



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

**ÇÖZ VE AKTAR İŞBİRLİKLİ İLETİŞİM  
TEKNİKLERİ KULLANAN SERPİŞTİRME BÖLMELİ ÇOKLU  
ERİŞİM SİSTEMLERİNİN PERFORMANS ANALİZİ**

**Hazırlayan  
Mehmet BİLİM**

**Danışman  
Prof. Dr. İbrahim DEVELİ**

**Doktora Tezi**

**Nisan 2018  
KAYSERİ**



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

**ÇÖZ VE AKTAR İŞBİRLİKLİ İLETİŞİM TEKNİKLERİ  
KULLANAN SERPİŞTİRME BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM  
SİSTEMLERİNİN PERFORMANS ANALİZİ**

**(Doktora Tezi)**

**Hazırlayan  
Mehmet BİLİM**

**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-2014-5159 kodlu proje ile desteklenmiştir.**

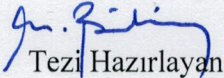
**Nisan 2018  
KAYSERİ**

## BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK

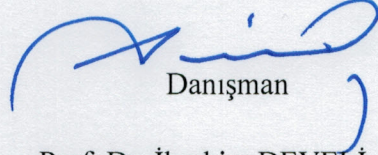
Bu çalışmadaki tüm bilgilerin, akademik ve etik kurallara uygun bir şekilde elde edildiğini beyan ederim. Aynı zamanda bu kural ve davranışların gerektirdiği gibi, bu çalışmanın özünde olmayan tüm materyal ve sonuçları tam olarak aktardığımı ve referans gösterdiğimi belirtirim.

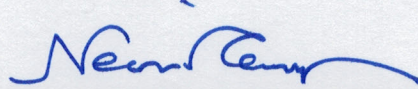
  
Mehmet BİLİM

**“Çöz ve Aktar İşbirlikli İletişim Teknikleri Kullanan Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerinin Performans Analizi”** adlı Doktora tezi, Erciyes Üniversitesi Lisansüstü Tez Önerisi ve Tez Yazma Yönergesi’ne uygun olarak hazırlanmıştır.

  
Tezi Hazırlayan

Mehmet BİLİM

  
Danışman  
Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

  
Elektrik-Elektronik Mühendisliği ABD Başkanı

Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Prof. Dr. İbrahim DEVELİ danışmanlığında **Mehmet BİLİM** tarafından hazırlanan “**Çöz ve Aktar İşbirlikli İletişim Teknikleri Kullanan Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerinin Performans Analizi**” adlı bu çalışma, jürimiz tarafından Erciyes Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü **Elektrik-Elektronik Mühendisliği** Anabilim Dalında **Doktora** tezi olarak kabul edilmiştir.

10/05/2018

**JÜRİ:**

Danışman : Prof. Dr. İbrahim DEVELİ

Üye : Prof. Dr. Ali AKDAĞLI

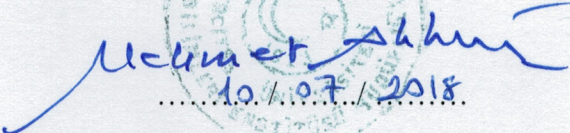
Üye : Prof. Dr. Necmi TAŞPINAR

Üye : Doç. Dr. Ali ÖZEN

Üye : Doç. Dr. Enis GÜNAY

**ONAY:**

Bu tezin kabulü Enstitü Yönetim Kurulunun 10/07/2018 tarih ve 2018/19-12 sayılı kararı ile onaylanmıştır.

  
10/07/2018

Prof. Dr. Mehmet AKKURT

Enstitü Müdürü

## 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. Necmi TAŞPINAR ve sayın Doç. Dr. Enis GÜNAY'a 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 “Çöz ve Aktar İşbirlikli İletişim Teknikleri Kullanan Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerinin Performans Analizi” isimli proje ile doktora tezimi destekleyen Erciyes Üniversitesi Bilimsel Araştırma Projeleri Birimi'ne (Proje No: FDK-2014-5159) teşekkürlerimi sunarım. Bununla birlikte Bilim İnsanı Destekleme Programlarından 2211 yurt içi doktora burs programı kapsamında beni destekleyen Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumuna da teşekkür ederim.

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

Mehmet BİLİM  
Kayseri, Nisan 2018

# **ÇÖZ VE AKTAR İŞBİRLİKLİ İLETİŞİM TEKNİKLERİ KULLANAN SERPİŞTİRME BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM SİSTEMLERİNİN PERFORMANS ANALİZİ**

**Mehmet BİLİM**

**Erciyes Üniversitesi, Fen Bilimleri Enstitüsü**

**Doktora Tezi, Nisan 2018**

**Danışman: Prof. Dr. İbrahim DEVELİ**

## **KISA ÖZET**

Atlamalı ve işbirlikli haberleşme sistemleri son zamanlarda kablosuz haberleşme sistemlerinde büyük önem kazanmış bir konudur. Bu haberleşme sistemleri ile kaynak-hedef arasındaki iletimin devamlılığı veya kalitesi arttırılmaktadır. Farklı iletişim sistemleri ile karşılaştırılırsa, atlamalı ve işbirlikli sistemlerin sağladığı en büyük avantaj bu sistemler için yeni bir aygıt veya cihaza gerek duyulmamasıdır. Çünkü sistemde mevcut olan kullanıcılar birbirlerine röle görevi yapmaktadır. Atlamalı ve işbirlikli sistemler rölenin yaptığı işleme göre temel olarak ikiye ayrılmaktadır. Bunlar; kuvvetlendir-ve-aktar (AF) ile çöz-ve-aktar (DF) olarak adlandırılmaktadır. DF yönteminde röle, kaynaktan aldığı işareti bir kestirimle çözerek hedefe iletir. AF yönteminde ise röle, kaynaktan aldığı işareti kuvvetlendirerek hedefe iletir. Fakat bu yöntemde röle, kanaldan alınan işaretin gürültüden etkilenmiş halini kuvvetlendirdiği için DF yöntemine göre dezavantajlı durumdadır. Bu sebeple, bu tez çalışmasında DF yöntemi tercih edilmiştir.

Kablosuz haberleşme teknolojileri iletim hızının arttırılması, bilgi iletimindeki hata oranının düşürülmesi, enerji ve bant verimliliğinin arttırılması gibi talepleri karşılamak için gün geçtikçe gelişmektedir. Bu sebeple, 5. nesil (5th generation) hücreli iletişim teknolojileri popüler bir hale gelmekte ve yoğun bir şekilde bu konuya yönelik çalışmalar yapılmaktadır. Bütün bu gelişmelere paralel olarak, artan bu talepleri karşılamak için hali hazırda kullanılan sistemleri de bu doğrultuda geliştirmek doğru bir adım olmaktadır. Bu nedenle, kod bölmeli çoklu erişim sistemindeki olumsuzlukları gidermek için yeni bir yayılı spektrum çoklu erişim modeli olan serpiştirme bölmeli

çoklu erişim (IDMA) tekniği geliştirilmiştir. İşbirlikli iletim tekniklerini çok kullanıcılı haberleşme sistemlerinden olan IDMA sistemleri ile birlikte kullanılması sistem başarımını daha da arttıracaktır. Bu sayede IDMA sistemlerinin kullanımı daha cazip hale gelecektir. Bu sebeple bu tez çalışmasında, daha önce avantajları belirtilen işbirlikli iletişim sistemleri ile IDMA sistemlerinin birlikte kullanılması hedeflenmiştir.

Bu tez çalışmasında, öncelikle atlamalı DF iletim tekniğini kullanan bir veya birden fazla röleye sahip IDMA sistemlerinin bit hata oranı (BER) başarımları Weibull sönümlenmeli kanallarda analiz edilmiştir. Ardından, işbirlikli DF yöntemini kullanan IDMA sistemlerinin yine aynı kanal şartlarındaki başarımlarına yönelik çalışmalar gerçekleştirilmiştir. Sözü edilen DF atlamalı ve işbirlikli (tek röleli veya birden fazla röleli) sistemlerin Weibull sönümlü kanal şartları altında, bir başka başarıml ölçütü olan servis dışı kalma olasılığı ( $P_{out}$ ) ifadeleri türetilerek başarıml analizleri yapılmıştır. Bu kısımda yapılan analizler moment çıkaran fonksiyon yöntemine dayalı olarak gerçekleştirilmiştir. Tez çalışmasının özgünlüğünün artırılması için, DF atlamalı ve işbirlikli (tek röleli ve birden fazla röleli) IDMA sistemlerinin çok yollu Nakagami- $m$  sönümlü kanallarda bit hata olasılığı (BEP) ifadeleri elde edilerek hata başarıml analizleri yapılmıştır. Nakagami- $m$  sönümlü kanal modeli, Weibull sönümlü kanal yapısına benzer bir model olup, analitik incelemelerde Nakagami- $m$  kanalına ait olasılık yoğunluk fonksiyonu ifadesi kullanılmıştır. Bu sayede, DF atlamalı ve işbirlikli (tek röleli ve birden fazla röleli) IDMA sistemlerinin çok yollu Nakagami- $m$  sönümlü kanal şartları altında, kapalı formda BEP ifadeleri elde edilmiştir. Tez çalışmasının son kısmında ise, atlamalı ve işbirlikli DF IDMA sistemlerinin Rayleigh/Weibull asimetrik sönümlü kanallardaki  $P_{out}$  ve BEP başarıml analizleri için sistem karmaşıklığı açısından avantaja sahip olan en iyi röle seçimi tekniği kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Bu analizlere ek olarak asimptotik ifadeler de türetilmiştir. Bütün analizlerde türetilen analitik ifadelerin doğruluğu literatürdeki çalışmalara benzer olarak bilgisayar benzetimleri ile gösterilmiştir.

**Anahtar Kelimeler:** İşbirlikli ve atlamalı iletişim; çöz-ve-aktar; serpiştirme bölmeli çoklu erişim; servis dışı kalma olasılığı; bit hata olasılığı.

**PERFORMANCE ANALYSIS OF INTERLEAVE-DIVISION MULTIPLE  
ACCESS SYSTEMS USING DECODE-AND-FORWARD PROTOCOL**

**Mehmet BİLİM**

**Erciyes University, Graduate School of Natural and Applied Sciences**

**Ph.D. Thesis, April 2018**

**Supervisor: Prof. Dr. İbrahim DEVELİ**

**ABSTRACT**

Dual-hop and cooperative communications in wireless communication systems have recently become a matter of great importance. The continuity or quality of the transmission between source and destination is increased by these communication systems. Compared to different communication systems, the biggest advantage provided by dual-hop and cooperative systems is that a new device is not needed for these systems. Because the users in the system are acting to each other as a relay. Dual-hop and cooperative systems are basically divided into two different protocols such as amplify-and-forward (AF) and decode-and-forward (DF) according to the process that the relay does. In the DF method, the relay decodes the signal from the source and retransmits it to the destination. In the AF method, the relay amplifies the signal received from the source and retransmits it to the destination. However, in the AF method, the relay is disadvantageous compared to the DF method since the signal from the channel is also amplified with noise. For this reason, the DF method is preferred in this thesis study.

Wireless communication technologies have been developed to meet demands such as increasing transmission speed, reducing error rate in information transmission, increasing energy and bandwidth efficiency. For this reason, the 5th generation cellular communication technologies become popular and work intensively. In parallel with all these developments, it will be a right step to develop the currently used systems to meet these increasing demands. For this reason, interleave-division multiple access (IDMA) which is a new spread spectrum multiple access technique has been developed to overcome the drawbacks of the code-division multiple access system. The use of

cooperative transmission techniques together with IDMA systems which is the one of multi-user communication systems, will further improve system performance. In this way, the use of IDMA systems will become more attractive. For this reason, in this thesis study, it was aimed to use IDMA systems together with cooperative communication systems, which had advantages previously stated.

In this thesis study, firstly, bit error rate (BER) performances of IDMA systems with one or more relays using dual-hop DF transmission technique are analyzed in Weibull fading channels. Then, IDMA systems using cooperative DF method have been carried out for the achievements in the same channel conditions. Dual-hop and cooperative DF (single and multiple-relay) IDMA systems were analyzed over Weibull fading channels by deriving the outage probability ( $P_{out}$ ) expression which is another performance metric. The analysis performed in this section is based on the method of moment generating function. In order to increase the specificity of the thesis study, error performance analyzes were carried out by obtaining bit error probability (BEP) expressions in multipath Nakagami- $m$  fading channels of dual-hop and cooperative DF IDMA systems (single and multiple relays). The Nakagami- $m$  fading channel model is similar to the Weibull fading channel distribution, and the probability density function of Nakagami- $m$  channel are used in the theoretical analysis. In this view, the closed-form BEP expressions are derived for dual-hop and cooperative DF IDMA (single and multiple relays) over multipath Nakagami- $m$  fading channels. At the end of the thesis study,  $P_{out}$  and BEP performance analysis was carried out for dual-hop and cooperative DF IDMA systems using the best relay selection technique which has the advantage of system complexity over Rayleigh/Weibull asymmetric fading channels. In addition to these analyzes, asymptotic expressions are also derived. The validity of the analytical expressions derived in all analyzes is demonstrated by computer simulations similar to those in the literature.

**Key words:** Cooperative and dual-hop transmission; decode-and-forward; interleaved-division multiple access; outage probability; bit error probability.

## İÇİNDEKİLER

### ÇÖZ VE AKTAR İŞBİRLİKLİ İLETİŞİM TEKNİKLERİ KULLANAN SERPİŞTİRME BÖLMELİ ÇOKLU ERİŞİM SİSTEMLERİNİN PERFORMANS ANALİZİ

	Sayfa No
BİLİMSEL ETİĞE UYGUNLUK .....	i
YÖNERGEYE UYGUNLUK.....	ii
KABUL ONAY .....	iii
TEŞEKKÜR.....	iv
KISA ÖZET .....	v
ABSTRACT .....	vii
İÇİNDEKİLER .....	ix
TABLO ve ŞEKİL LİSTESİ.....	xi
SİMGELER VE KISALTMALAR.....	xiv
<b>GİRİŞ .....</b>	<b>1</b>

## 1. BÖLÜM

### GENEL BİLGİLER ve LİTERATÜR TARAMASI

## 2. BÖLÜM

### YÖNTEM VE MATERYAL

<b>2.1. Giriş .....</b>	<b>13</b>
<b>2.2. Tek Röleli/Çok Röleli İki Atlamalı Çöz ve Aktar Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerin Bit Hata Oranı Başarımı .....</b>	<b>13</b>
<b>2.3. İşbirlikli Çöz ve Aktar Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerin Bit Hata Oranı Başarımı.....</b>	<b>19</b>
<b>2.4. İşbirlikli ve Atlamalı Çöz ve Aktar Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerin Servis Dışı Kalma Olasılığı ve Hata Olasılığı Analizi.....</b>	<b>22</b>

2.5. İşbirlikli ve Atlamalı Çöz ve Aktar Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerin Çokyollu Nakagami- $m$ Sönümlü Kanallardaki Bit Hata Olasılığı Analizi .....	37
2.6. En İyi Röle Seçimli Atlamalı Çöz ve Aktar Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerin Servis Dışı Kalma Olasılığı Analizi .....	48
2.7. En İyi Röle Seçimli İşbirlikli Çöz ve Aktar Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerin Başarım Analizleri .....	57

### 3. BÖLÜM

#### BULGULAR

3.1. Giriş .....	65
3.2. İki Atlamalı DF IDMA Sistemlerin Bit Hata Oranı Başarımı.....	65
3.3. İşbirlikli DF IDMA Sistemlerin Bit Hata Oranı Başarımı.....	68
3.4. Atlamalı ve İşbirlikli DF IDMA Sistemlerin Weibull Sönümlü Kanallardaki Başarım Analizleri .....	71
3.5. Atlamalı ve İşbirlikli DF IDMA Sistemlerin Çokyollu Nakagami- $m$ Sönümlü Kanallarda Başarım Analizleri.....	77
3.6. En İyi Röle Seçimini Kullanan Atlamalı DF IDMA Sistemlerin Weibull Sönümlü Kanallardaki Başarım Analizleri .....	80
3.7. En İyi Röle Seçimini Kullanan İşbirlikli DF IDMA Sistemlerin Rayleigh/Weibull Sönümlü Kanallardaki Başarım Analizleri .....	82

### 4. BÖLÜM

#### TARTIŞMA, SONUÇ VE ÖNERİLER

KAYNAKÇA .....	88
ÖZGEÇMİŞ.....	101

## TABLO ve ŞEKİL LİSTESİ

Tablo 3.7.1. Şekil 3.7.2'ye ait farklı durumların analitik sonuçlarla karşılaştırılması .....	84
Şekil 1.1. $K$ adet eşzamanlı kullanıcıya sahip IDMA sisteminin verici yapısı .....	7
Şekil 1.2. $K$ adet eşzamanlı kullanıcıya sahip IDMA sisteminin alıcı yapısı .....	8
Şekil 1.3. İşbirlikli DF yöntemi .....	8
Şekil 2.2.1. İki atlamalı DF IDMA sistem modelinin temsili gösterimi .....	13
Şekil 2.2.2. Sistemde röle görevini üstlenen çöz ve aktar prensibine göre çalışan kullanıcıya ait yapı .....	14
Şekil 2.2.3. Hedef düğümündeki $k$ . kullanıcının alıcı yapısı .....	14
Şekil 2.2.4. $\Omega=1$ ve çeşitli $c$ parametreleri durumunda Weibull PDF değişim grafiği ....	16
Şekil 2.3.1. Yukarı yönlü iletimin temsili gösterimi .....	20
Şekil 2.3.2. Kaynak düğümündeki vericinin blok yapısı .....	20
Şekil 2.3.3. Hedef düğümündeki $k$ . kullanıcının alıcı yapısı .....	20
Şekil 2.3.4. Sisteme ait $n$ . röle düğümündeki çöz ve aktar prensibine göre çalışan yapı.	21
Şekil 2.4.1. $c=4$ iken farklı $\gamma$ değerlerindeki MGF fonksiyonunun tam ve Pade yaklaşımının karşılaştırılması a) gerçek kısım gösterimi b) imajiner kısım gösterimi [89] .....	33
Şekil 2.4.2. Farklı $c$ ve $\gamma$ değerleri için tam ve Pade yaklaşımlı MGF fonksiyonlarının gerçek ve imajiner kısımlarının gösterimleri [89] .....	33
Şekil 2.5.1. $k$ kullanıcısı için DF IDMA sistem modeli .....	38
Şekil 2.6.1. $k$ kullanıcısı için en iyi röle seçim tekniğini kullanan atlamalı DF IDMA sistem modeli .....	49
Şekil 2.7.1. $k$ kullanıcısı için en iyi röle seçim tekniğini kullanan işbirlikli DF IDMA sistem modeli .....	58
Şekil 3.2.1. Farklı sayıda röleye sahip iki atlamalı DF IDMA sistemlerinin Rayleigh ve Weibull kanallarındaki BER başarımı .....	66
Şekil 3.2.2. Farklı sayıda röleye sahip iki atlamalı DF IDMA sistemlerinin kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların farklı sönümlenme parametrelerine sahip Weibull kanallarındaki BER başarımı .....	67
Şekil 3.3.1. Röle sayısı değişimine göre önerilen işbirlikli DF IDMA sisteminin başarımların analizi .....	68

Şekil 3.3.2. Tek röleli geleneksel işbirlikli DF yöntemini kullanan IDMA sisteminin $c$ parametresi değişimine göre hata başarımı .....	69
Şekil 3.3.3. Farklı $c$ ve $N$ değerleri için önerilen işbirlikli DF IDMA sisteminin BER eğrileri .....	70
Şekil 3.4.1. $N = 1$ iken farklı $c$ özdeş sönümlenme parametrelerine sahip klasik işbirlikli DF IDMA sisteminin $P_{out}$ analizi .....	71
Şekil 3.4.2. $N = 1$ iken farklı $c$ özdeş olmayan sönümlenme parametrelerine sahip klasik işbirlikli DF IDMA sisteminin $P_{out}$ analizi .....	72
Şekil 3.4.3. Birden fazla röleye sahip işbirlikli DF IDMA sisteminin özdeş sönümlenmeye sahip Weibull kanallarındaki $P_{out}$ başarımları .....	73
Şekil 3.4.4. Birden fazla röleye sahip işbirlikli DF IDMA sisteminin özdeş olmayan sönümlenmeye sahip Weibull kanallarındaki $P_{out}$ başarımları .....	74
Şekil 3.4.5. $N = 1$ iken farklı $c$ sönümlenme parametrelerine sahip Weibull kanallarındaki iki atlamalı DF IDMA sisteminin $P_{out}$ eğrileri .....	74
Şekil 3.4.6. $N$ adet röleye sahip iki atlamalı DF IDMA sisteminin farklı $c$ sönümlenme parametrelerine sahip Weibull kanallarındaki $P_{out}$ sonuçları .....	75
Şekil 3.4.5. Tek röleye sahip işbirlikli DF IDMA sisteminin farklı $c$ sönümlenme parametrelerine sahip Weibull kanallarındaki $P_e$ sonuçları .....	76
Şekil 3.5.1. $P = 1$ iken farklı $m$ sönümlenme parametrelerine sahip BPSK modülasyonlu klasik işbirlikli DF IDMA sisteminin BEP analizleri .....	77
Şekil 3.5.2. $P = 1$ iken farklı $m$ sönümlenme parametrelerine sahip QPSK modülasyonlu klasik işbirlikli DF IDMA sisteminin BEP analizleri .....	78
Şekil 3.5.3. Farklı sayıda röle ve iletim kanalına sahip işbirlikli DF IDMA sisteminin $m=2.5$ iken Nakagami- $m$ kanallarındaki BEP başarımları .....	79
Şekil 3.5.4. $m=2.5$ iken farklı röle sayılarına ( $N$ ) sahip Nakagami- $m$ kanallarındaki iki atlamalı DF IDMA sisteminin BEP eğrileri .....	80
Şekil 3.6.1. $N=2$ iken en iyi röle seçimi tekniği kullanan DF IDMA sisteminin farklı Weibull sönümlenme parametrelerine göre $P_{out}$ eğrileri .....	81
Şekil 3.6.2. $c_{r,d} = 2.0$ iken en iyi röle seçim tekniğini kullanan atlamalı DF IDMA sistemlerinin farklı röle sayıları için elde edilen $P_{out}$ eğrileri .....	81

Şekil 3.6.3. $c=2.0$ iken en iyi röle seçim tekniğini kullanan atlamalı DF IDMA sistemlerinin farklı röle sayıları alındığında elde edilen BEP eğrileri .....	82
Şekil 3.7.1. $c=2.0$ ve $c=4.0$ iken farklı röle sayılarına ( $N$ ) sahip Rayleigh/Weibull kanallarındaki en iyi röle seçim tekniğini kullanan işbirlikli DF IDMA sisteminin $P_{out}$ eğrileri .....	83
Şekil 3.7.2. $c=2.0$ ve $c=4.0$ iken en iyi röle seçim tekniğini kullanan işbirlikli DF IDMA sistemlerinin farklı röle sayıları alındığında elde edilen BEP eğrileri.....	84



## SİMGELER VE KISALTMALAR

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

<b>Simgeler</b>	<b>Açıklama</b>
$d_k$	$k$ . kullanıcının giriş bilgi dizisi
$c_k$	yayma dizisi çıkışı elde edilen işaret
$J$	kırmık sayısı
$T$	tranpoz operatörü
$\pi_k$	kırmık seviyeli serpiştirme işlemi
$x_k$	serpiştirme bloğu çıkışındaki dizi
$h_k$	$k$ . kullanıcıya ait kanal katsayısı
$N$	sistemdeki toplam röle sayısı
$K$	sistemdeki kullanıcı sayısı
$r_j^{(n)}(t)$	birinci iletim zamanı sonunda $n$ . röle düğümündeki işaret
$x_k(i)$	$k$ . kullanıcının $i$ . data sembolü
$S_k$	$k$ . kullanıcının yayma ve serpiştirme kodu birleşimi
$L$	yayma kazancı
$T_d$	bit periyodu
$T_c$	kırmık periyodu
$\tau_k$	$k$ . kullanıcının rastgele verici gecikmesi
$h_{sr_n}$	kaynak- $n$ . röle arasındaki kanala ait sönümlenme katsayısı
$n_1(t)$	birinci zaman dilimine ait Gauss gürültüsü

$r_{II}(t)$	İkinci zaman dilimi sonunda alıcıdaki işaret
$h_{r,d}$	$n$ . röle ile hedef arasındaki kanal katsayısı
$D_{k,n}$	ikinci iletim zamanı boyunca gerçekleşen iletim gecikmesi
$n_{II}(t)$	ikinci zaman dilimine ait Gauss gürültüsü
$w_n$	$n$ . röle-hedef arasındaki ağırlıklandırma katsayısı
$E_b$	bit enerjisi
$N_0$	Gauss gürültüsü
$\Gamma(\cdot)$	Gamma fonksiyonu
$\Omega$	güç/enerji skala parametresi
$c$	Weibull sönümlenme parametresi
$e_{ESE}(x_k(i))$	temel işaret kestirici çıkışındaki logaritmik olabilirlik oranı bilgisi
$e_{DEC}(c_k(i))$	kod çözücü çıkışındaki logaritmik olabilirlik oranı bilgisi
$E(\cdot)$	beklenen değer
$\text{Var}(\cdot)$	varyans
$\tanh(\cdot)$	tanjant hiperbolik fonksiyonu
$h_{sd}$	kaynak-hedef arasındaki kanala ait sönümlenme katsayısı
$\gamma_{sd}$	kaynak-hedef kanalına ait anlık işaret gürültü oranı
$\gamma_{sr_n}$	kaynak- $n$ . röle kanalına ait anlık işaret gürültü oranı
$\gamma_{r,d}$	$n$ . röle-hedef kanalına ait anlık işaret gürültü oranı
$\bar{\gamma}_{sd}$	kaynak-hedef kanalına ait ortalama işaret gürültü oranı
$\bar{\gamma}_{sr_n}$	kaynak- $n$ . röle kanalına ait ortalama işaret gürültü oranı

$\bar{\gamma}_{r,d}$	$n$ . röle-hedef kanalına ait ortalama işaret gürültü oranı
$I_{sd}$	kaynak-hedef hattının ortak bilgisi
$I_{DF}$	kaynak-röle-hedef hatlarının ortak bilgisi
$[W]_{k,k}$	En küçük ortalama kare hata algılama elemanı
$R$	$S_k(t)$ dizilerinin birbirleri arasındaki çapraz ilinti fonksiyonu
$I$	birim matris
$\rho_{ij}$	$S_i$ ve $S_j$ dizileri arasındaki çapraz ilinti değeri
$\gamma_{th}$	eşik değer
$I_{r,d}$	$n$ . röle-hedef hattının ortak bilgisi
$D(s)$	rastgele bir röle set
$\mathfrak{S}^{-1}\{\cdot\}$	ters Laplace operatörü
$Q(\cdot)$	Gauss $Q$ fonksiyonu
$P$	düğüm arasındaki toplam yol sayısı
$h_{sd}^p$	kaynak-hedef arasındaki $p$ . yolun kanal katsayısı
$h_{sr_n}^p$	kaynak- $n$ . röle arasındaki $p$ . yolun kanal katsayısı
$h_{r,d}^p$	$n$ . röle-hedef arasındaki $p$ . yolun kanal katsayısı
$\tau_{sd}^p$	kaynak-hedef arasındaki $p$ . yolun gecikmesi
$\tau_{sr_n}^p$	kaynak- $n$ . röle arasındaki $p$ . yolun gecikmesi
$\tau_{r,d}^p$	$n$ . röle-hedef arasındaki $p$ . yolun gecikmesi
$\pi_s^k$	kaynak düğümünde kullanılan $i$ . sembol periyodu boyunca yayma ve serpiştirme dalga formlarının birleşimi
$u(t)$	şekillendirme filtresi
$\hat{d}_k$	$k$ . kullanıcının $i$ . sembolünün $n$ . rölede çözümlenmiş hali

$\pi_{r_n}^k$	$n$ . röle düğümünde kullanılan $i$ . sembol periyodu boyunca yayma ve serpiştirme dalga formlarının birleşimi
$\Phi_{sd}$	kaynak-hedef arasındaki çok yollu yayılımdan oluşan gecikmiş dalga formlarının çapraz ilinti matrisi
$\Phi_{sr_n}$	kaynak- $n$ . röle arasındaki çok yollu yayılımdan oluşan gecikmiş dalga formlarının çapraz ilinti matrisi
$\Phi_{r_n,d}$	$n$ . röle-hedef arasındaki çok yollu yayılımdan oluşan gecikmiş dalga formlarının çapraz ilinti matrisi
$[\cdot]^\dagger$	kompleks transpoz operatörü
$\omega_{ij}^p$	$i$ - $j$ hattının $p$ . yoluna ait rezidü değeri
$\delta(\cdot)$	Dirac delta fonksiyonu
$\Theta(\cdot)$	Heaviside Theta fonksiyonu

<b>Kısaltmalar</b>	<b>Açıklama</b>
<b>AF</b>	Kuvvetlendir-ve-Aktar
<b>DF</b>	Çöz-ve-Aktar
<b>SNR</b>	İşaret Gürültü Oranı
<b>DS-CDMA</b>	Doğrudan Dizili Kod Bölmeli Çoklu Erişim
<b>MIMO</b>	Çok-Girişli Çok-Çıkışlı
<b>BER</b>	Bit Hata Oranı
<b><math>P_{out}</math></b>	Servis-dışı Kalma Olasılığı
<b>BEP</b>	Bit Hata Olasılığı
<b>PDF</b>	Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
<b>MUI</b>	Çoklu Kullanıcı Girişimi
<b>ISI</b>	Sembollerarası Girişim
<b>MUD</b>	Çok Kullanıcılı Algılama
<b>MMSE</b>	En küçük ortalama kare hatası
<b>ITU</b>	Uluslararası Telekomünikasyon Birliği
<b>IMT-2000</b>	Uluslararası Gezgin Telekomünikasyon (2000 protokolü)
<b>OFDM</b>	Dikgen Frekans Bölmeli Çoğullama
<b>ESE</b>	Temel İşaret Kestirici
<b>DEC</b>	Kodçözücü
<b>MRC</b>	En Büyük Oranlı Birleştirme
<b>APP</b>	Öncül Olasılık
<b>BPSK</b>	İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
<b>QPSK</b>	Karesel Faz Kaydırmalı Anahtarlama
<b>LLR</b>	Logaritmik Olabilirlik Oranı
<b>MGF</b>	Moment Çıkaran Fonksiyon
<b>CDF</b>	Birikimli Dağılım Fonksiyonu
<b>NLOS</b>	Direkt Görüş Olmayan

## GİRİŞ

Kablosuz haberleşme kanallarında iletilen sinyaller birçok olumsuz etki ile karşılaşmaktadır. Bu etkilerin başlıcaları: gölgeleme, gürültü, girişim, yol kaybı ve zayıflama olarak sıralanabilir. Bu olumsuz etkilerden yol kaybı, iletilen sinyalin gücünü önemli derecede azaltır. Bu olumsuz faktör ile mücadele etmek için verici gücü artırılabilir fakat verici gücünü arttırmak belli sınırlar dahilinde yapılabilir. Olumsuz etkilerin en önemlilerinden bir diğeri ise sönümlenme etkisidir. Sönümlenme kablosuz iletim ortamında iletilen sinyali bozmaktadır. Bu durum ise kablosuz haberleşme sistemlerinin başarımını önemli derecede düşürmektedir. Yukarıda belirtilen bu olumsuz etkileri en aza indirmek için çeşitleme yapılması gerekliliği önerilmiştir. Çeşitleme, iletilecek sinyalin birbirinden farklı sönümlenmeye maruz kalan birden fazla kopyasının alıcıya ulaştırılması tekniğidir. Örneğin anten çeşitlemesi bu yöntemlerden biridir fakat bu yöntem boyut sınırlamalarından dolayı kablosuz haberleşme sistemleri için bazı durumlarda uygun olmayabilir. Bu soruna çözüm olarak “işbirlikli çeşitleme” yöntemi geliştirilmiştir [1-13]. İşbirlikli çeşitleme vasıtasıyla gönderilmek istenen bilginin birden fazla kopyası birbirinden farklı sönümlenmelere maruz kalacak şekilde hedef noktasına iletilir [2, 14]. Bu yöntem sayesinde, aygıtların birbirleri üzerinden atlamalı veya işbirlikli olarak iletimi gerçekleştirilmesi hedeflenmiştir. İletilmek istenilen sinyali alan ve iletimin alıcıya ulaşmasına yardımcı olan aygıtta “röle” denilmektedir [3].

