldüğü gibi kanal şartlarının iyi olması durumunda röle sayısındaki artış sistem başarımını ciddi miktarda iyileştirmektedir.

Kaynak-röle arasındaki kanalların Rayleigh sönümlü ve röle-hedef arasındaki kanalların Rician sönümlü olduğu durumda elde edilen başarımların eğrileri Şekil 3.2.2’de verilmiştir.

Tablo 3.2.1. Röle sayısı (L) ve sönümlenme parametresinin (c) sistem başarımına etkisi.

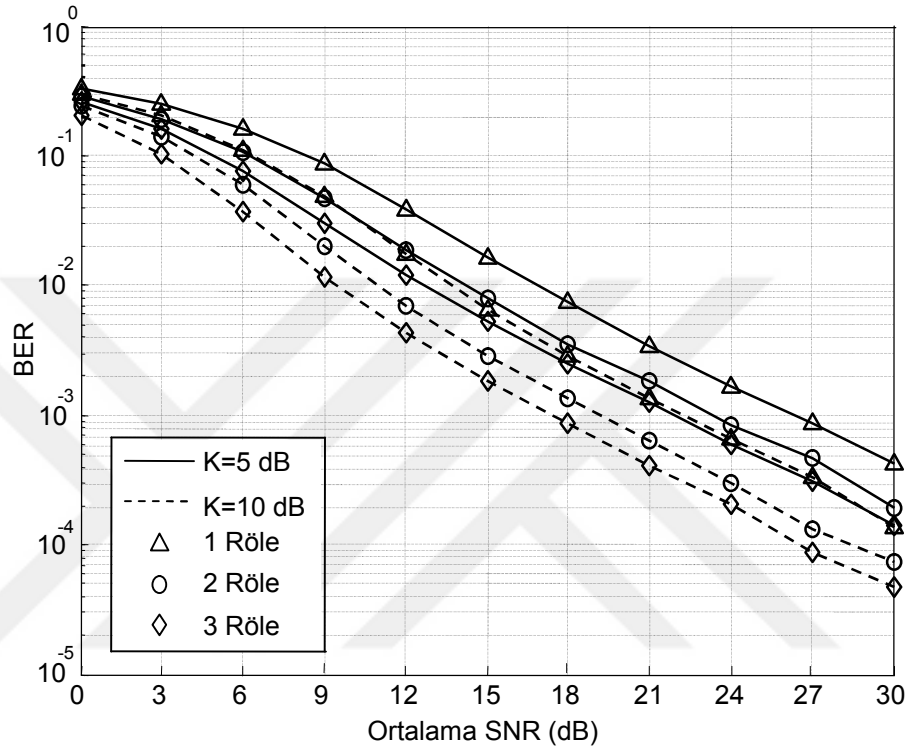
L	c	Ortalama SNR	BER
1	1.5	15 dB	1.9×10^{-1}
3	1.5	15 dB	1.5×10^{-1}
1	3	15 dB	6.1×10^{-2}
3	3	15 dB	1×10^{-2}

Bu kısımda Rician K faktörünün 5 dB ve 10 dB olduğu durumlar için başarımlar analizleri yapılmıştır.

**Şekil 3.2.2.** İki atlamalı AF DS-CDMA sisteminin Rayleigh/Rician asimetrik sönümlü kanallardaki BER analizi.

Şekil 3.2.2'den de görüldüğü gibi kaynak-röleler arasındaki kanallar Rayleigh sönümlü olduğu zaman röle sayısının artması ve Rician K faktörünün 5 dB'den 10 dB'ye yükselmesi başarımları çok fazla etkilememektedir. Özellikle ortalama SNR değeri 10 dB'den yüksek olduğunda bu durum gözlenmektedir. Şekil 3.2.3'te kaynak-röleler ve röleler-hedef arasındaki kanalların sırasıyla Rician ve Rayleigh sönümlenmesine sahip olduğu durumdaki başarımlar eğrileri verilmektedir. Şekil 3.2.3'ten de görüldüğü gibi

Rician K faktörünün değeri arttırıldığında sistem başarımındaki iyileşme Şekil 3.2.2'ye kıyasla daha fazladır. Şekil 3.2.2'deki sonuçlar incelendiğinde ortalama SNR değeri 10 dB'den büyük olduğunda Rician K faktörünün değeri arttığında sistem başarımı neredeyse aynı kalırken Şekil 3.2.3'te bu durum değişmektedir.



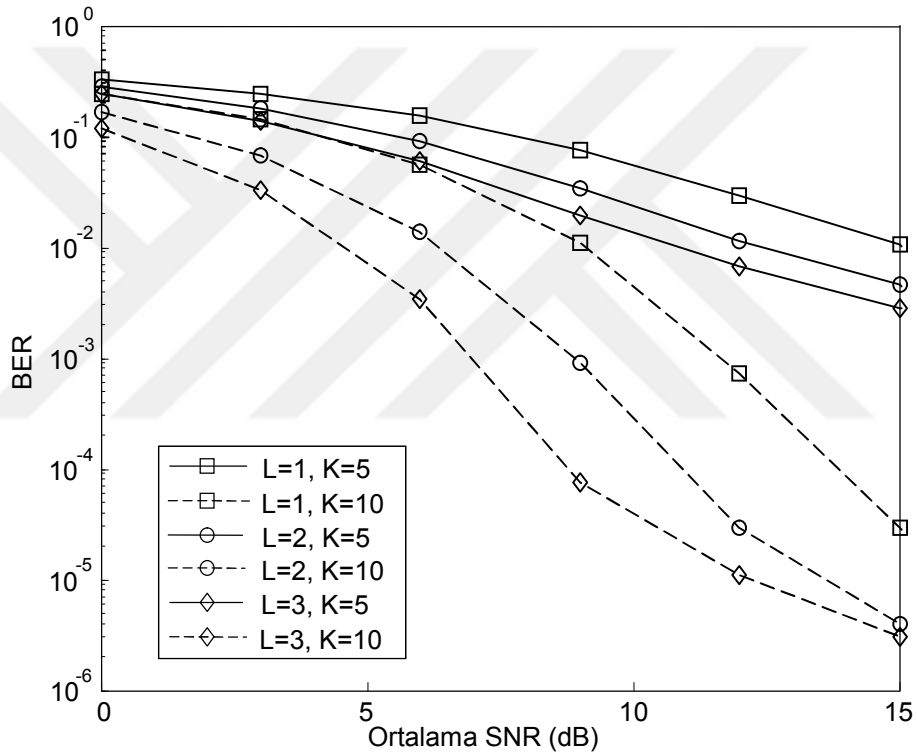
Şekil 3.2.3. İki atlamalı AF DS-CDMA sisteminin Rician/Rayleigh asimetric sönümlü kanallardaki BER analizi.

Bu durumun nedeni kuvvetlendirme faktörünün, eşitlik (2.2.2)'den anlaşılacağı gibi kaynak-röle arasındaki kanal durumuna bağlı olarak değişmesidir. Kaynak-röle kanalının Rician dağılımlı olması Rician K faktörünün başarımı iyileştirmede daha etkili olmasını sağlamaktadır. Tablo 3.2.2'de, iki röle kullanıldığında bu durum için örnek verilmiştir.

Tablo 3.2.2. Rician K faktörünün Şekil 3.2.3'teki sistem başarımına etkisi.

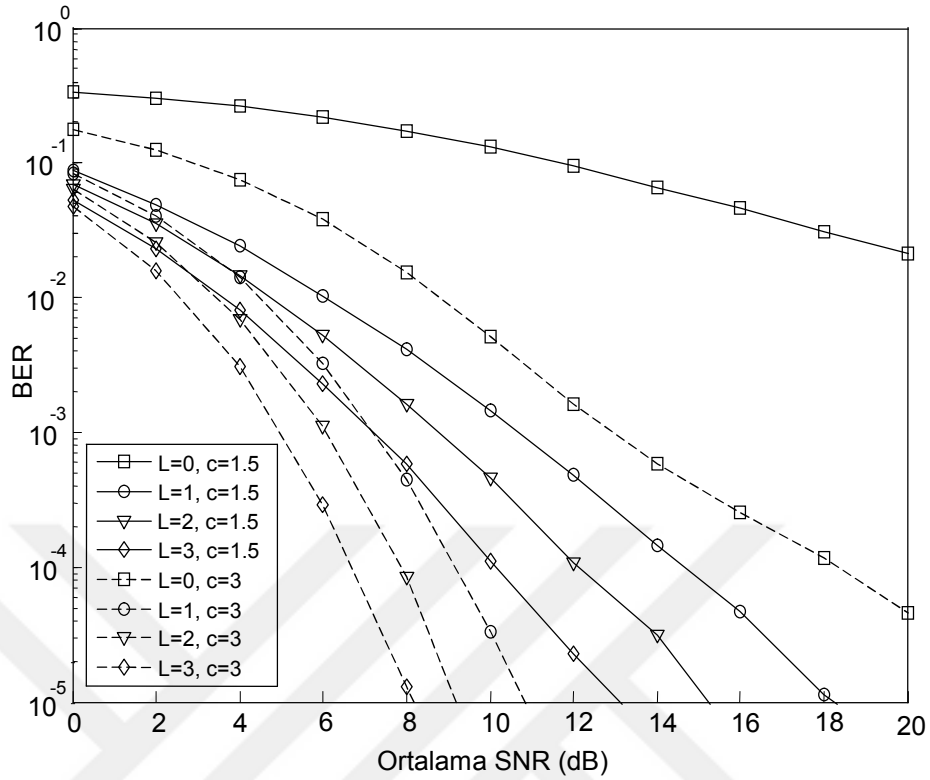
K	Ortalama SNR	BER
5 dB	15 dB	7.9×10^{-3}
10 dB	15 dB	2.8×10^{-3}

Şekil 3.2.4'te kaynak-röleler ve röleler-hedef arasındaki kanalların Rician sönümlenmesine sahip olduğu durumdaki başarımlar verilmektedir. Şekil 3.2.4'ten görüldüğü gibi röle sayısının ve K parametresinin değerinin artması başarımları önemli derecede iyileştirmektedir. $L=1$ iken beklenildiği gibi en kötü başarımlar ortaya çıkmaktadır. Örneğin $L=3$ ve $K=5$ dB olduğunda $\approx 2.8 \times 10^{-3}$ 'lük hata başarımları elde edilirken $L=3$ ve $K=10$ dB olduğunda $\approx 3 \times 10^{-6}$ seviyesinde bir başarımlar elde edilmektedir. Bu da K parametresinin sistem başarımlarına ciddi bir etkisi olduğunu göstermektedir.



Şekil 3.2.4. İki atlamalı AF DS-CDMA sisteminin Rician sönümlü kanallardaki BER analizi.

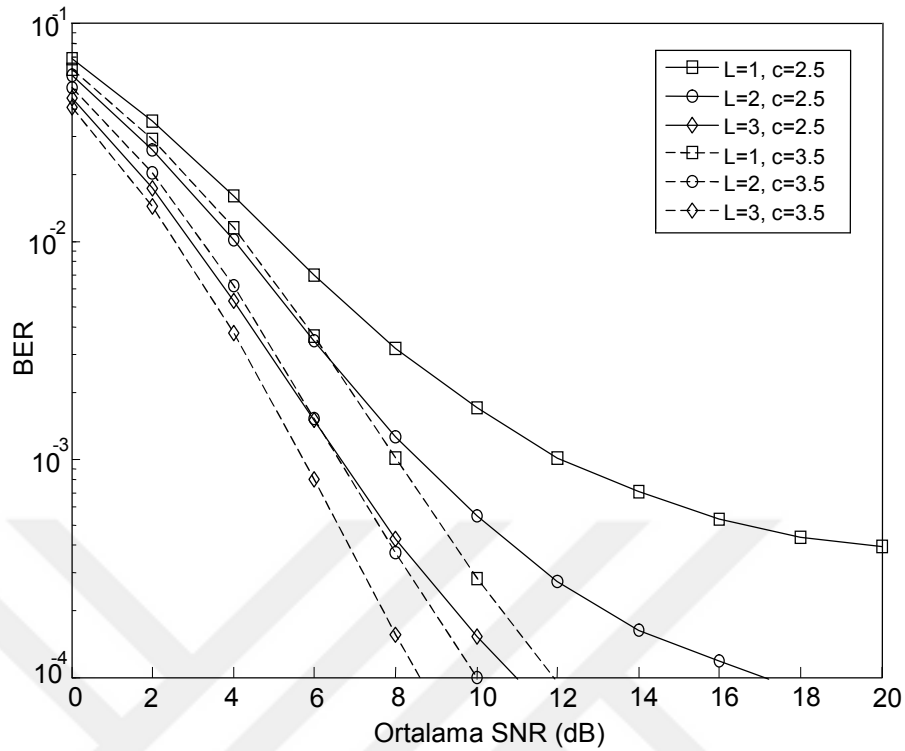
İşbirlikli DS-CDMA Sistemleri: Bu kısımda direkt iletimin olduğu işbirlikli DS-CDMA sistemlerine ait BER başarımları verilmektedir [120]. Bu benzetimlerde eş zamanlı kullanıcı sayısı $N=2$ ve yayma uzunluğu $S=32$ olarak alınmıştır. BPSK modülasyonu kullanılmış ve sönümlenme parametresinin farklı değerleri için sonuçlar elde edilmiştir. Kaynak-hedef, kaynak-röleler ve röleler-hedef arasındaki kanallar Weibull sönümlü iken $c=1.5$ ve $c=3$ durumları için farklı sayıda röle kullanımına ait BER eğrileri Şekil 3.2.5'te verilmektedir.



Şekil 3.2.5. Röle sayısı (L) ve sönümlenme parametresinin (c) değişimine göre Weibull sönümlü kanallarda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin başarımlar eğrileri.

Direkt iletim yapıldığı zaman (sistemde röle yokken, $L = 0$) $c = 1.5$ ve $c = 3$ durumları için beklenildiği gibi en kötü başarımlar elde edilmiştir. Röle sayısının artmasıyla DS-CDMA sisteminde hata oranı azalmakta ve başarımlar iyileşmektedir.

Şekil 3.2.6’da kanal modeli olarak; kaynak-hedef arasındaki kanalın Rayleigh sönümlü, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Weibull sönümlü olduğu kabul edilmiştir. Rayleigh sönümlenmesi kablosuz sistemler için LOS şartlarının olmadığı durumları temsil ettiğinden buradaki amaç kaynak-hedef arasındaki kanalın kötü olduğu bir durumu ele alarak sistem başarımlarını incelemektir. Şekil 3.2.6’daki eğriler elde edilirken $N = 4$, $S = 32$ alınmıştır. Bu şekildeki eğriler incelendiği zaman kaynak-hedef arasında direkt görüş hattı olmasa bile röle kullanımı ile başarımların iyileştiği görülmektedir. Örneğin Şekil 3.2.5’te 3 rölenin kullanıldığı $c = 3$ durumunda, sistemde 10^{-5} ’lik hata başarımlar yaklaşık 8 dB’de elde edilmiştir. Şekil 3.2.6’da ise aynı SNR değerinde $c = 3.5$ durumunda, 3 röle için 10^{-4} ’lük bir başarımlar elde edilmektedir.