İşbirlikli sistemler rölenin yaptığı işleme göre temel olarak, kuvvetlendir-ve-aktar (amplify-and-forward, AF) ile çöz-ve-aktar (decode-and-forward, DF) yöntemleri olarak ikiye ayrılır. DF yönteminde röle, kaynaktan aldığı işareti bir kestirimle çözerek hedefe iletir. AF yönteminde ise röle, kaynaktan aldığı işareti kuvvetlendirerek hedefe iletir. Fakat AF yönteminde röle, kanaldan alınan işaretin gürültüden etkilenmiş halini de kuvvetlendirmesinden dolayı DF yöntemine göre dezavantajlı durumdadır. Bu sebeple, bu tez çalışmasında DF yöntemi tercih edilmiştir. İşbirlikli sistem modellerini

açıklamak gerekirse, tek röleli veya çok röleli atlamalı (hopping) iletim sistemleri literatürde yaygın bir şekilde kullanılmaktadır [15-32]. Atlamalı röleli iletim sistemleri, yüksek iletim hızlarına ulaşmak, haberleşme sisteminin kapsama alanını genişletmek ve haberleşme sistemlerinin başarımını arttırmak için verimli yöntemlerdir. Aynı zamanda, kaynak ile hedef arasında çok şiddetli sönümlenme var olduğunda kullanılan ve kesintisiz iletişimi devam ettirmek için etkili bir yöntemdir. Bu yüzden, atlamalı işbirlikli sistem modellerinde kaynak-hedef arasında iletimin var olmadığı düşünülmektedir. Literatürde yaygın bir şekilde kullanımı tercih edilen diğer işbirlikli sistem modelleri ise tek röleli ve çok röleli işbirlikli iletim sistemleridir. Bu tip sistem modellerinde, atlamalı sistemlerden farklı olarak kaynaktan hedefe iletim yapılmaktadır. 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 işaret-gürültü oranı (signal-to-noise ratio, SNR) değerine sahip röle, kaynak bilgisini iletmek için seçilmektedir [33-43]. İki atlamalı veya işbirlikli sistemlerin hata başarımını iyileştirmesi ve sönümlenme ile mücadeledeki başarısı düşünüldüğünde bu sistemler, çok kullanıcı (multi-user) haberleşme yöntemleri ile birlikte kullanılabilir. Bu sayede çok kullanıcı haberleşme sistemlerinin sönümlü kanallardaki başarımı iyileştirilebilir.

Doğrudan dizili kod bölmeli çoklu erişim (direct-sequence code-division multiple-access, DS-CDMA) sistemleri en çok ilgi çeken çok kullanıcı gezgin haberleşme sistemlerinden biridir. Bu sistemlerle ilgili son yıllarda dahil olmak üzere çok fazla çalışma yapılmasına karşın DS-CDMA sistemleri hala önemini korumakta ve ilgi çekmektedir. Son dönemlerde, DS-CDMA sistemlerinin protokol olarak kullanıldığı, işbirlikli çok girişli çok çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO), su altı akustik sensör ağları, çok taşıyıcılı ve çok hücreli sistemler gibi farklı senaryoları içeren çalışmalar mevcuttur [44-48]. [44]'te verilen çalışmada, MIMO tabanlı bir sistemde kaynak ve rölelerin DS-CDMA iletim protokolünü kullanarak yeni huzme şeması önerilmiştir. Bu yeni teknik DF yöntemi ile birleştirilerek gerçekleştirilmiştir. Öte yandan aşağı yönlü iletimde çok taşıyıcılı DS-CDMA tekniğini kullanan bir sistemde hücreler arası girişimin azaltılmasına yönelik bir çalışma ise [45]'te verilmektedir. [46]'da ise işbirlikli CDMA yöntemi sualtı akustik sensör ağlarında incelenmiştir. [47]

ve [48]'de sunulan çalışmalarda yukarı yönlü iletim söz konusu iken DS-CDMA sisteminin işbirlikli iletim teknikleri ile birleştirilerek farklı başarımlar değerlendirilmeleri verilmiştir.

Kablosuz haberleşme teknolojileri iletim hızının artırılması, bilgi iletimindeki hata oranının düşürülmesi, enerji ve bant verimliliğinin artırılması gibi talepleri karşılamak için gün geçtikçe gelişmektedir. Bu sebeple, 5. nesil (5th generation) hücresel iletişim teknolojileri popüler bir hale gelmekte ve yoğun bir şekilde bu konuya yönelik çalışmalar yapılmaktadır. Bütün bu gelişmelere paralel olarak, artan bu talepleri karşılamak için hali hazırda kullanılan sistemleri de bu doğrultuda geliştirmek doğru bir adım olacağı düşünülmüş ve CDMA sistemindeki olumsuzlukları gidermek için yeni bir yayılı spektrum çoklu erişim modeli olan serpiştirme bölmeli çoklu erişim (interleave-division multiple-access, IDMA) tekniği geliştirilmiştir [49-55]. İşbirlikli iletim tekniklerin çok kullanıcı haberleşme sistemlerinden olan IDMA sistemleri ile birlikte kullanılması sistem başarımını daha da arttıracaktır. Bu sayede IDMA sistemlerinin kullanımı daha cazip hale gelecektir. Bu sebeple bu tez çalışmasında, daha önce avantajları belirtilen işbirlikli iletişim sistemleri ile IDMA sistemlerinin birlikte kullanılması hedeflenmiştir. İşbirlikli DF IDMA sistemlerin farklı sönümlenme koşulları altında başarımlar analizleri sunulmuştur.

Bu tez çalışması kapsamında ilk olarak; iki atlamalı ve işbirlikli IDMA sistemlerinin Weibull kanal şartlarında farklı parametrelerle bit hata oranı (bit error rate, BER) başarımı incelenmiştir. Ardından, sözü edilen DF atlamalı ve işbirlikli (tek röleli veya birden fazla röleli) sistemlerin Weibull sönümlü kanal şartları altında, bir başka başarımlar ölçütü olan servis-dışı kalma olasılığı (outage probability,  $P_{out}$ ) ifadeleri elde edilerek başarımlar analizleri yapılmıştır. Tez çalışmasının özgünlüğünün artırılması için, DF atlamalı ve işbirlikli (tek röleli ve birden fazla röleli) IDMA sistemlerinin çok yönlü Nakagami- $m$  sönümlü kanallarda bit hata olasılığı (bit error probability, BEP) ifadeleri türetilerek hata başarımlar analizleri yapılmıştır. Nakagami- $m$  sönümlü kanal modeli, Weibull kanal yapısına benzer bir kanal modeli olup, analitik incelemelerde olasılık yoğunluk fonksiyonu (probability density function, PDF) ifadesinin daha basit bir formda olmasından dolayı BEP analizinin gerçekleştirilmesine imkan sağlamıştır. Bu sayede, DF atlamalı ve işbirlikli (tek röleli ve birden fazla röleli) IDMA sistemlerin çok

yollu Nakagami- $m$  sönümlü kanal şartları altında, kapalı formda BEP ifadeleri bulunmuştur. Tez çalışmasının son kısmında ise, yukarıda sözü edilen atlamalı ve işbirlikli DF IDMA sistemlerinin Rayleigh/Weibull asimetrik sönümlü kanallar için sistem karmaşıklığı açısından avantaja sahip olan en iyi röle seçimi tekniği kullanılarak  $P_{out}$  ve BEP başarımları analizleri gerçekleştirilmiştir. Bununla birlikte elde edilen analitik ifadelerin doğruluğu literatürdeki çalışmalara benzer olarak bilgisayar benzetimleri ile gösterilmiştir.

Bu tez çalışmasının organizasyonu şu şekildedir: Birinci bölümde, ele alınan IDMA sistemleri ile DF işbirlikli iletim tekniği hakkında detaylı açıklama ve literatür analizi sunulmaktadır. İkinci bölümde, iki atlamalı ve işbirlikli IDMA sistemlerinin Weibull kanal şartlarındaki BER başarımları, DF atlamalı ve işbirlikli (tek röleli veya birden fazla röleli) IDMA sistemlerinin yine aynı sönümlenme altında  $P_{out}$  ve BEP analizleri, DF atlamalı ve işbirlikli (tek röleli ve birden fazla röleli) IDMA sistemlerinin çok yollu Nakagami- $m$  sönümlü kanallarda BEP ifadelerinin elde edilmesi ve en iyi röle seçimi tekniğini kullanan atlamalı ve işbirlikli DF IDMA sistemlerinin Rayleigh/Weibull asimetrik sönümlü kanallardaki başarımları analizleri verilmiştir. Üçüncü bölümde, ikinci bölümde türetilen matematiksel ifadelerin doğruluğu farklı durumlar ele alınarak (sönümlenme ve röle sayısı değişimleri), bilgisayar benzetimleri ile karşılaştırılmalı olarak gösterilmiştir. Son olarak dördüncü bölümde tartışma, sonuç ve önerilere yer verilmiştir.

# 1. BÖLÜM

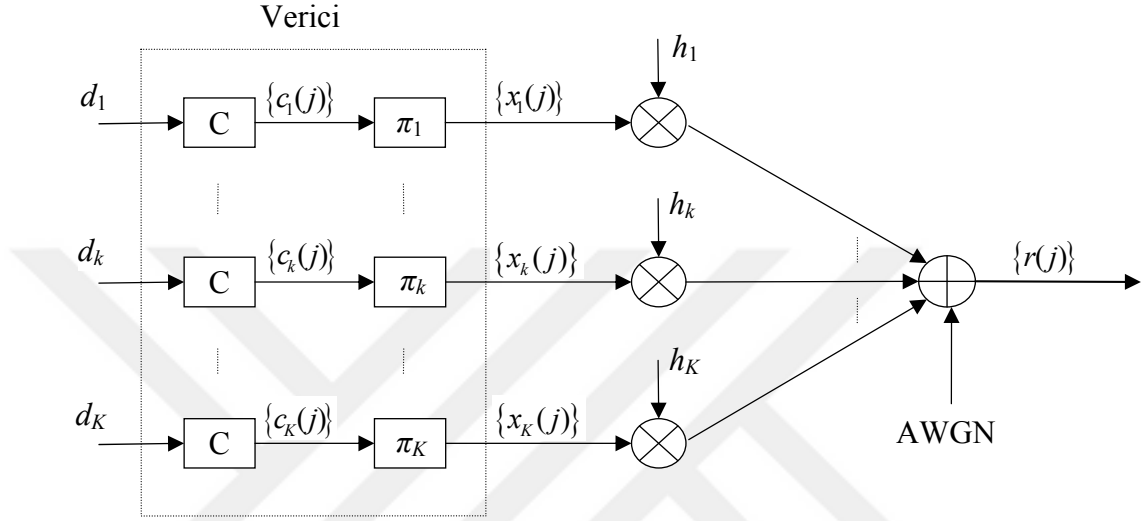
## GENEL BİLGİLER ve LİTERATÜR TARAMASI

Kablosuz haberleşme sistemlerinde atlamalı ve işbirlikli haberleşme sistemleri son zamanlarda büyük önem kazanmış bir konudur. Röle veya röleler üzerinde iletimi devam ettiren atlamalı sistem modeli, kaynak-hedef arasında iletimin mümkün olmadığı durumlara karşın bir çözüm olarak değerlendirilmektedir. Bir diğer ifadeyle, direkt iletimin aşırı sönümlenmeye maruz kalması durumunda kullanılan etkili bir yöntemdir. Bunun yanında kaynak-hedef arasında iletim mümkün iken röle veya röleler üzerinden de iletimi sağlayarak başarıyı arttıran işbirlikli çeşitleme yöntemi de yoğun bir şekilde çalışılan popüler bir konudur. Kablosuz haberleşme sistemlerindeki gelişim gün geçtikçe artarak devam etmektedir. Bu gelişmeler, sistemlerin kullandıkları enerji miktarının azaltılması, güç verimliliği, enerji planlamalarının düzenlenmesi, iletim kapsama alanının genişletilmesi, yüksek veri talebinin karşılanması, veri paylaşımı hızının artırılması, daha fazla sayıda eşzamanlı kullanıcıya hizmet vermesi vb. gibi alt başlıklardan herhangi birinde gerçekleşmektedir. Yayılı spektrum haberleşme sistemlerinde son on-on beş yıla bakıldığında, hem CDMA sisteminin avantajlarını barındıran hem de CDMA sistemindeki çoklu kullanıcı girişimi (Multi-user Interference, MUI) ve sembollerarası girişim (Intersymbol Interference, ISI) dezavantajlarını ortadan kaldıran IDMA sistemleri üzerine çalışmaların yapıldığı görülmektedir. Bu sebeple IDMA sisteminin temel özellikleri incelendiğinde, bu sistemler DS-CDMA sistemlerinin özel bir formu olarak değerlendirilmektedir. IDMA ile DS-CDMA sistemleri arasındaki farklılıkların gösterilmesi bu açıdan önemlidir. Buna göre, IDMA sisteminin DS-CDMA sisteminden farklılıkları şu şekilde sıralanabilir:

- DS-CDMA sisteminin alıcı kısmında kullanıcıların ayırt edilmesi her bir kullanıcıya ait birbirinden farklı yayma dizilerine bağlıdır. IDMA sisteminin alıcı kısmında ise her bir kullanıcıya ait birbirinden farklı kırmık seviyeli serpiştirme dizilerine bağlıdır.
- Bir IDMA sisteminde serpiştirici bloğu, kanal kodlama ve yayma bloğundan sonra gelmektedir. Bu sebeple, serpiştirme işlemi kırmık seviyesinde gerçekleştirilmektedir [51].
- IDMA sistemlerinde de CDMA sistemlerindeki gibi yayma işlemi gerçekleştirilmektedir. Fakat bu yayma işlemi kırmık seviyeli serpiştirme işleminden önce bütün kullanıcılar için aynı olmakla beraber bandgenişliği yayılmasında kullanılan bir fonksiyon olarak görev yapmaktadır.
- Son olarak en önemli farklılıklardan bir tanesi ise, IDMA sistemlerinin alıcı kısmında hesapsal karmaşıklığı az olan serpitiricilere bağlı olarak kırmık kırmık algılama (chip-by-chip, CBC) algoritmasının uygulanmasıdır.

Eşzamanlı  $K$  adet kullanıcıya sahip herhangi bir kanal kodlama kullanmayan IDMA sisteminin genel verici yapısı Şekil 1.1’de gösterilmiştir. Burada  $h_k$ ,  $k$ . kullanıcıya ait olan kanal katsayısını belirtmektedir.  $d_k$  dizisi ise,  $k$ . kullanıcının bilgi dizisini belirtmekte ve  $d_k$  dizisi vericide C genelleştirilmiş kodlayıcı tarafından kodlama işlemine dahil olmaktadır. C yayma dizisinin çıkışında  $c_k \equiv [c_k(1), \dots, c_k(j), \dots, c_k(J)]^T$  dizisi elde edilmektedir. Burada  $T$  transpozunu ifade ederken,  $J$  çerçeve uzunluğudur. Kodlamadan sonra kırmık seviyeli serpiştirme işlemi gerçekleştirilmektedir. Bu sebeple sisteme serpiştirme bölmeli denilmektedir.  $\pi_k$ , kırmık seviyeli serpiştirme sürecinin sonrasında  $x_k \equiv [x_k(1), \dots, x_k(j), \dots, x_k(J)]^T$  dizisi elde edilmektedir. Bu  $x_k$  dizisinin her bir elemanına DS-CDMA sistemlerinde olduğu gibi “kırmık” denilmektedir. IDMA sistemlerinde  $\pi_k$  kırmık seviyeli serpiştirme işleminin her kullanıcı için birbirinden farklı olması, sistem işleyişi için çok büyük bir öneme sahiptir. Çünkü vericideki bu

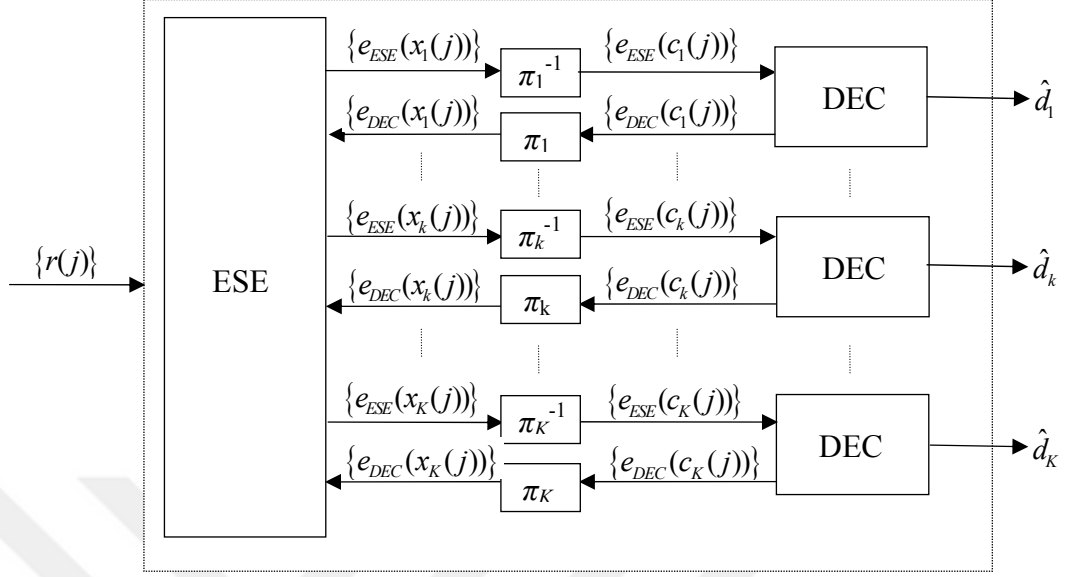
serpiştirme işlemi ile her bir kullanıcı birbirine göre farklılaşmakta, alıcı kısımda ise yine bu serpiştirme işlemine göre algılama işlemi yapılmaktadır. Bu nedenle, kırkık seviyeli serpiştirme işlemlerinin birbirinden bağımsız ve rastgele bir şekilde gerçekleştirildiği kabul edilmektedir.



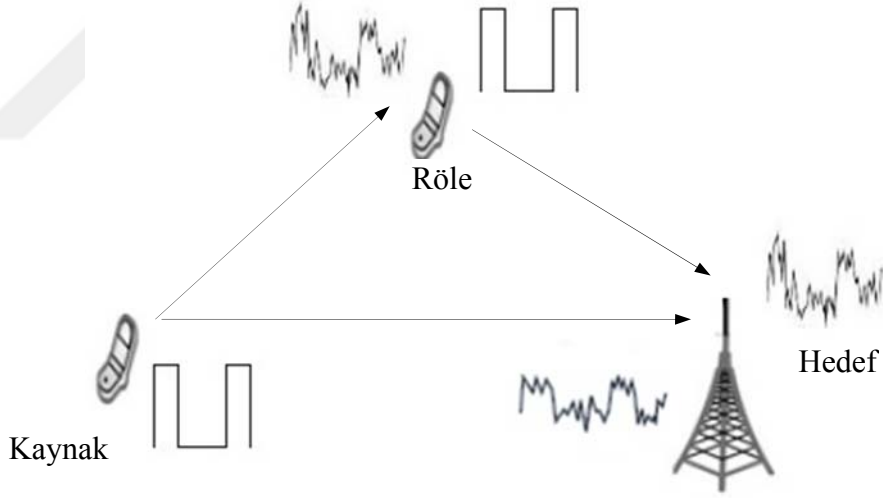
Şekil 1.1.  $K$  adet eşzamanlı kullanıcıya sahip IDMA sisteminin verici yapısı.

IDMA sistemlerinde birbiriyle ilintisiz kırkık seviyeli serpiştiricilerin kullanılması, sistemdeki aktif kullanıcılara farklı yayma dizilerinin atanmasının, sistem performansı açısından herhangi bir öneminin olmadığını göstermektedir. Çünkü farklı yayma dizileri kullanılsa da tekrardan yayılmış olan diziler serpiştirme işlemine maruz kalmaktadır. IDMA sisteminin verici kısmındaki serpiştirme bloğunun ardından çoklu erişim kanalı vasıtasıyla gönderme işlemi yapılmaktadır [50, 51].

$K$  adet eşzamanlı kullanıcıya sahip IDMA sisteminin genel alıcı yapısı Şekil 1.2’de verilmiştir. IDMA’nın alıcı yapısında işaret kestirimi ve CBC algoritmasının temel adımları bir sonraki bölümde verilmektedir. Ayrıca CBC algoritmasının detaylı açıklaması [50, 51]’deki çalışmalarda mevcuttur. Bu tez kapsamında,  $k$ . kullanıcıya ait olan kanal katsayısı  $h_k$  sönümlenme katsayılarının Rayleigh, Nakagami- $m$  ve Weibull dağılımlı olduğu kabul edilmiştir. Ayrıca bu tez çalışmasında işbirlikli iletim tekniklerinden DF yöntemi kullanılmaktadır. DF yöntemini temel anlamda iletim şeması Şekil 1.3’te verilmektedir. Bu yöntemde röle Şekil 1.3’ten de görüldüğü gibi, kaynaktan aldığı işareti bir kestirimle çözerek hedefe tekrardan iletim yapar.



Şekil 1.2.  $K$  adet eşzamanlı kullanıcıya sahip IDMA sisteminin alıcı yapısı.



Şekil 1.3. İşbirlikli DF yöntemi.

Bu tez çalışmasında ele alınan IDMA sistemleri ile ilgili literatür çalışmaları ve geçerliliği şöyle ifade edilebilir: Günümüz hücreli haberleşme sistemleri ele alındığında, ikinci nesil hücreli iletişim sistemleri yerini, büyük oranda üçüncü, hatta dördüncü ve daha üst nesil hücreli iletişim sistemlerine bıraktığı gözlenmektedir. Üçüncü nesil hücreli iletişim sistemleri için gerekli olan standartlar uluslararası telekomünikasyon birliği (International Telecommunication Union, ITU) tarafından belirlenmiştir. Üçüncü nesil sistemler ses, veri ve çoğulortam trafiğinin desteklenmesini

sağlayacak teknolojiye sahiptir. Üçüncü nesil iletişim sistemlerinin temeli 2001 yılında Japonya'da atılmıştır. Bu sistemler (uluslararası gezgin telekomünikasyon (International Mobile Telecommunication, IMT-2000) tarafından) kod bölme/çoğullama/kod bölme çoklu erişim yöntemiyle sürekli servis sağlamanın yanı sıra, hem paket anahtarlamalı servisleri hem de devre anahtarlamalı servisleri desteklemektedir. Bütün bu gelişmeler daha fazla eşzamanlı kullanıcıya daha yüksek hızlarda veri aktarımı gereksinimi karşılamak için ortaya çıkmıştır. Yukarıda bahsedilen bu gelişmeler incelediğinde son onbeş yılda yayılı spektrum kablosuz hücresel haberleşme sistemlerinde önemli gelişmelerin meydana geldiği görülmektedir. Bu gelişmelerin en önemlilerinden birisi DS-CDMA sistemleridir.

Daha öncede belirtildiği gibi, DS-CDMA sistemlerinin başarımı genel olarak MUI ve ISI ile sınırlıdır [50]. Turbo kodların gösterdiği başarıyla birlikte, MUI ve ISI'nın neden olduğu olumsuz etkileri önlemek için turbo tipli tekrarlamalı çok kullanıcı algılama (Multi-user Detection, MUD) yöntemleri geliştirilmiştir. CDMA sisteminde var olan MUI ve ISI dezavantajlarının üstesinden gelmek için IDMA sistemi diye adlandırılan yeni bir yayılı spektrum çoklu erişim tekniği de önerilmiştir [50, 51]. Bu yayılı spektrum tekniği, DS-CDMA sistemine oldukça benzemektedir. IDMA sisteminde, DS-CDMA sistemlerindeki kullanıcıya özgü benzersiz yayma dizileri yerine, kullanıcıların ayırt edilmesi için kullanıcıya özgü benzersiz serpiştiriciler kullanılmaktadır. Bu sebeple serpiştiriciler IDMA sistemlerinin işleyişi açısından çok önemli bir role sahiptir. IDMA sisteminin alıcı kısmında ise kullanıcı ayırımı tekrarlı MUD veya en küçük ortalama kare hata (Minimum Mean Square Error, MMSE) algılama yöntemleri ile gerçekleştirilmektedir [52-55].

IDMA sistemleri ilk olarak Ping ve arkadaşları tarafından geliştirilmiştir [49, 50, 56-58]. Bu sistemler, gelecek nesil kablosuz ve gezgin haberleşme sistemlerinde yaygın bir şekilde kullanılması öngörülen yeni bir çoklu erişim sistem yapısıdır. Bir diğer ifadeyle, Ping ve arkadaşları CDMA sistemlerinde var olan MUI ve ISI problemlerinin önüne geçmek ve olumsuz etkilerini ortadan kaldırmak için IDMA çoklu erişim tekniğini önermişlerdir. Ping ve Liu [51, 58]'de hem serpiştirme hem de turbo tipli tekrarlı MUD işleminin avantajlarını dikkate alarak IDMA sistemlerinin temellerini oluşturmuşlardır. Bütün bunlarla birlikte IDMA sistemleri, CDMA sistemlerinin sahip olduğu, çok-yollu

sönümlenmeye karşı kalitenin yüksek olması, dinamik kanal paylaşımı, eşzamansız iletim, hücrelerarası girişiminin azaltılması gibi avantajların tümünü de içermektedir [49]. IDMA sistemlerine daha önceden bahsedildiği gibi, DS-CDMA teknolojisinin özel bir formu da denilmektedir. IDMA sistemlerinin verici kısmındaki kullanıcının bilgisi çoklu erişim kanalına verilmeden önce serpiştirilir, bu serpiştirme işlemi uygulanmadan önce bir yayma işlemi gerçekleştirilir. Yayma bloğundaki işlem IDMA sistemindeki bütün kullanıcılar için aynı olabilmektedir [49, 50]. Literatürde, IDMA ve CDMA sistemlerinin kapsamlı bir şekilde karşılaştırması ile ilgili çalışmalar [51-55] ve [59, 60]'da verilmektedir. [61]'de verilen çalışmada ise kablosuz hücresel sistemler için dikgen ve dikgen olmayan yaklaşımların karşılaştırması yapılmıştır. Sönümlü kanallarda dikgen olmayan yaklaşımların dikgen olanlara göre spektral güç verimliliği yönünden avantajlı olduğu belirtilmiştir. [62]'deki çalışmada yazarlar, tekrarlamalı kodlamanın IDMA sisteminin BER başarımı üzerine detaylı bir inceleme gerçekleştirmiş ve birçok farklı senaryo ile tekrarlamalı kodlamanın etkisini analiz etmişlerdir. Bir diğer çalışma olan [63]'te IDMA sistemlerinin hata başarımı enerji hattı iletimi kullanılarak irdelenmiş ve farklı iletim ortamlarında da IDMA sisteminin başarımı gösterilmiştir. Enerji hattı iletim ortamlarından yıkıcı etkisi en fazla olan durumun IDMA sisteminin performansını oldukça etkilediği vurgulanmıştır. Hong ve Rasmussen [64, 65]'te yaptıkları çalışmalarda, IDMA sistemleri için tekrarlı ve anahtarlamalı yeni bir algılayıcı tekniği geliştirmiştir. Bu sayede IDMA sistemlerinde algılama işlemi için önerilen anahtarlamalı algılayıcının karmaşıklığının CBC algılayıcısına göre oldukça düşük olduğu belirtilmiştir. Bu çalışmalara paralel olarak, Wang ve arkadaşları [66]'da kodlanmış IDMA sistemlerinde optimum güç tahsisi problemini ele almıştır. Optimum güç tahsisi işlemi ile IDMA sisteminin başarımının olumlu yönde arttığı sonucuna varılmıştır. Güç tahsisi problemi için Ping ve Liu, [58]'de yaptıkları çalışmada SNR değerlendirme yöntemini temel alan farklı bir yaklaşım önermişlerdir. Ayrıca SNR değerlendirme yöntemi [49]'de yapılan çalışmada da detaylı olarak anlatılmaktadır. IDMA sistemlerinin bir başka uygulaması ise dikgen frekans bölmeli çoğullama (orthogonal frequency division multiplexing, OFDM) teknolojisi ile birleştirilerek gerçekleştirilmiş ve buna OFDM tabanlı IDMA (OFDM-IDMA) denilmiştir [67, 68]. Bu çalışmalarda IDMA sisteminin OFDM yöntemi ile birleştirilerek başarımının iyileştiği gösterilmiştir. Buna ilaveten OFDM sisteminin

sahip olduğu avantajlar IDMA sistemi ile birleştirilerek daha verimli bir yapı oluşturulmuştur.

Literatürde IDMA sisteminin serpiştirici tasarımı ile ilgili de birçok çalışma mevcuttur. Serpiştirme işlemi, verici bloğundaki bitlere ait olan adreslemelerin belirli bir düzene göre yer değiştirmesidir. Pupeza ve arkadaşları [69]'daki çalışmada, IDMA sistemleri için farklı üretim teknikleri kullanarak çeşitli serpiştirici tasarımları gerçekeştirmiştir. Ayrıca bu çalışmada serpiştiriciler arasındaki ilintiyi belirlemeye yardımcı olan bir sınır şartı da önerilmiş ve üretilen serpiştirici tasarımı ile sistemin başarımı artmıştır. Bir diğer çalışmada, serpiştirme bölmeli çoğullama (IDM) sistemleri için Helical serpiştirici tasarımı sunulmuştur [70]. Helical serpiştirici aynı zamanda farklı kanal kodlama türlerinde de kullanılmıştır. IDMA sistemleri için “kuvvet serpiştirici” tasarımı ve sistemin başarım incelemesi [71]'deki çalışmada verilmiştir. Bu çalışmada serpiştirici için kullanılan zaman azaltılmış, hemen hemen rastgele serpiştirici ile aynı performans yakalanmıştır. Ayrıca IDMA sistemlerinde farklı serpiştirici tasarımları [72-74]'teki çalışmalarda da bulunmaktadır. Bu çalışmalarda rastgele serpiştirici tasarımlarının üretimleri için farklı dağılım modelleri kullanılmış, ayrıcı turbo kanal kodlama için kullanılan karma serpiştirici modeli IDMA sistemine uyarlanmıştır. Önerilen bu serpiştirici tasarımlarını kullanan IDMA sistemlerinin BER başarımlarına olan etkileri gösterilmiştir. Bütün bu serpiştirici tasarımı çalışmaları incelendiğinde, serpiştirme bloğunun önerilen metodlara göre değiştirilmesiyle, IDMA sisteminin BER başarımında, serpiştirici dizisi için kullanılan hafıza miktarında, serpiştirici dizi üretimi zamanında veya sistemin başarım analizi için gerekli olan zaman diliminde olumlu ya da olumsuz değişikliklerin gerçekeştiği görölmüştür.

Bütün bu çalışmalara ek olarak, tez kapsamında yapılmak istenilen, IDMA tekniğinin kullanıldığı işbirlikli ve atlamalı iletişim sistemleri ile ilgili literatürdeki çalışmaların sayısının oldukça sınırlı olduğu dikkat çekmektedir [75-78]. [76]'daki çalışma incelendiğinde, bu tez çalışmasında ele alınması hedeflenen konu ile tamamen farklı bir durum olan IDMA tabanlı işbirlikli kısmi paket onarımı isimli bir yöntem kullanılmıştır. Bu çalışmada kısmi paket onarımı metodunun işbirlikli iletim senaryosu ile birlikte IDMA sistemine olan etkisi detaylı olarak analiz edilmiştir. [75] ve [78]'deki çalışmalara bakıldığında, bu tez çalışmasında oluşturulan iletim senaryolarından

tamamıyla farklı düzenlemeler gerçekleştirilmiştir. [75]'te verilen çalışmada Rayleigh sönümlenmeli kanal ortamı için sadece benzetim çalışmaları sunulmuştur. Bu çalışmada, DF tekniğini kullanan IDMA sistemine ait herhangi bir analitik ifade bulunmamaktadır. [77] ile verilen çalışma ise [75]'teki çalışmaya benzer şekilde benzetim tabanlı olup matematiksel analiz içermemektedir. Ayrıca buradaki sistem modelinde, röleler işbirlikli iletim tekniklerinden AF yöntemini kullanmaktadır. Bu konu ile ilgili son çalışma olan [78]'de ise IDMA süperpozisyon modülasyonu isimli bir tekniğin işbirlikli uygulamasına yönelik bir çalışma sunulmuştur. Gerçekleştirilen bu çalışmada ise modülasyon tekniği bakımından bir yenilik ortaya atılmıştır, alıcı taraftaki algılama ise önerilen bu modülasyon türüne uygun bir biçimde çalışmaktadır.