Şekil 3.2.6. Röle sayısı (L) ve sönümlenme parametresinin (c) değişimine göre Rayleigh/Weibull sönümlü kanallarda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin başarımlar eğrileri.

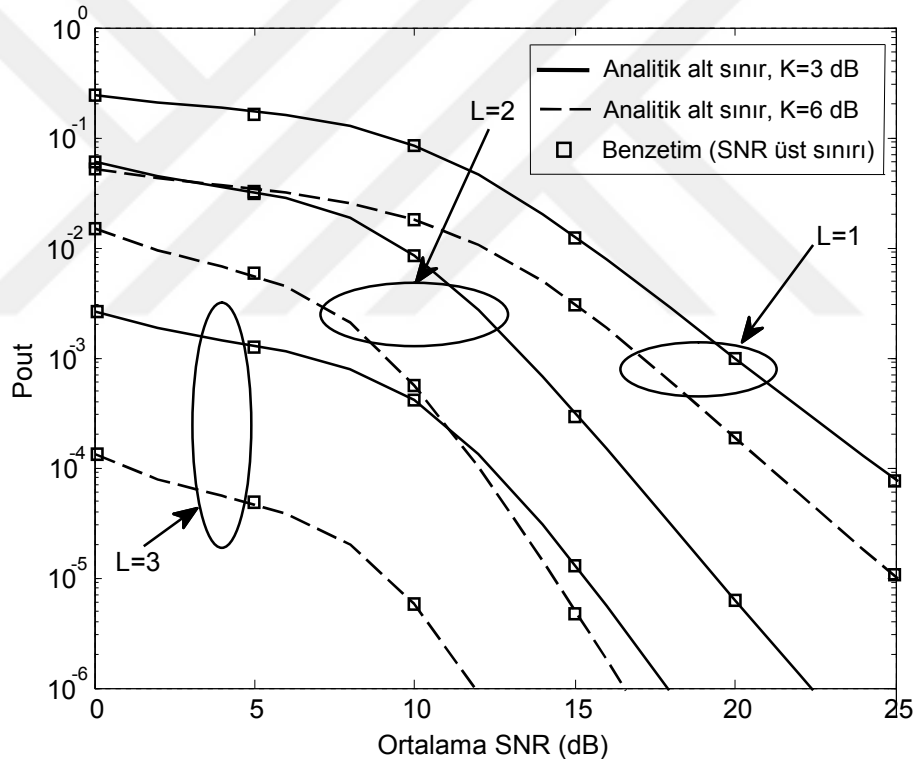
Bu durum, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanallar daha iyi olduğu halde ($c = 3.5$ durumu $c = 3$ durumundan daha iyi bir kanal ortamına sahip olduğundan) kaynak-hedef arasında direkt görüş hattının olmamasının etkisini göstermektedir. Ayrıca kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanallar Weibull sönümlü iken ($c = 2.5$) bir röle kullanıldığı durumda $\approx 3.9 \times 10^{-4}$ 'lük BER seviyesinde 20 dB'den itibaren bir hata katı oluşmaktadır. Kaynak-hedef kanalının Rayleigh dağılımından dolayı kötü koşullara sahip olması nedeniyle oluşan hata katı, $c = 2.5$ olduğunda iki röle ve üç röle kullanılırsa $\approx 6.6 \times 10^{-5}$ ile $\approx 1.4 \times 10^{-5}$ seviyelerinde oluşmaktadır. $c = 3.5$ olduğu durumda hata katı çok daha düşük seviyelerde meydana gelmektedir.

3.3. İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin Asimetrik Sönümlü Kanallardaki Sembol Hata Oranı ve Servis Dışı Kalma Olasılığı Başarımları Sonuçları

Bu kısımda çok röleli işbirlikli AF DS-CDMA sistemlerinin Nakagami- m /Rician asimetrik sönümlü kanallardaki başarımları sunulmaktadır [106]. Eşitlik (2.3.48) ve

eşitlik (2.3.58)'deki türetilen MGF ifadelerinde sonlu toplamlar ilk 20 terim alınarak ve $\mathfrak{R} = 1$ bit/s/Hz kabul edilerek OP ve SER hesaplanmıştır. Sistemde eş zamanlı kullanıcı sayısı $N = 8$ ve yayma uzunluğu $S = 32$ olarak alınmıştır.

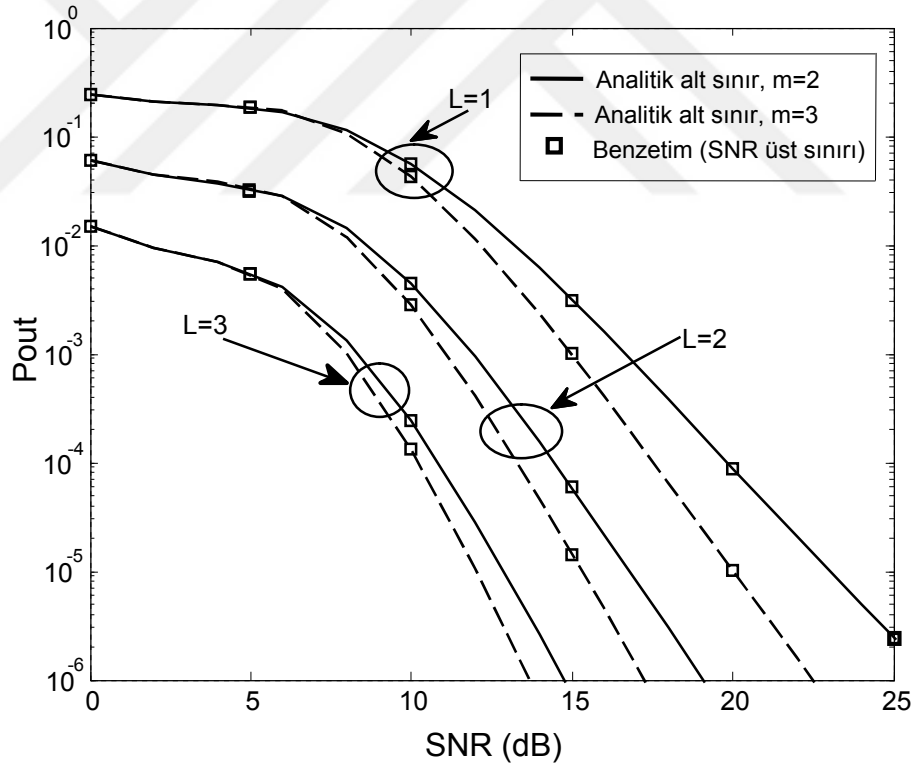
Servis Dışı Kalma Olasılığı Analizi: Eşitlik (2.3.48)'deki toplam MGF ifadesi (2.3.49)'da yerine yazılarak sistemin servis dışı kalma olasılığı analitik olarak elde edilmiştir. Kaynak-hedef arasındaki kanalın Rayleigh ($m = 1$) sönümlü, kaynak-röleler ve röleler-hedef arasındaki kanalların Rician sönümlü olduğu durumda OP eğrileri Şekil 3.3.1'de verilmiştir. Sonuçlar farklı sayıda röle kullanımı ile Rician K faktörünün farklı değerleri için elde edilmiştir.



Şekil 3.3.1. Kaynak-hedef arasındaki kanalın Rayleigh ($m=1$) diğer kanalların Rician sönümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin servis dışı kalma olasılığı başarımları.

Burada benzetim çalışmaları SNR'nin üst sınırına göre yapılmıştır. Şekil 3.3.1 incelendiğinde beklenildiği gibi tek röleli sistem için $K = 3$ dB olduğunda en kötü başarımlar elde edilmiştir. Rician K faktörünün değerinin 3 dB'den 6 dB'ye çıkmasının sistem başarımlarını iyileştirdiği görülmektedir. Röle sayısının artmasıyla DS-CDMA sisteminin OP'si azalmakta ve sistem başarımları iyileşmektedir. Şekil 3.3.1'den

görüldüğü gibi $L = 2$ ve $K = 6$ dB durumundaki başarımlar orta SNR bölgesinden itibaren (yaklaşık olarak 11 dB'den sonra), $L = 3$ ve $K = 3$ dB durumunda elde edilen başarımdan daha iyidir. Bu durum Rician K faktörünün önemini ve etkisini göstermektedir. Rician K faktörü direkt yoldan gelen sinyalin gücünün yansıyan yollardan gelen sinyallerin gücüne oranı olduğundan, Rician K faktörünün yüksek değeri direkt yoldan gelen sinyalin daha güçlü olacağı anlamına gelmektedir. Bu da röle sayısı daha az olsa bile Rician K faktörünün değerinin yüksek olması ile iyi bir başarımlar elde edilebileceğini göstermektedir. Ayrıca türetilen MGF ifadesi kullanılarak elde edilen analitik sonuçlar, SNR'nin üst sınırı ile elde edilen benzetim sonuçları ile çok iyi örtüşmektedir. Kaynak-hedef arasındaki kanalın Nakagami- m sönümlü, kaynak-röleler ve röleler-hedef arasındaki kanalların Rician sönümlü olduğu durumda OP başarımı Şekil 3.3.2'de verilmiştir.

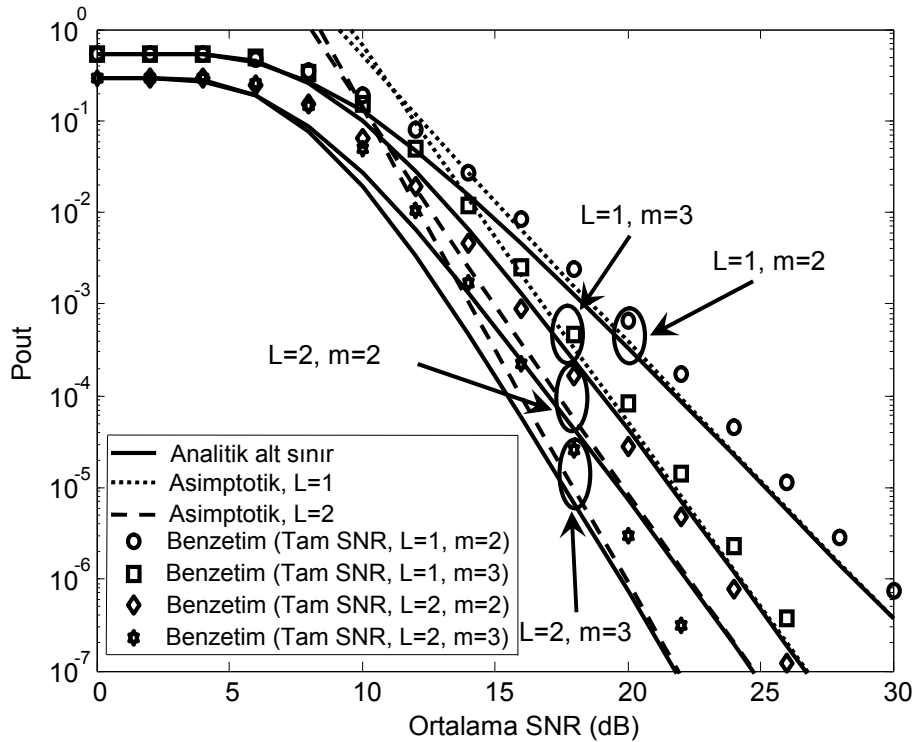


Şekil 3.3.2. Rôle sayısı (L) ve sönümlenme parametresinin (m) değişimine göre Nakagami- m /Rician sönümlü kanallarda (Rician $K=3$ dB iken) işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin servis dışı kalma olasılığı başarımı.

$m = 2$ ve $m = 3$ gibi iki farklı sönümlenme değeri için Rician K faktörü 3 dB iken sistemin OP'si elde edilmiştir. Burada verilen sonuçlarda benzetim çalışmaları SNR'nin

üst sınırına göre yapılmıştır. Beklenildiği gibi sönümlenme parametresinin değeri yükseldikçe sistem başarımı iyileşmektedir. Yine bunun yanında Şekil 3.3.1’de olduğu gibi röle sayısının artmasıyla DS-CDMA sisteminin OP’si azalmakta ve sistem başarımı iyileşmektedir. Kaynak-hedef arasındaki kanal Nakagami- m sönümlü olduğu zaman ($m > 1$) sistem başarımının daha iyi olduğu görülmektedir. Örneğin Şekil 3.3.1 incelendiğinde $m = 1$ iken (kaynak-hedef arasındaki kanal Rayleigh sönümlü iken), $L = 1$ ve $K = 3$ dB durumunda 10^{-5} ’lik başarımla ancak $SNR = 30$ dB iken yakalanabilmektedir. Fakat Şekil 3.3.2 incelendiğinde ise $m = 2$ iken (kaynak-hedef kanalı Nakagami- m sönümlü iken), $L = 1$ ve $K = 3$ dB durumunda 10^{-5} ’lik başarımla yaklaşık olarak $SNR = 23$ dB iken yakalanmaktadır. Kaynak-hedef kanalının iyi olması bu örnekte yaklaşık 7 dB’lik bir kazanç olduğunu göstermektedir. Yine Şekil 3.3.2’de görüldüğü gibi, MGF kullanılarak elde edilen analitik sonuçlar SNR’nin üst sınırına göre elde edilen benzetim sonuçları ile çok iyi örtüşmektedir.

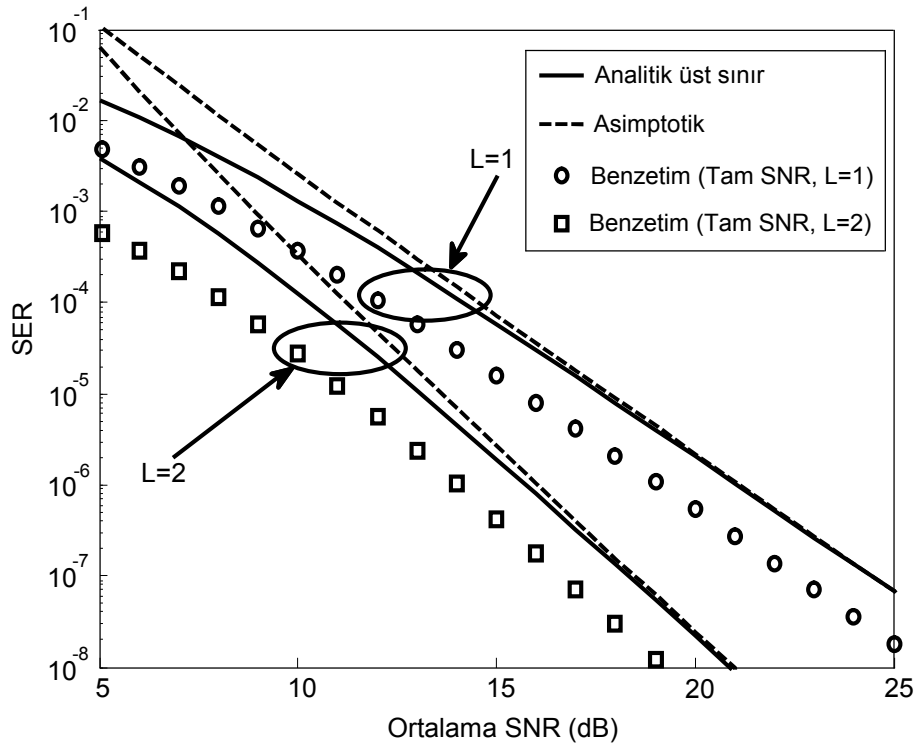
Şekil 3.3.3’te $m = 2$ ve $m = 3$ gibi iki farklı sönümlenme değeri için sistemin servis dışı kalma olasılığı Rician K faktörü 1 dB iken verilmiştir.



Şekil 3.3.3. Rôle sayısı (L) ve sönümlenme parametresinin (m) değişimine göre Nakagami- m /Rician sönümlü kanallarda (Rician $K=1$ dB iken) işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin servis dışı kalma olasılığı başarımı.

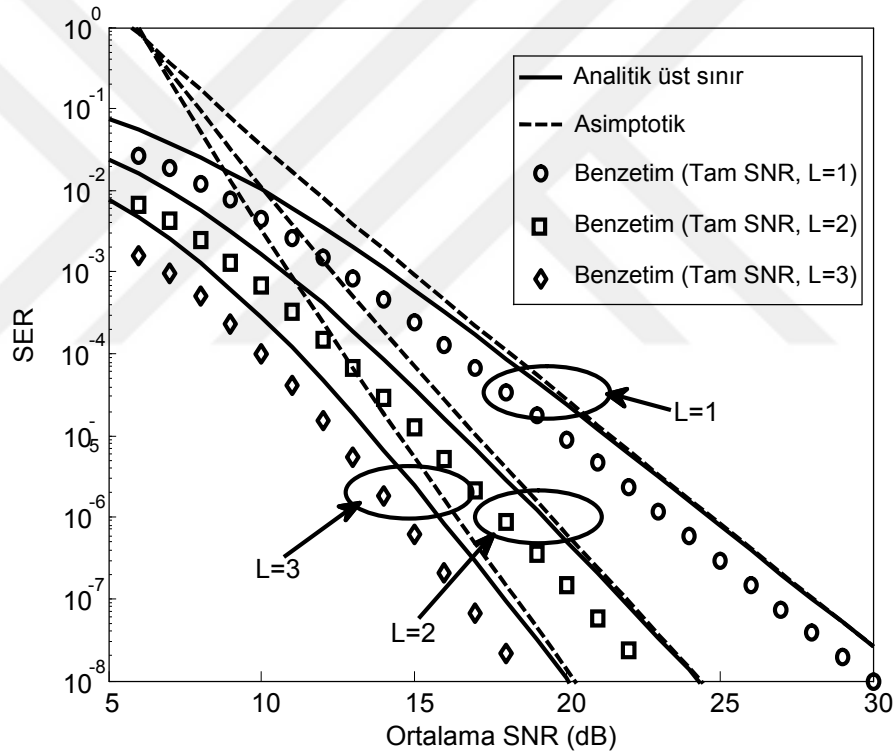
Şekil 3.3.3'teki asimptotik sonuçlar eşitlik (2.3.58)'deki ifade (2.3.49)'da yerine konularak elde edilmiştir. Alt sınır sonuçları, asimptotik sonuçlarla birlikte verilmiş ve burada benzetim çalışmaları tam SNR için yapılmıştır. Bu sayede elde edilen alt sınırın, gerçek değere ne kadar yakın olduğu gösterilmiştir. Ayrıca Şekil 3.3.3'te röle sayısı $L=1$ ve $L=2$ olarak alınmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi asimptotik sonuçlar orta SNR bölgesinden itibaren alt sınır sonuçları ile sıkı bir şekilde uyum göstermektedir. Yine burada görüldüğü gibi alt sınır sonuçları ile benzetim sonuçları arasında $L=1$ durumu için yaklaşık 1 dB'lik fark bulunurken $L=2$ olduğunda ise bu fark yaklaşık 1.5 dB olmaktadır.

SER Analizi: Bu kısımda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin SER başarımının üst sınırı için nümerik, asimptotik ve benzetim sonuçları sunulmuştur. Şekil 3.3.4 ve 3.3.5'te $m=2$ ve $K=1$ dB iken ele alınan işbirlikli AF DS-CDMA sistemlerinin farklı sayıda röle kullanıldığı durumlardaki SER başarımı BPSK ve QPSK modülasyonları için gösterilmiştir. Bu kısımdaki SER sonuçları eşitlik (2.3.48) ve eşitlik (2.3.58)'deki ifadeler (2.3.51)'de yerine yazılarak elde edilmiştir.



Şekil 3.3.4. Röle sayısı (L) değişimine göre Nakagami- m /Rician sönümlü kanallarda ($m=2$ ve Rician $K=1$ dB iken) işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin BPSK modülasyonu için SER başarımı.

Eşitlik (2.3.51)'de türetilen MGF ifadeleri yerine yazılarak SER üst sınırı ve asimptotik sonuçlar elde edilmiştir. Bu sonuçlar benzetim sonuçları ile kıyaslamalı olarak verilmiştir. Şekil 3.3.4 ve 3.3.5'ten görüldüğü gibi üst sınır sonuçları ile benzetim sonuçları arasında yaklaşık 2 dB'lik bir fark bulunmaktadır. Bu farkın nedeni; analitik sonuçların üst sınır yaklaşımından elde edilmesi, benzetimlerin ise tam SNR için yapılmasından kaynaklanmaktadır. Türetilen asimptotik MGF ifadesinden elde edilen sonuçların analitik üst sınır sonuçları ile orta SNR bölgesinden itibaren uyuştugu görülmektedir. Beklenildiği gibi sistemde BPSK modülasyonu kullanıldığında daha iyi bir başarımla elde edilmektedir.



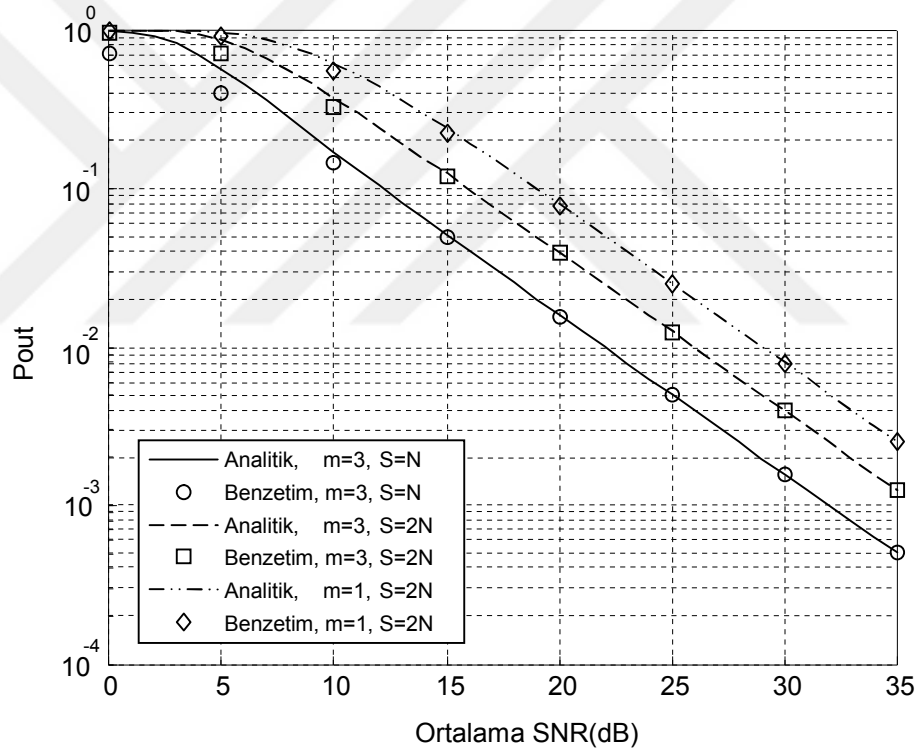
Şekil 3.3.5. Röle sayısı (L) değişimine göre Nakagami- m /Rician sönümlü kanallarda ($m = 2$ ve Rician $K=1$ dB iken) işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin QPSK modülasyonu için SER başarımı.

3.4. İki Atlamalı DS-CDMA Sistemlerin Rayleigh/Nakagami- m Sönümlü Kanallardaki Servis Dışı Kalma Olasılığı ve SER Başarımı Sonuçları

Bu kısımda, tek röleli iki atlamalı DS-CDMA sistemlerin Rayleigh/Nakagami- m asimetrik sönümlü kanallardaki OP ve SER başarımları için nümerik sonuçlar bilgisayar

benzetimleri ile birlikte sunulmuştur [108]. Nümerik sonuçlar hesaplanırken $\bar{\gamma}_{sr} = \bar{\gamma}_{rd} = \bar{\gamma}$ olarak kabul edilmiş, $N = 4$ ve $\mathfrak{R} = 1$ bit/s/Hz için hesaplanmıştır.

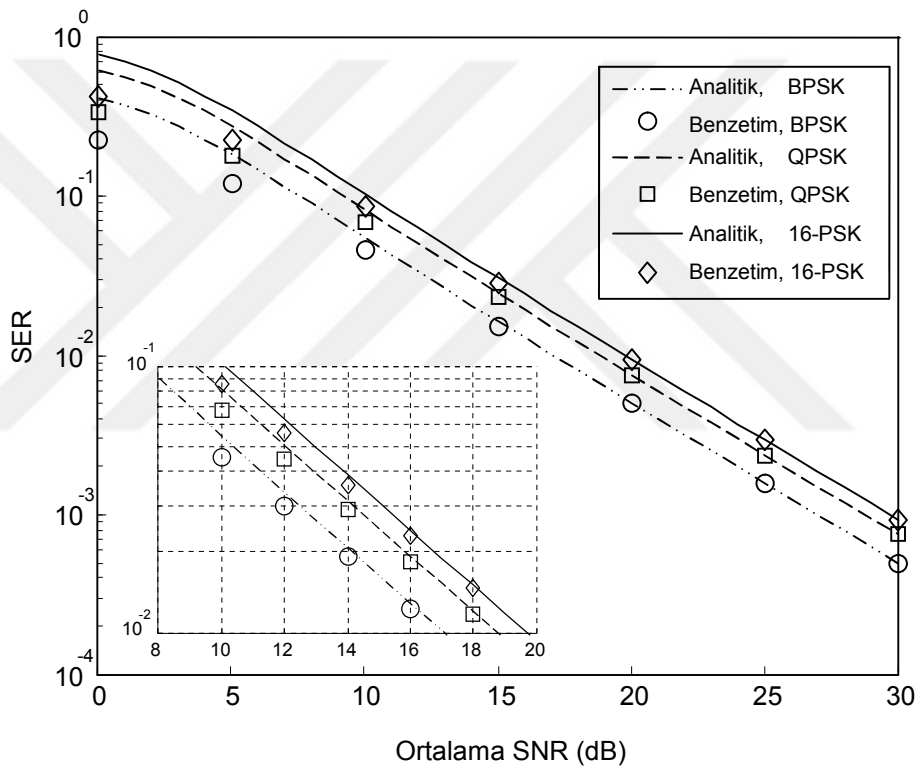
Şekil 3.4.1’de tek röleli iki atlamalı AF DS-CDMA sistemlerinin $m=1, S=2N$, $m=3, S=N$ ve $m=3, S=2N$ durumları için OP başarımı eşitlik (2.4.16) kullanılarak incelenmiştir. Orta ve yüksek SNR bölgesinde (yaklaşık 10 dB den sonra) eşitlik (2.4.16) ile elde edilen analitik sonuçların benzetim sonuçları ile uyumlu olduğu görülmektedir. Şekil 3.4.1’den görüldüğü gibi en kötü başarıım $m=1, S=2N$ durumunda elde edilmektedir.



Şekil 3.4.1. Kaynak-röle arasındaki kanalın Rayleigh, röle-hedef arasındaki kanalın Nakagami- m sönümlü olduğu durumda iki atlamalı AF DS-CDMA sisteminin servis dışı kalma olasılığı başarımı.

Şekil 3.4.2’de ele alınan sistemin SER başarımı eşitlik (2.4.21)’de verilen MGF ifadesinin eşitlik (2.3.50)’de kullanılmasıyla elde edilmiştir. Türetilen MGF ifadesinin (2.3.51)’de verilen integralde nümerik olarak hesaplanmasıyla başarıım eğrileri elde edilmiştir. Yapılan analizlerde BPSK, QPSK ve 16-PSK gibi faz kaydırmalı anahtarlama modülasyonları kullanılmış ve karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Şekil

3.4.2'deki eğriler elde edilirken röle-hedef arasındaki Nakagami- m kanalının sönümlenme parametresi $m = 2$ olarak alınmıştır. Yine burada da analitik sonuçlar ile benzetim sonuçları özellikle orta ve yüksek SNR bölgesinde (yaklaşık 12 dB den sonra) iyi örtüşmektedir. Beklenildiği gibi, modülasyon seviyesi yükseldikçe SER başarımı kötüleşmektedir. Örneğin, BPSK modülasyonu kullanıldığı zaman 15 dB'de elde edilen hata olasılığı $\approx 1.6 \times 10^{-2}$ iken 16-PSK modülasyonunun kullanıldığı durumda aynı SNR değerinde hata olasılığı $\approx 3.1 \times 10^{-2}$ 'dir.

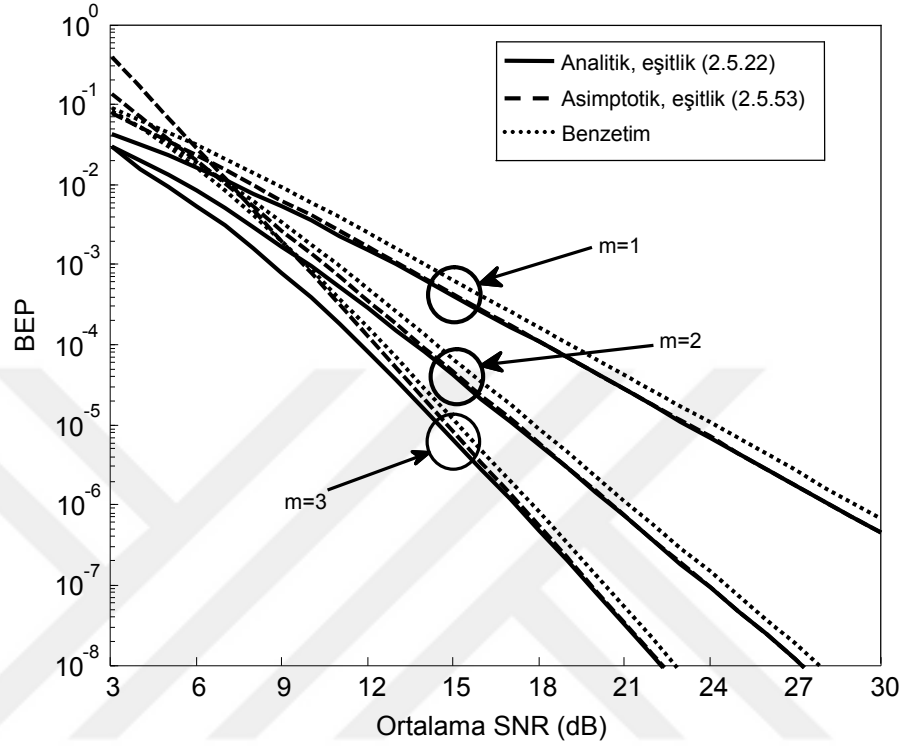


Şekil 3.4.2. Kaynak-röle arasındaki kanalın Rayleigh, röle-hedef arasındaki kanalın Nakagami- m sönümlü olduğu durumda iki atlamalı AF DS-CDMA sisteminin SER başarımı.