Literatürde, bu tez çalışmasında ele alınan atlamalı ve işbirlikli iletim senaryolarının IDMA sistemine uyarlanması ile ilgili herhangi bir çalışma örneği bilindiği kadarıyla bulunmamaktadır. Atlamalı ve işbirlikli DF tekniğini kullanan IDMA sistemlerin farklı sönümlenmeli kanallardaki başarımı için literatürde herhangi bir analitik çalışma mevcut değildir. Bu tez kapsamında; literatürde Rayleigh, Nakagami- $m$  ve Weibull kanalları gibi farklı kanal yapıları kullanılarak IDMA tekniğine dayalı atlamalı ve işbirlikli iletişim sistemleri ilk kez incelenmiştir. DF IDMA sisteminin hata başarımları ifadeleri elde edilerek analitik sonuçlar ve bilgisayar benzetimlerinin kıyaslanması hedeflenmiştir. Böylelikle yapılan analizlerin doğruluğu literatürde var olan analitik çalışmalardaki gibi gösterilmesi amaçlanmıştır. Bu tez çalışmasında atlamalı ve işbirlikli sistemler ile IDMA sistemleri birleştirilerek başarımları açısından pratikte kullanılabilecek ve günümüz sistemleri için çok daha verimli yapıların elde edilmesi hedeflenmektedir. İşbirlikli ve atlamalı iletişim sistemlerinde, bir kullanıcı diğer bir kullanıcının rölesi görevini üstlenmektedir. Bu bağlamda eşzamanlı çok kullanıcı IDMA sistemleri göz önüne alındığında başarımları artışı gözlenirken, donanım masrafında da herhangi bir değişiklik söz konusu olmayacaktır.

## 2. BÖLÜM

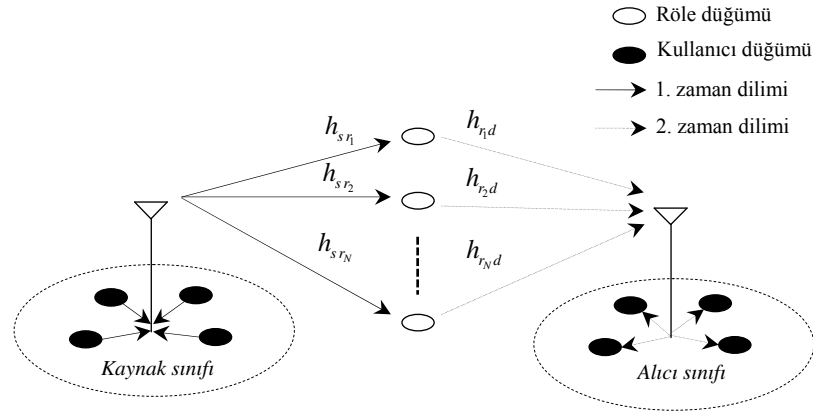
### YÖNTEM VE MATERYAL

#### 2.1. Giriş

Bu bölümde öncelikle iki atlamalı DF IDMA sisteminin genel yapısı, bu sisteme ait alınan işaret tanımlamaları, Weibull kanal yapısı ve algılama işleminin adımları verilmektedir. Bir sonraki alt başlıkta ise aynı sistemin işbirlikli modeli ele alınmaktadır. Daha sonra, DF IDMA sisteminin Weibull kanallarındaki  $P_{out}$  başarımları analizleri verilmektedir. Ardından çok yollu Nakagami- $m$  kanallarında BEP analizi sunulmaktadır. En son verilen iki alt başlıkta ise en iyi röle seçim tekniğini kullanan atlamalı ve işbirlikli DF IDMA sistemlerin  $P_{out}$  ve BEP analizleri incelenmektedir.

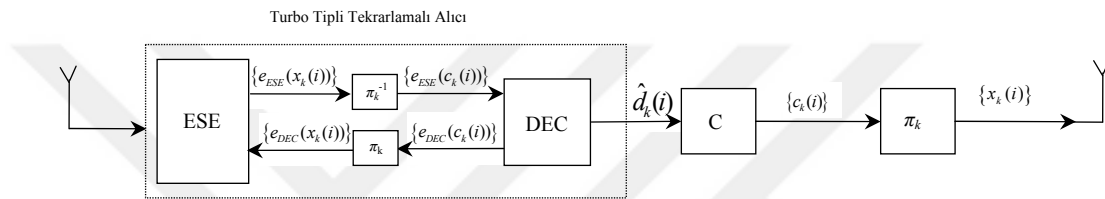
#### 2.2. Tek Röleli/Çok Röleli İki Atlamalı Çöz ve Aktar Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerin Bit Hata Oranı Başarımı

Bu alt bölümde ele alınan atlamalı sistem yapısı Şekil 2.2.1'deki gibidir.

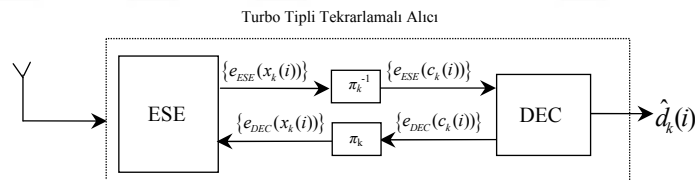


Şekil 2.2.1. İki atlamalı DF IDMA sistem modelinin temsili gösterimi.

Şekil 2.2.1'den de görüldüğü gibi,  $K$  tane eşzamanlı kullanıcıya sahip birer kaynak/alıcı sınıfı görülmektedir. Buradaki her bir kullanıcı IDMA prensibine göre iletim/algılama gerçekleştirmektedir. Bu sebeple, Şekil 2.2.2 ve 2.2.3'te sırasıyla röle görevini üstlenen kullanıcılara ve hedef noktasındaki alıcıya ait blok diyagramları verilmektedir. Bu blok diyagramlarda bir adet temel işaret kestiricisi (elementary signal estimator, ESE) ve kullanıcı sayısı kadar kod çözücü (decoder, DEC) bulunmaktadır. Kullanıcılar arası iletim iki farklı zaman diliminde yapılmakta ve birbiriyle iletişimde bulunmak isteyen kullanıcılar bir röle düğümü aracılığıyla iletişim sağlamaktadır.



Şekil 2.2.2. Sistemde röle görevini üstlenen çöz ve aktar prensibine göre çalışan kullanıcıya ait yapı.



Şekil 2.2.3. Hedef düğümündeki  $k$ . kullanıcının alıcı yapısı.

Bütün bu koşullar altında birinci zaman dilimi sonunda  $n$ . röle düğümündeki işaret

$$r_I^{(n)}(t) = \sum_{i=0}^{J-1} \sum_{k=1}^K x_k(i) S_k(t - \tau_k - iT_d) h_{sr_n} + n_1(t) \quad (2.2.1)$$

ile gösterilmektedir. Burada  $x_k(i) \in \{1, -1\}$  olarak tanımlanır ve  $k$ . kullanıcının  $i$ . data sembolünü ifade eder.  $S_k$  ise  $k$  kullanıcısının yayma ve serpiştirme kodu birleşimini ifade eden bir bütündür ve  $L$  yayma kazancına sahiptir ( $L = T_d / T_c$ ).  $T_d$ ,  $T_c$  ve  $\tau_k$  sırasıyla bit periyodu, kırmık periyodu ve  $k$ . kullanıcının verici kısmında meydana gelen gecikmedir.  $h_{sr_n}$ , kaynak- $n$ . röle arasındaki kanala ait sönümlenme katsayısını ve  $n_1(t)$

ise sıfır ortalamalı  $\sigma_n^2 = N_0$  varyanslı Gauss gürültüsünü ifade etmektedir. İkinci zaman dilimi sonunda alıcı antende elde edilen işaretin gösterimi ise şu şekildedir:

$$r_{II}(t) = \sum_{n=1}^N \sum_{k=1}^K \sum_{j=1}^J \tilde{x}_k(i) S_k(t - D_{k,n} - \tau_k - jnT_b) h_{r_{nd}} w_n + n_{II}(t). \quad (2.2.2)$$

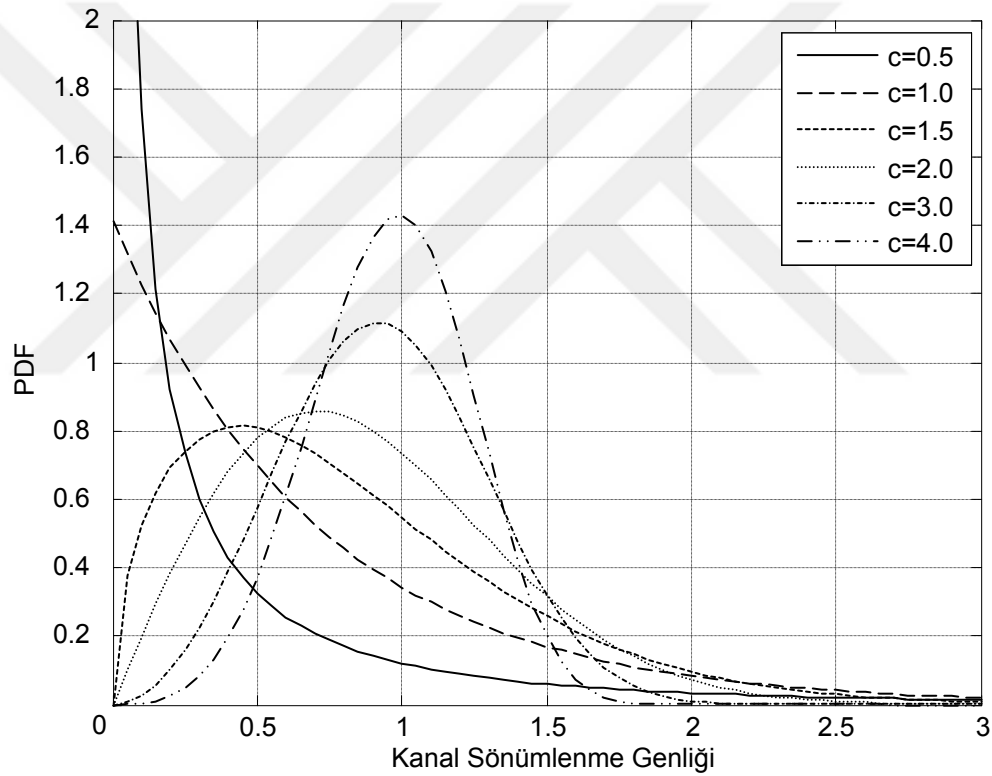
Burada  $N$  sistemdeki toplam röle sayısını,  $h_{r_{nd}}$ ,  $n$ . röle ile hedef arasındaki kanal katsayısını,  $D_{k,n}$  ikinci iletim zamanı boyunca gerçekleşen iletim gecikmesini,  $n_{II}(t)$ , ikinci zaman dilimine ait Gauss gürültüsünü ifade etmektedir.  $w_n = \sqrt{E_b} h_{r_{nd}}^* / N_0$  ise en büyük oranlı birleştirme (maximum ratio combining, MRC) yöntemine ait olan  $n$ . röle-hedef arasındaki ağırlıklandırma katsayısıdır [79]. (\*) ise eşlenik operatörüdür. Buradaki kanal katsayılarının Weibull dağılımlı olduğu varsayılmıştır. Weibull sönümlenme modelinin kullanılmasının nedeni; kablosuz bir kanalın sönümlenme şiddetini tanımlamada önemli derecede esneklik sağlamak ve aynı zamanda Rayleigh dağılımına dönüşebilme özelliğine sahiptir [80]. Buna ilaveten, “IEEE Vehicular Technology Society Committee on Radio Propagation” birimi çalışmalarında, Rayleigh modelinden kaynaklanan eksikleri giderdiği ve kablosuz kanal dağılımına ait değişimleri daha iyi temsil ettiği için Weibull kanal modelinin kullanılmasını tavsiye etmektedir [81]. Bütün bu nedenler gözetilerek, istenilen kanalın gerçekleştirilmesi için o kanala ait PDF ifadesi dikkate alınmalıdır. Bu PDF kullanılarak benzetimlerde ve analizlerde kanal katsayıları oluşturulmuştur. Bütün bunlara ek olarak eşitlik (2.2.3) kullanılarak Weibull kanal yapısına ait PDF dağılımının gösterimi Şekil 2.2.4’te verilmektedir. Buna göre Weibull kanal tipi için PDF ifadesi [80, eşitlik (2.27)]

$$p_h(x) = c \left( \frac{\delta}{\Omega} \right)^{c/2} x^{c-1} \exp \left[ - \left( \frac{x^2}{\Omega} \delta \right)^{c/2} \right] \quad (2.2.3)$$

şeklindedir. Burada  $\delta$  ifadesi

$$\delta = \Gamma \left( 1 + \frac{2}{c} \right) \quad (2.2.4)$$

şeklinde tanımlanmış olup,  $\Gamma(\cdot)$  ise Gamma fonksiyonudur [82, eşitlik (8.310.1)].  $\Omega$  güç/enerji skala parametresi iken  $c$  ise sönümlenme şiddetini ayarlayan sönümlenme parametresidir. Weibull kanalında  $c = 2$  alındığı zaman eşitlik (2.2.3)'te verilen dağılım Rayleigh dağılımına dönüşmektedir. Bu sayede Weibull kanal yapısı kullanılarak sönümlenme parametresinin ayarlanması ile Rayleigh sönümlenme durumu da elde edilmektedir. Bütün bu bilgiler doğrultusunda bu tez çalışmasında yapılması hedeflenen Weibull sönümlü iletim kanalının, eşitlik (2.2.3) ve (2.2.4) kullanılarak, kanal katsayıları oluşturulmuştur.



Şekil 2.2.4.  $\Omega = 1$  ve çeşitli  $c$  parametreleri durumunda Weibull PDF değişim grafiği.

Atlamalı sistemdeki her bir rölenin birinci zaman dilimi sonunda aldığı işaret eşitlik (2.2.1)'de tanımlandığı gibidir. Bu ifadelerin yazımında birinci ve ikinci zaman dilimleri arasında herhangi bir girişimin olmadığı varsayılmıştır. DF tabanlı bir sistem ele alındığı için  $n$ . rölede kolaylıkla IDMA algılama prosedürü gerçekleştirilebilir. Buradaki algılama işlemi [50]'te detaylı bir şekilde izah edilen yinelemeli algılama prosedürüdür. Buna göre, her bir düğümdeki (röle veya hedef) IDMA sisteminin alıcı kısmı, bir adet ESE ve sistemdeki var olan kullanıcı sayısı kadar DEC bloğundan

oluşmaktadır. Tekrarlamalı algılama yöntemine göre ESE ve öncül olasılıklı (a posteriori probability, APP) DEC'ler yinelemeli bir şekilde işlem yapmaktadır. Sistemde ikili faz kaydırmalı anahtarlama (binary shift keying modulation, BPSK) modülasyonunun kullanıldığı düşünülmektedir. Buna göre  $x_k(i) \in \{1, -1\} \quad \forall k, i$  şeklindedir. ESE ve DEC'lerin  $\{x_k(i)\}$  ile ilgili çıkışları, öncül logaritmik olasılıksal oranlar (prior Log Likelihood ratios, LLRs) diye tanımlanmaktadır. ESE için  $\{x_k(i), \forall k, i\}$  ile ilgili LLR şu şekilde ifade edilir:

$$e_{ESE}(x_k(i)) \equiv \log \left( \frac{\Pr(x_k(i) = +1)}{\Pr(x_k(i) = -1)} \right), \quad \forall k, i. \quad (2.2.5)$$

Benzer şekilde DEC'ler için  $\{c_k(i), \forall k, i\}$  LLR ise aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$e_{DEC}(c_k(i)) \equiv \log \left( \frac{\Pr(c_k(i) = +1)}{\Pr(c_k(i) = -1)} \right), \quad \forall k, i. \quad (2.2.6)$$

Burada  $\{x_k(i), i = 1, 2, \dots, J\}$  ifadesi  $\{c_k(i), i = 1, 2, \dots, J\}$ 'nin kırmık seviyeli serpiştirilmiş formudur.  $J$  ise kırmık sayısıdır. Elde edilen LLR değerleri, ESE veya DEC'lere bağlı olarak alt indis ile  $e_{ESE}(x_k(i))$  veya  $e_{DEC}(c_k(i))$  şeklinde belirtilmektedir [49, 50].

Tekrarlı işlemler boyunca, ESE ve DEC'ler tarafından üretilen LLR değerleri ESE veya DEC'lerde sonsal bilgi olarak uygun serpiştirme ve geri düzenleme (deinterleave) işlemlerine tabi tutularak kullanılmaktadır ( $e_{ESE}(x_k(i)) \Rightarrow e_{ESE}(c_k(i))$  ve  $e_{DEC}(c_k(i)) \Rightarrow e_{DEC}(x_k(i))$  dönüşümleri). Her bir röle düğümü veya hedef noktasındaki  $k$ . kullanıcıya ait kırmık-kırmık algılama algoritmasını uygulayan LLR yinelemeli işlemlerin adımları ise aşağıdaki gibidir:

---

**1. Adım** Başlangıçta,  $e_{DEC}(x_k(i)) = 0, \forall k, i$  olarak alınır. Bunun sebebi, tekrarlı sürece başlanırken DEC'lerden herhangi bir geri beslemenin olmadığı kabul edilmesidir [49, 50].

**2. Adım** Aşağıda sıralanmış olan ESE işlemleri gerçekleştirilir:

---

---


$$E(x_k(i)) = \tanh(e_{DEC}(x_k(i))/2), \forall k, i \quad (2.2.7)$$

$$\text{Var}(x_k(i)) = 1 - (E(x_k(i)))^2, \forall k, i \quad (2.2.8)$$

$$E(r(i)) = \sum_{k=1}^K h_{xy} E(x_k(i)), \forall i \text{ ve } x, y \in \{s, r_n, d\} \quad (2.2.9)$$

$$\text{Var}(r(i)) = \left( \sum_{k=1}^K |h_{xy}|^2 \text{Var}(x_k(i)) \right) + \sigma^2, \forall i \text{ ve } x, y \in \{s, r_n, d\} \quad (2.2.10)$$

$$e_{ESE}(x_k(i)) = 2h_{xy} \cdot \frac{r(i) - E(r(i)) + h_k E(x_k(i))}{\text{Var}(r(i)) - |h_{xy}|^2 \text{Var}(x_k(i))}, \forall k, i \text{ ve } x, y \in \{s, r_n, d\}. \quad (2.2.11)$$

Elde edilen  $e_{ESE}(x_k(i))$  serpiştirilerek DEC'lere beslenmektedir.

**3. Adım** DEC işlemleri uygulanır, APP kod çözme işlemi yapılarak sonrasında  $e_{DEC}(c_k(i)) \Rightarrow e_{DEC}(x_k(i))$  serpiştirilip ESE'ye tekrar beslenir.

**4. Adım** 1. Adım'a geri dönülür.

---

Yukarıdaki adımlarda,  $\text{Var}(\cdot)$ ,  $E(\cdot)$ ,  $\tanh(\cdot)$  sırasıyla varyans, beklenen değer ve tanjant hiperbolik fonksiyonlarını ifade etmektedir. Önceden belirlenmiş olan iterasyon sayısı kadar bu tekrarlı süreç devam etmektedir. İterasyon sayısı tamamlandıktan sonra  $k$ . kullanıcının bilgi biti ile ilgili kesin sonuca karar verilmektedir. Bütün bu anlatılan bilgiler doğrultusunda, birinci zaman diliminde,  $n$ . rölede  $k$ . kullanıcının bilgi işaretine ait temel işaret kestirici ve kod çözücülerin nihai LLR değerleri şu şekilde yazılabilir [50]:

$$\text{LLR}_I^{(n)}(x(i)) = 2h_{sr_n} \frac{r_I^{(n)} - E(\kappa_I^{(n)}(i))}{\text{Var}(\kappa_I^{(n)}(i))}. \quad (2.2.12)$$

Burada  $\kappa_I^{(n)}(i)$   $n$ . rölede  $k$ . kullanıcıya sistemdeki diğer kullanıcıların oluşturduğu etkiyi ifade etmekte ve

$$\kappa_I^{(n)}(i) = r_I^{(n)} - h_{sr_n} x(i) = \sum_{k \neq k'} h_{sr_n}^{k'} x_{k'}(i) + n_I \quad (2.2.13)$$

şeklinde tanımlanabilir. Eşitlik (2.2.12) ile tanımlanan LLR değerleri temel işaret kestirici ve kod çözücülerin üretimine göre alt indis ile birbirinden ayırt edilirler ( $LLR_{ese(l)}^{(n)}(x(i))$  veya  $LLR_{dec(l)}^{(n)}(x(i))$  gibi). Her bir röle düğümünde yukarıda detaylı bir şekilde izah edilen yinelemeli algılama prensibi uygulandıktan sonra elde edilen çözümlenmiş bilgi işareti tekrardan alıcı antenine ikinci zaman diliminde gönderilmektedir.

İkinci zaman diliminde eşitlik (2.2.12)'ye benzer şekilde alıcı uçtaki temel işaret kestirici ve kod çözücülerin  $n$ . röle düğümü  $k$ . kullanıcıya ait LLR değerleri aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$LLR_{II}^{(n)}(\tilde{x}(i)) = 2h_{r_n,d} \frac{r_{II}^{(n)} - E(\kappa_{II}^{(n)}(i))}{\text{Var}(\kappa_{II}^{(n)}(i))}. \quad (2.2.14)$$

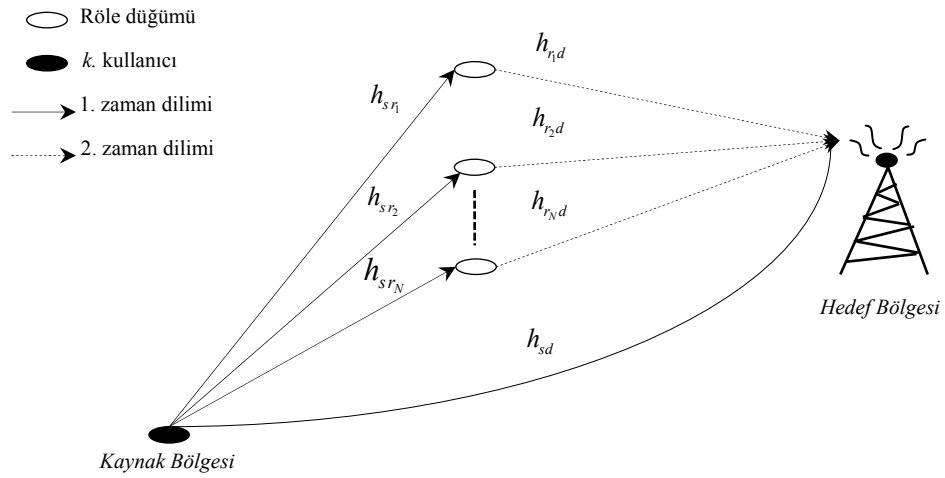
Burada  $\kappa_{II}^n(j)$   $n$ . rölede  $k$ . kullanıcıya sistemdeki diğer kullanıcıların ikinci zaman diliminde oluşturduğu etkiyi ifade etmekte ve eşitlik (2.2.13)'e benzer biçimde gösterilebilir. Eşitlik (2.2.12), (2.2.13) ve (2.2.14) ile verilen ifadeler yardımıyla,  $x(i)$  bilgi işaretinin kestirimi

$$LLR_{final}(x(i)) = \sum_{n=1}^N LLR_{II}^n(\tilde{x}(i)) \quad (2.2.15)$$

şeklindedir. Burada  $LLR_{II}^n(\tilde{x}(i))$  ifadesi (2.2.14)'de verilmiştir.

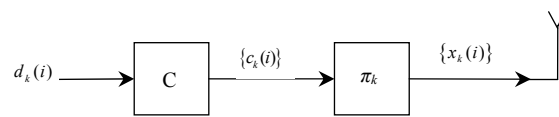
### 2.3. İşbirlikli Çöz ve Aktar Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerin Bit Hata Oranı Başarımı

Tezin bu alt başlığında ele alınan sistem modelinin temsili gösterimi Şekil 2.3.1'de verilmektedir. Bu sistemde, yukarı yönlü iletim senaryosu ele alınmakta ve her bir düğümde IDMA sistem protokolü uygulanmaktadır.

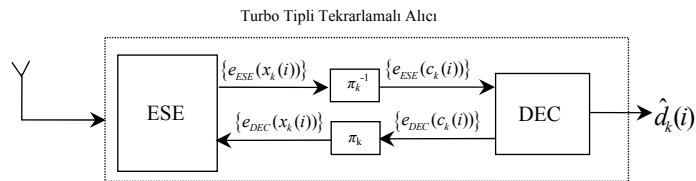


Şekil 2.3.1. Yukarı yönlü iletimin temsili gösterimi.

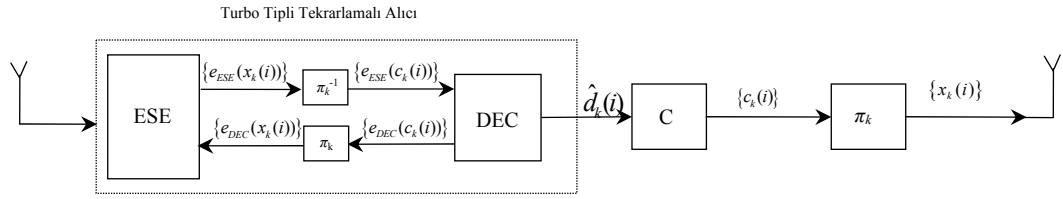
İşbirlikli iletişim tekniğini kullanan IDMA sistemlerinin  $k$ . kullanıcılarının kaynak, hedef ve röle yapılarına ait blok diyagramları Şekil 2.2.2 ve 2.2.3'e benzer şekilde sırasıyla Şekil 2.3.2, 2.3.3 ve 2.3.4'te verilmektedir. İki atlamalı iletişime benzer şekilde iletim, iki farklı zaman diliminde gerçekleşmektedir. Birinci zaman diliminde kaynaktan gönderilmek istenilen işaret hem hedef hem de röle düğümlerine gönderilmektedir. İkinci zaman diliminde ise sadece rölelerden hedefe işaret iletilmektedir. Sistemde yer alan röleler Şekil 2.3.4'ten de anlaşılacağı gibi DF yöntemine göre işlem yapmaktadır. Röle ve hedef düğümlerinde algılama işlemi, detayları Bölüm 2.2'de ve [49, 55]'te verilmiş olan algılama algoritmasına göre gerçekleştirilmektedir.



Şekil 2.3.2. Kaynak düğümündeki vericinin blok yapısı.



Şekil 2.3.3. Hedef düğümündeki  $k$ . kullanıcının alıcı yapısı.



Şekil 2.3.4. Sisteme ait  $n$ . röle düğümündeki çöz ve aktar prensibine göre çalışan yapı.

Bütün bu anlatılan kurallar doğrultusunda birinci zaman dilimi sonunda hedef noktasında direkt iletim sonucu elde edilen işaret şu şekildedir:

$$r_{d1}(t) = \sum_{i=0}^{J-1} \sum_{k=1}^K x_k(i) S_k(t - \tau_k - iT_d) h_{sd}(i) + n_{d1}(t). \quad (2.3.1)$$

Burada  $x_k(i) \in \{1, -1\}$  olarak tanımlanır.  $S_k(t)$  ise  $k$  kullanıcısının yayma ve serpiştirme kodu birleşimini ifade eden bir bütündür. Eşitlik (2.2.1) ve (2.2.2)'deki tanımlamalardan farklı olarak,  $h_{sd}$ , kaynak-hedef arasındaki kanala ait sönümlenme katsayısını ve  $n_{d1}(t)$  ise Gauss gürültüsünü ifade etmektedir. Ayrıca, eşitlik (2.3.1)'deki  $J$  kırık sayısını,  $K$  ise sistemdeki eşzamanlı kullanıcı sayısını belirtmektedir. Birinci zaman dilimi sonunda  $n$ . rölede alınan işaret tanımlaması eşitlik (2.2.1)'deki iken, ikinci zaman dilimi sonunda elde edilen işaret tanımlaması ise eşitlik (2.2.2)'de verildiği gibidir. Bu tanımlamalarda belirtilen kanal katsayıları yine Bölüm 2.2'de izah edildiği gibi, Weibull sönümlenmeli olup PDF'si eşitlik (2.2.3)'te verildiği gibidir. Hedef noktasında birinci ve ikinci zaman dilimi sonunda elde edilen işaretler iki atlamalı iletişimdeki gibi MRC birleştirme yöntemiyle birleştirilerek algılama algoritması uygulanmaktadır. Bu sayede hedef bölgesinde işaret kestirimi gerçekleştirilmektedir. Birinci zaman diliminde,  $n$ . rölede  $k$ . kullanıcının bilgi işaretine ait temel işaret kestirici ve kod çözücülerin ürettiği LLR eşitlik (2.2.12)'deki ile aynıdır. Buna ilaveten birinci zaman dilimi sonunda hedef noktasındaki LLR ifadesi ise

$$\text{LLR}_I^{(D)}(x(j)) = 2h_{sd} \frac{r_I^{(D)} - E(\kappa_I^{(D)}(j))}{\text{Var}(\kappa_I^{(D)}(j))} \quad (2.3.2)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Burada  $\text{Var}(\cdot)$  yine varyans fonksiyonunu  $\kappa_I^{(D)}(j)$  ise hedef noktasında birinci zaman dilimi sonunda  $k$  kullanıcıya sistemdeki diğer kullanıcıların oluşturduğu etkiyi ifade etmektedir ve şu şekilde tanımlanmaktadır:

$$\kappa_I^{(D)}(j) = r_I^{(D)} - h_{sd}x(j) = \sum_{k \neq k'} h_{sd}^{k'} x_{k'}(j) + n_I. \quad (2.3.3)$$

İkinci zaman dilimi sonunda, sadece rölelerden alıcı noktasına iletim gerçekleştiğinden eşitlik (2.2.14) ile verilen LLR ifadesi aynen geçerli olup, toplam  $x(j)$  bilgi işaretinin kestiriminin tanımlaması aşağı verildiği gibidir:

$$\text{LLR}_{final}(x(j)) = \text{LLR}_I^D(x(j)) + \sum_{n=1}^N \text{LLR}_{II}^n(\tilde{x}(j)). \quad (2.3.4)$$

Eşitlik (2.3.4)'deki ifade direkt iletim ve röleler üzerinden gelen iletimlerin toplamını ifade etmektedir.