3.5. İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin Simetrik ve Asimetrik Sönümlü Kanallardaki Başarım Sonuçları

Bu kısımda tek röleli işbirlikli AF DS-CDMA sistemlerinin simetrik ve asimetrik sönümlü kanallardaki başarımı sunulmuştur [109]. Nümerik sonuçlar hesaplanırken sonsuz toplamaların üst sınırı 40 alınmış ve $\mathcal{R} = 1$ bit/s/Hz için hesaplanmıştır.

BEP analizi: *Senaryo (a)* için türetilen yaklaşık ve asimptotik BEP ifadelerinin nümerik olarak hesaplanmasıyla elde edilen başarımlar eğrileri Şekil 3.5.1’de verilmiştir.

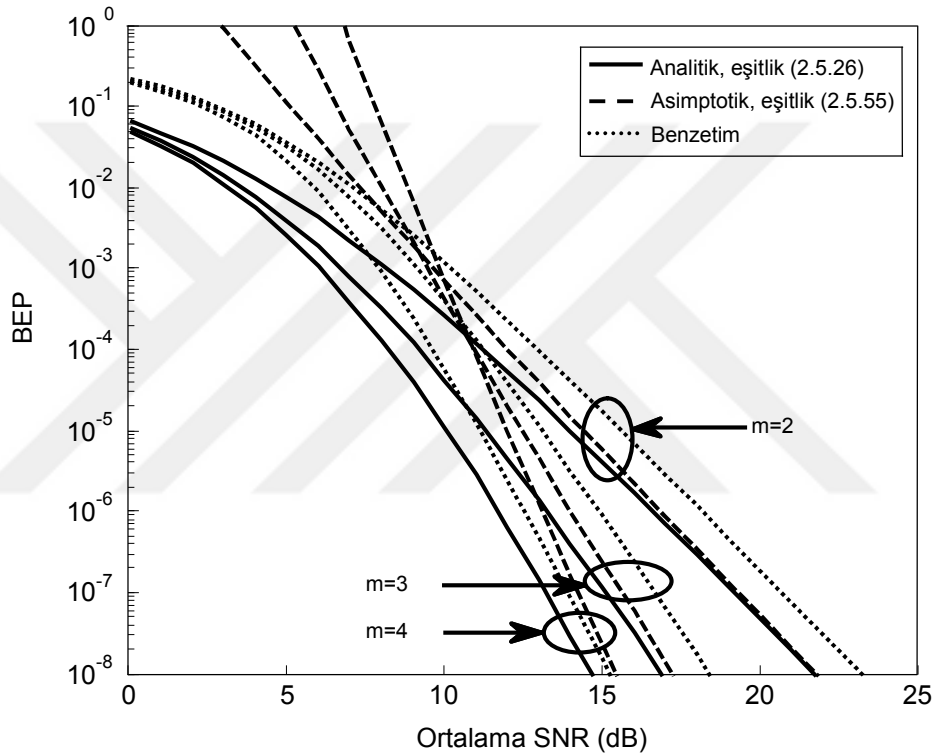


Şekil 3.5.1. Kaynak-hedef arasındaki kanalın Rayleigh, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Nakagami- m sönümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin BEP başarımı.

Sistemde modülasyon yöntemi olarak BPSK kullanılmıştır. Şekil 3.5.1’deki eğriler elde edilirken Nakagami- m sönümlenme parametresi $m = 1, 2, 3$ olarak alınmıştır. Asimptotik BEP sonuçlarının orta SNR bölgesinden itibaren yaklaşık BEP sonuçları ile çok iyi örtüştüğü görülmektedir. Buna karşın benzetim sonuçları ile analitik sonuçlar arasında belirli bir miktar fark bulunmaktadır. Bu fark analitik ifadenin SNR’nin üst sınır yaklaşıklığından elde edilmesinden kaynaklanmaktadır. Buna rağmen elde edilen alt sınır gerçek değere yakın bulunmuştur. Bu gözlemler yapılan analizlerin literatüre uygun olduğunu yani doğruluğunu göstermektedir.

Senaryo (b) için elde edilen sonuçlar Şekil 3.5.2’de gösterilmektedir. Burada $m_{sd} = m_{sr} = m_{rd} = m$ olarak alınmış, $m = 2$, $m = 3$ ve $m = 4$ için eğriler elde edilmiştir. Genel olarak analitik sonuçlar ile benzetim sonuçları yakın bir şekilde bulunmuştur. $m = 2$ durumunda elde edilen asimptotik sonuçlar analitik sonuçlar ile sıkı bir uyum

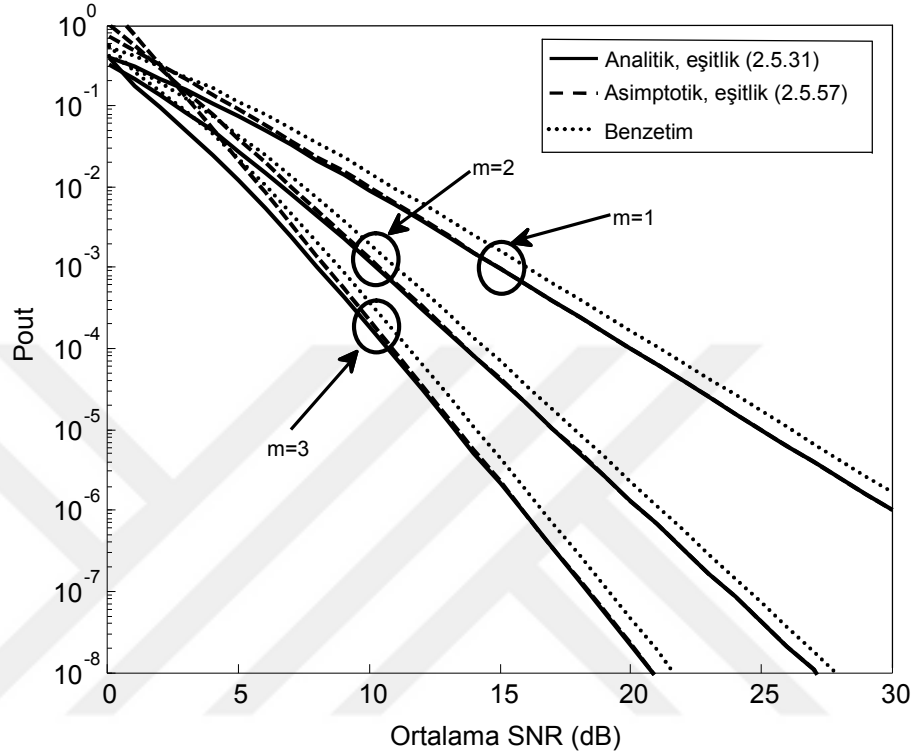
içindeyken $m=3$ ve $m=4$ olduğunda bu uyum yaklaşık 15 dB'den itibaren yakalanmaktadır. Şekil 3.5.1'de 10^{-8} 'lik BEP değeri $m_{sr} = m_{rd} = m = 2$ için ortalama SNR ≈ 27 dB iken elde edilirken aynı BEP değeri Şekil 3.5.2'de $m_{sd} = m_{sr} = m_{rd} = m = 2$ olduğunda ortalama SNR ≈ 22 dB iken sağlanmaktadır. Bu da kaynak-hedef kanalındaki sönmülenme şartlarının iyileşmesi ile ≈ 5 dB'lik bir SNR kazancı elde edildiğini göstermektedir.



Şekil 3.5.2. Kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Nakagami- m sönmümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin BEP başarımı.

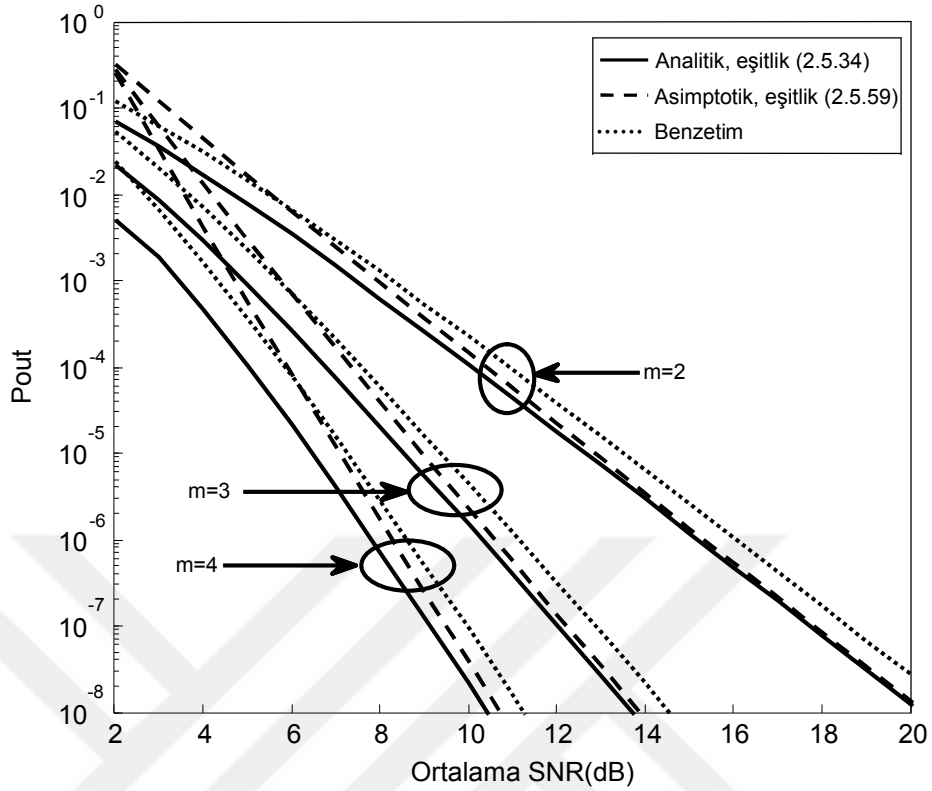
Servis Dışı Kalma Olasılığı Analizi: Şekil 3.5.3'te tek röleli işbirlikli AF DS-CDMA sistemlerinin asimetrik sönmümlü Rayleigh/Nakagami- m kanallarındaki (*senaryo (a)*) OP başarımı verilmektedir. Şekil 3.5.1'de olduğu gibi burada da $m_{sr} = m_{rd} = m = 1$, $m_{sr} = m_{rd} = m = 2$ ve $m_{sr} = m_{rd} = m = 3$ durumları için eğriler elde edilmiştir. Orta ve yüksek SNR bölgesinde (yaklaşık 10 dB'den sonra) eşitlik (2.5.31) ile elde edilen analitik sonuçların asimptotik sonuçlarla (eşitlik 2.5.57) uyumlu olduğu görülmektedir. Benzetim sonuçlarının alt sınır sonuçları birbirine oldukça yakın olduğu

gözlenmektedir. Beklenildiği gibi, m değeri arttıkça daha iyi kanal şartları ortaya çıktığı için başarımlar iyileşmektedir.



Şekil 3.5.3. Kaynak-hedef arasındaki kanalın Rayleigh, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Nakagami- m sönümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin servis dışı kalma olasılığı başarımları.

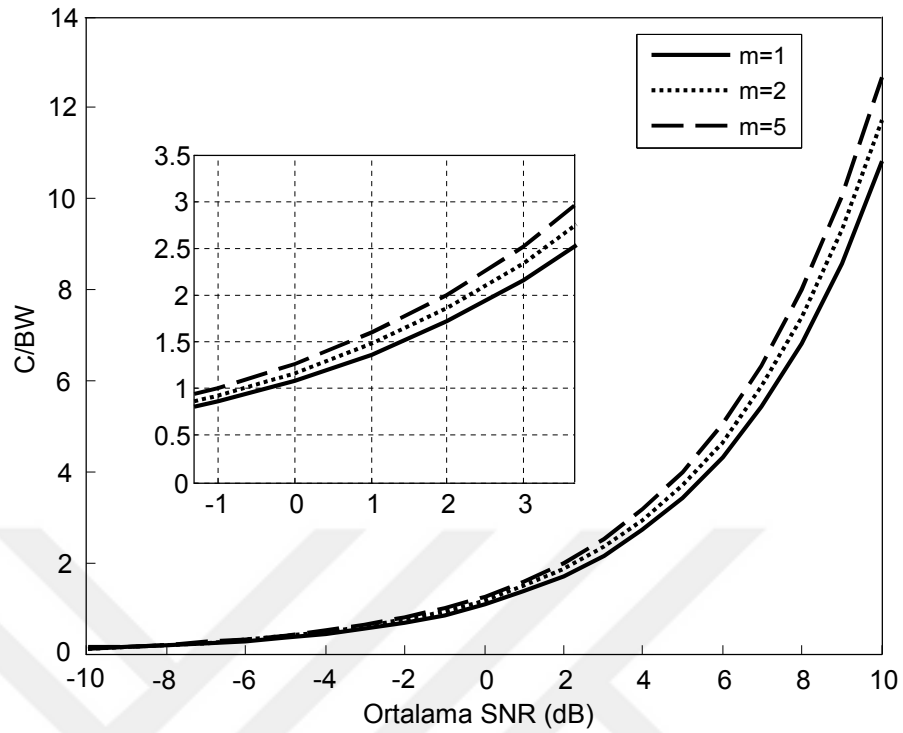
Senaryo (b) için elde edilen analitik, asimptotik ve benzetim sonuçları Şekil 3.5.4'te verilmektedir. Burada da Şekil 3.5.2'de olduğu gibi sönümlenme parametresinin $m_{sd} = m_{sr} = m_{rd} = m = 2$, $m_{sd} = m_{sr} = m_{rd} = m = 3$ ve $m_{sd} = m_{sr} = m_{rd} = m = 4$ olduğu durumlar için eğriler elde edilmiştir. Şekil 3.5.4'ten görüldüğü gibi analitik alt sınır sonuçları benzetim sonuçları ile birbirine yakın bulunmuştur. Asimptotik sonuçlar ise analitik sonuçlar ile orta SNR bölgesinden itibaren iyi bir uyum içinde bulunmaktadır. Yine burada kaynak-hedef kanalının Nakagami- m sönümlü ($m > 1$) olmasından dolayı Şekil 3.5.3'e kıyasla beklenildiği gibi daha iyi bir başarımlar elde edilmiştir.