#### 2.4. İşbirlikli ve Atlamalı Çöz ve Aktar Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerin Servis Dışı Kalma Olasılığı ve Hata Olasılığı Analizi

Tezin bu alt başlığında, moment çıkaran fonksiyon (moment generating function, MGF) türetilerek, Şekil 2.3.1'de verilen sistemin  $P_{out}$  ifadesi araştırılmıştır. Aynı zamanda, Şekil 2.3.1'de verilen sistemde direkt iletimin olmadığı durum (kaynak  $\rightarrow$  hedef hattının olmadığı durum) incelenerek atlamalı sistemlerin de analizi gerçekleştirilmiştir. Bu analizlerde tüm kanalların eşitlik (2.2.3) ile (2.2.4)'te özellikleri ve daha önce kullanım nedenleri belirtilen Weibull dağılımlı olduğu, ayrıca iletişim protokolü olarak DF IDMA sistemlerinin kullanıldığı varsayılmıştır. Buradaki analizler sonucunda elde edilen çıkarımların doğruluğu, bilgisayar benzetimleri ile kıyaslamaları değerlendirilerek gösterilmiştir. Bütün bu açıklamalar doğrultusunda sistem yapısı Şekil 2.3.1 ile aynı olduğundan, alıcı ve röle uçlarındaki işaret tanımlamaları eşitlik (2.2.1), (2.2.2) ve (2.3.1) ile benzer olmaktadır. Kanalların Weibull dağılımlı olmasından dolayı herhangi bir anlık SNR'nin PDF'si aşağıdaki gibi olur [80]:

$$f_{\gamma_{ij}}(\gamma) = u_{ij} \left( \frac{\Gamma(\beta_{ij})}{\bar{\gamma}_{ij}} \right)^{u_{ij}} \gamma^{u_{ij}-1} \exp \left( - \left( \frac{\gamma \Gamma(\beta_{ij})}{\bar{\gamma}_{ij}} \right)^{u_{ij}} \right). \quad (2.4.1)$$

Burada  $\beta_{ij} = 1 + 2/c_{ij}$ ,  $u_{ij} = c_{ij}/2$ , ve  $c_{ij}$  ise Weibull sönümlenme parametresidir. Anlık SNR'ler ise  $\gamma_{sd} = |h_{sd}|^2 (E_s/N_0)$ ,  $\gamma_{sr_n} = |h_{sr_n}|^2 (E_s/N_0)$  ve  $\gamma_{r_n d} = |h_{r_n d}|^2 (E_s/N_0)$  ile verilmektedir. Buna ilaveten,  $\bar{\gamma}_{ij} = E\langle h_{ij}^2 \rangle E_s/N_0$  ( $ij \in sd, sr_n, r_n d$ ) ifadesi ortalama SNR değerini belirtmektedir.  $E\langle \cdot \rangle$  beklenen değeri gerçekleştiren operatördür. Buna ilaveten verilen herhangi bir anlık SNR'nin birikimli dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function, CDF) ise şu şekilde yazılabilir [80]:

$$F_{\gamma_{ij}}(\gamma) = 1 - \exp \left( - \left( \frac{\gamma \Gamma(\beta_{ij})}{\bar{\gamma}_{ij}} \right)^{u_{ij}} \right). \quad (2.4.2)$$

Analizi gerçekleştirilen bu sistem için hem röle düğümlerinde hem de alıcı uçta çoklu erişim girişimini engellemek için MMSE kullanıldığı varsayılmıştır. IDMA sistemlerinde MMSE kullanımının detayları [53]'teki çalışmada gösterilmektedir.  $P_{out}$  analizi için kaynak  $\rightarrow$  hedef ve kaynak  $\rightarrow$  röle  $\rightarrow$  hedef hatlarının ortak bilgi ( $I_{sd}$  ve  $I_{DF}$ ) ifadelerinden yola çıkılması gerekmektedir. Buna göre, kaynak  $\rightarrow$  hedef hattına ait  $I_{sd}$  [83]

$$I_{sd} = \frac{K}{2L} \log \left( 1 + \frac{2L\gamma_{sd}}{K^2 [W]_{k,k}} \right) \quad (2.4.3)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada  $[W]_{k,k}$  MMSE algılama elemanıdır ve  $[W]_{k,k} = \left[ \left( R + (E_s/N_0)^{-1} I \right)^{-1} \right]_{k,k}$  şeklinde tanımlanır. Bu ifadede tanımlaması yapılmayan terimler  $R$  ve  $I$ 'dir. Bunlar ise sırasıyla, yayma ve serpiştirme kodlarının birleşimini ifade eden  $S_k(t)$  dizilerinin birbirleri arasındaki çapraz ilinti fonksiyonu [84] ve birim matristir.  $(E_s/N_0)$  ifadesi ise sönümlenme yok iken oluşan SNR değerini belirtmektedir. Bir başka ifadeyle  $\mathbf{R}$  geciken dalga formlarının çapraz ilinti

fonksiyonunu temsil etmektedir.  $\mathbf{R}_k, (K_j \times K_j)$  boyutlu alıcıdaki çapraz ilinti matrisidir. Buna karşın  $\mathbf{R}_{r, k \neq r}, (K_j - 1 \times K_j - 1)$  boyutlu röledeki çapraz ilinti matrisidir. Bütün bu matris tanımlamalarından yola çıkarak aşağıdaki gibi bir tanımlama yapılabilir [84]

$$\mathbf{R}_{s,r} = \begin{bmatrix} \rho_{1,1}(1,1) & \cdots & \rho_{1,1}(1,j) & \cdots & \rho_{1,K}(1,J) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{1,1}(j,1) & \cdots & \rho_{k,1}(1,j) & \cdots & \rho_{1,K}(J,J) \\ \vdots & \ddots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \rho_{K,1}(J,1) & \cdots & \rho_{K,1}(1,j) & \cdots & \rho_{K,K}(J,J) \end{bmatrix}. \quad (2.4.4)$$

Bu matriste  $\rho_{ij}$ , verilen herhangi iki  $S_i$  ve  $S_j$  dizileri arasındaki çapraz ilinti değeridir. Eşitlik (2.4.3)'te verilen  $\frac{2L}{K^2}$  ifadesi normalize edilmiş ayırık güç sınırlamasıdır [83].  $P_{out}$  durumu  $I_{ij}$ 'nin belirli bir iletim hızının ( $\mathfrak{R}$ ) altına düşmesiyle meydana gelmektedir [80]. Bu sebeple, verilen tanım doğrultusunda  $P_{out}$  matematiksel olarak şu şekilde ifade edilebilir:

$$P_{out} = \Pr[I_{sd} < \mathfrak{R}] = \Pr[\gamma_{sd} < \gamma_{th-sd}]. \quad (2.4.5)$$

Buna göre eşitlik (2.4.3), eşitlik (2.4.5)'te yerine yazılırsa

$$P_{out} = \Pr \left[ \frac{K}{2L} \log \left( 1 + \frac{2L\gamma_{sd}}{K^2 [W]_{k,k}} \right) < \mathfrak{R} \right] = \Pr[\gamma_{sd} < \gamma_{th-sd}] \quad (2.4.6)$$

elde edilir. Buradan yola çıkarak  $P_{out}$  hesaplaması için gerekli olan eşik değeri ( $\gamma_{th-sd}$ ) ifadesi

$$\gamma_{th-sd} = \frac{2^{\frac{2L\mathfrak{R}}{K}} - 1}{\frac{2L}{K^2 [W]_{k,k}}} \quad (2.4.7)$$

olarak belirtilebilir. Burada  $\gamma_{th-sd}$  kaynak  $\rightarrow$  hedef arasındaki eşik değeridir. Eşitlik (2.4.6) ile eşitlik (2.4.2)'den yola çıkarak,  $\Pr[\gamma_{sd} < \gamma_{th-sd}]$  ifadesi  $\gamma_{sd}$ 'nin CDF'si olduğundan aşağıdaki ifade elde edilir:

$$P_{out-sd} = \Pr[\gamma_{sd} < \gamma_{th-sd}] = 1 - \exp\left(-\left(\frac{\gamma_{sd} \Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{u_{sd}}\right). \quad (2.4.8)$$

Eşitlik (2.4.8) ile belirtilen ifade, direkt iletim hattının  $P_{out}$ 'unu vermektedir. Atlamalı bir sistem düşünüldüğünde, bu ifade direkt iletim olmadığından analize dahil edilmeyecektir.

Ele alınan sisteme ait toplam  $P_{out}$  analizi için alıcı noktasındaki SNR'nin kapalı formdaki MGF'si geliştirilmelidir. Buna göre; kaynak  $\rightarrow n$ . röle  $\rightarrow$  hedef hattına ait ortak bilgi  $I_{r_n,d}$ , şu şekilde ifade edilebilir:

$$I_{r_n,d} = \frac{K}{2L} \log\left(1 + \frac{2L\gamma_{r_n,d}}{K^2 [W]_{r_n,r_n}}\right). \quad (2.4.9)$$

Eşitlik (2.4.9)'daki ifadeler eşitlik (2.4.3)'tekiler ile benzer olup alt indisleri farklıdır.  $P_{out}$  belirli bir iletim hızı olan  $\mathfrak{R}$ 'nin altında kalma olasılığı olduğundan,  $r_n \in D(s)$ 'dir ve  $D(s)$  rastgele bir set olarak tanımlanırsa, toplam  $P_{out}$  ifadesi

$$P_{out} = \Pr[I_{DF} < \mathfrak{R}] = \sum_{D(s)} \Pr[D(s)] \Pr[I_{DF} < \mathfrak{R} | D(s)] \quad (2.4.10)$$

şeklinde belirtilebilir. Eşitlik (2.4.10) ile verilen ifadenin matematiksel olarak değerlendirilmesi çok zor olduğundan [85]'e benzer bir biçimde sistemin toplam PDF değerlendirmesi ve buna bağlı olarak alıcı uçtaki toplam SNR değerlendirmesi yapılmalıdır. Buna göre, alıcı uçtaki MRC birleştiricisi çıkışında sistemin toplam SNR'si aşağıda verildiği gibidir:

$$\gamma_{tot} = \gamma_{sd} + \sum_{n=1}^N (\gamma_{r_n,d}). \quad (2.4.11)$$

Eşitlik (2.4.11)'den yola çıkılarak toplam  $P_{out}$  ifadesi şu şekilde yazılabilir:

$$P_{out-total} = \Pr \left[ \gamma_{sd} + \sum_{n=1}^N (\gamma_{r_n d}) < \gamma_{th} \right]. \quad (2.4.12)$$

Eşitlik (2.4.12),  $P_{out}$  analizi için bir çıkış yolu olarak değerlendirilebilir, MGF yaklaşımı

$\{M_{\gamma_{ij}}(s) = E(e^{-s\gamma_{ij}})\}$  yardımı ile sistemin toplam MGF'si

$$M_{\gamma_{total}}(s) = M_{\gamma_{sd}}(s) \prod_{n=1}^N M_{\gamma_{r_n d}}(s) \quad (2.4.13)$$

şekindedir. Burada  $M_{\gamma_{sd}}(s)$ ; kaynak → hedef arası direkt hattın MGF'sidir ve [80, eşitlik (2.35)] kullanılarak şu şekilde yazılabilir:

$$M_{\gamma_{sd}}(s) = u_{sd} \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{u_{sd}} \frac{(2\pi)^{(1-u_{sd})/2}}{\sqrt{u_{sd}}} \left( -\frac{s}{u_{sd}} \right)^{-u_{sd}} \times G_{1, u_{sd}}^{u_{sd}, 1} \left( \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-u_{sd}} \left( -\frac{s}{u_{sd}} \right)^{u_{sd}} \left| \begin{matrix} 1 \\ 1, 1 + \frac{1}{u_{sd}}, \dots, 1 + \frac{(u_{sd} + 1)}{u_{sd}} \end{matrix} \right. \right). \quad (2.4.14)$$

Burada  $G_{\cdot}(\cdot)$ , [82, eşitlik (9.301)] ile verilen Meijer  $G$  fonksiyonudur. Ayrıca  $u_{sd} = c_{sd} / 2$  ve  $\beta_{sd} = 1 + 2 / c_{sd}$  şeklinde tanımlanmaktadır. Eşitlik (2.4.13) ile verilen

$\prod_{n=1}^N M_{\gamma_{r_n d}}(s)$  ifadesi eşitlik (2.4.14)'e benzer biçimde

$$\prod_{n=1}^N M_{\gamma_{r_n d}}(s) = \prod_{n=1}^N \left\{ u_{r_n d} \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n d})}{\bar{\gamma}_{r_n d}} \right)^{u_{r_n d}} \frac{(2\pi)^{(1-u_{r_n d})/2}}{\sqrt{u_{r_n d}}} \left( -\frac{s}{u_{r_n d}} \right)^{-u_{r_n d}} \times G_{1, u_{r_n d}}^{u_{r_n d}, 1} \left( \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n d})}{\bar{\gamma}_{r_n d}} \right)^{-u_{r_n d}} \left( -\frac{s}{u_{r_n d}} \right)^{u_{r_n d}} \left| \begin{matrix} 1 \\ 1, 1 + \frac{1}{u_{r_n d}}, \dots, 1 + \frac{(u_{r_n d} + 1)}{u_{r_n d}} \end{matrix} \right. \right) \right\} \quad (2.4.15)$$

belirtilebilir. Burada  $u_{r_n,d} = c_{r_n,d} / 2$  ve  $\beta_{r_n,d} = 1 + 2 / c_{r_n,d}$  şeklindedir. Eşitlik (2.4.15) ve (2.4.14), eşitlik (2.4.13)'te yerine yazılarak aşağıda verilen toplam MGF ifadesi bulunmuştur:

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{total}}(s) &= u_{sd} \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{u_{sd}} \frac{(2\pi)^{(1-u_{sd})/2}}{\sqrt{u_{sd}}} \left( -\frac{s}{u_{sd}} \right)^{-u_{sd}} \\
&\times G_{1, u_{sd}}^{u_{sd}, 1} \left( \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-u_{sd}} \left( -\frac{s}{u_{sd}} \right)^{u_{sd}} \left| 1, 1 + \frac{1}{u_{sd}}, \dots, 1 + \frac{(u_{sd} + 1)}{u_{sd}} \right. \right) \\
&\times \prod_{n=1}^N \left\{ u_{r_n,d} \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} \frac{(2\pi)^{(1-u_{r_n,d})/2}}{\sqrt{u_{r_n,d}}} \left( -\frac{s}{u_{r_n,d}} \right)^{-u_{r_n,d}} \right. \\
&\quad \left. \times G_{1, u_{r_n,d}}^{u_{r_n,d}, 1} \left( \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{-u_{r_n,d}} \left( -\frac{s}{u_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} \left| 1, 1 + \frac{1}{u_{r_n,d}}, \dots, 1 + \frac{(u_{r_n,d} + 1)}{u_{r_n,d}} \right. \right) \right\}.
\end{aligned} \tag{2.4.16}$$

[80, eşitlik (1.6)] yardımı ile sistemin toplam  $P_{out}$  ifadesi ise

$$P_{out(IDMA)} = \mathfrak{S}^{-1} \left\{ M_{\gamma_{total}}(s) / s; t \right\}_{t=\gamma_{th}} \tag{2.4.17}$$

şeklinde yazılabilir. Burada  $\mathfrak{S}^{-1} \{ \cdot \}$  ifadesi ters Laplace operatörüdür. Eşitlik (2.4.16) ile verilen toplam MGF ifadesi eşitlik (2.4.17)'de yerine yazılarak sistemin toplam  $P_{out}$  'u bulunur. Fakat bu işlem matematiksel olarak çok zor bir işlemdir. Çünkü eşitlik (2.4.16), Meijer  $G$  fonksiyonu gibi özel fonksiyonlar içermekte ve bunun yanında  $P_{out}$  hesaplamasında bu özel fonksiyonların da ters Laplace dönüşümünün yapılması gerektiğinden matematiksel analizi çok zordur. Bu işlemleri kolaylaştırmak için eşitlik (2.4.16)'da verilen MGF ifadelerini sadeleştirme yoluna gidilmiştir. Bunun için de [86-88]'de verilen Weibull MGF ifadelerinden faydalanarak sırasıyla eşitlik (2.4.14) ve (2.4.15) yeniden ele alınmış ve aşağıdaki şekilde türetilmiştir:

$$M_{\gamma_{sd}}(s) \approx \sum_{z=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^z}{z!} \right) \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-z} \Gamma \left( 1 + \frac{z}{u_{sd}} \right) s^z \tag{2.4.18}$$

$$\prod_{n=1}^N M_{\gamma_{r_n d}}(s) \approx \prod_{n=1}^N \left\{ \sum_{z=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^z}{z!} \right) \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n d})}{\bar{\gamma}_{r_n d}} \right)^{-z} \Gamma \left( 1 + \frac{z}{u_{r_n d}} \right) s^z \right\}. \quad (2.4.19)$$

Eşitlik (2.4.18) ve (2.4.19), eşitlik (2.4.13) yerine yazılarak sistemin toplam MGF'si [86-88]'de verilen yaklaşım cinsinden aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$M_{\gamma_{total}}(s) \approx \sum_{z=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^z}{z!} \right) \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-z} \Gamma \left( 1 + \frac{z}{u_{sd}} \right) s^z \\ \times \prod_{n=1}^N \left\{ \sum_{z=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^z}{z!} \right) \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n d})}{\bar{\gamma}_{r_n d}} \right)^{-z} \Gamma \left( 1 + \frac{z}{u_{r_n d}} \right) s^z \right\}. \quad (2.4.20)$$

Türetilen bu ifade eşitlik (2.4.17)'de yerine yazılarak sistemin toplam  $P_{out}$  ifadesi bulunur. Buradan hareketle  $P_{out(IDMA)} = \mathfrak{S}^{-1} \left\{ M_{\gamma_{total}}(s) / s; t \right\}_{|t=\gamma_{th}}$  işleminin çözümünü gerçekleştirirken aşağıda izah edilen Laplace dönüşümünden faydalanılmıştır. Eğer  $\mathfrak{S}\{f(t)\} \rightarrow F(s)$  ise  $\mathfrak{S}^{-1}\{F(s)\} \rightarrow f(t)$  şeklindedir. Buna göre  $f(t) = \delta^{(k)}(t)$  ise  $F(s)$

$$F(s) = \int_{0-}^{\infty} \delta^{(k)}(t) e^{-st} dt = (-1)^k \frac{d^k}{dt^k} e^{-st} \Big|_{t=0} = s^k e^{-st} \Big|_{t=0} = s^k \quad (2.4.21)$$

şeklindedir. Buna göre,  $\mathfrak{S}^{-1}\{s^k\} \rightarrow \delta^{(k)}(t)$ 'dir. Burada  $\delta(\cdot)$  ise Dirac delta fonksiyonudur. Eşitlik (2.4.21)'deki ilişki kullanılarak, eşitlik (2.4.20)'nin ters Laplace dönüşümü aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$\mathfrak{S}^{-1} \left\{ M_{\gamma_{total}}(s) \right\} \approx \sum_{z=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^z}{z!} \right) \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-z} \Gamma \left( 1 + \frac{z}{u_{sd}} \right) \delta^{(z)}(t) \\ \times \prod_{n=1}^N \left\{ \sum_{z=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^z}{z!} \right) \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n d})}{\bar{\gamma}_{r_n d}} \right)^{-z} \Gamma \left( 1 + \frac{z}{u_{r_n d}} \right) \delta^{(z)}(t) \right\}. \quad (2.4.22)$$

Eşitlik (2.4.20)'deki ifade kullanılarak  $M_{\gamma_{total}}(s) / s$  ifadesi şu şekilde bulunmuştur:

$$\begin{aligned} \frac{M_{\gamma_{total}}(s)}{s} &\approx \sum_{z=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^z}{z!} \right) \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-z} \Gamma\left(1 + \frac{z}{u_{sd}}\right) s^{(z-1)} \\ &\times \prod_{n=1}^N \left\{ \sum_{z=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^z}{z!} \right) \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{-z} \Gamma\left(1 + \frac{z}{u_{r_n,d}}\right) s^{(z-1)} \right\}. \end{aligned} \quad (2.4.23)$$

Eşitlik (2.4.23), eşitlik (2.4.17)'de yerine yazılır ve eşitlik (2.4.21) ve (2.4.22)'deki ifadeler kullanılarak toplam sistemin  $P_{out}$  ifadesi

$$\begin{aligned} P_{out(IDMA)} &\approx \sum_{z=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^z}{z!} \right) \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-z} \Gamma\left(1 + \frac{z}{u_{sd}}\right) \delta^{(z-1)}(\gamma_{th}) \\ &\times \prod_{n=1}^N \left\{ \sum_{z=0}^{\infty} \left( \frac{(-1)^z}{z!} \right) \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{-z} \Gamma\left(1 + \frac{z}{u_{r_n,d}}\right) \delta^{(z-1)}(\gamma_{th}) \right\} \end{aligned} \quad (2.4.24)$$

şeklinde türetilmiştir. Eşitlik (2.4.24) ile bulunan ifade daha öncede belirtildiği gibi, [86-88]'deki yaklaşımdan yararlanılarak türetilmiştir. Fakat bu ifade sonlu seri toplamı içermesinden dolayı  $s$ 'nin bütün değerleri için MGF'nin yakınsamasını garanti etmemektedir [88, 89]. Bu sebeple bir başka çözüm yolu olarak, bir Weibull değişkenin MGF ifadesini [89-91]'de önerilen Pade yaklaşımı kullanılarak elde edilmeye çalışılmıştır.

Pade Yaklaşımı: Bilinmeyen bir  $y(z)$  fonksiyonunu,  $y \in \mathbf{C}$  olmak şartıyla  $z$  değişkeninin kuvvet serisi toplamı biçiminde ifade edilebilir [89-91]. Buna göre  $y(z)$  aşağıdaki gibi yazılabilir:

$$y(z) = \sum_{l=0}^{\infty} g_l z^l, \quad g_l \in \mathbf{R}. \quad (2.4.25)$$

Burada  $\mathbf{R}$  reel sayılardan oluşan bir kümedir. [89-91]'teki çalışmalarda, eşitlik (2.4.25) ile verilen kuvvet serisi toplamından ziyade pay ve paydalı gelişmiş Pade yaklaşımlarının daha başarılı sonuç verdiği belirtilmiştir. Bu sebeple, bu tez

çalışmasında pay ve paydalı Pade yaklaşımı tercih edilmiştir.  $\Lambda_p = \Lambda_q - 1 = 4$  dereceli pay ve  $\Lambda_q = 5$  dereceli paydaya sahip Pade yaklaşımı ifadesi

$$P^{[4/5]}(s, \Psi, \xi) = \frac{1 + a_1 s + a_2 s^2 + a_3 s^3 + a_4 s^4}{1 + b_1 s + b_2 s^2 + b_3 s^3 + b_4 s^4 + b_5 s^5} \quad (2.4.26)$$

şeklindedir. Ele alınan sistem için  $\Psi = u/2$  ve  $\xi = \left\{ \Gamma\left(1 + \frac{2}{u}\right) / \sqrt{\gamma} \right\}^{-u/2}$  şeklinde tanımlanmaktadır. Eşitlik (2.4.26)'daki  $a_i$  ve  $b_j$  katsayıları ise şu şekilde hesaplanır [89]:

$$\sum_{l=1}^{\Lambda_q} b_l g_{\Lambda_p - l + j} = g_{\Lambda_p + j} \quad 1 \leq j \leq \Lambda_q. \quad (2.4.27)$$

ve

$$\mathbf{G}\mathbf{b} = -\mathbf{g}. \quad (2.4.28)$$

Burada  $\mathbf{g}$  ve  $\mathbf{b}$  vektör,  $\mathbf{G}$  matris olup

$$\mathbf{g} = (g_{\Lambda_p+1} \cdots g_k \cdots g_{\Lambda_p+\Lambda_q}) \quad (2.4.29)$$

$$\mathbf{b} = (b_{\Lambda_p} \cdots b_k \cdots b_1)^T \quad (2.4.30)$$

$$\mathbf{G} = \begin{pmatrix} g_{\Lambda_p - \Lambda_q + 1} & g_{\Lambda_p - \Lambda_q + 2} & \cdots & g_{\Lambda_p} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{\Lambda_p - \Lambda_q + k} & g_{\Lambda_p - \Lambda_q + k + 1} & \cdots & g_{\Lambda_p + k - 1} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ g_{\Lambda_p} & g_{\Lambda_p + 1} & \cdots & g_{\Lambda_p + \Lambda_q - 1} \end{pmatrix} \quad (2.4.31)$$

şeklinde tanımlanabilir.  $(\cdot)^T$  tranpozu ifade etmektedir.

$g_k(\Psi, \xi) = \left( \frac{(-1)^k}{k!} \right) \xi^{(k/\Psi)} \Gamma\left(1 + \frac{k}{\Psi}\right)$  şeklinde hesaplanmaktadır.  $a_i$  katsayıları ise

$$a_i = g_i + \sum_{j=1}^{\min(\Lambda_q, i)} b_j g_{i-j} \quad 0 \leq i \leq \Lambda_p \quad (2.4.32)$$

şeklinde hesaplanmaktadır. Eşitlik (2.4.25)-(2.4.32) ile verilen bütün tanımlamalar, eşitlik (2.4.16)'da verilen toplam MGF ifadesine uygulanarak  $M_{\gamma_{total}}(s)$  ifadesi aşağıdaki şekilde elde edilmiştir:

$$M_{\gamma_{total}}(s) \approx P_{sd}^{[\Lambda_q-1/\Lambda_q]} \left( s, \frac{u_{sd}}{2}, \left\{ \frac{\Gamma\left(1 + \frac{2}{u_{sd}}\right)}{\bar{\gamma}_{sd}} \right\}^{-u_{sd}/2} \right) \prod_{n=1}^N P_{r_n, d}^{[\Lambda_q-1/\Lambda_q]} \left( s, \frac{u_{r_n, d}}{2}, \left\{ \frac{\Gamma\left(1 + \frac{2}{u_{r_n, d}}\right)}{\bar{\gamma}_{r_n, d}} \right\}^{-u_{r_n, d}/2} \right). \quad (2.4.33)$$

Eşitlik (2.4.33)'teki türetilmiş olan ifade eşitlik (2.4.17)'deki  $P_{out}$  ifadesine uygulanarak sistemin  $P_{out}$  analizi gerçekleştirilmiştir. Eşitlik (2.4.33)'teki ifadenin eşitlik (2.4.16) ve (2.4.20)'deki ifadelerden çok daha basit olduğu ve ters Laplace dönüşümünün kolaylıkla bulunabildiği görülmektedir. Buna göre,  $i \rightarrow j$  hattı için pay ve paydalı Pade yaklaşımının genel yazımı aşağıdaki gibidir:

$$P_{ij}^{[\Lambda_q-1/\Lambda_q]}(s, \Psi_{ij}, \xi_{ij}) = \frac{1 + \sum_{i=1}^{\Lambda_q-1} a_i s^i}{1 + \sum_{i=1}^{\Lambda_q} b_i s^i}. \quad (2.4.34)$$

Burada  $i, j \in \{s, r_n, d\}$ ,  $\Psi_{ij} = u_{ij}/2$  ve  $\xi_{ij} = \left\{ \Gamma\left(1 + \frac{2}{u_{ij}}\right) / \bar{\gamma}_{ij} \right\}^{-u_{ij}/2}$  şeklindedir.  $a_i$  ve  $b_i$

katsayılarının hesaplanması, eşitlik (2.4.27)-(2.4.32) ile izah edilmiştir. Eşitlik (2.4.34) ile verilen ifadenin ters Laplace dönüşümünü almak için ifadeyi yeniden düzenlemek gerekirse

$$\begin{aligned}
P_{ij}^{[\Lambda_q-1/\Lambda_q]}(s, \Psi_{ij}, \xi_{ij}) &= \frac{1 + \sum_{i=1}^{\Lambda_q-1} a_i s^i}{1 + \sum_{i=1}^{\Lambda_q} b_i s^i} \\
&= \sum_{i=1}^{\Lambda_q} \frac{\phi_i}{\varepsilon_i + s}
\end{aligned} \tag{2.4.35}$$

halini alacaktır. Burada  $\varepsilon_i$  ve  $\phi_i$  sırasıyla  $P_{ij}^{[\Lambda_q-1/\Lambda_q]}(s)$  için kutup ve rezidü tanımlamalarıdır [92]. Ters rezidü dönüşümü kullanılarak, eşitlik (2.4.35) yeniden şu şekilde düzenlenir:

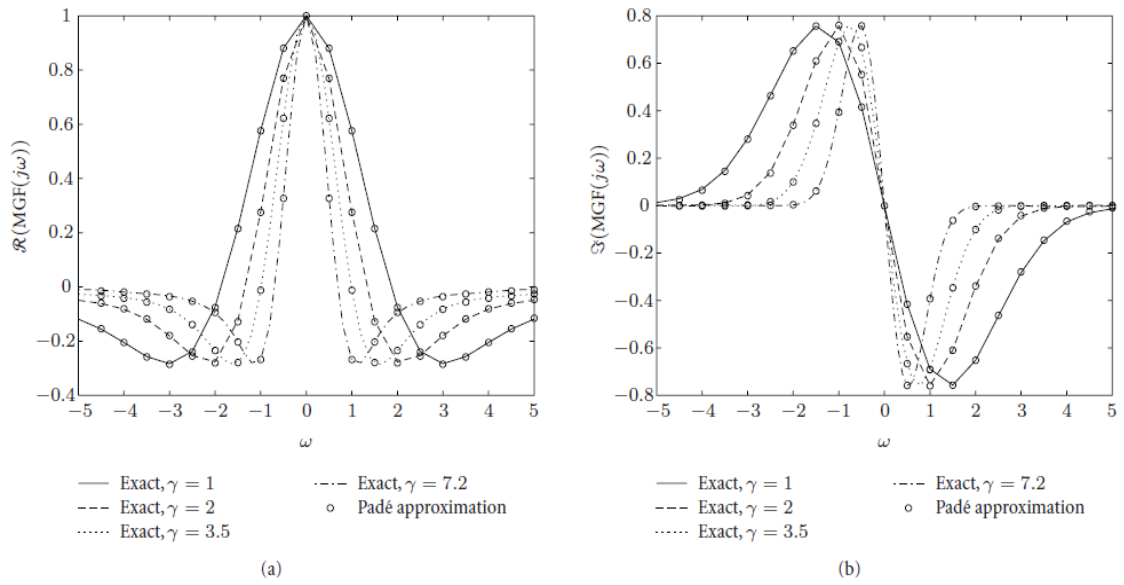
$$\begin{aligned}
\frac{P_{ij}^{[\Lambda_q-1/\Lambda_q]}(-s)}{s} &= \sum_{i=1}^{\Lambda_q} \frac{1}{s} \frac{\phi_i}{\varepsilon_i - s} \\
&= \sum_{i=1}^{\Lambda_q} \frac{\phi_i}{\varepsilon_i s} - \frac{\phi_i}{\varepsilon_i (\varepsilon_i - s)} \\
&= \left( \sum_{i=1}^{\Lambda_q} \frac{\phi_i}{\varepsilon_i s} \right) - \left( \sum_{i=1}^{\Lambda_q} \frac{\phi_i}{\varepsilon_i (\varepsilon_i - s)} \right) \\
&= \left( \frac{1}{s} \right) - \left( \sum_{i=1}^{\Lambda_q} \frac{\phi_i}{\varepsilon_i (\varepsilon_i - s)} \right).
\end{aligned} \tag{2.4.36}$$

Eşitlik (2.4.36), eşitlik (2.4.17)'de yerine yazılırsa [93]

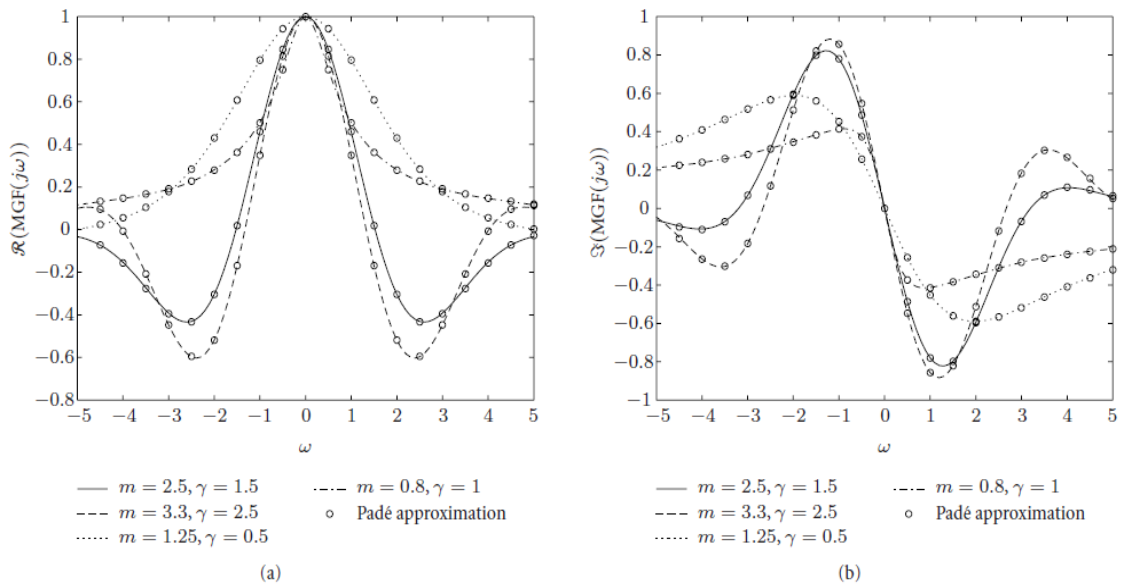
$$\mathfrak{S}^{-1} \left\{ \frac{P_{ij}^{[\Lambda_q-1/\Lambda_q]}(-s)}{s}; t \right\} \Big|_{t=\gamma_{th}} = 1 - \left( \sum_{i=1}^{\Lambda_q} \frac{\phi_i}{\varepsilon_i} \exp(\varepsilon_i \gamma_{th}) \right) \tag{2.4.37}$$

olarak elde edilir.

Bütün bu anlatılanlara ek olarak, dereceli pay ve paydalı Pade yaklaşımının farklı parametrelerle birlikte bir Weibull değişkenine ait MGF'si için doğruluğunun ispatı Şekil 2.4.1 ve Şekil 2.4.2'de gösterilmektedir.



Şekil 2.4.1.  $c = 4$  iken farklı  $\gamma$  değerlerindeki MGF fonksiyonunun tam ve Pade yaklaşımının karşılaştırılması a)gerçek kısım gösterimi b) imajiner kısım gösterimi [89].



Şekil 2.4.2. Farklı  $c$  ve  $\gamma$  değerleri için tam ve Pade yaklaşımli MGF fonksiyonlarının gerçek ve imajiner kısımlarının gösterimleri [89].

Şekil 2.4.1 ve 2.4.2'deki asıl değerler [80, eşitlik 2.35]'teki ifadeye göre elde edilmiş, Pade yaklaşım değerleri ise  $\Lambda_q = 5$  dereceye sahip eşitlik (2.4.26)'daki ifadeye göre elde edilmiştir. Farklı parametre değerleri için kullanılan yaklaşımın başarısının oldukça iyi olduğu açık bir şekilde ortadadır.