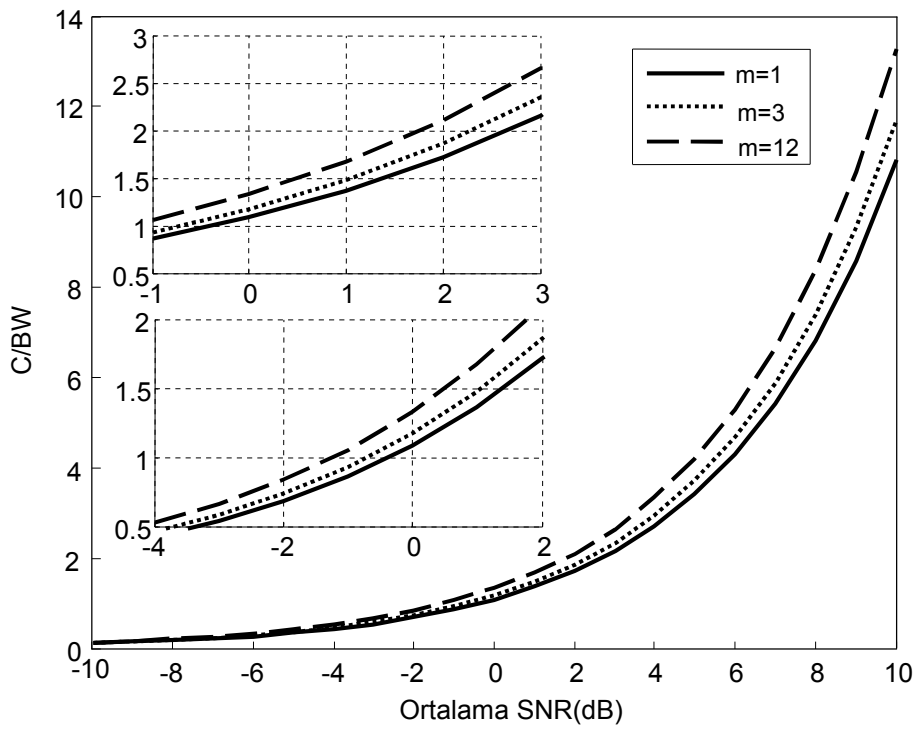
Şekil 3.5.4. Kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Nakagami- m sönümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin servis dışı kalma olasılığı başarımı.

Kanal Kapasitesi Analizi: Ele alınan sistemin kanal kapasitesi *senaryo (a)* için analitik olarak eşitlik (2.5.41)'e göre elde edilmiştir. Şekil 3.5.5'teki eğriler elde edilirken Nakagami- m sönümlenme parametresi $m_{sr} = m_{rd} = m = 1$, $m_{sr} = m_{rd} = m = 2$ ve $m_{sr} = m_{rd} = m = 5$ olarak alınmıştır. Beklenildiği gibi sistemde sönümlenme parametresinin değeri arttıkça kanal kapasitesi artmaktadır. Bu artışın özellikle 0 dB değerinden sonra belirgin olduğu Şekil 3.5.5'ten anlaşılmaktadır. *Senaryo (b)* için kanal kapasitesi eşitlik (2.5.44)'e dayalı olarak hesaplanmış ve Şekil 3.5.6'da gösterilmiştir.

Şekil 3.5.6'daki eğriler $m_{sd} = m_{sr} = m_{rd} = m = 1$, $m_{sd} = m_{sr} = m_{rd} = m = 3$ ve $m_{sd} = m_{sr} = m_{rd} = m = 12$ değerleri için çizdirilmiştir. $m_{sr} = m_{rd} = m = 1$ durumunda Şekil 3.5.5'te elde edilen eğri ile Şekil 3.5.6'da $m_{sd} = m_{sr} = m_{rd} = m = 1$ durumunda elde edilen eğrilerin aynı olduğu görülmektedir. Bu durum Nakagami- m dağılımında $m = 1$ için Rayleigh modeline dönüşmesiyle mümkün olmaktadır.



Şekil 3.5.5. Kaynak-hedef arasındaki kanalın Rayleigh, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Nakagami- m sönümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin kanal kapasitesi.

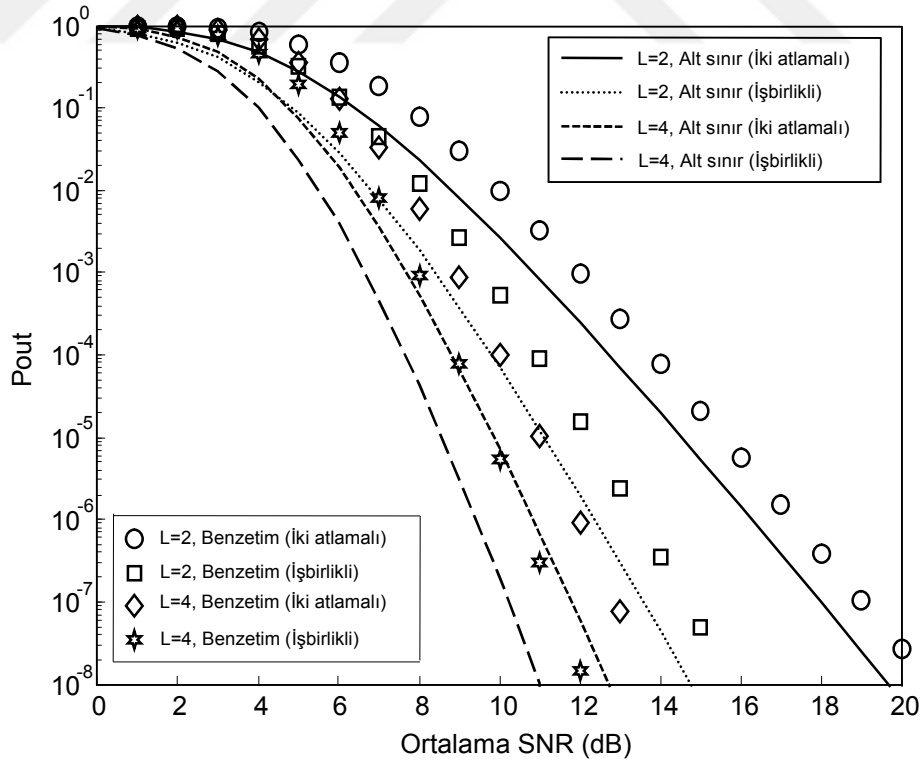


Şekil 3.5.6. Kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Nakagami- m sönümlü olduğu durumda işbirlikli AF DS-CDMA sisteminin kanal kapasitesi.

3.6. İki Atlamalı ve İşbirlikli DS-CDMA Sistemlerin En İyi Röle Seçimi ve Tam Seçim Çeşitlemesi ile Birlikte α - η - μ Sönümlü Kanallardaki Başarım Sonuçları

Bu bölümde, en iyi röle seçim tekniğini kullanan iki atlamalı AF DS-CDMA ve tam seçim tekniğini kullanan işbirlikli AF DS-CDMA sistemleri için α - η - μ sönümlü kanallarda OP başarımı ile ilgili analitik alt sınır ve benzetim sonuçları verilmiştir [117, 121]. $\mathfrak{R} = 1$ bit/sec/ Hz olarak alınmıştır. En iyi röle seçimli iki atlamalı DS-CDMA sisteminin OP başarımını elde etmek için (2.6.18)'deki ifade, işbirlikli sistem modelinin servis dışı kalma olasılığı için ise (2.6.21)'de verilen ifade kullanılmıştır. (2.6.18) ve (2.6.21)'deki sonsuz toplamalar ilk 20 terim alınarak hesaplanmıştır. Nümerik sonuçlar, farklı sayıda röle (L) ve sönümlenme parametresinin farklı değerleri için elde edilmiştir. Tüm sonuçları elde etmek için Format 1 kullanılmıştır.

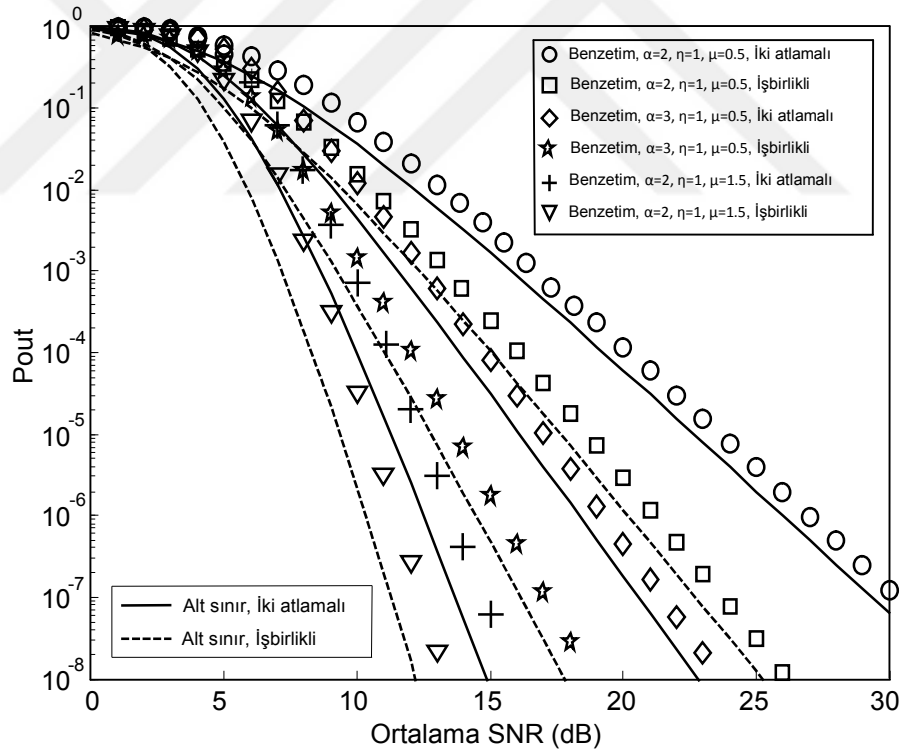
Şekil 3.6.1'de iki atlamalı ve işbirlikli iletim modellerinin OP'si, sistemde 2 ve 4 röle olduğu durumda verilmiştir.



Şekil 3.6.1. En iyi röle seçimli iki atlamalı ve tam seçim çeşitlemeli işbirlikli iletim modelleri için farklı sayıda röle kullanımı ve $\alpha=2$, $\eta=0.5$, $\mu=1.5$ durumunda servis dışı kalma olasılığı başarımı (Format 1).

Burada sönümlenme parametrelerinin değerleri $\alpha=2$, $\eta=0.5$, $\mu=1.5$ olarak alınmıştır. Şekil 3.6.1'den de görüldüğü gibi analitik alt sınır sonuçları benzetim sonuçlarına yakın elde edilmiştir. İki atlamalı sistemde $P_{out} = 10^{-5}$ 'lik başarımla $L=2$ durumunda $SNR \approx 15$ dB'de elde edilirken $L=4$ durumunda aynı başarımla $SNR \approx 10$ dB'de elde edilmektedir. İşbirlikli iletim durumunda ise aynı başarımla $L=2$ olduğunda $SNR \approx 11.5$ dB'de ve $L=4$ olduğunda ise $SNR \approx 8.5$ dB'de sağlanmaktadır. Bu örnekten anlaşılabileceği gibi röle sayısındaki artışın iki atlamalı sistemde daha fazla SNR kazancı sağladığı görülmektedir. Direkt hattın var olduğu durumda yani tam seçim tekniği uygulandığında ise sistem başarımı daha iyi olmaktadır.

Şekil 3.6.2'de α - η - μ dağılımının esnekliğinden faydalanılarak farklı sönümlenme durumları için RS durumundaki OP başarımı verilmiştir.

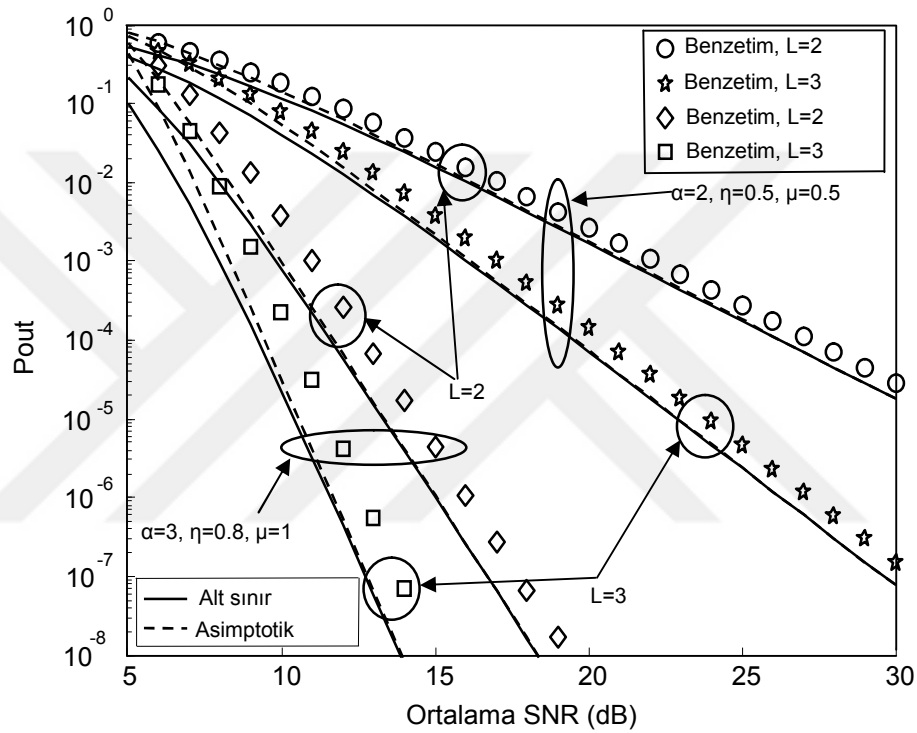


Şekil 3.6.2. En iyi röle seçimli iki atlamalı ve tam seçim çeşitlemeli işbirlikli iletim modellerinin $L=3$ ve $\eta=1$ iken çeşitli α , μ değerleri için servis dışı kalma olasılığı başarımı (Format 1).

Sistemde $L=3$ ve $\eta=1$ iken $\alpha=2$, $\alpha=3$ ve $\mu=0.5$, $\mu=1.5$ durumları için OP elde edilmiştir. Yine buradaki sonuçlar incelendiğinde analitik alt sınır sonuçlarının benzetim sonuçlarına oldukça yakın olduğu görülmektedir. Şekil 3.6.2 incelendiğinde, $\eta=1$ iken

OP'yi azaltmak için μ parametresinin değerin artırılmasının α parametresinin değerin artırılmasından daha etkili olduğu gözlenmiştir.