Direkt iletimin olmadığı atlamalı bir sistem yapısı düşünüldüğünde alıcı uçtaki toplam SNR ifadesi

$$\gamma_{tot} = \sum_{n=1}^N (\gamma_{r_n d}) \quad (2.4.38)$$

şeklindedir. Buna göre toplam  $P_{out}$  ifadesi

$$P_{out} = \Pr \left[ \sum_{n=1}^N (\gamma_{r_n d}) < \gamma_{th} \right] \quad (2.4.39)$$

halini alır. Eşitlik (2.4.38)'i temel alarak atlamalı sistemin MGF ifadesi

$$M_{\gamma_{total}}(s) = \prod_{n=1}^N M_{\gamma_{r_n d}}(s) \quad (2.4.40)$$

şeklindedir. [80, eşitlik (2.35)] kullanılarak bu ifade eşitlik (2.4.40)'da verildiği gibi bulunmuştur:

$$M_{\gamma_{total}}(s) = \prod_{n=1}^N \left\{ u_{r_n d} \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n d})}{\bar{\gamma}_{r_n d}} \right)^{u_{r_n d}} \frac{(2\pi)^{(1-u_{r_n d})/2}}{\sqrt{u_{r_n d}}} \left( -\frac{s}{u_{r_n d}} \right)^{-u_{r_n d}} \right. \\ \left. \times G_{1, u_{r_n d}}^{u_{r_n d}, 1} \left( \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n d})}{\bar{\gamma}_{r_n d}} \right)^{-u_{r_n d}} \left( -\frac{s}{u_{r_n d}} \right)^{u_{r_n d}} \left| 1, 1 + \frac{1}{u_{r_n d}}, \dots, 1 + \frac{(u_{r_n d} + 1)}{u_{r_n d}} \right. \right) \right\}. \quad (2.4.41)$$

Bu ifadenin matematiksel çözüm kolaylığı için yukarıda bahsi geçen Pade yaklaşımı uygulanarak eşitlik (2.4.33)'e benzer şekilde aşağıdaki gibi türetilmiştir [93]:

$$M_{\gamma_{total}}(s) \approx \prod_{n=1}^N P_{r_n d}^{[\Lambda_q - 1/\Lambda_q]} \left( s, \frac{u_{r_n d}}{2}, \left\{ \frac{\Gamma \left( 1 + \frac{2}{u_{r_n d}} \right)}{\bar{\gamma}_{r_n d}} \right\}^{-u_{r_n d}/2} \right) \quad (2.4.42)$$

Eşitlik (2.4.42), eşitlik (2.4.17)'de yerine konularak atlamalı sistemin  $P_{out}$  sonucuna ulaşılmıştır.

Ele alınan sistemin  $P_{out}$  sonucuna ek olarak, ele alınan sistem için BEP analizi de bu bölüm de verilmiştir. BEP analizi için tek röleli bir sistem düşünülmüş ve sönümlü kanallardaki hata formülü kullanılmıştır. Buna göre genel hata formülü

$$P_e = \int_0^{\infty} AQ(\sqrt{B\gamma}) f_{\gamma_{tot}}(\gamma) d\gamma \quad (2.4.43)$$

şeklindedir. Burada  $A$  ve  $B$  modülasyon sabitleridir. BPSK modülasyonu için  $A=1$ ,  $B=2$  şeklinde alınmalıdır. Ayrıca  $Q(\cdot)$  ise Gauss  $Q$  fonksiyonudur ve  $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^{+\infty} \exp(-t^2/2) dt$  olarak tanımlanmaktadır.  $f_{\gamma_{tot}}(\gamma)$  ise alıcı uçtaki toplam SNR'nin PDF ifadesidir. Dügümler arasındaki bütün kanalların Weibull dağılımlı olduğu göz önüne alınarak

$$\begin{aligned} f_{\gamma_{tot}}(\gamma) &= f_{\gamma_{sd}}(\gamma) \otimes f_{\gamma_{rd}}(\gamma) \\ &= \left\{ u_{sd} \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{u_{sd}} \gamma^{u_{sd}-1} \exp \left( - \left( \frac{\gamma \Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{u_{sd}} \right) \right\} \\ &\quad \otimes \left\{ u_{rd} \left( \frac{\Gamma(\beta_{rd})}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{u_{rd}} \gamma^{u_{rd}-1} \exp \left( - \left( \frac{\gamma \Gamma(\beta_{rd})}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{u_{rd}} \right) \right\} \end{aligned} \quad (2.4.44)$$

şeklinde bir ifade çözümlenmelidir. Ancak eşitlik (2.4.44)'teki konvolüsyon (katlama) işlemini matematiksel olarak gerçekleştirmek mümkün değildir. Bu sebeple, Weibull PDF ifadelerinin [94, eşitlik (16)]'da sunulan 'yüksek dereceli terimler, (Y.D.T.)' cinsinden verilmesi gerekmektedir. Buna göre  $ij$  hattı için Weibull dağılımlı PDF

$$f_{\gamma_{ij}}(\gamma) \approx u_{ij} \left( \frac{\Gamma(\beta_{ij})}{\bar{\gamma}_{ij}} \right)^{u_{ij}} \gamma^{u_{ij}-1} + Y.D.T. \quad (2.4.45)$$

olarak tanımlanmaktadır. Eşitlik (2.4.45)'te verilen PDF yaklaşıklığı, eşitlik (2.4.44)'e uygulanırsa

$$f_{\gamma_{tot}}(\gamma) \approx u_{sd} \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{u_{sd}} u_{rd} \left( \frac{\Gamma(\beta_{rd})}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{u_{rd}} \frac{\gamma^{u_{sd}+u_{rd}-1} \Gamma(u_{sd}) \Gamma(u_{rd})}{\Gamma(u_{sd}+u_{rd})} + Y.D.T \quad (2.4.46)$$

elde edilir. Eşitlik (2.4.46)'da türetilen toplam PDF ifadesi eşitlik (2.4.43)'e verilen hata formülünde yerine yazılarak aşağıdaki integral ifadesi elde edilir:

$$P_e \approx \int_0^{\infty} A Q(\sqrt{B\gamma}) \left[ u_{sd} \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{u_{sd}} u_{rd} \left( \frac{\Gamma(\beta_{rd})}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{u_{rd}} \frac{\gamma^{u_{sd}+u_{rd}-1} \Gamma(u_{sd}) \Gamma(u_{rd})}{\Gamma(u_{sd}+u_{rd})} \right] d\gamma. \quad (2.4.47)$$

Eşitlik (2.4.47) ile verilen ifade yeniden düzenlenirse

$$P_e \approx \frac{A u_{sd} u_{rd} \Gamma(u_{sd}) \Gamma(u_{rd})}{\Gamma(u_{sd}+u_{rd})} \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{u_{sd}} \left( \frac{\Gamma(\beta_{rd})}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{u_{rd}} \int_0^{\infty} Q(\sqrt{B\gamma}) \gamma^{u_{sd}+u_{rd}-1} d\gamma \quad (2.4.48)$$

olarak bulunur. Buradaki integral, Gauss  $Q$  fonksiyonunu içermesinden dolayı direkt olarak kapalı formda çözülememektedir. Bu sebeple, [95, eşitlik (14)]'te sunulan yaklaşıklık cinsinden Gauss  $Q$  fonksiyonu ifade edilerek çözüme gidilmiştir. Bu yaklaşıklık

$$Q(x) \approx \frac{1}{12} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) + \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{2x^2}{3}\right) \quad (2.4.49)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Eşitlik (2.4.49)'daki yaklaşıklık, eşitlik (2.4.48)'de yerine yazılırsa ifade

$$P_e \approx \frac{A u_{sd} u_{rd} \Gamma(u_{sd}) \Gamma(u_{rd})}{\Gamma(u_{sd}+u_{rd})} \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{u_{sd}} \left( \frac{\Gamma(\beta_{rd})}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{u_{rd}} \times \int_0^{\infty} \left\{ \frac{1}{12} \exp\left(-\frac{B}{2}\gamma\right) + \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{2B}{3}\gamma\right) \right\} \gamma^{u_{sd}+u_{rd}-1} d\gamma \quad (2.4.50)$$

haline dönüşmektedir. Buna göre, ifadeyi çözmek için çeşitli matematiksel düzenlemeler yapıp ifade yeniden yazılırsa

$$P_e \approx \frac{Au_{sd}u_{rd}\Gamma(u_{sd})\Gamma(u_{rd})}{\Gamma(u_{sd}+u_{rd})} \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{u_{sd}} \left( \frac{\Gamma(\beta_{rd})}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{u_{rd}} \times \left[ \frac{1}{12} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{B}{2}\gamma\right) \gamma^{u_{sd}+u_{rd}-1} d\gamma + \frac{1}{4} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{2B}{3}\gamma\right) \gamma^{u_{sd}+u_{rd}-1} d\gamma \right] \quad (2.4.51)$$

olarak elde edilir. [82, eşitlik (3.381.4)]'ten yararlanarak, eşitlik (2.4.51)'deki ifade aşağıdaki gibi çözülmektedir [93]:

$$P_e \approx Au_{sd}u_{rd}\Gamma(u_{sd})\Gamma(u_{rd}) \left( \frac{\Gamma(\beta_{sd})}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{u_{sd}} \left( \frac{\Gamma(\beta_{rd})}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{u_{rd}} \times \left[ \frac{1}{12} \left( -\frac{B}{2} \right)^{-u_{sd}-u_{rd}} + \frac{1}{4} \left( -\frac{2B}{3} \right)^{-u_{sd}-u_{rd}} \right]. \quad (2.4.52)$$

Bu sayede ele alınan sistem için yaklaşık BEP ifadesi kapalı formda elde edilmiştir. Tek röleli iki atlamalı sistemde konvolüsyon işlemi olmaksızın eşitlik (2.4.45)'teki ifade eşitlik (2.4.43)'deki hata formülünde yerine yazılarak çözülmüşürse

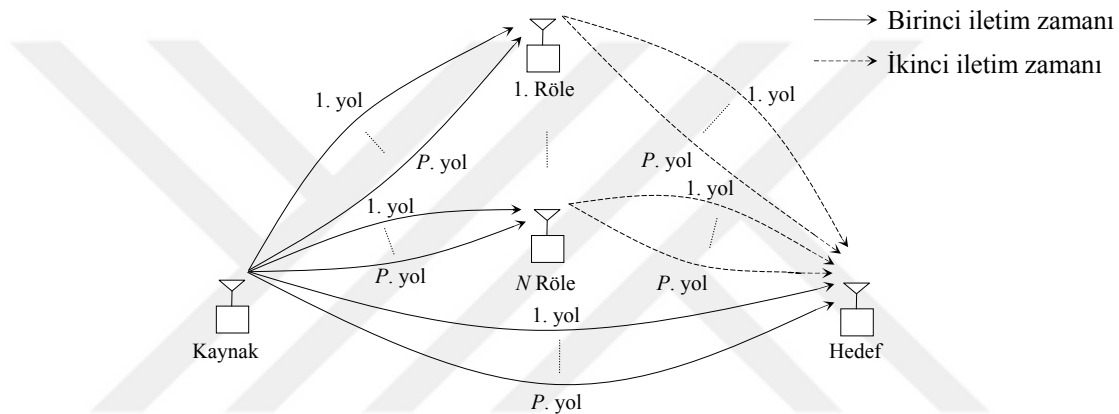
$$P_e \approx Au_{rd}\Gamma(u_{rd}) \left( \frac{\Gamma(\beta_{rd})}{\bar{\gamma}_{rd}} \right)^{u_{rd}} \left[ \frac{1}{12} \left( -\frac{B}{2} \right)^{-u_{rd}} + \frac{1}{4} \left( -\frac{2B}{3} \right)^{-u_{rd}} \right] \quad (2.4.53)$$

şeklinde kapalı formda yaklaşık BEP ifadesi türetilmiştir [93].

## 2.5. İşbirlikli ve Atlamalı Çöz ve Aktar Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerin Çokyollu Nakagami- $m$ Sönümlü Kanallardaki Bit Hata Olasılığı Analizi

Daha önce belirtildiği gibi, günümüz kablosuz haberleşme sistemleri için başarımlı olarak iyi bir potansiyele sahip olan IDMA sistemlerin [50, 55, 56, 96, 97] röleli iletim teknikleri ile birleştirilerek çok daha verimli hale getirilmesi bu tezin ana hedefidir. Bu hedef doğrultusunda, DF atlamalı ve işbirlikli (tek röleli ve birden fazla röleli) IDMA sistemlerin çokyollu Nakagami- $m$  sönümlü kanal şartları altında BEP analizi bu kısımda detaylı olarak sunulmuştur. Yapılan bu çalışma ile çok yollu Nakagami- $m$  kanallarında DF IDMA tekniğine dayalı atlamalı ve işbirlikli iletişim sistemleri literatürde ilk kez incelenmiştir.

Tezin bu alt başlığında ele alınan sistem modelinin  $k$  kullanıcısı için temsili gösterimi Şekil 2.5.1’de gösterildiği gibidir. Bu sistemde, her bir düğümde IDMA sistem protokolü uygulanmaktadır. Şekil 2.5.1’den de görüldüğü gibi, her bir düğümde tek bir iletim anteni mevcuttur. Bu sebeple iletim, yarı zamanlı gerçekleşmekte ve iki farklı zaman diliminde yapılmaktadır. Birinci zaman diliminde, kaynak noktasından hem röle noktalarına hem de hedef noktasına iletim yapılmakta iken, ikinci zaman diliminde ise sadece rölelerden hedef noktasına iletim yapılmaktadır.



Şekil 2.5.1.  $k$  kullanıcısı için DF IDMA sistem modeli.

Sistemde  $N$  tane röle ve her bir düğüm arasında  $P$  tane yol bulunmaktadır. Çok yollu yayılım söz konusu olduğu için röle ve hedef noktalarında Rake tipi algılayıcı kullanılmıştır. IDMA sistemlerinin Rake tipi algılama prensiplerinin detayları [55]’te verilmektedir. Bütün bu durumlar ele alınarak, Şekil 2.5.1’de verilen sistemin çok yollu Nakagami- $m$  sönümlü kanallardaki kapalı formda BEP ifadesi türetilmiştir. Buna ilaveten, Şekil 2.5.1’de verilen sistemde direkt iletimin olmadığı durum (kaynak  $\rightarrow$  hedef hattının olmadığı durum) incelenerek atlamalı sistemlerin de analizi gerçekleştirilmiştir. Bütün analizlerde tüm kanalların Nakagami- $m$  dağılımlı olduğu kabul edilmiştir. Nakagami- $m$  dağılımı, pratik olarak uygunluğu olan ve gezgin sistemlerin istatistiksel karakteristiklerini içeren bir kanal yapısıdır. Bununla birlikte, iyonosferik radyo hatlarını ve kompleks bina içi ortamları karakterize edebilen sönümlü bir kanal modelidir. Ayrıca  $m$  sönümlenme parametresinin ayarlanması ile farklı sönümlenme şiddetlerini inceleme imkanı sağlamaktadır [98].  $m=1$  durumunda Rayleigh sönümlenmesine dönüşmesi Nakagami- $m$  kanal modelinin esnekliğini gösteren önemli bir özelliktir. Bu açıklamalara ilaveten, Nakagami- $m$  sönümlü kanal

modellerinin kablosuz iletişim sistemlerinde yaygın bir şekilde kullanıldığı literatürde birçok çalışmada görülmektedir [79, 85, 98-111]. Şekil 2.5.1 ile gösterilen sisteme göre birinci zaman diliminde hedef ve  $n$ . röle noktalarındaki IDMA işaret tanımlamaları sırasıyla şu şekildedir:

$$y_{sd}(t) = \sum_{i=0}^{J-1} \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^{P_{sd}} h_{sd}^p(i) d_k(i) \pi_s^k(t - iT_s - \tau_{sd}^p) + n_{sd}(t) \quad (2.5.1)$$

$$y_{sr_n}(t) = \sum_{i=0}^{J-1} \sum_{k=1}^K \sum_{p=1}^{P_{sr_n}} h_{sr_n}^p(i) d_k(i) \pi_s^k(t - iT_s - \tau_{sr_n}^p) + n_{sr_n}(t). \quad (2.5.2)$$

Burada  $h_{sd}^p$  ve  $h_{sr_n}^p$  sırasıyla kaynak-hedef ve kaynak- $n$ . röle arasındaki  $p$ . yolların kanal kazançlarını,  $d_k$ ,  $k$ . kullanıcının iletilen bilgi bitini tanımlamaktadır.  $\tau_{sd}^p$  ve  $\tau_{sr_n}^p$  sırasıyla kaynak-hedef ve kaynak- $n$ . röle arasındaki  $p$ . yollara ait gecikmeleri,  $T_s$  sembol periyodunu ve  $J$  çerçeve uzunluğunu belirtmektedir. Ayrıca eşitlik (2.5.1) ve (2.5.2)'deki  $n_{sd}(t)$  ve  $n_{sr_n}(t)$  terimleri ise Gauss gürültülerini ifade etmektedir. Eşitliklerde verilen  $\pi_s^k$  ise kaynak düğümünde kullanılan  $i$ . sembol periyodu boyunca yayma ve serpiştirme dalga formlarının birleşimini temsil etmekte ve aşağıdaki gibi ifade edilmektedir:

$$\pi_s^k = \sum_{z=0}^{L-1} \pi_s(iL + z) u(t - zT_c). \quad (2.5.3)$$

Burada  $T_c$ , kırkık periyodunu,  $L$ , yayma faktörünü ve  $u(t)$  ise şekillendirme filtresini belirtmektedir. Buna ek olarak  $\pi_s(k)$ , yayma ve serpiştirme dizilerinin birleşimini içeren bir kod dizisidir. Burada kullanılan serpiştirici tipi ideal rastgele serpiştirici olduğundan, sistemdeki herhangi bir kullanıcıya ait serpiştirme dizisi ideal olarak rastgele bir şekilde üretilmiştir. İncelenmesi hedeflenen sistem DF prensibine göre çalıştığı için röleler birinci zaman diliminde gelen işaretleri çözmekte, iletilmek istenilen mesaj işaretini elde etmektedir. Daha sonra bu mesaj işaretlerini tekrardan iletim prosedürüne uygun bir biçimde hedef noktasına aktarmaktadır. Buna göre ikinci zaman diliminde sadece rölelerden hedefe bilgi aktarımı gerçekleştirilmekte ve hedef noktasındaki IDMA işareti ise (2.5.4)'teki gibi tanımlanmaktadır:

$$y_{r_n,d}(t) = \sum_{i=0}^{J-1} \sum_{k=1}^K \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^{P_{r_n,d}} h_{r_n,d}^p(i) \hat{d}_k(i) \pi_{r_n}^k(t - inT_s - D_{k,n} - \tau_{r_n,d}^p) + n_{r_n,d}(t). \quad (2.5.4)$$

Verilen eşitlikte  $h_{r_n,d}^p$ ,  $n$ . röle–hedef arasındaki  $p$ . yolun kanal kazancını,  $\hat{d}_k$   $k$ . kullanıcıya ait  $i$ . sembolün  $n$ . rölede çözümlenmiş halini,  $\tau_{r_n,d}^p$   $n$ . röle–hedef arasındaki  $p$ . yola ait gecikmeyi,  $D_{k,n}$  ikinci iletim zamanı boyunca gerçekleşen iletim gecikmesini ve  $T_s$  ise yine sembol periyodunu belirtmektedir.  $n_{r_n,d}(t)$  ise Gauss gürültüsüdür.  $\pi_{r_n}^k$  ise  $n$ . röle düğümünde kullanılan  $i$ . sembol periyodu boyunca yayma ve serpiştirme dalga formlarının birleşimidir ve eşitlik (2.5.3)'e benzer olarak

$$\pi_{r_n}^k = \sum_{z=0}^{L-1} \pi_{r_n}^k(iL + z)u(t - zT_c) \quad (2.5.5)$$

şeklinde verilmektedir. Buradaki  $\pi_{r_n}^k$   $n$ . rölede kullanılan yayma ve serpiştirme dizilerinin birleşimini içeren kod dizisidir. Daha önce de belirtildiği gibi, kaynak ve her bir röle düğümünde IDMA iletim ve algılama prosedürü yapılmaktadır. Algılama işlemi ise çok yollu yayılım söz konusu olduğundan Rake tipi algılayıcı olarak seçilmiştir. Yapılacak olan matematiksel analizlerde Rake tipi algılayıcının özellikleri kullanılmıştır. Rake tipi algılayıcı modeline uygun olarak, hem hedef hem de röle düğümlerinde birinci ve ikinci zaman dilimlerine ait toplam anlık SNR ifadeleri [112]

$$\gamma_{sd} = \frac{E_s}{N_0} [\mathbf{h}_{sd}]^\dagger \boldsymbol{\Phi}_{sd} \mathbf{h}_{sd} \quad (2.5.6)$$

$$\gamma_{sr_n} = \frac{E_s}{N_0} [\mathbf{h}_{sr_n}]^\dagger \boldsymbol{\Phi}_{sr_n} \mathbf{h}_{sr_n} \quad (2.5.7)$$

$$\gamma_{r_n,d} = \frac{E_s}{N_0} [\mathbf{h}_{r_n,d}]^\dagger \boldsymbol{\Phi}_{r_n,d} \mathbf{h}_{r_n,d} \quad (2.5.8)$$

şeklindedir. Eşitlik (2.5.6), (2.5.7) ve (2.5.8) ile verilen ifadelerde  $E_s$  iletilen sembol başına harcanan enerji miktarını,  $N_0$  ise AWGN gürültüsünün tek yönlü güç spektral yoğunluğunu belirtmektedir.  $\mathbf{h}_{sd} = (h_{sd}^p(kT_s), \dots, h_{sd}^{P_{sd}}(kT_s))^T$ ,  $\mathbf{h}_{sr_n} = (h_{sr_n}^p(kT_s), \dots,$

$\mathbf{h}_{sr_n}^{P_{sr_n}}(kT_s)^T$  ve  $\mathbf{h}_{r_n,d} = \left( h_{r_n,d}^{P_{r_n,d}}(kT_s), \dots, h_{r_n,d}^{P_{r_n,d}}(kT_s) \right)^T$  kanal katsayıları olmak üzere,  $(\cdot)^T$  tranpoz operatörüdür.  $\Phi_{sd}$ ,  $\Phi_{sr_n}$  ve  $\Phi_{r_n,d}$  ise her bir düğüm arasında çok yollu yayılım olduğu düşünüldüğünden  $(P_{sd} \times P_{sd})$ ,  $(P_{sr_n} \times P_{sr_n})$  ve  $(P_{r_n,d} \times P_{r_n,d})$  elemanlı gecikmiş dalga formlarının çapraz ilintilerini belirten matrislerdir. Son olarak  $[\cdot]^\dagger$  ise kompleks tranpoz operatörüdür.

Ele alınan sistemin kapalı formda BEP ifadesini elde etmek için eşitlik (2.5.9) ile verilen ifade çözümlenmelidir [113]:

$$P_e = \sum_{\alpha} P_{e/\alpha} p(\alpha). \quad (2.5.9)$$

Burada  $\alpha$  ele alınan sistemdeki röle sayısı kümesini belirtmektedir ve  $P_{e/\alpha}$  koşullu hata olasılığı olarak tanımlanmaktadır.  $p(\alpha)$  ise kaynak ile hedef arasındaki hata olasılığıdır ve

$$p(\alpha) = \prod_{n \in \alpha} (1 - P_{e,r_n}) \prod_{j \notin \alpha} P_{e,r_j} \quad (2.5.10)$$

şeklinde tanımlanır. Burada  $P_{e,r_n}$   $n$ . röledeki ortalama BEP değerini ifade eder ve şu şekilde tanımlanır:

$$P_{e,r_n} = \int_0^{\infty} A Q(\sqrt{B\gamma}) p_{\gamma_{sr_n}}(\gamma) d\gamma. \quad (2.5.11)$$

Burada  $p_{\gamma_{sr_n}}(\gamma)$ ,  $n$ . röledeki anlık SNR'nin PDF ifadesidir.  $A$  ve  $B$  parametreleri ele alınan sistemde kullanılan modülasyona göre değişen sabitlerdir [114].  $Q(x)$  hata olasılığı hesaplamalarında yaygın bir şekilde kullanılan Gauss  $Q$  fonksiyonudur. Eşitlik (2.5.11)'deki tanımlamaya benzer şekilde hedef noktasındaki  $P_{e/\alpha}$  ifadesi ise

$$P_{e/\alpha} = \int_0^{\infty} A Q(\sqrt{B\gamma}) p_{\gamma_{d/\alpha}}(\gamma) d\gamma \quad (2.5.12)$$

şeklindedir. Burada  $\gamma_{d/\alpha}$  ele alınan sistemin alıcıdaki toplam anlık SNR ifadesini,  $A$  ve  $B$  sırasıyla modülasyona bağlı olarak belirlenen sabitlerdir. Eşitlik (2.5.11) ve (2.5.12) aynı formatta olan integrallerdir. Eşitlik (2.5.11)'deki matematiksel ifadenin çözüme kavuşturulması için  $p_{\gamma_{sn}}(\gamma)$  ifadesini bulmak gerekmektedir. Buna göre, ele alınan atlamalı veya işbirlikli DF IDMA sistemleri için bütün sönümlü kanalların Nakagami- $m$  tipi olduğu önceden belirtilmiştir. Buradan yola çıkarak herhangi bir çok yollu  $i \rightarrow j$  hattı için anlık SNR'nin MGF'si şu şekildedir ([80, eşitlik (2.22)] ve [115]'den faydalanarak):

$$M_{\gamma_{ij}}(s) = E(e^{-s\gamma_{ij}}) = \prod_{p=1}^{P_{ij}} \left( 1 + \frac{s\bar{\gamma}_{ij}^p}{m_{ij}^p} \right)^{-m_{ij}^p}. \quad (2.5.13)$$

Burada  $P_{ij}$   $i \rightarrow j$  hattı için toplam yol sayısını,  $\bar{\gamma}_{ij}^p$   $p$ . yolun ortalama SNR'sini tanımlamakta ve  $\bar{\gamma}_{ij}^p = \lambda_{ij}^{p,l} \frac{E_s}{N_0}$  şeklinde ifade edilmektedir.  $\lambda_{ij}^{p,l}$   $p$ . yolun kanal kazancına bağlı olarak belirlenen  $l$ . özdeğeridir.  $m_{ij}^p$ ,  $p$ . yolun sönümlenme parametresidir. Kısmi kesirlere ayırma metodu kullanılırsa [113]

$$M_{\gamma_{ij}}(s) = \sum_{p=1}^{P_{ij}} \omega_{ij}^p \left( 1 + \frac{s\bar{\gamma}_{ij}^p}{m_{ij}^p} \right)^{-m_{ij}^p} \quad (2.5.14)$$

şeklinde bir sonuç elde edilir. Yukarıdaki tanımlamalardan farklı olarak  $\omega_{ij}^p$  ifadesi dikkati çekmektedir.  $\omega_{ij}^p$  ifadesi rezidüdür ve özdeğerlere bağlı olarak

$$\omega_{ij}^p = \prod_{1 \leq q \leq P_{ij}, q \neq p} \frac{\lambda_{ij}^l}{\lambda_{ij}^l - \lambda_{ij}^q} \quad (2.5.15)$$

şeklinde tanımlanır. Eşitlik (2.5.14)'ün Mathematica programı aracılığı ile ters Laplace dönüşümü alındığında eşitlik (2.5.16)'daki PDF ifadesi elde edilmektedir:

$$p_{\gamma_{ij}}(\gamma) = \sum_{p=1}^{P_{ij}} \frac{\omega_{ij}^p (m_{ij}^p)^{m_{ij}^p} \gamma^{m_{ij}^p - 1}}{(\bar{\gamma}_{ij}^p)^{m_{ij}^p} \Gamma(m_{ij}^p)} \exp\left(-\frac{\gamma m_{ij}^p}{\bar{\gamma}_{ij}^p}\right). \quad (2.5.16)$$

Eşitlik (2.5.11)'de verilen  $P_{e,r_n}$  ifadesini çözmek için eşitlik (2.5.16)'dan faydalanarak,  $p_{\gamma_{sr_n}}(\gamma)$ 'yi şu şekilde yazabiliriz:

$$p_{\gamma_{sr_n}}(\gamma) = \sum_{p=1}^{P_{sr_n}} \frac{\omega_{sr_n}^p (m_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p} \gamma^{m_{sr_n}^p - 1}}{(\bar{\gamma}_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p} \Gamma(m_{sr_n}^p)} \exp\left(-\frac{\gamma m_{sr_n}^p}{\bar{\gamma}_{sr_n}^p}\right). \quad (2.5.17)$$

Bu aşamadan sonra, eşitlik (2.5.17)'deki  $p_{\gamma_{sr_n}}(\gamma)$  ifadesi, eşitlik (2.5.11)'de yerine yazılırsa,  $P_{e,r_n}$  ifadesi

$$P_{e,r_n} = \int_0^{\infty} A Q(\sqrt{B\gamma}) \sum_{p=1}^{P_{sr_n}} \frac{\omega_{sr_n}^p (m_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p} \gamma^{m_{sr_n}^p - 1}}{(\bar{\gamma}_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p} \Gamma(m_{sr_n}^p)} \exp\left(-\frac{\gamma m_{sr_n}^p}{\bar{\gamma}_{sr_n}^p}\right) d\gamma \quad (2.5.18)$$

şeklinde bulunur. Eşitlik (2.5.18)'de verilen integralin direkt olarak çözümü matematiksel olarak bir hayli zor bir işlemdir. Çünkü eşitlik (2.5.18)'deki integral Gauss  $Q$  fonksiyonu gibi özel fonksiyonlar içermekte ayrıca üstel fonksiyonların çarpımının da söz konusu olması matematiksel analizi çok zor bir duruma getirmektedir. Bu zorlukların üstesinden gelmek için Gauss  $Q$  fonksiyonu için literatürde kabul görmüş bir yaklaşıklığını kullanma yoluna gidilmiştir. Buradan hareketle, aşağıda izah edilen Gauss  $Q$  fonksiyonu yaklaşıklığı kullanılmıştır. Gauss  $Q$  fonksiyonu aynı zamanda

$$Q(x) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{x}{\sqrt{2}}\right) \quad (2.5.19)$$

şeklindedir.  $\operatorname{erfc}(a)$  ifadesi ise [95, eşitlik (14)]'e göre

$$\operatorname{erfc}(a) \approx \frac{1}{6} \exp(-a^2) + \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{4}{3} a^2\right) \quad (2.5.20)$$

olarak verilmiştir. Eşitlik (2.5.20), eşitlik (2.5.19)'da yerine konulursa  $Q(x)$  fonksiyonunun [95]'teki yaklaşıklık cinsinden değeri aşağıdaki gibi bulunur:

$$Q(x) \approx \frac{1}{12} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) + \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{2x^2}{3}\right). \quad (2.5.21)$$

Eşitlik (2.5.21)'teki ifade, eşitlik (2.5.18)'deki integral çözümünde sadece üstel ifadelerin bulunmasını sağlayarak çözülebilir bir formata dönüştürecektir. Bu sayede, eşitlik (2.5.21) eşitlik (2.5.18)'de yerine yazılırsa

$$P_{e,r_n} \approx \int_0^\infty A \left\{ \frac{1}{12} \exp\left(-\frac{B\gamma}{2}\right) + \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{2B\gamma}{3}\right) \right\} \sum_{p=1}^{P_{sr_n}} \frac{\omega_{sr_n}^p (m_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p}}{(\bar{\gamma}_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p} \Gamma(m_{sr_n}^p)} \gamma^{m_{sr_n}^p - 1} \exp\left(-\frac{\gamma m_{sr_n}^p}{\bar{\gamma}_{sr_n}^p}\right) d\gamma \quad (2.5.22)$$

elde edilir. Bazı matematiksel düzenlemeler yapılarak (integral değişkenine bağlı olmayan sabitlerin integral dışına çıkarılması, parantez dağılımı ve düzenlemeleri gibi) eşitlik (2.5.22) yeniden ele alınırsa

$$P_{e,r_n} \approx \sum_{p=1}^{P_{sr_n}} \frac{A \omega_{sr_n}^p (m_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p}}{(\bar{\gamma}_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p} \Gamma(m_{sr_n}^p)} \left[ \frac{1}{12} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{B\gamma}{2}\right) \gamma^{m_{sr_n}^p - 1} \exp\left(-\frac{\gamma m_{sr_n}^p}{\bar{\gamma}_{sr_n}^p}\right) d\gamma \right] \\ + \sum_{p=1}^{P_{sr_n}} \frac{A \omega_{sr_n}^p (m_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p}}{(\bar{\gamma}_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p} \Gamma(m_{sr_n}^p)} \left[ \frac{1}{4} \int_0^\infty \exp\left(-\frac{2B\gamma}{3}\right) \gamma^{m_{sr_n}^p - 1} \exp\left(-\frac{\gamma m_{sr_n}^p}{\bar{\gamma}_{sr_n}^p}\right) d\gamma \right] \quad (2.5.23)$$