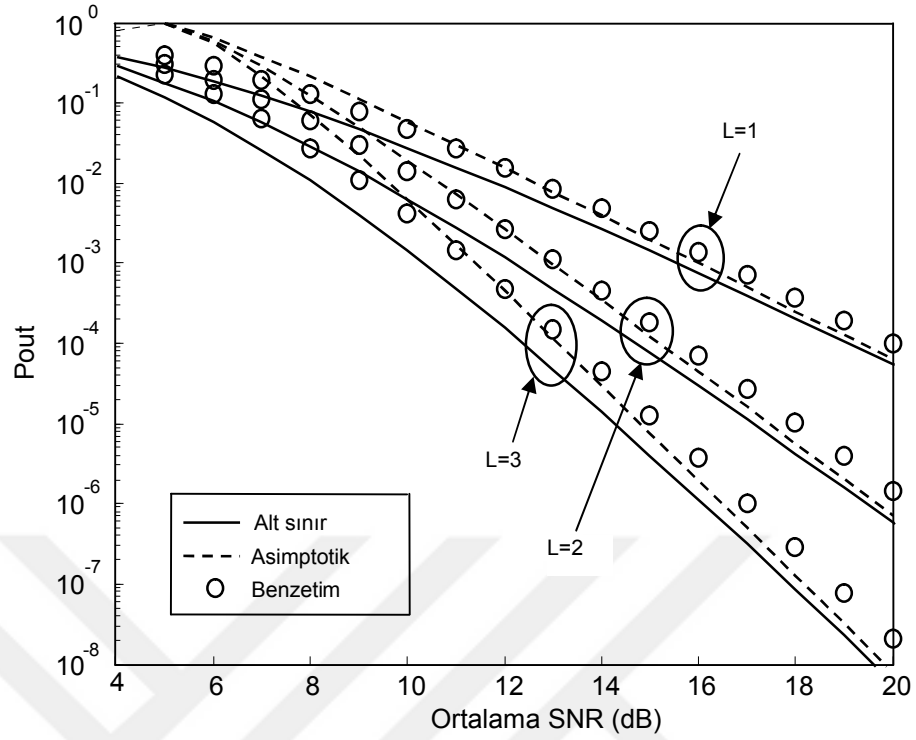
Şekil 3.6.3'te RS tekniğine dayalı iki atlamalı DS-CDMA sistemleri için farklı sayıda röle kullanılması ($L=2$ ve $L=3$) ve sönümlenme parametrelerinin değişik değerleri ($\alpha=2$, $\eta=0.5$, $\mu=0.5$ ile $\alpha=3$, $\eta=0.8$, $\mu=1$) için OP başarımı verilmektedir.



Şekil 3.6.3. En iyi röle seçimli iki atlamalı iletim modeli kullanıldığında farklı röle sayısı ve sönümlenme parametresi değerleri için servis dışı kalma olasılığı başarımı (Format 1).

Ayrıca Şekil 3.6.1 ve Şekil 3.6.2'den farklı olarak bu şekilde asimptotik OP sonuçları da bulunmaktadır. Şekil 3.6.3 incelendiğinde asimptotik sonuçların alt sınır sonuçları ile orta SNR bölgesinden itibaren çok sıkı bir uyum içinde olduğu görülmektedir. Yine diğer şekillerde olduğu gibi burada da benzetim sonuçları ile alt sınır sonuçları birbirine oldukça yakın bulunmuştur. Beklenildiği gibi sönümlenme parametrelerinin değerlerinin ve röle sayısının artırılmasıyla sistem başarımı iyileşmektedir.

Şekil 3.6.4'te tam seçim çeşitlemeli işbirlikli iletim modeli için $\alpha=1.5$, $\eta=1$, $\mu=1$ ve farklı sayıda röle kullanımı ($L=1$, $L=2$ ve $L=3$) durumunda OP başarımı verilmiştir.



Şekil 3.6.4. Tam seçim çeşitlemeli (işbirlikli) iletim modelleri için $\alpha=1.5$, $\eta=1$, $\mu=1$ değerleri ve farklı sayıda röle kullanımı durumunda servis dışı kalma olasılığı başarıımı (Format 1).

Şekil 3.6.4'ten asimptotik sonuçların alt sınır sonuçlarına yüksek SNR bölgesinde oldukça yaklaştığı ve yakın bir uyum içinde olduğu gözlenmektedir. Yine beklenildiği üzere röle sayısı arttıkça OP başarıımı iyileşmektedir.

3.7. Tezdeki Bulguların Özeti

Bu kısımda tez çalışmasında elde edilen bulguların tablolar halinde özeti sunulmuştur. Her bir şekildeki eğrilerin elde edilmesinde kullanılan parametre değerleri ayrı ayrı her bir tabloda verilmiştir.

Bölüm 3.3'te sunulan şekillerde sönümlenme parametresi, Rician K faktörü, röle sayısı gibi parametrelerin toplu halde aldığı değerler her bir şekil için Tablo 3.7.1'de verilmiştir. Bunlara ek olarak, ele alınan sistemin servis dışı kalma olasılığı ve SER başarıımı için kıyaslama sonuçları verilmiştir.

Tablo 3.7.1. Bölüm 3.3'teki bulguların özeti.

	Şekil	Sönümlenme	Rician faktörü (dB)	Röle sayısı	Yorum
Servis dışı kalma olasılığı	3.3.1	$m=1$	$K=3$ ve $K=6$	$L=1, L=2, L=3$	Şekil 3.3.1'de $m=1$ olduğu için
	3.3.2	$m=2, m=3$	$K=3$ ve $K=6$	$L=1, L=2, L=3$	Şekil 3.3.2'ye kıyasla başarımları daha kötüdür.
	3.3.3	$m=2, m=3$	$K=1$	$L=2, L=3$	Şekil 3.3.3'te ise $K=1$ dB
SER	3.3.4	$m=2$	$K=1$	$L=1, L=2$	olduğundan Şekil 3.3.2'ye göre
	3.3.5	$m=2$	$K=1$	$L=1, L=2, L=3$	daha kötü başarımları elde edilmiştir.

Bölüm 3.4'te verilen şekillerde sönümlenme parametresi ve röle sayısı gibi parametrelerin değerleri Şekil 3.4.1 ve Şekil 3.4.2 için Tablo 3.7.2'de verilmiştir. Ele alınan iki atlamalı AF DS-CDMA sisteminin servis dışı kalma olasılığı ve SER başarımları özet olarak sunulmuştur.

Tablo 3.7.2. Bölüm 3.4'teki bulguların özeti.

	Şekil	Sönümlenme	Röle sayısı	Yorum
Servis dışı kalma olasılığı	3.4.1	$m=1$ ve $m=3$	$L=1$	Şekil 3.4.1'de en iyi servis dışı kalma olasılığı başarımları $m=3$, $S=N$ durumunda elde edilmiştir.
SER	3.4.2	$m=2$	$L=1$	Şekil 3.4.2'de en iyi başarımları BPSK modülasyonu kullanıldığında elde edilmiştir.

Bölüm 3.5’te BEP, OP ve CC için elde edilen bulguların özeti Tablo 3.7.3’te verilmiştir. Ele alınan *senaryo (a)* ve *senaryo (b)* durumları için kıyaslamalı sonuçlar özetlenmiştir. Aynı zamanda önerilen analitik ifadelerin benzetim sonuçları ve asimptotik sonuçlar ile olan uyumuna da değinilmiştir.

Tablo 3.7.3. Bölüm 3.5’teki bulguların özeti.

	Şekil	Sönümlenme	Yorum
Bit hata olasılığı	3.5.1	<i>Senaryo (a)</i> $m=1, m=2$ ve $m=3$	Bit hata olasılığı ve servis dışı kalma olasılığı için <i>senaryo (b)</i> durumunda daha iyi bulunmuştur. Bu durumun nedeni <i>senaryo (b)</i> ’de kaynak-hedef kanalının Nakagami- m sönümlü olmasından ($m>1$) kaynaklanmaktadır.
	3.5.2	<i>Senaryo (b)</i> $m=2, m=3$ ve $m=4$	
Servis dışı kalma olasılığı	3.5.3	<i>Senaryo (a)</i> $m=1, m=2$ ve $m=3$	Hem bit hata olasılığı hem de servis dışı kalma olasılığı için analitik sonuçlar benzetim sonuçlarına oldukça yakın elde edilmiştir. Asimptotik sonuçlar ise yüksek SNR’de analitik sonuçlar ile sıkı bir uyum göstermiştir.
	3.5.4	<i>Senaryo (b)</i> $m=2, m=3$ ve $m=4$	
Kanal kapasitesi	3.5.5	<i>Senaryo (a)</i> $m=1, m=2$ ve $m=5$	Ele alınan sistemin kanal kapasitesi sönümlenme parametresinin değeri arttırıldığında hem <i>senaryo (a)</i> hem de <i>senaryo (b)</i> durumunda iyileşmektedir.
	3.5.6	<i>Senaryo (b)</i> $m=1, m=3$ ve $m=12$	

Bölüm 3.6’da en iyi röle seçimli iki atlamalı AF DS-CDMA ve tam seçim çeşitlemeli işbirlikli AF DS-CDMA sistemleri için elde edilen servis dışı kalma olasılığı sonuçlarının özeti Tablo 3.7.4’te verilmiştir. Bu tabloda her şekil için sönümlenme parametrelerinin aldığı değerler ile röle sayısı verilmiştir.

Tablo 3.7.4. Bölüm 3.6'daki bulguların özeti.

	Şekil	Sönümlenme	Röle sayısı	Yorum
Servis dışı kalma olasılığı	3.6.1	$\alpha=2, \eta=0.5$ ve $\mu=1.5$	$L=2$ ve $L=4$	Şekil 3.6.1'de röle sayısındaki artışın iki atlamalı sistemde daha fazla iyileşme sağladığı görülmüştür. Şekil 3.6.2'den ise $\eta=1$ iken μ parametresinin başarımında daha etkili olduğu görülmüştür.
	3.6.2	$\alpha=2, \eta=1$ ve $\mu=0.5$ $\alpha=3, \eta=1$ ve $\mu=0.5$ $\alpha=2, \eta=1$ ve $\mu=1.5$	$L=3$	
	3.6.3	$\alpha=2, \eta=0.5$ ve $\mu=0.5$ $\alpha=3, \eta=0.8$ ve $\mu=0.5$	$L=2$ ve $L=3$	Elde edilen analitik sonuçlar benzetim sonuçlarına oldukça yakın bulunmuştur. Röle sayısının artmasıyla hem en iyi röle seçimi durumunda hem de tam seçim çeşitlemesi durumunda başarımlar iyileşmektedir.
	3.6.4	$\alpha=1.5, \eta=1$ ve $\mu=1$	$L=1, L=2$ ve $L=3$	

4. BÖLÜM

TARTIŞMA, SONUÇ VE ÖNERİLER

Günümüzde ses ve multimedya gibi farklı türlerdeki mesaj işaretlerinin iletimi çoğunlukla kablosuz olarak yapılmaktadır. Bu yüzden kablosuz ve gezgin haberleşme sistemlerinin gelişimi çok önem kazanmıştır. Aynı zamanda çok sayıda kullanıcının taleplerini karşılamak ve bunu sınırlı bant genişliğini en iyi şekilde kullanarak güvenli bir şekilde yapmak gerekmektedir. Çok kullanıcıli sistemlerin gelişmesinde en önemli adımlardan birisi de üçüncü nesil haberleşme sistemleridir. Üçüncü nesil kablosuz ve gezgin haberleşme sistemleri temel olarak CDMA teknolojisine dayanmaktadır. CDMA tekniği sayesinde çoklu erişim yeteneği daha iyi seviyelere çıkmış ve güvenlik seviyesi de önemli derecede arttırılmıştır. Ancak kablosuz iletim kanallarındaki sönümlenme etkileri en büyük sorunlardan bir tanesi olarak karşımıza çıkmaktadır. Bu sorunu aşabilmek için literatürde işbirlikli çeşitleme yöntemleri önerilmiştir. Böylelikle sönümlenmenin yıkıcı etkileri ortadan kaldırılmaya çalışılmıştır. Bunlara ek olarak literatürde üçüncü nesil haberleşme teknolojilerinden DS-CDMA sistemlerinde sönümlenmenin olumsuz etkilerinin ortadan kaldırmak için işbirlikli çeşitleme yöntemlerinin kullanılması önerilmiştir. Bu tez çalışmasında, işbirlikli çeşitleme teknikleri kullanılarak DS-CDMA sistemleri kaynak, röle ve hedef arasındaki kanalların aynı sönümlenmeye sahip olduğu simetrik sönümlenme durumunda ve farklı sönümlenmeye sahip olduğu asimetrik sönümlenme şartlarında analiz edilmiştir. Farklı sönümlenme modelleri ele alınarak değişik kablosuz kanal şartları altında işbirlikli DS-CDMA sistemlerinin başarımları detaylı olarak sunulmuştur.

Bu tez çalışmasında ilk olarak, iki atlamalı ve işbirlikli AF DS-CDMA sistemlerinin farklı sönümlü kanallardaki BER başarımlı bilgisayar benzetimleri aracılığıyla incelenmiştir. Ele alınan iki atlamalı ve işbirlikli sistem yapıları Weibull,

Rayleigh/Rician, Rician/Rayleigh ve Rayleigh/Weibull gibi farklı sönümlenme şartları altında analiz edilmiştir. Başarım analizleri sistemde farklı sayıda röle kullanılması durumu ve farklı sönümlenme şiddetlerini kapsayacak şekilde sunulmuştur. Özellikle rölesiz DS-CDMA sistemlerinin başarımı işbirlikli AF yöntemi kullanılarak iyileştirilmiştir. Sistemde röle sayısının ve sönümlenme parametresinin değerinin artırılması durumlarında daha iyi başarım elde edilmiştir.

İkinci olarak çok röleli işbirlikli AF DS-CDMA sistemleri asimetrik Nakagami- m /Rician sönümlü kanallarda ele alınmıştır. Sistemin toplam MGF ifadesi alınan SNR'nin üst sınır yaklaşımından faydalanılarak türetilmiştir. Daha sonra yüksek SNR şartları altında toplam MGF için asimptotik bir ifade önerilmiştir. Türetilen MGF ifadelerinin ters Laplace dönüşümü vasıtasıyla servis dışı kalma olasılığının analitik alt sınırı ve asimptotik sonuçlar elde edilmiştir. Buna ek olarak yine türetilen MGF ifadelerinden faydalanılarak sistemin SER'inin üst sınırı ve asimptotik sonuçları bulunmuştur. Elde edilen nümerik sonuçlar benzetim sonuçları ile karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Bu kısımda Nakagami- m dağılımının esnekliğinden faydalanılarak kaynak-hedef kanalının Rayleigh sönümlü ($m=1$) olduğu durum ile $m>1$ iken daha iyi olduğu durumda analizler yapılmış ve kaynak-hedef kanalının iyi şartlara sahip olmasının sistem başarımını ciddi şekilde iyileştirdiği görülmüştür. $L=1$ ve $K=3$ dB durumunda 10^{-5} 'lik servis dışı kalma olasılığı başarımı $m=1$ iken ancak $SNR=30$ dB'de elde edilmiş fakat aynı başarım $m=2$ iken $SNR=23$ dB seviyesinde elde edilmiştir. Bu şekilde yaklaşık 7 dB'lik SNR kazancı sağlanabileceği gösterilmiştir.

Üçüncü olarak tek röleli iki atlamalı AF DS-CDMA sistemleri kaynak-hedef kanalı Rayleigh ve röle-hedef kanalı Nakagami- m sönümlü iken incelenmiştir. Ele alınan sistem için tam CDF ve MGF ifadeleri türetilerek servis dışı kalma olasılığı ve SER başarımları sunulmuştur. Türetilen tam ifadelerden elde edilen nümerik sonuçların benzetim sonuçları ile çok iyi uyum gösterdiği gözlenmiştir.

Dördüncü olarak tek röleli işbirlikli AF DS-CDMA sistemlerinde kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanallar Nakagami- m sönümlü iken kaynak-hedef arasındaki kanalın önce Rayleigh daha sonra Nakagami- m sönümlü olduğu iki farklı sönümlenme durumu için OP, BEP ve CC ifadeleri türetilmiştir. Bunlara ek olarak servis dışı kalma olasılığı

ve BEP için asimptotik ifadeler türetilmiştir. Elde edilen nümerik sonuçlar benzetim sonuçları ile kıyaslamalı olarak sunulmuştur. Asimptotik sonuçların alt sınır sonuçları ile orta SNR bölgesinden itibaren çok sıkı uyum içinde olduğu gösterilmiştir.

Son olarak ise iki atlamalı ve işbirlikli AF DS-CDMA sistemleri için $\alpha - \eta - \mu$ sönümlü kanallarda röle seçimi ve tam seçim çeşitlemesi teknikleri uygulanarak servis dışı kalma olasılığının alt sınırı türetilmiştir. Öncelikle $\alpha - \eta - \mu$ dağılımının tam CDF ifadesi ve asimptotik CDF ifadesi türetilmiştir. Daha sonra türetilen CDF'ler kullanılarak sistemin başarımı için alt sınır sonuçları, asimptotik sonuçlar ve benzetim sonuçları karşılaştırmalı olarak sunulmuştur. Elde edilen alt sınır sonuçlarının benzetim sonuçlarına oldukça yakın çıktığı gözlenmiş ve elde edilen ifadelerin doğruluğu gösterilmiştir. Bu kısımda türetilen ifadelerde sönümlenme parametrelerinin değerleri ayarlanarak ele alınan sistem modelleri rahatlıkla Rayleigh, Nakagami- m , Weibull, $\alpha - \mu$ ve $\eta - \mu$ sönümlü kanallarda analiz edilebilir.

Bu tez çalışmasının, kendi alanında literatürü geliştirdiği ve tez konusuyla alakalı bazı boşlukları doldurduğu söylenebilir. Ayrıca bu tez çalışması ile kablosuz ve gezgin haberleşme alanında ülkemizde bilgi üretiminin sağlanmasına, bu sayede önemli bir bilgi birikiminin oluşmasına da katkıda bulunulmuştur. Bu çalışmanın devamı olarak incelenen iki atlamalı ve işbirlikli DS-CDMA sistemleri frekans seçici sönümlenme şartlarında ele alınabilir ve AF aktarma yöntemi yerine DF aktarma yönteminin kullanıldığı DS-CDMA sistemleri de ayrı bir araştırma konusu olabilir. Yine ele alınan işbirlikli DS-CDMA sistemleri çok yollu sönümlenmeye sahip daha genel kanal şartlarında da incelenebilir. Bütün bunlara ek olarak bu tez çalışmasında ele alınan sistemlerde çeşitli kanal kodlama teknikleri uygulanarak bu sistemlerin başarımı araştırılabilir.

KAYNAKÇA

1. Rappaport, T.S., 2002. Wireless Communications-Principles and Practice. Prentice-Hall, USA, 736 p.
2. Proakis, J.G., Salehi, M., 2008. Digital Communications. McGraw-Hill, USA, 1150 p.
3. 3rd Generation Partnership Project 2 (3GPP2), https://www.3gpp2.org/Public_html/Specs/C.S0002-D_v2.0_051006.pdf, (Erişim Tarihi: 8 Ağustos 2017).
4. Buehrer, R.M., 2006. Code Division Multiple Access (CDMA). Morgan & Claypool, USA, 182 p.
5. Laneman, J.N., Wornell, G.W., Tse, D.N.C., 2001. An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks, pp. 294. *IEEE International Symposium on Information Theory*, 29 June, 2001, Washington, D.C., USA.
6. Laneman, J.N., Tse D.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.
7. Sendonaris, A., Erkip, E., Aazhang, B., 2003. User cooperation diversity-Part I: System description. **IEEE Transactions on Communications**, **51** (11): 1927-1938.
8. 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.
9. Laneman, J.N., 2002. Cooperative Diversity in Wireless Networks: Algorithms and Architectures, Massachusetts Institute of Technology, Ph.D. Thesis, Cambridge, MA, 187 p.
10. Wang, T., Cano, A., Giannakis, G.B., *et al.*, 2007. High performance cooperative demodulation with decode and forward relays. **IEEE Transactions on Communications**, **55** (7): 1427-1438.
11. Soliman, S., 2014. Probabilistic and Transform Analyses of Amplify-And-Forward Wireless Relaying, University of Alberta, Ph.D. Thesis, Alberta, 229 p.
12. Verdu, S., 1998. Multiuser Detection. Cambridge University Press, London, 451 p.
13. Develi, İ., 2003. Ağırıklı Toparlama Dizili DD/KBÇE İletişim Sistemleri İçin Yayma Kodlarının Tanımlanmasında ve En İyilerinin Belirlenmesinde Yeni

Yaklaşımlar, Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü, Doktora Tezi, Kayseri, 153 s.

14. Moshavi, S., 1996. Multi-user detection for DS-CDMA communications. **IEEE Communications Magazine**, **34** (10): 124-136.
15. Murillo-Fuentes, J.J., Perez-Cruz, F., 2009. Gaussian process regressors for multiuser detection in DS-CDMA systems. **IEEE Transactions on Communications**, **57** (8): 2339-2347.
16. Lupas, R., Verdu, S., 1989. Linear multiuser detectors for synchronous code-division multiple-access channels. **IEEE Transactions on Information Theory**, **35** (1): 123-136.
17. Lupas, R., Verdu, S., 1990. Near-far resistance of multiuser detectors in asynchronous channels. **IEEE Transactions on Communications**, **38** (4): 496-508.
18. Nosratinia, A., Hunter, T.E., Hedayat, A., 2004. Cooperative communication in wireless networks. **IEEE Communications Magazine**, **42** (10): 74-80.
19. Kim, S.W., 2014. Cooperative communications with unreliable relays. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **13** (11): 5932-5939.
20. Beres, E., Adve, R., 2008. Selection cooperation in multi-source cooperative networks. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **7** (1): 118-127.
21. Bletsas, A., Khisti, A., Reed, D.P., *et al.*, 2006. A simple cooperative diversity method based on network path selection. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, **24** (3): 659-672.
22. Yeoh, P.L., El Kashlan, M., Chen, Z., *et al.*, 2011. SER of multiple amplify-and-forward relays with selection diversity. **IEEE Transactions on Communications**, **59** (8): 2078-2083.
23. Mehrizi, S., Mahboobi, B., 2017. Cooperative MIMO relay beamforming in overloaded DS/CDMA multicast networks. **IET Communications**, **11** (3): 344-354.
24. Shi, J., Song, Z., Ni, Q., 2017. Distributed resource allocation assisted by intercell interference mitigation in downlink multicell MC DS-CDMA systems. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **16** (2): 1250-1266.

25. Kulhandjian, H., Melodia, T., Koutsonikolas, D., 2015. CDMA-based analog network coding for underwater acoustic sensor networks. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **14** (11): 6495-6507.
26. Wang, S., An, S.-N., Miao, X.-Q., *et al.*, 2015. Compressed sensing assisted joint channel estimation and detection for DS-CDMA uplink. **IEEE Communications Letters**, **19** (10): 1730-1733.
27. Ganhao, F., Bernardo, L., Dinis, R., *et al.*, 2015. Uplink performance evaluation of packet combining ARQ for MPR prefix-assisted DS-CDMA. **IEEE Transactions on Communications**, **63** (7): 2685-2697.
28. Khuong, H.V., Kong, H.Y., 2006. Error probability evaluation of a novel cooperative communications signaling strategy in CDMA systems. **Journal of Communications and Networks**, **8** (3): 257-266.
29. Vardhe, K., Reynolds, D., Valenti, M.C., 2008. The performance of multi-user cooperative diversity in an asynchronous CDMA uplink. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **7** (5): 1930-1940.
30. Kariyapperuma, A.V., Jayaweera, S.K., 2008. An asymptotically full rate cooperative communication scheme for DS-CDMA systems with non-orthogonal codes, pp. 1-6. *ISITA2008, International Symposium on Information Theory and Its Applications*, 7-10 December, 2008, City of Sails, Auckland, New Zealand.
31. Huang, W.-J., Hong, Y.-W.P., Kuo, C.-C.J., 2008. Relay-assisted decorrelating multiuser detector (RAD-MUD) for cooperative CDMA networks. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, **26** (3): 550-560.
32. Razavizadeh, S.M., 2008. Cooperative diversity in downlink of cellular CDMA systems using maximum ratio precoding, pp. 1-5. *14th Asia-Pacific Conference on Communications*, 14-16 October, 2008, Tokyo, Japan.
33. Zarifi, K., Affes, S., Ghayeb, A., 2009. Asymptotic analysis and design of multiuser cooperative DS-CDMA systems, pp. 1-6. *IEEE International Conference on Communications*, 14-18 June, 2009, Dresden, Germany.
34. Boujemaa, H., 2012. Multihop multibranch relaying for cooperative DS-CDMA systems, pp. 132-136. *11th International Conference on Information Science, Signal Processing and their Applications (ISSPA)*, 2-5 July, 2012, Montreal, Canada.

35. Hakim, H., Boujemaa, H., Ajib, W., 2012. BEP and throughput analysis of incremental selective relaying in DS-CDMA systems, pp. 1-5. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, 3-6 September, 2012, Quebec City, Canada.
36. Zhang, P., Chen, S., Hanzo, L., 2013. Differential space-time shift keying-aided successive-relaying-assisted decode-and-forward cooperative multiuser CDMA. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **62** (5): 2156-2169.
37. Damodaran, S.P., Nagaradjane, P., Murali, N.V.A., 2013. Cooperative communication aided downlink DS-CDMA using preprocessing based on vector quantized channel impulse responses, pp. 781-786. *International Conference on Communication and Signal Processing*, 3-5 April, 2013, Melmaruvathur, India.
38. Boujemaa, H., 2009. Exact and asymptotic BEP of cooperative DS-CDMA systems using decode and forward relaying in the presence of multipath propagation. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **8** (9): 4464-4469.
39. Kotchasarn, C., 2009. Cooperative diversity for synchronous uplink DS-CDMA transmission over Rayleigh frequency flat fading channel, pp. 53-56. *IEEE Student Conference on Research and Development*, 16-18 November, 2009, Serdang, Malaysia.
40. Li, L., Wang, L., Hanzo, L., 2013. Successive AF/DF relaying in the cooperative DS-CDMA uplink: Capacity analysis and its system architecture. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **62** (2): 655-666.
41. Abdizadeh, M.T., Jafarnia A., 2009. Multiuser power allocation in downlink of cooperative CDMA networks, pp. 546-550. *20th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 13-16 September, 2009, Tokyo, Japan.
42. Abdizadeh, M., Jafarnia, A., Rad, H.J., 2009. Multiuser precoding and power allocation in downlink of cooperative CDMA networks, pp. 279-283. *International Conference on Advanced Technologies for Communications*, 12-14 October, 2009, Hai Phong, Vietnam.
43. Abdizadeh, M., Rad, H.J., Jafarnia, A., 2009. Cooperative communication with power allocation in downlink CDMA networks, pp. 284-288. *International Conference on Advanced Technologies for Communications*, 12-14 October, 2009, Hai Phong, Vietnam.

44. de Lamare, R.C., 2009. Joint power allocation and interference suppression techniques for cooperative CDMA systems, pp. 1-5. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 26-29 April, 2009, Barcelona, Spain.
45. de Lamare, R.C., 2012. Joint iterative power allocation and linear interference suppression algorithms for cooperative DS-CDMA networks. **IET Communications**, **6** (13): 190-1942.
46. Gu, J., de Lamare, R.C., 2014. Joint SIC and multi-relay selection algorithms for cooperative DS-CDMA systems, pp. 556-560. *22nd European Signal Processing Conference (EUSIPCO)*, 1-5 September, 2014, Lisbon, Portugal.
47. Gu, J., de Lamare, R.C., 2014. Joint parallel interference cancellation and relay selection algorithms based on greedy techniques for cooperative DS-CDMA systems, pp. 2754-2758. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 4-9 May, 2014, Florence, Italy.
48. Gu, J., de Lamare, R.C., 2016. Joint interference cancellation and relay selection algorithms based on greedy techniques for cooperative DS-CDMA systems. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, **2016**: 1-19.
49. Zappone, A., Jorswieck, E., 2010. Resource allocation in relay-assisted DS/CDMA interference channels: A Stackelberg game approach, pp. 260-265. *The 10th IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology*, 15-18 December, 2010, Luxor, Egypt.
50. Zappone, A., Jorswieck, E., 2011. Game-theoretic resource allocation in relay-assisted DS/CDMA systems with successive interference cancellation, pp. 3208-3211. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 22-27 May, 2011, Prague, Czech Republic.
51. Venturino, L., Wang, X., Lops, M., 2005. Multiuser detection for cooperative networks and performance analysis, pp. 940-944. *IEEE 6th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, 5-8 June, 2005, New York, USA.
52. Venturino, L., Wang, X., Lops, M., 2006. Multiuser detection for cooperative networks and performance analysis. **IEEE Transactions on Signal Processing**, **54** (9): 3315-3329.

53. de Almeida, A.L.F., Fernandes, C.A.R., da Costa, D.B., 2013. Multiuser detection for uplink DS-CDMA amplify-and-forward relaying systems. **IEEE Signal Processing Letters**, **20** (7): 697-700.
54. Zhang, X., Gong, Y., Xiao, G., 2009. Multiuser detection for decode-and-forward cooperative relaying in DS-CDMA systems, pp.1-5. *IEEE 69th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 26-29 April, 2009, Barcelona, Spain.
55. Jahromi, A.J., Aghaeinia, H., Daneshmand, S., *et al.*, 2009. On multi-user detection in CDMA based cooperative networks, pp. 1-6. *IEEE Sarnoff Symposium*, 30 March-1 April, 2009, New Jersey, USA.
56. Fang, W., Yang, L-L., Hanzo, L., 2009. Transmitter-preprocessing-assisted cooperative downlink transmission in DS-CDMA systems experiencing propagation path loss and Nakagami- m fading. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **58** (8): 4182-4192.
57. Fang, W., Yang, L-L., Hanzo, L., 2009. Performance of DS-CDMA downlink using transmitter preprocessing and relay diversity over Nakagami- m fading channels. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **8** (2): 678-682.
58. Mehemed, A., Hamouda, W., 2011. Outage performance in cooperative CDMA systems over Nakagami- m fading channels, pp. 1904-1908. *IEEE 22nd International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 11-14 September, 2011, Toronto, Canada.
59. Mehemed, A., Hamouda, W., 2012. Outage analysis of cooperative CDMA systems in Nakagami- m fading channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **61** (2): 618-623.
60. Mehemed, A., Hamouda, W., 2012. Asymptotic outage probability for amplify-and-forward CDMA systems over Nakagami- m fading channels, pp. 1-5. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, 3-6 September, 2012, Quebec City, Canada.
61. Mehemed, A., Hamouda, W., 2013. AF cooperative CDMA outage probability analysis in Nakagami- m fading channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **62** (3): 1169-1176.
62. Eid, A., Hamouda, W., Dayoub, I., 2009. Performance of DAF cooperative CDMA networks in frequency-selective fading channels, pp. 1-5. *IEEE 69th Vehicular Technology Conference (VTC Spring)*, 26-29 April, 2009, Barcelona, Spain.