şeklinde elde edilir. Üstel ifadeler bir kez daha düzenlenirse

$$P_{e,r_n} \approx \sum_{p=1}^{P_{sr_n}} \frac{A \omega_{sr_n}^p (m_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p}}{(\bar{\gamma}_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p} \Gamma(m_{sr_n}^p)} \left[ \frac{1}{12} \int_0^\infty \exp\left(\gamma \left(\frac{-B}{2} + \frac{-m_{sr_n}^p}{\bar{\gamma}_{sr_n}^p}\right)\right) \gamma^{m_{sr_n}^p - 1} d\gamma \right] \\ + \sum_{p=1}^{P_{sr_n}} \frac{A \omega_{sr_n}^p (m_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p}}{(\bar{\gamma}_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p} \Gamma(m_{sr_n}^p)} \left[ \frac{1}{4} \int_0^\infty \exp\left(\gamma \left(\frac{-2B}{3} + \frac{-m_{sr_n}^p}{\bar{\gamma}_{sr_n}^p}\right)\right) \gamma^{m_{sr_n}^p - 1} d\gamma \right] \quad (2.5.24)$$

ifadesi bulunur. Eşitlik (2.5.24)'deki her bir integral [82, eşitlik (3.381.4)]'te verilen formda olup, aşağıdaki gibidir:

$$C = \int_0^\infty x^{\nu-1} \exp(\xi x) dx. \quad (2.5.25)$$

Bu integralin matematiksel olarak çözümü ise  $C = (1/\xi^v)\Gamma(v)$  şeklindedir. Elde edilen bu çözümü eşitlik (2.5.24)'teki her bir integral için uygulanırsa (değişken eşleştirmeleri yapılarak)  $P_{e,r_n}$  ifadesi

$$P_{e,r_n} \approx \sum_{p=1}^{P_{sr_n}} \frac{A\omega_{sr_n}^p (m_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p}}{(\bar{\gamma}_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p}} \left[ \frac{-\left(-\frac{B}{2} - \frac{m_{sr_n}^p}{\bar{\gamma}_{sr_n}^p}\right)^{-m_{sr_n}^p} - 3\left(-\frac{2B}{3} - \frac{m_{sr_n}^p}{\bar{\gamma}_{sr_n}^p}\right)^{-m_{sr_n}^p}}{12} \right] \quad (2.5.26)$$

şeklinde türetilmiştir. Hedef noktasına direkt olarak kaynaktan ve sistemdeki rölelerden gelen işaretler, MRC tekniği kullanılarak birleştirilmiştir. Bu sayede ele alınan sistemin hedef noktasındaki anlık SNR'si [82, eşitlik (20)]'ye benzer olarak

$$\gamma_{d/\alpha} = \gamma_{sd} + \sum_{n=1}^N \gamma_{r_n,d} \quad (2.5.27)$$

şeklindedir. Eşitlik (2.5.13)'e benzer şekilde, hedef noktasındaki anlık SNR'nin MGF ifadesi şu şekilde bulunmuştur:

$$M_{\gamma_{d/\alpha}}(s) = \prod_{p=1}^{P_{sd}} \left(1 + \frac{S\bar{\gamma}_{sd}^p}{m_{sd}^p}\right)^{-m_{sd}^p} \prod_{n=1}^N \prod_{p=1}^{P_{r_n,d}} \left(1 + \frac{S\bar{\gamma}_{r_n,d}^p}{m_{r_n,d}^p}\right)^{-m_{r_n,d}^p}. \quad (2.5.28)$$

Daha önce belirtildiği gibi, eşitlik (2.5.12)'deki ifade ile eşitlik (2.5.11)'deki ifade aynı formattadır. Alıcıda alınan anlık SNR'nin PDF'sinin bulunması için eşitlik (2.5.28)'e ters Laplace dönüşümü ve kısmi kesirlere ayırma metodu uygulanması veya her bir hattın birbiriyle konvolüsyonu gerekmektedir. Ancak bu konvolüsyon işleminin Matlab veya Mathematica gibi programlar ile analitik olarak yapılması mümkün olamamıştır. Bu sebeple, [113], [94, eşitlik (15)] ve [107, eşitlik (39)]'daki gibi yaklaşık olarak PDF'lerin toplamlarının alınması uygun görülmüştür. Eşitlik (2.5.11)'in çözümü için gerekli olan adımlardaki (eşitlik (2.5.17)-(2.5.26) arası) yöntemler izlenerek

$$\begin{aligned}
P_{e/\alpha} \approx & \sum_{p=1}^{P_{sd}} \frac{A\omega_{sd}^p (m_{sd}^p)^{m_{sd}^p}}{(\bar{\gamma}_{sd}^p)^{m_{sd}^p}} \left[ \frac{-\left(-\frac{B}{2} - \frac{m_{sd}^p}{\bar{\gamma}_{sd}^p}\right)^{-m_{sd}^p} - 3\left(-\frac{2B}{3} - \frac{m_{sd}^p}{\bar{\gamma}_{sd}^p}\right)^{-m_{sd}^p}}{12} \right] \\
& + \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^{P_{r_n d}} \frac{A\omega_{r_n d}^p (m_{r_n d}^p)^{m_{r_n d}^p}}{(\bar{\gamma}_{r_n d}^p)^{m_{r_n d}^p}} \left[ \frac{-\left(-\frac{B}{2} - \frac{m_{r_n d}^p}{\bar{\gamma}_{r_n d}^p}\right)^{-m_{r_n d}^p} - 3\left(-\frac{2B}{3} - \frac{m_{r_n d}^p}{\bar{\gamma}_{r_n d}^p}\right)^{-m_{r_n d}^p}}{12} \right]
\end{aligned} \tag{2.5.29}$$

ifadesi elde edilmiştir. Eşitlik (2.5.26) ve (2.5.29)'daki türetilen ifadeler eşitlik (2.5.10) ve (2.5.9)'da yerlerine konularak ele alınan DF IDMA sistemleri için ortalama BEP ifadesi aşağıdaki gibi kapalı formda türetilmiştir [116]:

$$\begin{aligned}
P_e \approx & \sum_{\alpha} \sum_{p=1}^{P_{sd}} \frac{A\omega_{sd}^p (m_{sd}^p)^{m_{sd}^p}}{(\bar{\gamma}_{sd}^p)^{m_{sd}^p}} \left[ \frac{-\left(-\frac{B}{2} - \frac{m_{sd}^p}{\bar{\gamma}_{sd}^p}\right)^{-m_{sd}^p} - 3\left(-\frac{2B}{3} - \frac{m_{sd}^p}{\bar{\gamma}_{sd}^p}\right)^{-m_{sd}^p}}{12} \right] \\
& + \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^{P_{r_n d}} \frac{A\omega_{r_n d}^p (m_{r_n d}^p)^{m_{r_n d}^p}}{(\bar{\gamma}_{r_n d}^p)^{m_{r_n d}^p}} \left[ \frac{-\left(-\frac{B}{2} - \frac{m_{r_n d}^p}{\bar{\gamma}_{r_n d}^p}\right)^{-m_{r_n d}^p} - 3\left(-\frac{2B}{3} - \frac{m_{r_n d}^p}{\bar{\gamma}_{r_n d}^p}\right)^{-m_{r_n d}^p}}{12} \right] \\
& \times \left\{ \prod_{n \in \alpha} \left( 1 - \sum_{p=1}^{P_{sr_n}} \frac{A\omega_{sr_n}^p (m_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p}}{(\bar{\gamma}_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p}} \left[ \frac{-\left(-\frac{B}{2} - \frac{m_{sr_n}^p}{\bar{\gamma}_{sr_n}^p}\right)^{-m_{sr_n}^p} - 3\left(-\frac{2B}{3} - \frac{m_{sr_n}^p}{\bar{\gamma}_{sr_n}^p}\right)^{-m_{sr_n}^p}}{12} \right] \right) \right. \\
& \left. \times \prod_{j \notin \alpha} \sum_{p=1}^{P_{sr_j}} \frac{A\omega_{sr_j}^p (m_{sr_j}^p)^{m_{sr_j}^p}}{(\bar{\gamma}_{sr_j}^p)^{m_{sr_j}^p}} \left[ \frac{-\left(-\frac{B}{2} - \frac{m_{sr_j}^p}{\bar{\gamma}_{sr_j}^p}\right)^{-m_{sr_j}^p} - 3\left(-\frac{2B}{3} - \frac{m_{sr_j}^p}{\bar{\gamma}_{sr_j}^p}\right)^{-m_{sr_j}^p}}{12} \right] \right\}.
\end{aligned} \tag{2.5.30}$$

Kaynak ile hedef düğümleri arasındaki direkt iletimin olmadığı atlamalı bir DF IDMA sistem yapısı düşünüldüğünde MRC tekniği yardımıyla alıcı uçtaki toplam SNR ifadesi

$$\gamma_{d/\alpha} = \sum_{n=1}^N \gamma_{r_n,d} \quad (2.5.31)$$

şeklinde. Bu durumda hedef noktasındaki anlık SNR'nin MGF ifadesi

$$M_{\gamma_{d/\alpha}}(s) = \prod_{n=1}^N \prod_{p=1}^{P_{r_n,d}} \left( 1 + \frac{S \bar{\gamma}_{r_n,d}^p}{m_{r_n,d}^p} \right)^{-m_{r_n,d}^p} \quad (2.5.32)$$

olarak elde edilir. Eşitlik (2.5.32)'deki ifadeye ters Laplace ve kısmi kesirlere ayırma metodu uygulanarak PDF ifadesi elde edilebilir. Burada da eşitlik (2.5.30)'daki yaklaşık çözüm için uygulanan yöntemler takip edilerek,  $P_{e/\alpha}$

$$P_{e/\alpha} \approx \sum_{n=1}^N \sum_{p=1}^{P_{r_n,d}} \frac{A \omega_{r_n,d}^p (m_{r_n,d}^p)^{m_{r_n,d}^p}}{(\bar{\gamma}_{r_n,d}^p)^{m_{r_n,d}^p}} \left[ \frac{-\left( \frac{B}{2} - \frac{m_{r_n,d}^p}{\bar{\gamma}_{r_n,d}^p} \right)^{-m_{r_n,d}^p} - 3 \left( \frac{2B}{3} - \frac{m_{r_n,d}^p}{\bar{\gamma}_{r_n,d}^p} \right)^{-m_{r_n,d}^p}}{12} \right] \quad (2.5.33)$$

olarak bulunur. Yine eşitlik (2.5.33) ve eşitlik (2.5.26)'da türetilen ifadeler eşitlik (2.5.10) ve (2.5.9)'da yerlerine konularak atlamalı DF IDMA sistemlerinin ortalama BEP ifadesi aşağıdaki gibi elde edilmiştir [117]:

$$P_e \approx \sum_{\alpha} \sum_{p=1}^{P_{r_n,d}} \frac{A \omega_{r_n,d}^p (m_{r_n,d}^p)^{m_{r_n,d}^p}}{(\bar{\gamma}_{r_n,d}^p)^{m_{r_n,d}^p}} \left[ \frac{-\left( \frac{B}{2} - \frac{m_{r_n,d}^p}{\bar{\gamma}_{r_n,d}^p} \right)^{-m_{r_n,d}^p} - 3 \left( \frac{2B}{3} - \frac{m_{r_n,d}^p}{\bar{\gamma}_{r_n,d}^p} \right)^{-m_{r_n,d}^p}}{12} \right] \times \left\{ \prod_{n \in \alpha} \left( 1 - \sum_{p=1}^{P_{sr_n}} \frac{A \omega_{sr_n}^p (m_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p}}{(\bar{\gamma}_{sr_n}^p)^{m_{sr_n}^p}} \left[ \frac{-\left( \frac{B}{2} - \frac{m_{sr_n}^p}{\bar{\gamma}_{sr_n}^p} \right)^{-m_{sr_n}^p} - 3 \left( \frac{2B}{3} - \frac{m_{sr_n}^p}{\bar{\gamma}_{sr_n}^p} \right)^{-m_{sr_n}^p}}{12} \right] \right) \times \prod_{j \in \alpha} \sum_{p=1}^{P_{sr_j}} \frac{A \omega_{sr_j}^p (m_{sr_j}^p)^{m_{sr_j}^p}}{(\bar{\gamma}_{sr_j}^p)^{m_{sr_j}^p}} \left[ \frac{-\left( \frac{B}{2} - \frac{m_{sr_j}^p}{\bar{\gamma}_{sr_j}^p} \right)^{-m_{sr_j}^p} - 3 \left( \frac{2B}{3} - \frac{m_{sr_j}^p}{\bar{\gamma}_{sr_j}^p} \right)^{-m_{sr_j}^p}}{12} \right] \right\} \quad (2.5.34)$$

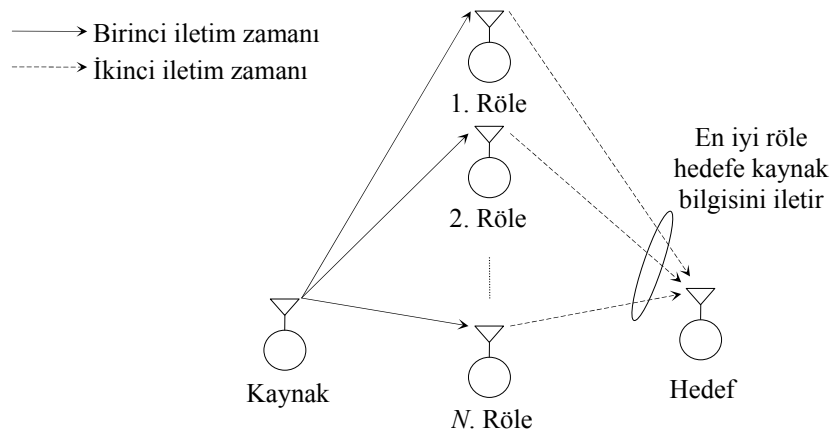
## 2.6. En İyi Röle Seçimli Atlamalı Çöz ve Aktar Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerin Servis Dışı Kalma Olasılığı Analizi

Atlamalı veya işbirlikli iletişim sistemlerinde en iyi röle seçimi tekniği, sistem başarımında artış sağlarken ikinci iletim zamanında sadece en iyi röle iletimde olduğu için sistem karmaşıklığını azaltmaktadır. En iyi röle seçim tekniği ile klasik işbirlikli iletişim kıyaslandığında bu iki yaklaşımın, aynı çeşitleme derecesine sahip olduğu söylenebilir. Bir diğer ifade ile sistem karmaşıklığı açısından önemli bir avantaja sahip olan en iyi röle seçimli işbirlikli iletişim yöntemi, klasik işbirlikli iletişim yöntemi ile aynı çeşitleme kazancını sağlamaktadır. Bu sayede ilk iletim zamanında kaynak-hedef ve kaynak-röleler arasındaki iletimler gerçekleşmekte, ikinci iletim zamanında ise en iyi röle seçilerek sadece en iyi röle-hedef iletimi yapılmaktadır [36]. Geleneksel işbirlikli iletim sistemlerinde olduğu gibi, en iyi röle seçimli iletim sistemlerinde de AF ve DF olarak iki temel iletim protokolü mevcuttur [3-5]. En iyi röle seçimli iletim tekniğinin sağladığı avantajlardan faydalanarak, [33, 34, 118]'deki çalışmalarda işbirlikli iletim sistemlerinin Rayleigh kanallarındaki başarımları; [119] ile [120]'deki çalışmalarda ise Nakagami- $m$  sönümlü kanallardaki başarımları sunulmuştur. En iyi röle seçimli iletim tekniği kullanan atlamalı sistemlerin başarım analizleri ise [121-126]'daki çalışmalarda detaylı olarak incelenmiştir. Bütün bu verilen çalışmalarda, herhangi bir çoklu erişim sisteminin var olmadığı, klasik işbirlikli veya atlamalı iletişim sistemlerinin en iyi röle seçimli teknik kullanılarak başarımları verilmiştir.

Tezin bu alt başlığında ise, en iyi röle seçimli iletim tekniğini kullanan atlamalı DF IDMA sistemlerinin Weibull kanallarında servis dışı kalma analizi gerçekleştirilmiştir. Weibull kanallarının iletim ortamlarını temsil etmekteki esnekliği ile IDMA sistemlerinin avantajları daha önceki bölümlerde detaylı olarak izah edilmiştir. Buna ilaveten, atlamalı DF IDMA sistemleri ile en iyi röle seçimi tekniği birleştirilerek yine sistem karmaşıklığının azaltılması hedeflenmiştir. Bölüm 2.4'te anlatılan kısımda (en iyi röle seçimi kullanılmamakta) sistemin toplam MGF ifadesi türetilip, türetilen toplam MGF ifadesinin ters Laplas dönüşümü alınarak servis dışı kalma olasılığı bulunmuştu. Bu bölümde ise en iyi röle seçimi kullanan atlamalı DF IDMA sistemlerinin servis dışı kalma olasılığı sistemin toplam CDF'si bulunarak elde edilmiştir. Bunun da sebebi, SNR'lerin maksimumunun MGF'si, SNR'lerin MGF'lerinin maksimumuna eşit

olmamasıdır. Bu sebeple MGF ifadesi türetiminden değil de [33, 118, 127]'deki çalışmalara benzer olarak ele alınan sistemin toplam CDF ifadesinden yola çıkılmıştır. En iyi röle seçim tekniğini kullanan atlamalı DF IDMA sistemlerinin Weibull sönümlü kanallardaki kapalı formda yaklaşık CDF ifadesi türetilmiştir. Türetilen bu CDF ifadesi ile analitik sonuçlar elde edilmiştir. Analitik sonuçların doğruluğu ise bilgisayar benzetimleri ile gösterilmiştir.

Ele alınan sistem modelinin  $k$  kullanıcısı için temsili gösterimi Şekil 2.6.1'de verildiği gibidir. Burada direkt iletimin olmadığı atlamalı bir sistemin olduğu kabul edilmiş ve sistemdeki her bir kanalın ise Weibull dağılımlı olduğu varsayılmıştır. Kullanıcılar birbirleri ile bir röle aracılığıyla iletişim kurmakta, bu iletimde ise DF protokolü kullanılmaktadır. Ayrıca sistemdeki her bir düğümde bir adet iletim anteni bulunmaktadır. En iyi röle seçim tekniği kullanıldığı için, birinci iletim zamanında kaynak bilgi işaretini rölelere iletmekte, rölelerden en iyisi bilgiyi çözmekte ve tekrardan hedefe iletimi gerçekleştirmektedir. Bu sayede ikinci iletim zamanında sadece en iyi röle aktif olmaktadır. Bu durum ise sistem karmaşıklığını azaltmaktadır. Sistemdeki her bir düğümde iletim/algılama işlemleri yine diğer bölümlerde olduğu gibi IDMA prosedürlerine uygun bir şekilde gerçekleşmektedir.



Şekil 2.6.1.  $k$  kullanıcısı için en iyi röle seçim tekniğini kullanan atlamalı DF IDMA sistem modeli.

Sistemde bulunan düğümler arasındaki kanalların Weibull sönümlü olduğu belirtilmiştir. Bu sebeple, sistemdeki her bir iletim kanalına ait PDF ifadesi eşitlik (2.4.1)'de verildiği gibidir. Servis-dışı kalma olasılığı ifadesi kaynak  $\rightarrow n$ . röle  $\rightarrow$  hedef

hattına ait ortak bilgi  $I_{r_n,d}$ 'den yola çıkılarak bulunabilir. Analiz için gerekli olan eşik değeri ( $\gamma_{th-r_n,d}$ ) ifadesi Bölüm 2.4'te verilen eşitlik (2.4.7)'deki gibidir. Bütün bu tanımlamalar göz önüne alınarak,  $P_{out}$  ifadesi şu şekilde gösterilebilir:

$$P_{out} = \Pr \left[ \max_{n \in \mathcal{A}} (\gamma_{r_n,d}) < 2^{2L\mathfrak{R}/K} - 1 / \left( 2L/K^2 [W]_{r_n,r_n} \right) \right]. \quad (2.6.1)$$

En iyi röle seçim tekniğini kullanan DF IDMA sisteminin kapalı formda  $P_{out}$  ifadesini bulmak için eşitlik (2.6.1)'in çözülmesi gerekmektedir. Ancak bu çözüm analitik olarak mümkün değildir. Bu sebeple, [128]'de verilen metod takip edilerek, alıcıdaki maksimum SNR'ye denk gelen bir rastgele değişken,  $\varepsilon_n$ , tanımlanır. Röleli iletim hattına ait PDF ifadesi ise

$$f_{\varepsilon_n}(x) = \Pr(r_n \text{ is off}) f_{\varepsilon_n|r_n \text{ is off}}(x) + \Pr(r_n \text{ is on}) f_{\varepsilon_n|r_n \text{ is on}}(x) \quad (2.6.2)$$

olarak tanımlanmaktadır. Burada  $f_{\varepsilon_n|r_n \text{ is off}}(x) = \delta(x)$  olarak tanımlanan koşullu PDF ifadesidir.  $\Pr(r_n \text{ is off})$  ise  $r_n$  . kanalının kapalı olma olasılığıdır.  $\Pr(r_n \text{ is off})$  ifadesi ise [80, eşitlik (2.30)] kullanılarak aşağıdaki gibi gösterilir:

$$\Pr(r_n \text{ is off}) = 1 - \exp \left( - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right). \quad (2.6.3)$$

$\Pr(r_n \text{ is on})$  ise  $r_n$  . kanalının açık olma olasılığıdır ve  $1 - \Pr(r_n \text{ is off})$  şeklinde tanımlanmaktadır. Eşitlik (2.4.1) kullanılarak, koşullu PDF ifadesi,  $f_{\varepsilon_n|r_n \text{ is on}}(x)$

$$f_{\varepsilon_n|r_n \text{ is on}}(x) = u_{r_n,d} \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} x^{u_{r_n,d}-1} \exp \left( - \left( \frac{x \Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} \right) \quad (2.6.4)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Eşitlik (2.6.3), (2.6.4) ve diğer tanımlamalar kullanılarak, eşitlik (2.6.2) yeniden yazılırsa

$$f_{\varepsilon_n}(x) = \left\{ 1 - \exp \left( - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right) \right\} \delta(x) + \left\{ \exp \left( - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right) \right\} \times u_{r_n,d} \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} x^{u_{r_n,d}-1} \exp \left( - \left( \frac{x \Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} \right) \quad (2.6.5)$$

olarak elde edilir. Rastgele değişken  $\varepsilon_n$ 'ne göre, eşitlik (2.6.1)'deki  $P_{out}$  ifadesi yeniden dzenlendiğinde

$$F_{total}(x) = \Pr \left[ \max_{n \in N} (\varepsilon_n) < x \right] = \prod_{n=1}^N \Pr [\varepsilon_n < x] = \prod_{n=1}^N F_{\varepsilon_n}(x) \quad (2.6.6)$$

elde edilmektedir [127, eşitlik (15)]. Burada  $F_{\varepsilon_n}(x)$ ,  $\varepsilon_n$ 'nin CDF ifadesini temsil etmektedir. Eşitlik (2.6.5)'teki PDF ifadesinden CDF ifadesi, aşağıda verilen integral ile bulunur:

$$F_{\varepsilon_n}(x) = \int_0^x \left\{ 1 - \exp \left( - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right) \right\} \delta(x) + \left\{ \exp \left( - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right) \right\} u_{r_n,d} \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} x^{u_{r_n,d}-1} \exp \left( - \left( \frac{x \Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} \right) dx. \quad (2.6.7)$$

Eşitlik (2.6.7)'de verilen integralin genel çözümlü üstel ifade içerisinde pay ve paydalı ifadenin kuvveti bulunduğundan matematiksel olarak çözülememektedir. Bu sebeple,  $u_{ij} = c_{ij} / 2$  değişkeninin belli değerleri için bu integralin çözümlü Mathematica programı aracılığı ile yapılabilmektedir. Buna göre  $c_{ij} = 1$  için eşitlik (2.6.7)'nin çözümlü

$$\begin{aligned}
F_{\varepsilon_n}(x) &= \left\{ 1 - \exp \left( - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right) \right\} (-1 + 2\Theta(x)) \\
&+ \left\{ \exp \left( - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right) \right\} u_{r_n,d} \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} \\
&\times \left( \frac{2\sqrt{x} \exp \left( - \sqrt{\frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})x}{\bar{\gamma}_{r_n,d}}} \right) \left( -1 + \exp \left( - \sqrt{\frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})x}{\bar{\gamma}_{r_n,d}}} \right) \right)}{\sqrt{\frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})x}{\bar{\gamma}_{r_n,d}}}} \right)
\end{aligned} \tag{2.6.8}$$

şeklindedir. Burada  $\Theta(x)$ , Heaviside Theta fonksiyonu olarak tanımlanmakta,  $x < 0$  için  $\Theta(x) = 0$ ;  $x > 0$  için  $\Theta(x) = 1$  değerini almaktadır. Eşitlik (2.6.7)'de verilen integral sınırları 0'dan  $x$ 'e olduğuna göre  $x$ 'in tanım aralığı 0'dan büyüktür ve dolayısıyla  $\Theta(x) = 1$  değeri kullanılmaktadır.  $c_{ij} = 2$  için eşitlik (2.6.7)

$$\begin{aligned}
F_{\varepsilon_n}(x) &= \left\{ 1 - \exp \left( - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right) \right\} (-1 + 2\Theta(x)) \\
&+ \left\{ \exp \left( - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right) \right\} u_{r_n,d} \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} \\
&\times \left( \frac{50 - 50 \exp \left( - \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})x}{50} \right)}{\Gamma(\beta_{r_n,d})} \right)
\end{aligned} \tag{2.6.9}$$

olarak bulunur.  $c_{ij} = 3$  için eşitlik (2.6.7)'nin çözümü

$$\begin{aligned}
F_{\varepsilon_n}(x) = & \left\{ 1 - \exp \left[ - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right] \right\} (-1 + 2\Theta(x)) + \left\{ \exp \left[ - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right] \right\} \\
& \times u_{r_n,d} \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} \left( \frac{500 \sqrt{\Gamma(\beta_{r_n,d})}}{3(\Gamma(\beta_{r_n,d}))^2} \sqrt{\Gamma(\beta_{r_n,d})} - \frac{\exp \left[ - \frac{(\Gamma(\beta_{r_n,d})x)^{3/2}}{250\sqrt{2}} \right] \sqrt{\Gamma(\beta_{r_n,d})x}}{\sqrt{x}} \right)
\end{aligned} \tag{2.6.10}$$

olarak bulunur. Son olarak,  $c_{ij} = 4$  için eşitlik (2.6.7)

$$\begin{aligned}
F_{\varepsilon_n}(x) = & \left\{ 1 - \exp \left[ - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right] \right\} (-1 + 2\Theta(x)) + \left\{ \exp \left[ - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right] \right\} \\
& \times u_{r_n,d} \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} \left( \frac{1250 \left( 1 - \exp \left[ - \frac{(\Gamma(\beta_{r_n,d}))^2 (x)^2}{2500} \right] \right)}{(\Gamma(\beta_{r_n,d}))^2} \right)
\end{aligned} \tag{2.6.11}$$

şeklinde çözümlenir. Eşitlik (2.6.8)-(2.6.11) arasında verilen çözümler belirli  $c$  değerleri için tam çözümlerdir. Ancak bu şekilde sonuca gitmek çok pratik bir durum değildir. Bu sebeple, kapalı formda bir çözüm elde etmek için, eşitlik (2.4.1) ile verilen Weibull PDF ifadesinin [94, eşitlik (16)]'da belirtildiği gibi 'yüksek dereceli terimler ( $Y.D.T$ )' cinsinden verilmesi gerekmektedir. Buna göre eşitlik (2.4.1)'deki PDF ifadesi

$$f_{\gamma_{ij}}(\gamma) \approx u_{ij} \left( \frac{\Gamma(\beta_{ij})}{\bar{\gamma}_{ij}} \right)^{u_{ij}} \gamma^{u_{ij}-1} + Y.D.T. \tag{2.6.12}$$

haline dönüşmektedir. Eşitlik (2.6.12)'deki Weibull PDF yaklaşığının detaylı açıklamaları [94]'teki çalışmada verilmektedir. Eşitlik (2.6.12)'deki ifade eşitlik (2.6.7)'de yerine yazılırsa

$$F_{\varepsilon_n}(x) \approx \int_0^x \left\{ 1 - \exp \left[ - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right] \right\} \delta(x) + \left\{ \exp \left[ - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right] \right\} u_{r_n,d} \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} x^{u_{r_n,d}-1} + Y.D.T. dx \quad (2.6.13)$$

şeklinde bir eşitlik elde edilir. Bazı matematiksel ara işlemler gerçekleştirildiğinde,  $F_{\varepsilon_n}(x)$  ifadesi aşağıdaki gibi türetilmiştir:

$$F_{\varepsilon_n}(x) \approx \left\{ 1 - \exp \left[ - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right] \right\} + \left\{ \exp \left[ - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right] \right\} \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} x^{u_{r_n,d}}. \quad (2.6.14)$$

Eşitlik (2.6.14)'deki ifade, eşitlik (2.6.6)'da yerine yazılarak sistemin toplam CDF ifadesi elde edilir [129]:

$$F_{total}(x) \approx \prod_{n=1}^N \left\{ 1 - \exp \left[ - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right] \right\} + \left\{ \exp \left[ - \left( \frac{\gamma_{th-r_n,d} \Gamma(\beta_{sr_n})}{\bar{\gamma}_{sr_n}} \right)^{u_{sr_n}} \right] \right\} \left( \frac{\Gamma(\beta_{r_n,d})}{\bar{\gamma}_{r_n,d}} \right)^{u_{r_n,d}} x^{u_{r_n,d}}. \quad (2.6.15)$$

Böylelikle eşitlik (2.4.7)'de verilen eşik değeri ( $\gamma_{th-r_n,d}$ ) ifadesi eşitlik (2.6.15)'de yerine yazılarak, en iyi röle seçim tekniğini kullanan atlamalı DF IDMA sistemlerin Weibull sönümlü kanallardaki  $P_{out}$  'u yaklaşık olarak elde edilmiştir.