63. Eid, A., Hamouda, W., Dayoub, I., 2011. Performance of multi-relay coded cooperative diversity in asynchronous code-division multiple-access over fading channels. **IET Communications**, **5** (5): 683-692.
64. Mehemed, A., Hamouda, W., 2010. Performance of turbo coded cooperative asynchronous DS-CDMA in frequency-selective fading channels, pp. 444-447. *25th Biennial Symposium on Communications*, 12-14 May, 2010, Kingston, ON, Canada.
65. Gu, J., de Lamare, R.C., 2016. Dynamic buffer-aided distributed space time coding techniques for cooperative DS-CDMA systems, pp. 1-6. *20th International ITG Workshop on Smart Antennas*, 9-11 March, 2016, Berlin, Germany.
66. Gu, J., de Lamare, R.C., 2016. Buffer aided distributed space time coding techniques for cooperative DS-CDMA systems, pp. 3626-3630. *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing (ICASSP)*, 20-25 March, 2016, Shanghai, China.
67. Gu, J., de Lamare, R.C., 2016. Buffer-aided distributed space-time coding schemes and algorithms for cooperative DS-CDMA systems. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, **2016**: 1-15.
68. Gangula, R., Bhattacharjee, R., 2009. On the performance of cooperative DS CDMA system using distributed space time spreading, pp. 1-4. *First UK-India International Workshop on Cognitive Wireless Systems (UKIWCWS)*, 10-12 December, 2009, New Delhi, India.
69. Zhou, S., Alfano, G., Nordio, A., Chiasserini, C.-F., 2015. Ergodic capacity analysis of MIMO relay network over Rayleigh-Rician channels. **IEEE Communications Letters**, **19** (4): 601-604.
70. Jayasinghe, P., Jayasinghe, L.K.S., Juntti, M., Latva-Aho, M., 2013. Performance analysis of optimal beamforming in AF MIMO relaying over asymmetric fading channels, pp. 708-712. *IEEE 24th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications: Fundamentals and PHY Track*, 8-11 September, 2013, London, United Kingdom.
71. Jayasinghe, P., Jayasinghe, L.K.S., Juntti, M., Latva-Aho, M., 2014. Performance analysis of optimal beamforming in fixed-gain AF MIMO relaying over asymmetric fading channels. **IEEE Transactions on Communications**, **62** (4): 1201-1217.

72. Suraweera, H.A., Louie, R.H.Y., Li, Y., *et al.*, 2009. Two hop amplify-and-forward transmission in mixed Rayleigh and Rician fading channels. **IEEE Communications Letters**, **13** (4): 227-229.
73. 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): 227-229.
74. Ouyang, J., Lin, M., Zhuang, Y., 2012. Performance analysis of beamforming with feedback delay in two-hop AF relaying over Rayleigh-Rician fading channels. **Electronics Letters**, **48** (11): 663-664.
75. Ouyang, J., Lin, M., Zhuang, Y., 2012. Performance analysis of cooperative relay networks over asymmetric fading channels. **Electronics Letters**, **48** (21): 1370-1371.
76. 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.
77. Soliman, S., Beaulieu, N.C., 2012. Dual-hop AF relaying systems in mixed Nakagami- m and Rician links, pp. 447-452. *IEEE Globecom Workshops*, 3-7 December, 2012, Anaheim, CA, USA.
78. Soliman, S., Beaulieu, N.C., 2014. The bottleneck effect of Rician fading in dissimilar dual-hop AF relaying systems. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **63** (4): 1957-1965.
79. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2013. Outage probability analysis of dual-hop decode-and-forward relaying over mixed Rayleigh and generalized Gamma fading channels. **Wireless Personal Communications**, **71** (2): 947-954.
80. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2013. SER performance of amplify-and-forward cooperative diversity over asymmetric fading channels. **Wireless Personal Communications**, **73** (3): 1117-1127.
81. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., *et al.*, 2015. Performance of two-hop relay assisted decode-and-forward transmission under mixed fading environments. **Elektronika ir Elektrotechnika**, **21** (1): 60-63.
82. Spalevic, P., Stefanovic, M., Panic, S., *et al.*, 2012. Amplify-and-forward relay transmission over mixed Rayleigh and Hoyt fading channels. **Elektronika ir Elektrotechnika**, **120** (4): 21-25.

83. Zhao, Y., Adve, R., Lim T.J., 2006. Symbol error rate of selection amplify-and-forward relay systems. **IEEE Communications Letters**, **10** (11): 757-759.
84. Wang, Q., Jing, Y., 2016. Closed-form average SNR and ergodic capacity approximations for best relay selection. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **65** (4): 2827-2833.
85. 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.
86. Ibrahim, A.S., Sadek, A.K., Su, W., *et al.*, 2008. Cooperative communications with relay selection: When to cooperate and whom to cooperate with?. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **7** (7): 2814–2827.
87. Beres, E., Adve, R., 2008. Selection cooperation in multi-source cooperative networks. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **7** (1): 118–127.
88. da Costa, D.B., Aissa, S., 2010. Amplify-and-forward relaying in channel noise-assisted cooperative networks with relay selection. **IEEE Communications Letters**, **14** (7): 608–610.
89. Soliman, S., Beaulieu, N.C., 2013. Dual-hop AF systems with maximum end-to-end SNR relay selection over Nakagami- m and Rician fading links, pp. 155-161. *International Conference on Computing, Networking and Communications (ICNC)*, 28-31 January, 2013, San Diego, USA.
90. Soliman, S., Beaulieu, N.C., 2012. Exact analysis of dual-hop AF maximum end-to-end SNR relay selection. **IEEE Transactions on Communications**, **60** (8): 2135-2145.
91. Soliman, S., Beaulieu, N.C., 2014. Design factors for dual-hop AF systems with partial relay selection, pp. 580-584. *International Symposium on Information Theory and its Applications*, 26-29 October, 2014, Melbourne, Australia.
92. Krikidis, I., Thompson, J., McLaughlin, S., *et al.*, 2008. Amplify-and-forward with partial relay selection. **IEEE Communications Letters**, **12** (4): 235-237.
93. Soliman, S., Beaulieu, N.C., 2012. Exact analytical solution for AF relaying systems with full selection diversity, pp. 3995-4000. *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, 10-15 June, 2012, Ottawa, ON, Canada.

94. Dixit, D., Sahu, P.R., 2012. Symbol error rate of rectangular QAM with best-relay selection in cooperative systems over Rayleigh fading channels. **IEEE Communications Letters**, **16** (4): 466-469.
95. Chu, S-I., 2011. Performance of amplify-and-forward cooperative communications with the N th best-relay selection scheme over Nakagami- m fading channels. **IEEE Communications Letters**, **15** (2): 172-174.
96. 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.
97. Ikki, S.S., Ahmed, M.H., 2010. On the performance of cooperative-diversity networks with the N -th best-relay selection scheme. **IEEE Transactions on Communications**, **58** (11): 3062-3069.
98. Li, G., Chen, J., Huang, Y., *et al.*, 2014. Outage performance of multiple-input multiple-output decode-and-forward relay networks with the N th-best relay selection scheme in the presence of co-channel interference. **IET Communications**, **8** (15): 2762-2773.
99. Li, G., Chen, J., Huang, Y., 2013. Outage analysis of MIMO DF relay systems with partial N th-best relay selection scheme in the presence of co-channel interference, pp. 1-6. *International Conference on Wireless Communications and Signal Processing*, 24-26 October, 2013, Hangzhou, China.
100. Kumar, N., Bhatia, V., 2015. Analysis of symbol error rate for amplify-and-forward networks with best-relay selection over Weibull fading channels, pp. 111-115. *International Conference on Signal Processing and Communication (ICSC)*, 16-18 March, 2015, Noida, India.
101. Bao, V.N.Q., Duong, T.Q., da Costa, D.B., *et al.*, 2013. Cognitive amplify-and-forward relaying with best relay selection in non-identical Rayleigh fading. **IEEE Communications Letters**, **17** (3): 475-478.
102. Li, H., Zhao, Q., 2006. Distributed modulation for cooperative wireless communications. **IEEE Signal Processing Magazine**, **23** (5): 30-36.
103. Simon, M.K., Alouini, M.-S., 2000. Digital Communication Over Fading Channels. Wiley, USA, 544 p.

- 104.Ikki, S.S., Ahmed, M.H., 2007. Performance analysis of cooperative diversity wireless networks over Nakagami- m fading channel. **IEEE Communications Letters**, **11** (4): 334-336.
- 105.Gradshteyn, I.S., Ryzhik, I.M., 2007. Table of Integrals, Series and Products. Academic Press, UK, 1171 p.
- 106.Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2017. Average symbol error rate and outage probability of DS-CDMA systems with AF relaying over asymmetric fading channels. **Physical Communication**, **23**: 76-83.
- 107.Hasna, M.O., Alouini, M-S., 2004. A performance study of dual-hop transmissions with fixed gain relays. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **3** (6): 1963-1968.
- 108.Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2016. An analytical study for two-hop amplify-and-forward DS-CDMA systems over Rayleigh/Nakagami- m fading channels, pp. 1-7. *2nd World Congress on Electrical Engineering and Computer Systems and Science (EECSS'16)*, 16-17 August, 2016, Budapest, Hungary.
- 109.Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2018. A comprehensive performance analysis of relay-aided CDMA communications over dissimilar fading channels. **AEÜ-International Journal of Electronics and Communications**, **83**: 339-347.
- 110.Chiani, M., Dardari, D., Simon, M.K., 2003. New exponential bounds and approximations for the computation of error probability in fading channels. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **2** (4): 840-845.
- 111.Olver, F.W.J., Lozier, D.W., Boisvert, R.F., *et al.*, 2010. NIST Handbook of Mathematical Functions, Series and Products. Cambridge University Press, UK, 951 p.
- 112.Wolfram, <http://functions.wolfram.com/PDF/Hypergeometric2F1.pdf>, (Erişim Tarihi: 8 Ağustos 2017).
- 113.Papazafeiropoulos, A.K., Kotsopoulos, S.A., 2011. The α - λ - μ and α - η - μ small-scale general fading distributions: A unified approach. **Wireless Personal Communications**, **57** (4): 735-751.
- 114.Salahat, E., Hakam, A., 2014. Performance analysis of α - η - μ and α - κ - μ generalized mobile fading channels, pp. 1-6. *20th European Wireless Conference*, 14-16 May, 2014, Barcelona, Spain.

115. Badarneh, O.S., 2015. Error rate analysis of M-ary phase shift keying α - η - μ fading channels subject to additive Laplacian noise. **IEEE Communications Letters**, **19** (7): 1253-1256.
116. Badarneh, O.S., Aloqlah, M.S., 2016. Performance analysis of digital communication systems over α - η - μ fading channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **65** (10): 7972-7981.
117. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2017. Outage performance of cooperative DS-CDMA systems with best path selection over α - η - μ fading channels. **Electronics Letters**, **53** (11): 752-754.
118. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2016. Performance of two-hop DS-CDMA systems using amplify-and-forward protocol over different fading channels. **Elektronika ir Elektrotechnika**, **22** (1): 97-101.
119. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2016. Performance of dual-hop DS-CDMA systems with AF relaying over Rician fading channels, pp. 811-814. *International Conference on Advanced Technology & Sciences (ICAT'16)*, 1-3 September, 2016, Konya, Turkey.
120. Kapucu, N., Develi, I., Bilim, M., 2015. İşbirlikli DD-KBÇE sistemlerin Weibull/Rayleigh sönümlü kanallarda BHO analizi, pp. 888-891. *IEEE 23. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, 16-19 Mayıs, 2015, Malatya, Türkiye.
121. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, İ., 2017. Tam seçim çeşitlemeli AF DS-CDMA sistemlerin α - η - μ sönümlü kanallarda servis-dışı kalma olasılığı, pp. 1-4. *IEEE 25. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, 15-18 Mayıs, 2017, Antalya, Türkiye.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı, Soyadı : Nuri KAPUCU
 Uyruğu : Türkiye (T.C.)
 Doğum Tarihi ve Yeri : 19 Ağustos 1987, Kırıkkale
 Medeni Durumu : Bekar
 Telefon : +90 352 207 66 66
 Email : nurikapucu@erciyes.edu.tr
 Yazışma Adresi : Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-
 Elektronik Mühendisliği Bölümü, 38039,
 Melikgazi/Kayseri

EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	ERÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektrik-Elektronik Müh.	2012
Lisans	ERÜ Mühendislik Fak., Elektrik-Elektronik Müh.	2010

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2011- Halen	Mühendislik Fakültesi, Elektrik- Elektronik Mühendisliği Bölümü, Erciyes Üniversitesi	Araştırma Görevlisi
2010-2011	Mühendislik-Mimarlık Fakültesi, Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümü, Bozok Üniversitesi	Araştırma Görevlisi

YABANCI DİL

İngilizce

TEZ KONUSU İLE ALAKALI SCI/SCI-EXPANDED KAPSAMINDAKİ DERGİLERDE YAYINLANAN ÇALIŞMALAR

1. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2017. Outage performance of cooperative DS-CDMA systems with best path selection over α - η - μ fading channels. **Electronics Letters**, **53** (11): 752-754.
2. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2017. Average symbol error rate and outage probability of DS-CDMA systems with AF relaying over asymmetric fading channels. **Physical Communication**, **23**: 76-83.
3. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2018. A comprehensive performance analysis of relay-aided CDMA communications over dissimilar fading channels. **AEÜ-International Journal of Electronics and Communications**, **83**: 339-347.
4. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2016. Performance of two-hop DS-CDMA systems using amplify-and-forward protocol over different fading channels. **Elektronika ir Elektrotechnika**, **22** (1): 97-101.

TEZ KONUSU İLE ALAKALI ULUSAL/ULUSLARARASI KONFERANSLARDA SUNULAN BİLDİRİLER

1. Kapucu, N., Develi, I., Bilim, M., 2015. İşbirlikli DD-KBÇE sistemlerin Weibull/Rayleigh sönümlü kanallarda BHO analizi, pp. 888-891. *IEEE 23. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, 16-19 Mayıs, 2015, Malatya, Türkiye.
2. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, İ., 2017. Tam seçim çeşitlemeli AF DS-CDMA sistemlerin α - η - μ sönümlü kanallarda servis-dışı kalma olasılığı, pp. 1-4. *IEEE 25. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, 15-18 Mayıs, 2017, Antalya, Türkiye.
3. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2016. Performance of dual-hop DS-CDMA systems with AF relaying over Rician fading channels, pp. 811-814. *International*

Conference on Advanced Technology & Sciences (ICAT'16), 1-3 September, 2016, Konya, Turkey.

4. Kapucu, N., Bilim, M., Develi, I., 2016. An analytical study for two-hop amplify-and-forward DS-CDMA systems over Rayleigh/Nakagami- m fading channels, pp. 1-7. *2nd World Congress on Electrical Engineering and Computer Systems and Science (EECSS'16)*, 16-17 August, 2016, Budapest, Hungary.