En iyi röle seçim tekniğini kullanan atlamalı DF IDMA sistemlerinin Weibull sönümlü kanallardaki BEP ifadesini bulmak için eşitlik (2.6.15) ile verilen CDF ifadesinden yararlanarak atlamalı sistemin PDF ifadesinin elde edilmesi gerekmektedir. Bu sebeple, kanal parametrelerinin aynı dağılımlı olduğu varsayılarak [130]'da sunulan  $N$ . dereceden istatistik kuralı kullanılmıştır. Buna göre en iyi röle seçimi durumunda  $n$ . röle-hedef hattına ait PDF

$$f_{r,d}(x) \approx N f_{\varepsilon_n}(x) [F_{\varepsilon_n}(x)]^{N-1} \quad (2.6.16)$$

şeklindedir. Eşitlik (2.6.14), eşitlik (2.6.16)'da yerine yazılırsa,

$$\begin{aligned} f_{r,d}(x) \approx & N \left( 1 - \exp \left( - \left( \gamma_{th} \Gamma(\beta_{sr_n}) / \bar{\gamma}_{sr_n} \right)^{u_{sr_n}} \right) \right) \left( \left( \Gamma(\beta_{r,d}) / \bar{\gamma}_{r,d} \right)^{u_{r,d}} \right) \\ & \times u_{r,d} x^{u_{r,d}-1} \left[ \exp \left( - \left( \gamma_{th} \Gamma(\beta_{sr_n}) / \bar{\gamma}_{sr_n} \right)^{u_{sr_n}} \right) + \left( 1 - \exp \left( - \left( \gamma_{th} \Gamma(\beta_{sr_n}) / \bar{\gamma}_{sr_n} \right)^{u_{sr_n}} \right) \right) \right. \\ & \left. \times \left( \left( \Gamma(\beta_{r,d}) / \bar{\gamma}_{r,d} \right)^{u_{r,d}} \right) x^{u_{r,d}} \right]^{N-1} \end{aligned} \quad (2.6.17)$$

şeklinde bir ifade elde edilir. Elde edilen ifadeyi daha iyi bir biçimde göstermek için,  $\alpha_n = 1 - \exp \left( - \left( \gamma_{th} \Gamma(\beta_{sr_n}) / \bar{\gamma}_{sr_n} \right)^{u_{sr_n}} \right)$  ve  $z_n = \left( \Gamma(\beta_{r,d}) / \bar{\gamma}_{r,d} \right)^{u_{r,d}}$  şeklinde kısaltma tanımlamaları yapılırsa eşitlik (2.6.17) ile verilen ifade

$$f_{r,d}(x) \approx N \alpha_n z_n u_{r,d} x^{u_{r,d}-1} \beta \quad (2.6.18)$$

haline dönüşür. Burada

$$\beta = \left[ (1 - \alpha_n) + \alpha_n z_n x^{u_{r,d}} \right]^{N-1} \quad (2.6.19)$$

şeklindedir. Eşitlik (2.6.19)'da verilen  $\beta$  ifadesi [82, eşitlik (1.111)]'deki binom açılımı bağıntısı kullanılarak yeniden düzenlenirse

$$\beta = \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} \left( \alpha_n z_n x^{u_{r,d}} \right)^k (1 - \alpha_n)^{N-1-k} \quad (2.6.20)$$

şeklinde elde edilir. Eşitlik (2.6.19), (2.6.20)'de yerine yazılırsa

$$f_{r,d}(x) \approx N \alpha_n z_n u_{r,d} x^{u_{r,d}-1} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (\alpha_n z_n x^{u_{r,d}})^k (1-\alpha_n)^{N-1-k} \quad (2.6.21)$$

olarak türetilir. Eşitlik (2.6.21)'deki ifade, ele alınan sistemin röleli hattına ait toplam SNR'nin PDF ifadesidir. Sönümlü kanallardaki genel hata formülü

$$P_e = a \int_0^{\infty} Q(\sqrt{b\gamma}) f_{\gamma_{tot}}(\gamma) d\gamma \quad (2.6.22)$$

biçiminde idi. Eşitlik (2.6.21), (2.6.22)'de yerine yazılırsa  $P_e$  aşağıdaki gibi bulunur:

$$P_e \approx a \int_0^{\infty} (0.168e^{-0.876b\gamma} + 0.144e^{-0.525b\gamma} + 0.002e^{-0.603b\gamma}) \left\{ N \alpha_n z_n u_{r,d} \gamma^{u_{r,d}-1} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (\alpha_n z_n)^k \gamma^{ku_{r,d}} (1-\alpha_n)^{N-1-k} \right\} d\gamma \quad (2.6.23)$$

Buradaki ifadeyi çözmek için Gauss  $Q$  fonksiyonunun üstel yaklaşıklığının kullanılması gerekmektedir. Buna göre Gauss  $Q$  fonksiyonu için prony yaklaşıklığı [131, eşitlik (13d)] aşağıdaki gibidir:

$$Q(x) \approx 0.168e^{-0.876x^2} + 0.144e^{-0.525x^2} + 0.002e^{-0.603x^2}. \quad (2.6.24)$$

Bu yaklaşıklığın Bölüm 2.4'te eşitlik (2.4.48) ile Bölüm 2.5'te eşitlik (2.5.21)'de verilen yaklaşıklığa göre daha iyi sonuç verdiği [131]'de verilen çalışmada detaylı olarak anlatılmıştır. Bütün bu anlatılanlara göre, eşitlik (2.6.24) ile verilen yaklaşıklık eşitlik (2.6.23)'te yerine yazılırsa

$$P_e \approx a \int_0^{\infty} (0.168e^{-0.876b\gamma} + 0.144e^{-0.525b\gamma} + 0.002e^{-0.603b\gamma}) \times \left\{ N \alpha_n z_n u_{r,d} \gamma^{u_{r,d}-1} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (\alpha_n z_n)^k \gamma^{ku_{r,d}} (1-\alpha_n)^{N-1-k} \right\} d\gamma \quad (2.6.25)$$

şeklinde bir ifade elde edilir. Eşitlik (2.6.25) ile verilen ifade tekrardan düzenlenirse

$$P_e \approx aN\alpha_n z_n u_{r,d} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (\alpha_n z_n)^k (1-\alpha_n)^{N-1-k} \int_0^{\infty} (0.168e^{-0.876b\gamma} + 0.144e^{-0.525b\gamma} + 0.002e^{-0.603b\gamma}) \gamma^{u_{r,d} + ku_{r,d} - 1} d\gamma \quad (2.6.26)$$

haline dönüşür. [82, eşitlik (3.351.3)] ile verilen ifade yardımıyla eşitlik (2.6.26)'daki integral çözülmüş ve en iyi röle seçim tekniğini kullanan DF IDMA sistemlerinin Weibull sönümlü kanallardaki BEP ifadesi aşağıdaki gibi türetilmiştir [129]:

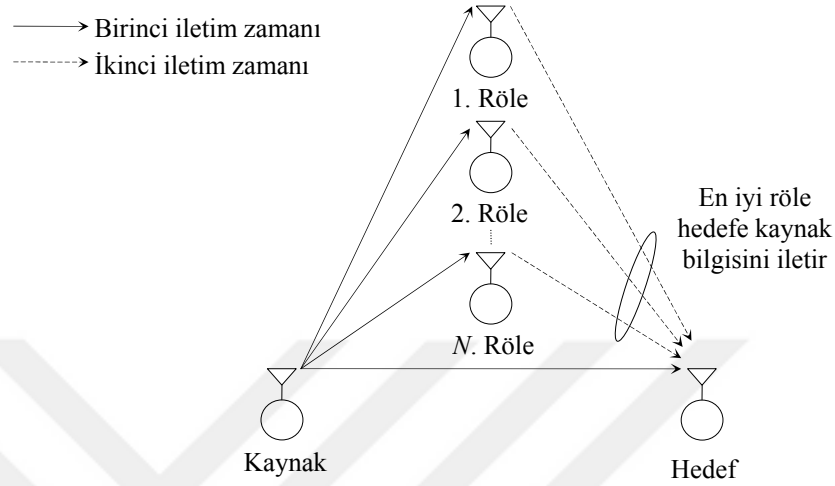
$$P_e \approx aN\alpha_n z_n u_{r,d} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (\alpha_n z_n)^k (1-\alpha_n)^{N-1-k} (u_{r,d} + ku_{r,d} - 1)! \times \left( \frac{0.168}{(0.876b)^{u_{r,d} + ku_{r,d}}} + \frac{0.144}{(0.525b)^{u_{r,d} + ku_{r,d}}} + \frac{0.002}{(0.603b)^{u_{r,d} + ku_{r,d}}} \right) \quad (2.6.27)$$

## 2.7. En İyi Röle Seçimli İşbirlikli Çöz ve Aktar Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerin Başarım Analizleri

Bu bölümde ele alınan sistemin temsili gösterimi Şekil 2.7.1'de verilmektedir. Bölüm 2.6'da ele alınan sistemden farklı olarak kaynak-hedef arasındaki direkt iletimin de var olduğu düşünülerek klasik işbirlikli bir sistem ele alınmıştır. Bu sayede bu alt başlıkta, en iyi röle seçim tekniğini kullanan geleneksel işbirlikli DF IDMA sistemlerinin hem  $P_{out}$  hem de BEP analizi sunulmuştur. Kaynak-hedef arasındaki direkt iletim kanalının Rayleigh sönümlü olduğu kabul edilmiş, kaynak- $n$ . röle-hedef arasındaki hattın yine Bölüm 2.6'daki gibi Weibull dağılımlı olduğu varsayılmıştır.

Kanal yapılarının farklı alınması ya da birbirinden farklı sönümlü kanallar ele alınarak asimetrik sönümlü durum da incelenmiştir. Gerçek hayattaki iletim ortamları göz önüne alındığında, iletişimde olan düğümler arasındaki sönümlenmelerin birbirinden farklı olması yüksek bir ihtimaldir. Bu sebeple, bu başlık altında, Rayleigh/Weibull asimetrik sönümlü durumun ele alınması hedeflenmiştir. Bu alt başlıkta da, sistemin toplam

SNR'sinin CDF'si bulunarak  $P_{out}$  analizi, sistemin toplam SNR'sinin PDF ifadesinden faydalanarak ise BEP analizi gerçekleştirilmiştir.



Şekil 2.7.1.  $k$  kullanıcısı için en iyi röle seçim tekniğini kullanan işbirlikli DF IDMA sistem modeli.

Toplam PDF ifadesinden faydalanarak, [122-125] ve [132-135]'te verilen benzer çalışmalardaki gibi, sönümlü kanallardaki hata formülünde yerine konularak BEP ifadesi elde edilmiştir. Diğer alt başlıklarda olduğu gibi, bu bölümde de yapılan analizin doğruluğu bilgisayar benzetimleri ile karşılaştırılarak gösterilmiştir. En iyi röle seçim tekniğini kullanan işbirlikli DF IDMA sistem modelinin  $P_{out}$  analizi için röleli hattın toplam SNR'sinin CDF ifadesi bulunmalıdır. Röleli iletim hatlarının Weibull sönümlü olmasından dolayı toplam SNR'nin CDF ifadesi Bölüm 2.6 eşitlik (2.6.15)'te kapalı form da türetilmişti. Türetilen bu ifade matematiksel olarak kolaylık olması açısından daha basit formda yeniden yazılırsa

$$F_{\varepsilon_n}(x) \approx \prod_{n=1}^N \left[ \{\alpha_n\} + \{1 - \alpha_n\} z_n x^{u_{nd}} \right] \quad (2.7.1)$$

olarak ifade edilir. Buradaki  $\alpha_n$  ve  $z_n$  daha önce tanımlanmıştır. [33, 34, 118]'de sunulan çalışmalardaki izlenen yol takip edilerek, eşitlik (2.7.1)'in  $x$ 'e göre türevinin alınması gerekmektedir. Bu sayede, en iyi röle seçimini kullanan sistemin röleli hattına ait toplam SNR'nin PDF ifadesi bulunmuş olacaktır. Bu türev alma işlemi direkt olarak Mathematica programında aldirılamamaktadır. Bunun için yine kanal parametrelerinin

aynı dağılımlı olduğu varsayılarak [130]'da sunulan  $N$ . dereceden istatistik kuralı ile sonuca gidilmiştir. Buna göre, eşitlik (2.6.21) ile verilen en iyi röle seçimini kullanan sistemin röleli hattına ait toplam SNR'nin PDF ifadesi

$$f_{r,d}(x) \approx N \alpha_n z_n u_{r,d} x^{u_{r,d}-1} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (\alpha_n z_n x^{u_{r,d}})^k (1-\alpha_n)^{N-1-k} \quad (2.7.2)$$

şeklinde türetilmiştir. Kaynak-hedef arasındaki hattın Rayleigh sönümlü olduğu daha önceden belirtilmiştir. Rayleigh sönümlü kanalın anlık SNR'sinin PDF ifadesi şu şekildedir [80]:

$$f_{sd}(\gamma) = \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right). \quad (2.7.3)$$

Sistemin toplam SNR'sinin PDF ifadesini bulmak için eşitlik (2.7.2) ile (2.7.3)'ün konvolüsyonu gerekmektedir. Buna göre toplam SNR'nin PDF'si aşağıdaki ifadenin çözülmesi ile bulunur:

$$\begin{aligned} f_{\gamma_{tot}}(\gamma) &= f_{\gamma_{sd}}(\gamma) \otimes f_{\gamma_{r,d}}(\gamma) \\ &\approx \int_0^{\gamma} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \exp\left(-\frac{(\gamma-\tau)}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) N \alpha_n z_n u_{r,d} \tau^{u_{r,d}-1} \\ &\quad \times \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (\alpha_n z_n \tau^{u_{r,d}})^k (1-\alpha_n)^{N-1-k} d\tau \end{aligned} \quad (2.7.4)$$

Gerekli matematiksel düzenlemeler yapıp, [82, eşitlik (3.351.1) ve (8.352.6)]'da verilen ifadeden faydalanılarak integral çözülmüş ve çözüm sonucunda elde edilen alt tamamlanmamış gamma fonksiyonun seri açılımlarına ait bağıntılar kullanılarak en iyi röle seçim tekniğini kullanan DF IDMA sistemlerinin Rayleigh/Weibull sönümlü kanallardaki toplam SNR'sinin PDF ifadesi aşağıdaki gibi türetilmiştir:

$$\begin{aligned}
f_{\gamma_{tot}}(\gamma) &\approx \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) N \alpha_n z_n u_{r_n,d} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (\alpha_n z_n)^k \\
&\times (1-\alpha_n)^{N-1-k} \left(\frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{-(u_{r_n,d}+u_{r_n,d}k-1)-1} (u_{r_n,d}+u_{r_n,d}k-1)! \\
&\times \left\{ 1 - \exp\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{u_{r_n,d}+u_{r_n,d}k-1} \sum_{m=0}^{u_{r_n,d}+u_{r_n,d}k-1} \frac{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^m}{m!} \right\}.
\end{aligned} \tag{2.7.5}$$

Eşitlik (2.7.5) kullanılarak, sistemin toplam CDF ifadesi için gerekli matematiksel bağıntı

$$F_{\gamma_{tot}}(\gamma) = \int_0^{\gamma} f_{\gamma_{tot}}(\gamma) d\gamma \tag{2.7.6}$$

şeklinindedir. Eşitlik (2.7.5), eşitlik (2.7.6)'da yerine yazılırsa

$$\begin{aligned}
F_{\gamma_{tot}}(\gamma) &\approx \int_0^{\gamma} \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) N \alpha_n z_n u_{r_n,d} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (\alpha_n z_n)^k \\
&\times (1-\alpha_n)^{N-1-k} \left(\frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{-(u_{r_n,d}+u_{r_n,d}k-1)-1} (u_{r_n,d}+u_{r_n,d}k-1)! \\
&\times \left\{ 1 - \exp\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{u_{r_n,d}+u_{r_n,d}k-1} \sum_{m=0}^{u_{r_n,d}+u_{r_n,d}k-1} \frac{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^m}{m!} \right\} d\gamma
\end{aligned} \tag{2.7.7}$$

elde edilir. Gerekli matematiksel işlemler gerçekleştirildiğinde [136]

$$\begin{aligned}
P_{out} \approx F_{\gamma_{tot}}(\gamma_{th}) &= \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) N \alpha_n z_n u_{r_n,d} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (\alpha_n z_n)^k (1-\alpha_n)^{N-1-k} \\
&\times \left(\frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{-u_{r_n,d}-u_{r_n,d}k} (u_{r_n,d} + u_{r_n,d}k - 1)! \left\{ \left[ \bar{\gamma}_{sd} \left[ 1 - \exp\left(-\frac{\gamma_{th}}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \right] \right] \right\} \\
&\left[ \sum_{m=0}^{u_{r_n,d}+u_{r_n,d}k-1} \frac{\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^m (-1)^m (\gamma_{th})^{m+1}}{m! (m+1)} \right]
\end{aligned} \quad (2.7.8)$$

olarak bulunur. Bu işlemlerin ardından, kapalı formda yaklaşık  $P_{out}$  ifadesi türetilmiş olur. Eşitlik (2.7.5) ile verilen ifade, ele alınan sistemin toplam SNR'sinin PDF ifadesidir. Bu PDF ifadesi, [118]'de verilen hata formülünde yerine yazılarak (Bölüm 2.4, 2.5 ve 2.6'daki BEP analizlerinde olduğu gibi) en iyi röle seçim tekniğini kullanan işbirlikli DF IDMA sisteminin Rayleigh/Weibull sönümlü kanallardaki BEP ifadesi analitik olarak bulunmuş olacaktır. Hata formülü

$$P_e = a \int_0^{\infty} Q(\sqrt{b\gamma}) f_{\gamma_{tot}}(\gamma) d\gamma \quad (2.7.9)$$

biçiminde idi. Eşitlik (2.7.5), (2.7.9)'da yerine yazılırsa  $P_e$  aşağıdaki gibi bulunur:

$$\begin{aligned}
P_e &\approx a \int_0^{\infty} Q(\sqrt{b\gamma}) \left( \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) N \alpha_n \right. \\
&\times z_n u_{r_n,d} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (\alpha_n z_n)^k (1-\alpha_n)^{N-1-k} \lambda! \\
&\left. \times \left(\frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{-(\lambda+1)} \left\{ 1 - \exp\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \sum_{m=0}^{\lambda} \frac{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^m}{m!} \right\} \right) d\gamma.
\end{aligned} \quad (2.7.10)$$

Burada  $\lambda = u_{r_n,d} + ku_{r_n,d} - 1$  biçimindedir. Ancak, eşitlik (2.7.10) ile verilen ifadenin direkt olarak genelleştirilmiş çözümünü matematiksel olarak gerçekleştirmek mümkün değildir. Bu sebeple, [122-125] ve [132-135]'de sunulan çalışmalara benzer olarak, ya sadece nümerik çözüm ya da daha önceki BEP analizlerindeki gibi Gauss  $Q$  fonksiyonunun bir yaklaşıklığı kullanılmalıdır. Buna göre, hata formülünde yer alan Gauss  $Q$  fonksiyonu için yine [131, eşitlik (13d)] ile tanımlanan prony yaklaşıklığı kullanılarak sonuca gidilmiştir. Bu tür yaklaşıklıkların kullanılması, kapalı formda bir çözüm elde edilebilmesi ve matematiksel zorlukların üstesinden gelinmesi için uygulanan bir yöntemdir. Gauss  $Q$  fonksiyonu için prony yaklaşıklığı aşağıdaki gibidir:

$$Q(x) \approx 0.168e^{-0.876x^2} + 0.144e^{-0.525x^2} + 0.002e^{-0.603x^2}. \quad (2.7.11)$$

Bu yaklaşıklığın kullanılması ile eşitlik (2.7.11), eşitlik (2.7.10)'da yerine yazılırsa

$$P_e \approx a \int_0^{\infty} (0.168e^{-0.876b\gamma} + 0.144e^{-0.525b\gamma} + 0.002e^{-0.603b\gamma}) \left( \left( \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \right) \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) N \alpha_n z_n u_{r_n,d} \right. \\ \left. \left( \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (\alpha_n z_n)^k (1-\alpha_n)^{N-1-k} \left( \frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-(\lambda+1)} \lambda! \left[ 1 - \exp\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \sum_{m=0}^{\lambda} \frac{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^m}{m!} \right] \right) \right) d\gamma \quad (2.7.12)$$

elde edilir. Bazı matematiksel düzenlemeler yapıldığında

$$P_e \approx a \left( \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \right) N \alpha_n z_n u_{r_n,d} \left( \frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-(\lambda+1)} (\alpha_n z_n)^k \lambda! (1-\alpha_n)^{N-1-k} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} \int_0^{\infty} (0.168e^{-0.876b\gamma} \\ + 0.144e^{-0.525b\gamma} + 0.002e^{-0.603b\gamma}) \left( \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \left[ 1 - \exp\left(\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \sum_{m=0}^{\lambda} \frac{\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^m}{m!} \right] \right) d\gamma \quad (2.7.13)$$

elde edilir. [82, eşitlik (3.351.3)]'teki bağıntı kullanılarak, aşağıdaki gibi kapalı formda BEP ifadesi türetilmiştir [137]:

$$\begin{aligned}
P_e \approx & \frac{aN\alpha_n z_n u_{r_n,d}}{\bar{\gamma}_{sd}} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (1-\alpha_n)^{N-1-k} (\alpha_n z_n)^k \left(\frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{-\lambda-1} \lambda! \\
& \times \left\{ \left[ \left( \frac{0.168\bar{\gamma}_{sd}}{0.876b\bar{\gamma}_{sd}+1} \right) + \left( \frac{0.144\bar{\gamma}_{sd}}{0.525b\bar{\gamma}_{sd}+1} \right) + \left( \frac{0.002\bar{\gamma}_{sd}}{0.603b\bar{\gamma}_{sd}+1} \right) \right] \right. \\
& \left. - \left[ \sum_{m=0}^{\lambda} \left( \frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^m \left( 0.168(0.876b)^{-q} + 0.144(0.525b)^{-q} + 0.002(0.603b)^{-q} \right) \right] \right\}
\end{aligned} \tag{2.7.14}$$

Burada  $q = m + 1$  biçimindedir. En iyi röle seçim tekniğinin kullanan DF IDMA sistemlerinin işbirlikli ve atlamalı sistem modelleri için servis-dışı kalma olasılığı ve BEP analizleri böylelikle tamamlanmıştır. Yapılan analizi geliştirmek için sistemin yüksek SNR'deki davranışının araştırılması hedeflenmiştir. Bu sebeple ele alınan sistem için asimptotik analizler yapılmıştır. Asimptotik analiz için  $\bar{\gamma}_{s_r,n} \rightarrow \infty$  iken  $\alpha_n \rightarrow 1$  olmaktadır. Buna göre, eşitlik (2.7.8) ile verilen servis-dışı kalma olasılığı ifadesi yaklaşık olarak şu şekildedir:

$$\begin{aligned}
F_{\gamma_{tot}}^{asmp}(\gamma) \approx & \left( \frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}} \right) N z_n u_{r_n,d} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (1-\alpha_n)^{N-1-k} \\
& \times (z_n)^k \left( \frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}} \right)^{-(\lambda-1)} \lambda! \left\{ (\bar{\gamma}_{sd} \right. \\
& \left. \times \left[ 1 - \exp\left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) \right] \right) - \left[ \sum_{m=0}^{\lambda} \frac{\left(\frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^m}{m!} \frac{(\gamma)^{m+1}}{m+1} \right] \right\}.
\end{aligned} \tag{2.7.15}$$

Yeterince yüksek SNR için ( $\bar{\gamma}_{sd} \rightarrow \infty$  iken)  $\exp(-x) \approx 1-x$  yaklaşıklığını gözönüne alarak,  $\exp(-\gamma/\bar{\gamma}_{SD}) \rightarrow 1-(\gamma/\bar{\gamma}_{SD})$  şeklinde yaklaşmaktadır. Buna göre, basitleştirilmiş servis-dışı kalma olasılığı ifadesi aşağıdaki gibi bulunmuştur:

$$F_{\gamma_{tot}}^{asmp}(\gamma) \approx \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right) N z_n u_{r_n,d} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (1-\alpha_n)^{N-1-k} \times (z_n)^k \left(\frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{-(\lambda-1)} \lambda! \left\{ \gamma - \left( \sum_{m=0}^{\lambda} \frac{\left(\frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^m}{m!} \frac{(\gamma)^{m+1}}{m+1} \right) \right\} \quad (2.7.16)$$

Eşitlik (2.7.16) için izlenen yol takip edilerek,  $\bar{\gamma}_{sr_n} \rightarrow \infty$  iken  $\alpha_n \rightarrow 1$  olmaktadır. Ayrıca  $\bar{\gamma}_{sd} \rightarrow \infty$  iken eşitlik (2.7.14) ile verilen ifade

$$P_e^{asmp} \approx \frac{a N z_n u_{r_n,d}}{\bar{\gamma}_{sd}} \sum_{k=0}^{N-1} \binom{N-1}{k} (z_n)^k \left(\frac{-1}{\bar{\gamma}_{sd}}\right)^{-\lambda-1} (1-\alpha_n)^{N-1-k} \times \lambda! \left\{ \bar{\gamma}_{sd} \left[ \left( \frac{0.168}{0.876b\bar{\gamma}_{sd} + 1} \right) + \left( \frac{0.144}{0.525b\bar{\gamma}_{sd} + 1} \right) + \left( \frac{0.002}{0.603b\bar{\gamma}_{sd} + 1} \right) \right] \right\} \quad (2.7.17)$$

haline dönüşür. Böylelikle BEP analizi içinde asimptotik ifade eşitlik (2.7.17) ile elde edilmiştir [137].

## 3. BÖLÜM

### BULGULAR

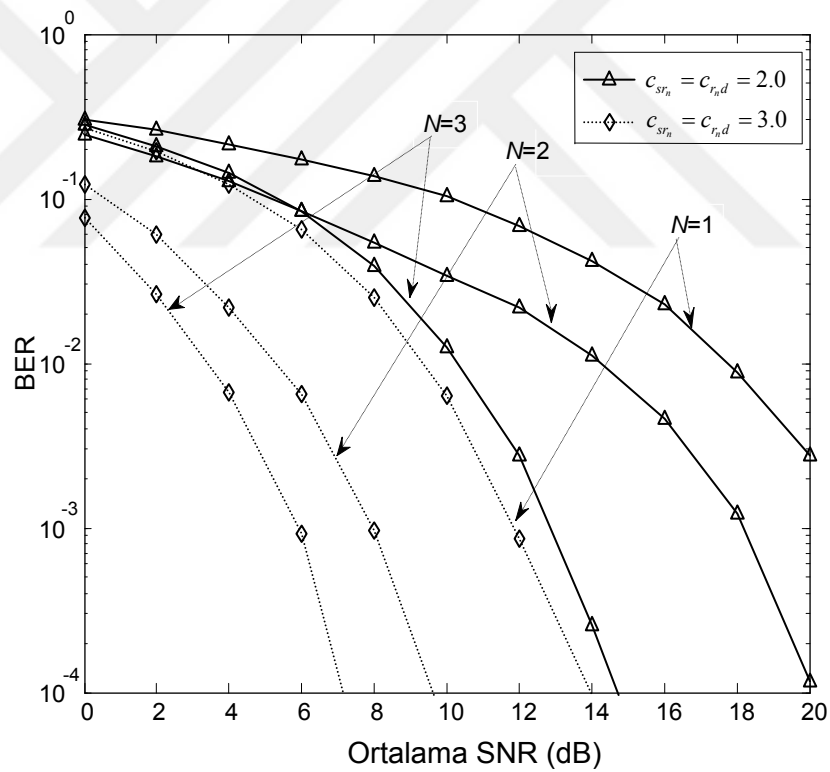
#### 3.1. Giriş

Bu bölümde ilk olarak yöntem ve materyal kısmında detayları anlatılan iki atlamalı ve işbirlikli IDMA sistemlerinin Weibull kanal şartlarında farklı parametrelerle BER başarımları sunulmuştur. Ardından, DF atlamalı ve işbirlikli (tek röleli veya birden fazla röleli) sistemlerin Weibull sönümlü kanal şartları altında, bir başka başarım ölçütü olan  $P_{out}$  analizlerine ait sonuçlar verilmiştir. Bir sonraki alt başlıkta ise, ele alınan sistemlerin çok yollu Nakagami- $m$  sönümlü kanallardaki BEP başarım sonuçları detaylı olarak verilmiştir. Son kısımda ise en iyi röle seçimi tekniğini kullanan atlamalı ve işbirlikli DF IDMA sistemlerinin Rayleigh/Weibull sönümlü kanallar için başarım sonuçları verilmiştir. Bu bölümde sunulan sonuçlarla, 2. Bölümde elde edilen analitik ifadelerin doğruluğu bilgisayar benzetimleri ile gösterilmiştir.

#### 3.2. İki Atlamalı DF IDMA Sistemlerin Bit Hata Oranı Başarımı

İki atlamalı DF IDMA sisteminin Weibull kanal şartlarında farklı  $c$  parametre değerleri için elde edilmiş olan BER başarımları Şekil 3.2.1 ve 3.2.2 ile verilmektedir [138]. Şekil 3.2.1'deki başarım analizinde kaynak-röle ile röle-hedef arasındaki iletim hatlarının birbiri ile aynı sönümlenme değerine sahip olduğu görülürken, Şekil 3.2.2'deki BER analizinde bu hatların farklı sönümlenme değerlerine sahip olduğu dikkat çekmektedir (asimetrik durum analizi). Buradaki amaç, kablosuz haberleşme kanallarındaki sönümlenmenin birbirinden farklı olabileceğini göz önünde bulundurarak, önerilen sistemin başarımını daha gerçekçi bir şekilde tespit etmektir. Sistem modeli açıklamasında da belirtildiği gibi, röle ve hedef noktalarında kırmık kırmık algılama işlemi gerçekleştirilmekte,  $K$  verici ve alıcı sınıflarındaki eşzamanlı kullanıcı sayısını,  $d$

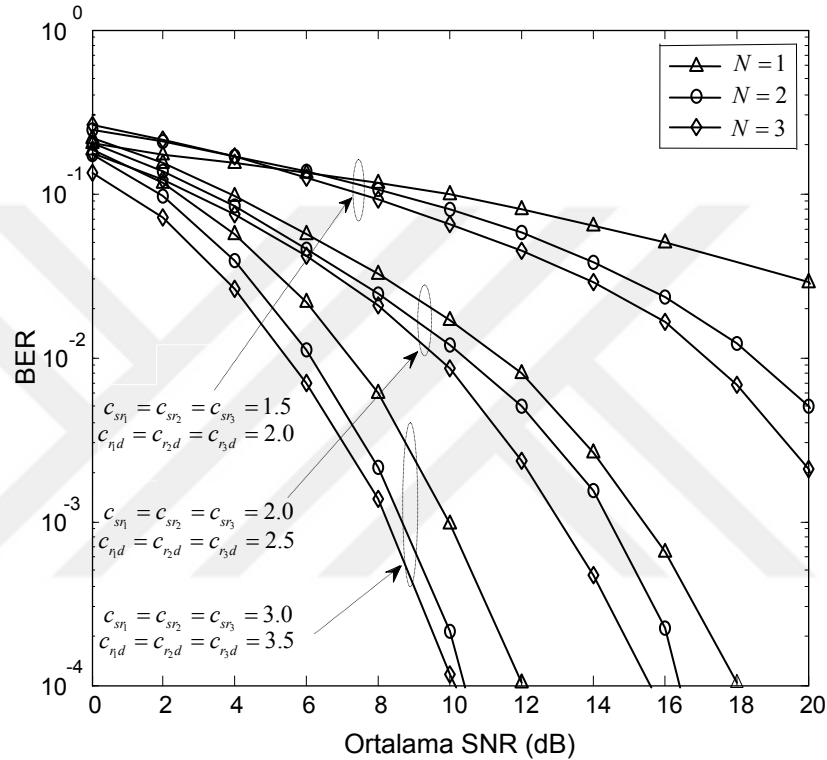
her bir kullanıcıya ait bilgi biti sayısını,  $S$  ve  $B$  ise sırasıyla yayma ve benzetim için gerekli olan blok sayısını belirtmektedir. Buna ilaveten, sistemdeki kullanıcıların hepsinin BPSK modülasyonunu kullandığı varsayılmıştır. Buna göre, Şekil 3.2.1’de verilen başarımlar için parametreler;  $K = 4$ ,  $S = 16$ ,  $B = 1000$  ve  $d = 128$  şeklindedir. Ayrıca Şekil 3.2.1 ve 3.2.2’deki başarımlar analizlerinde, IDMA verici prensibine uygun olarak yayma işleminden sonra serpiştirme işlemi uygulandığı için kırk seviyeli serpiştirici modeli kullanılmıştır ve sistemdeki her bir  $k$  kullanıcısı için kırk uzunluğuna eşit boyutta ideal rastgele serpiştirici yapıları kullanılmıştır. İdeal rastgele serpiştirici yapıları literatürde temel alınan serpiştirici yapılarıdır ve bununla ilgili örnekler [50, 69, 71]’deki çalışmalarda verilmiştir. Tüm benzetimlerde kırk kırk algılama işlemi için gerekli olan iterasyon sayısı ise 15 olarak ayarlanmıştır.



Şekil 3.2.1. Farklı sayıda röleye sahip iki atlamalı DF IDMA sistemlerinin Rayleigh ve Weibull kanallarındaki BER başarımları.

Şekil 3.2.1’den de görüldüğü gibi, sistemdeki röle sayısı arttıkça başarımlar beklenildiği gibi iyileşmektedir. Bununla beraber,  $c_{sr_n} = c_{r_n,d} = 2.0$  alındığındaki başarımlar ile  $c_{sr_n} = c_{r_n,d} = 3.0$  alındığındaki başarımlar kıyaslandığında, ilk durumunun daha kötü olduğu görülmektedir. Bunun da sebebi, ikinci durumdaki kanal şartlarının daha iyi olmasıdır.

Bütün bu yorumlara ilaveten,  $c_{sr_n} = c_{r_n,d} = 2.0$  durumu daha önce de belirtildiği gibi Rayleigh kanal durumunu temsil etmektedir. Böylelikle önerilen sistemin Rayleigh kanal şartlarındaki başarımı da gösterilmiştir. Röle sayısının ve  $c$  sönümlenme parametresinin değerinin artışı ile başarımın iyileşmesi literatürdeki birçok çalışmada da görülmektedir. Bu sayede sistem başarımının doğruluğu da test edilmiştir.



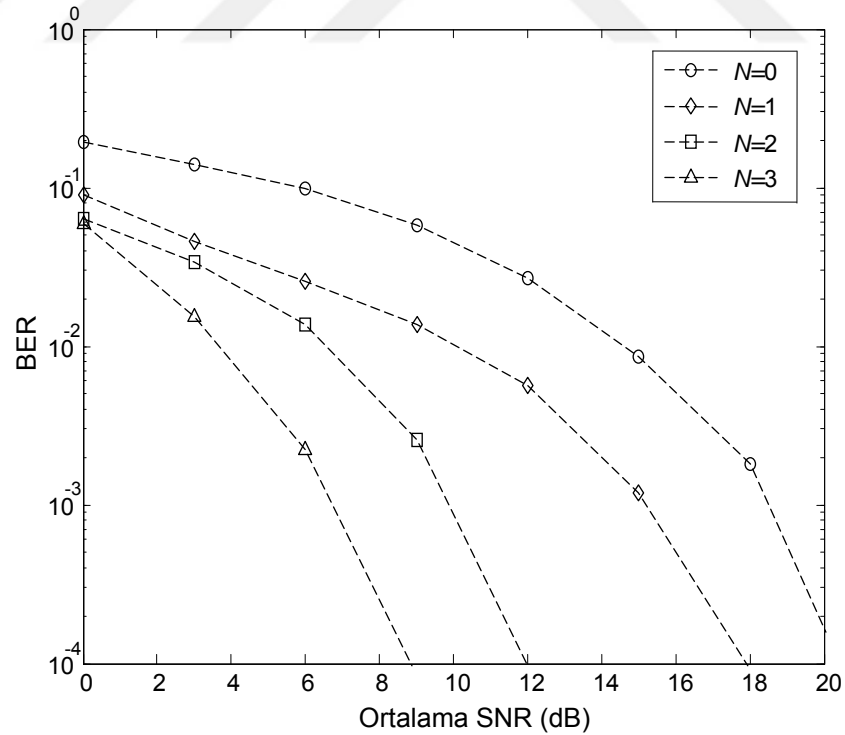
Şekil 3.2.2. Farklı sayıda röleye sahip iki atlamalı DF IDMA sistemlerinin kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların farklı sönümlenme parametrelerine sahip Weibull kanallarındaki BER başarımı.

Bütün bunlara ek olarak Şekil 3.2.1 için, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanal şartlarının  $c_{sr_n} = c_{r_n,d} = 3.0$  durumunda ve  $SNR = 8$  dB'de;  $N=1$  için  $2.5 \times 10^{-2}$ 'lik bir BER seviyesi yakalanırken,  $N=2$  için  $9.7 \times 10^{-4}$ 'lik bir BER seviyesi elde edilmektedir. Buna karşın,  $c_{sr_n} = c_{r_n,d} = 2.0$  ve  $N=1$  iken  $1 \times 10^{-1}$ 'lik BER başarımı 10 dB'de elde edilirken, aynı  $SNR$  değerinde  $N=2$  olduğunda BER başarımı  $3.3 \times 10^{-2}$ 'dir. Fakat,  $N=1$  durumunda kanal durumu 3.0 olduğu zaman BER değeri  $6.2 \times 10^{-3}$ 'tür. Bütün bu sayısal analizlerin sonucunda, eğer kanal şartları yeterince iyi ise aynı sistem parametreleri için bir röleli sistemin iki röleli sistemden daha iyi olabileceği yorumu yapılabilir. Şekil 3.2.2'deki başarımların analizinde özdeş

sönümlenmeye sahip olmayan kanal durumları irdelenmiştir ( $c_{sr_n} \neq c_{r_n,d}$  durumu). Bu benzetim sonucu için parametreler sırasıyla şu şekildedir:  $K = 8$ ,  $S = 16$ ,  $B = 1000$  ve  $d = 256$  şeklindedir. Buna ilaveten sistemdeki röle sayısı  $N = 1, 2$  ve  $3$  olarak alınmıştır. Sistemdeki röle sayısının artışı burada da başarıyı iyileştirmekte, kanal şartlarının asimetrik olması bu duruma etki etmemektedir.

### 3.3. İşbirlikli DF IDMA Sistemlerinin Bit Hata Oranı Başarımı

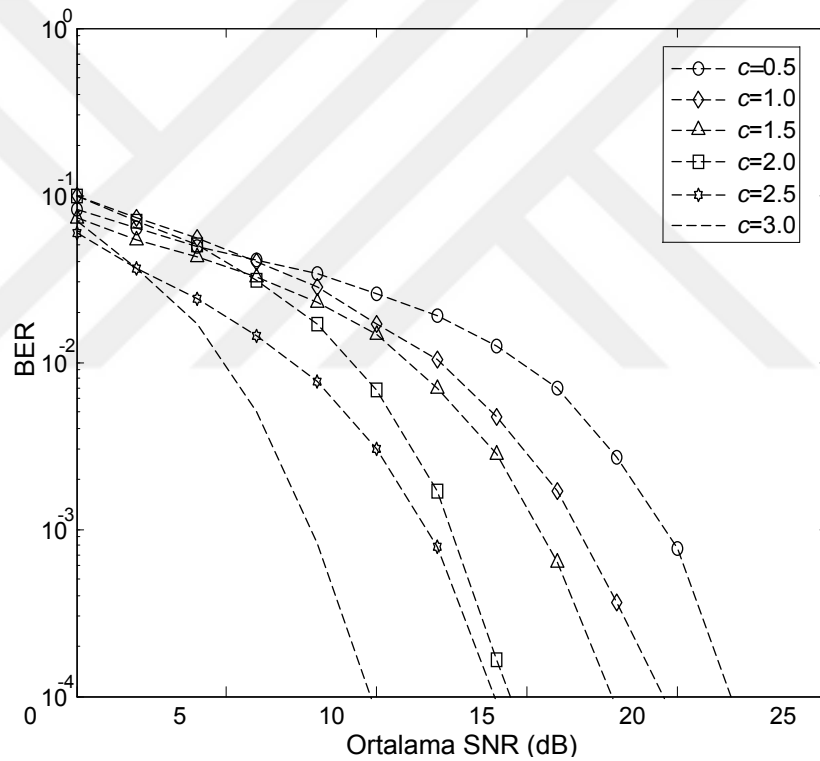
Şekil 3.3.1'deki ilk işbirlikli senaryo için sistem parametreleri şu şekilde seçilmiştir: Eşzamanlı kullanıcı sayısı ( $K$ ) 4, her bir kullanıcıya ait veri uzunluğu ( $d$ ) 1024 bit olarak alınmıştır. Başarım analizi için gerekli olan blok sayısı ( $B$ ) 1000, her bir kullanıcının yayma uzunluğu ( $S$ ) 32, algılama için gerekli olan iterasyon sayısı ( $It$ ) 20, kaynak, röle ve hedef arasındaki kanallara ait sönümlenme parametreleri birbirine eşit ve 1.5 olarak kabul edilmiştir. Buna ek olarak, IDMA sisteminin yapısında önemli bir yere sahip serpiştirici tipi ise ideal rastgele serpiştirici olarak seçilmiştir.



Şekil 3.3.1. Röle sayısı değişimine göre önerilen işbirlikli DF IDMA sisteminin başarımlarını gösteren analiz.

Bu değerlerin kullanılması durumunda elde edilen BER eğrileri Şekil 3.3.1’de verilmiştir [139]. Beklenildiği gibi, sistemdeki röle sayısı arttıkça sistem başarımı da iyileşmektedir. Diğer bir ifadeyle, beklenildiği gibi  $N=0$  işbiriksiz durumdaki hata başarımı işbiriklikli durumların hata başarımlarından daha kötüdür.

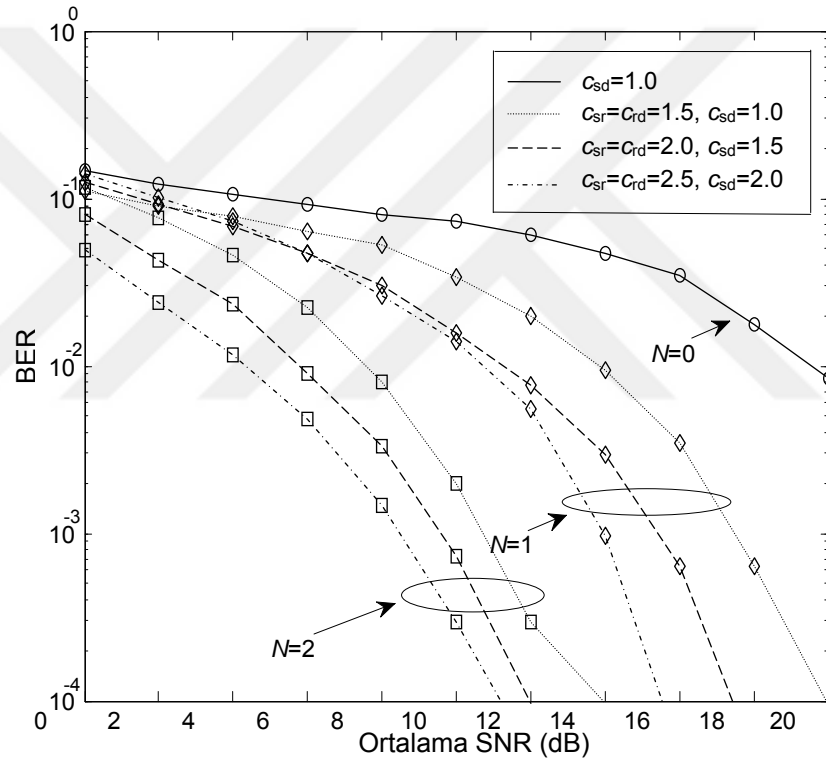
Tezin bu alt başlığında incelenmesi hedeflenen bir diğer konu ise kanallara ait  $c$  sönümlenme parametresinin değişiminin sistem başarımına etkisidir. Kaynak, röle ve hedef arasındaki kanallara ait  $c$  parametreleri birbirine eşit ve sırasıyla 0.5, 1.0, 1.5, 2.0, 2.5 ve 3.0 alınması durumlarına ait hata başarımları Şekil 3.3.2’de verilmiştir [139].



Şekil 3.3.2. Tek röleli geleneksel işbirlikli DF yöntemini kullanan IDMA sisteminin  $c$  parametresi değişimine göre hata başarımı.

Burada incelenen senaryoda literatürdeki parametre değerleri ile uyumlu olması açısından [50, 55]’tekilere benzer olarak,  $K=8$ ,  $d=2048$ ,  $S=32$ ,  $It=20$  ve  $B=1000$  olarak alınmıştır. Şekil 3.3.2’de verilen sonuçlarda,  $N=1$  tek röleli geleneksel işbirlikli DF iletişimini kullanan IDMA sisteminin hata başarımı incelenmiştir. Buna göre,  $c$  parametresinin değeri arttıkça sistemdeki kanalların durumu iyileşmekte buna paralel olarak sistemin sergilediği hata başarımı da artmaktadır. Ayrıca  $c$  sönümlenme parametresinin değerinin 2 alınması ile ele alınan sistemin

Rayleigh sönümlü kanallardaki hata başarımı da gösterilmiştir. Şekil 3.3.3'te verilen son senaryoda ise, kaynak, röle ve hedef arasındaki kanalların sönümlenmelerinin birbirlerine göre farklı alınması ile sistem başarımının değişimi sunulmaktadır [139]. Bu başarımlar sonucunda ise  $K = 10$ ,  $d = 512$ ,  $S = 16$ ,  $It = 20$  ve  $B = 1000$  olarak alınmıştır. Kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanallar ile kaynak-hedef arasındaki kanalın sönümlenme parametreleri farklı alınarak analizler gerçekleştirilmiştir. Şekil 3.3.2'den de görüldüğü gibi, sistemin daha yüksek  $c$  değeri durumundaki hata başarımı daha düşük  $c$  değeri başarımlarına göre daha iyidir. Bunun da sebebi  $c$ 'nin artışıyla düğümler arasındaki kanal durumlarının iyileşmesidir.

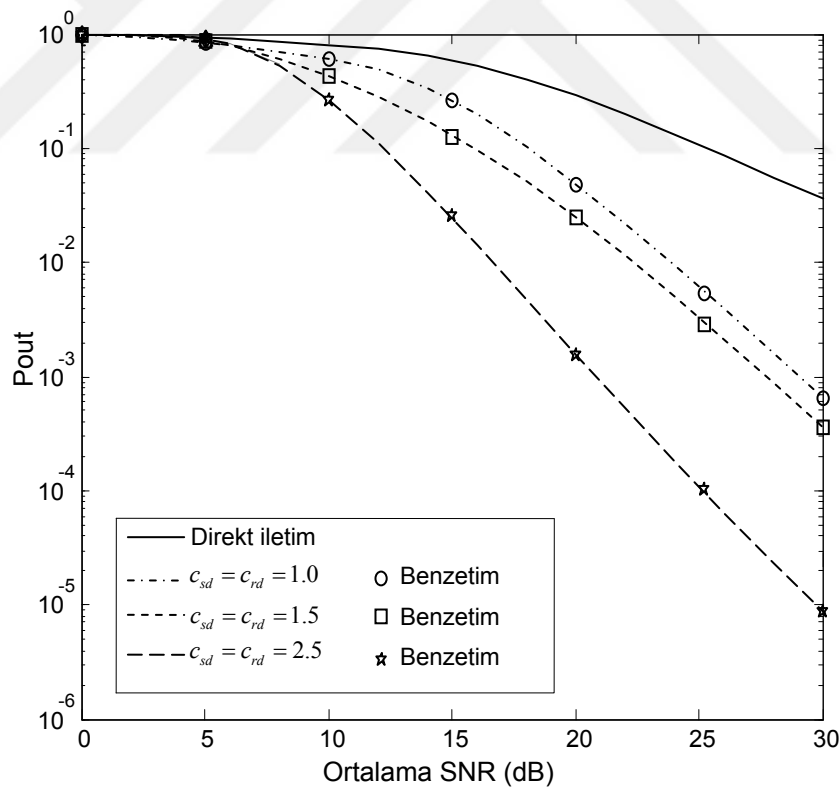


Şekil 3.3.3. Farklı  $c$  ve  $N$  değerleri için önerilen işbirlikli DF IDMA sisteminin BER eğrileri.

Şekil 3.3.3 ile verilen hata başarımında kaynak-röle, röle-hedef ve kaynak-hedef aralarındaki kanal yapılarının birbirlerine göre farklı alınması ile özdeş olmayan sönümlenme durumu diğer bir ifadeyle asimetrik sönümlenme durumu incelenmiştir. Buna göre ele alınan sistemin BER başarımının özdeş olmayan sönümlenme durumlarındaki davranışına bakılırsa röle artışına paralel olarak başarımının arttığı gözlenmiştir.

### 3.4. Atlamalı ve İşbirlikli DF IDMA Sistemlerin Weibull Sönümlü Kanallardaki Başarım Analizleri

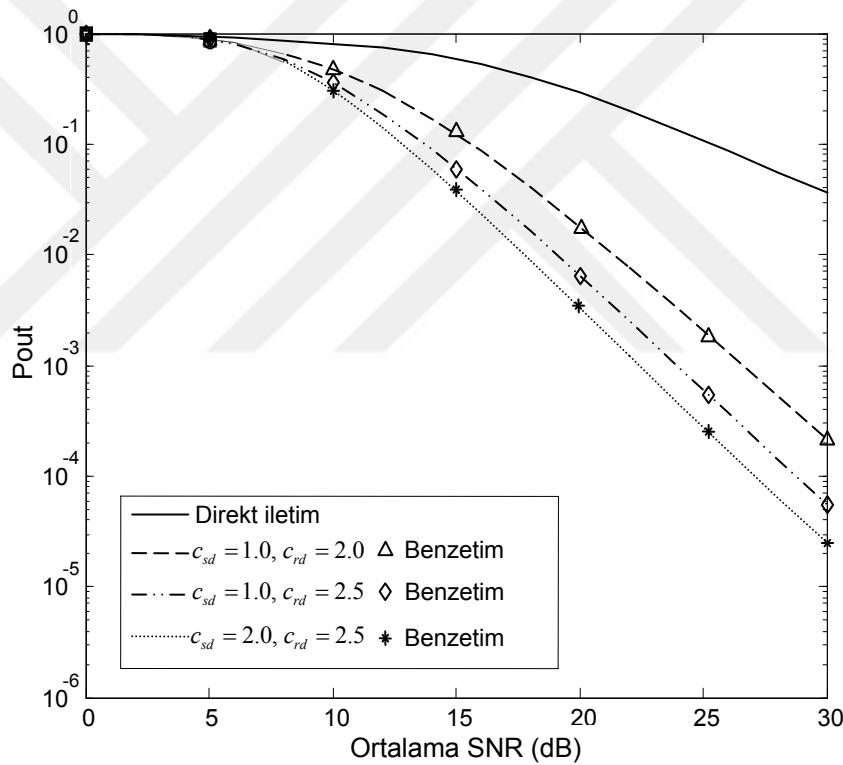
İşbirlikli ve atlamalı DF IDMA sistemlerinin servis dışı kalma olasılığı analizi sonucunda elde edilen sonuçlar bu alt başlıkta verilmiştir [93]. Verilen bütün sonuçlar için bir iletim zamanı aralığında Weibull kanal katsayılarının değerinin sabit olduğu düşünülmüştür. Buna ilaveten bölüm 2.4’te detaylı olarak verilen analitik  $P_{out}$  ve BEP analizlerinin doğruluğu benzetim sonuçları ile kıyaslanarak gösterilmiştir. Bütün analiz sonuçlarında  $K = S = 16$  ve  $\mathcal{R} = 1$  bit/Hz/sn olduğu kabul edilmiştir. Bu koşullar altında, klasik işbirlikli DF IDMA ve birden fazla röleye sahip DF IDMA sistemlerine ait  $P_{out}$  eğrileri sırasıyla Şekil 3.4.1 3.4.2, 3.4.3 ve 3.4.4’te verilmektedir. Şekil 3.4.1 ile 3.4.2’de tek röle sahip işbirlikli durum incelenirken, 3.4.3 ve 3.4.4’te ise birden fazla röleye sahip işbirlikli durumlara ait sonuçlar gösterilmiştir.



Şekil 3.4.1.  $N = 1$  iken farklı  $c$  özdeş sönümlenme parametrelerine sahip klasik işbirlikli DF IDMA sisteminin  $P_{out}$  analizi.

Beklenildiği gibi, işbirlikli DF IDMA sistemi için  $c$  sönümlenme parametresinin değerine bakılmaksızın, direkt iletim durumuna göre daha iyi hata başarımı sağlanmaktadır. Şekil 3.4.1’de işbirlikli DF IDMA sistemlerinin iletim kanalları için

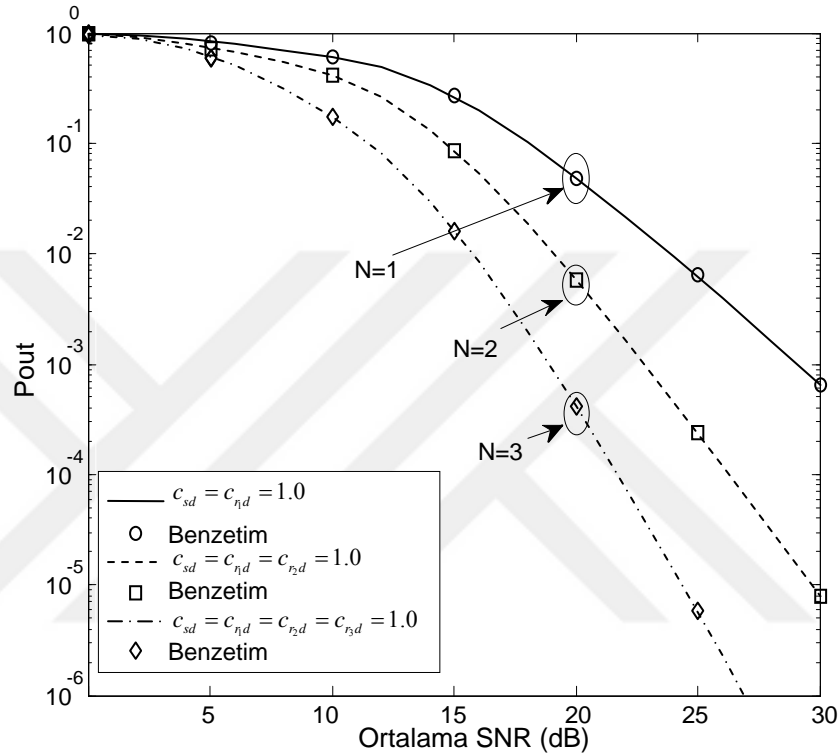
özdeş sönümlü durum ele alınmıştır.  $c$  sönümlenme parametresinin değerleri farklı alındığı durumlarda özellikle 10 dB'den sonra hata başarımı değişimleri daha belirgin bir şekilde görülmektedir. Bölüm 2.4'te anlatılan  $P_{out}$  analizi MGF tabanlı olup, elde edilen sonuçlar eşitlik (2.4.33)'te verilen toplam MGF'ye göre elde edilmiştir. Bilgisayar benzetimleri ile yapılan analizin doğruluğu gösterilmiştir. Buna göre türetilen ifade ile elde edilen sonuçlar, benzetim sonuçları ile oldukça uyumludur. Şekil 3.4.2'de ise özdeş olmayan kanal şartları ele alınmıştır. Ayrıca,  $c_{ij} = 2.0$  alınarak Rayleigh sönümlenmeli kanallar daki başarımı da incelenmiştir (Rayleigh/Weibull asimetric durumu).



Şekil 3.4.2.  $N=1$  için farklı  $c$  özdeş olmayan sönümlenme parametrelerine sahip klasik işbirlikli DF IDMA sisteminin  $P_{out}$  analizi.

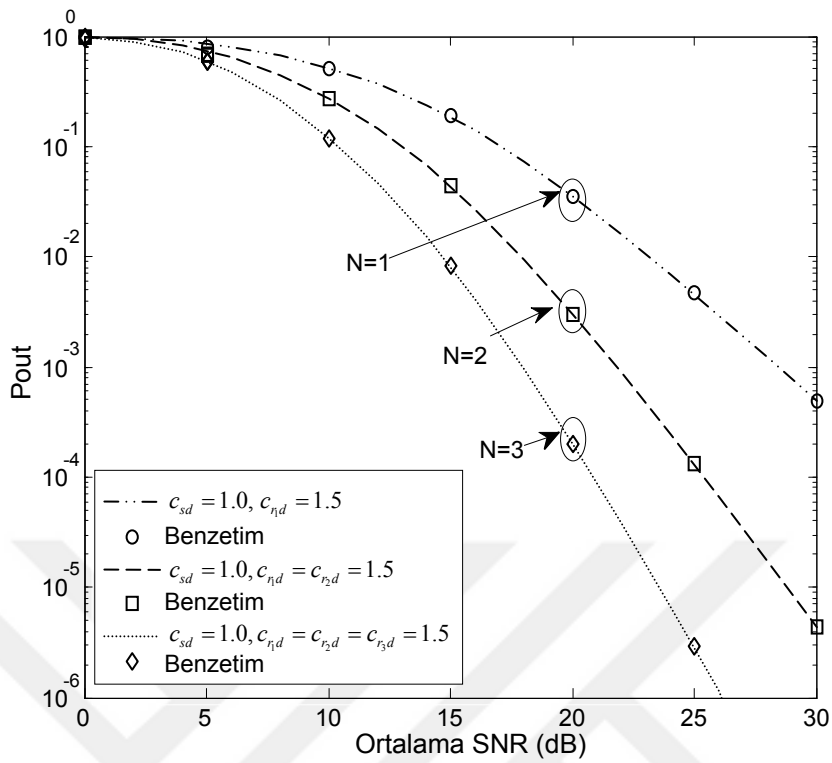
Şekil 3.4.3 ve 3.4.4'te verilen sonuçlarda ele alınan işbirlikli DF IDMA sisteminin röle sayısının artışı ile  $P_{out}$  başarımları gösterilmiştir. Ayrıca yine Şekil 3.4.3 ile özdeş sönümlü Weibull kanallardaki, Şekil 3.4.4 ile özdeş olmayan sönümlü Weibull kanallardaki başarımların analizleri gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlarda yine eşitlik (2.4.33)'te verilen MGF ifadesi kullanılmış ve bilgisayar benzetimleri ile desteklenmiştir. Verilen sonuçlar incelendiğinde analitik ve benzetim sonuçları

birbirleriyle oldukça uyumludur. SNR değerinin 5 dB'den düşük olduğu ( $SNR \leq 5dB$ ) durumlarda  $P_{out}$  başarımları, literatüre uygun olarak, hemen hemen aynıdır. Orta ve yüksek SNR bölgelerinde ( $SNR \geq 10dB$ )  $P_{out}$  başarımları, ele alınan senaryolara göre farklılaşmaktadır.

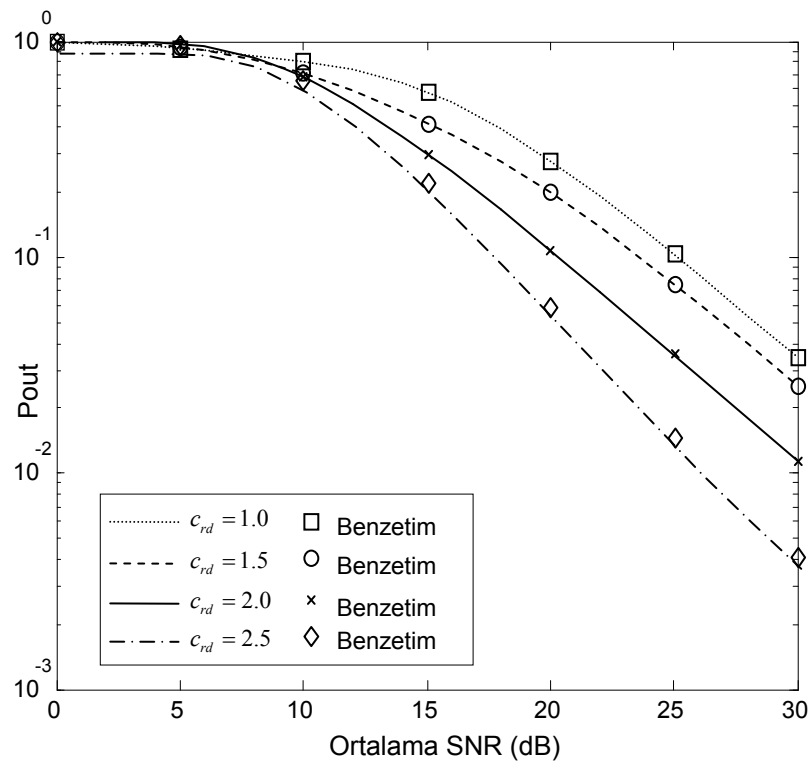


Şekil 3.4.3. Birden fazla röleye sahip işbirlikli DF IDMA sisteminin özdeş sönümlenmeye sahip Weibull kanallarındaki  $P_{out}$  başarımları.

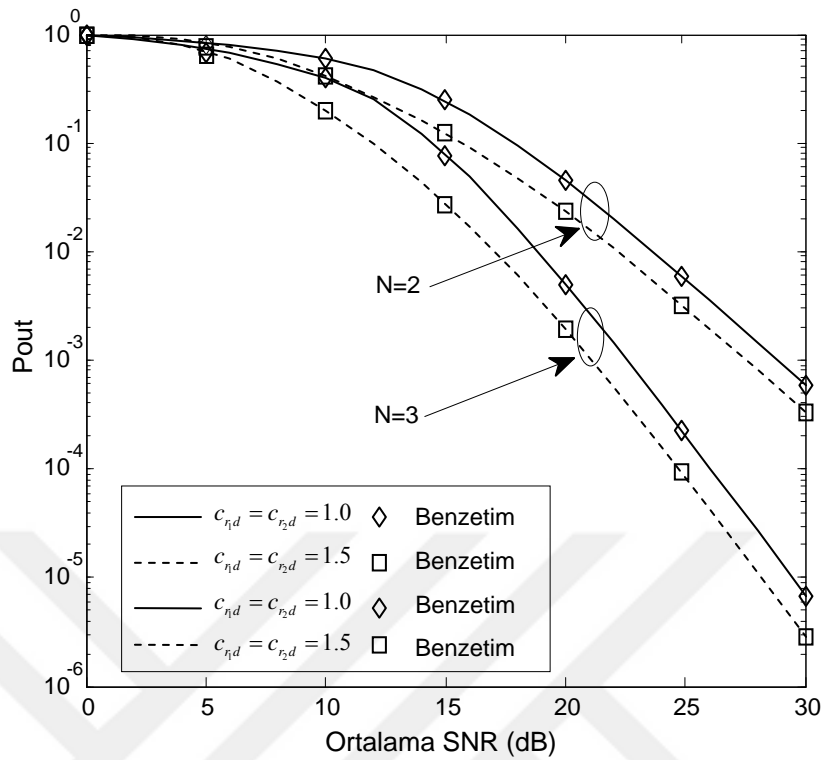
Röle sayısının 1 olduğu ve röle sayısının 1'den fazla olduğu durumlardaki iki atlamalı DF IDMA sistemlerine ait  $P_{out}$  başarımları sırasıyla Şekil 3.4.5 ve 3.4.6'da verilmektedir. Bu başarımlar eğrileri eşitlik (2.4.42) ile verilen iki atlamalı DF IDMA sistemine ait  $P_{out}$  ifadesi yardımıyla elde edilmiştir.  $N=1$  durumunda  $c$  sönümlenme parametresinin değerinin artışı ile  $P_{out}$  başarımının iyileştiği Şekil 3.4.5'teki sonuçlarda görülmektedir. Şekil 3.3.6'da  $N=2$  ve  $N=3$  durumlarında iki atlamalı DF IDMA sisteminin  $P_{out}$  başarımları verilmektedir. Türetilen analitik ifadeler kullanılarak elde edilen nümerik sonuçlar ile benzetim sonuçlarının uyumlu olduğu bütün  $P_{out}$  sonuçlarında görülmektedir. Elde edilen sonuçlardaki analitik ve benzetim uyumluluğu yapılan türetimlerin doğruluğunu ispatlamaktadır.



Şekil 3.4.4. Birden fazla röleye sahip işbirlikli DF IDMA sisteminin özdeş olmayan sönümlenmeye sahip Weibull kanallarındaki  $P_{out}$  başarımları.



Şekil 3.4.5.  $N=1$  iken farklı  $c$  sönümlenme parametrelerine sahip Weibull kanallarındaki iki atlamalı DF IDMA sisteminin  $P_{out}$  eğrileri.

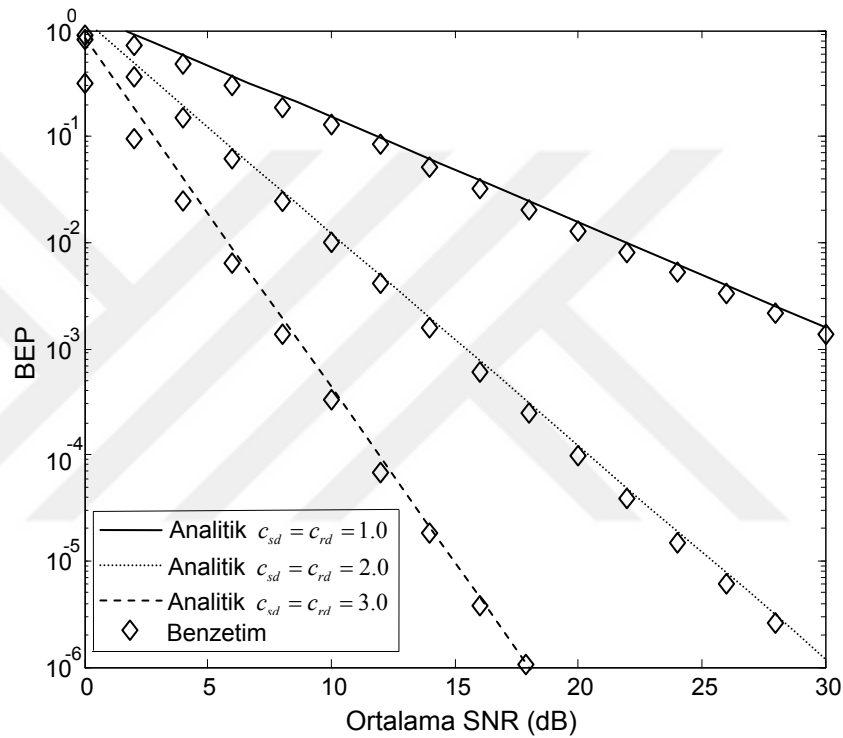


Şekil 3.4.6.  $N$  adet röleye sahip iki atlamalı DF IDMA sisteminin farklı  $c$  sönümlenme parametrelerine sahip Weibull kanallarındaki  $P_{out}$  sonuçları.

Bütün kuramsal  $P_{out}$  analizlerinde IDMA sistemlerin için büyük öneme sahip olan serpiştirici yapılarının ve yinelenmeli alıcıların etkisinin yansıtılması, eşitlik (2.4.3)'ün altında bahsedildiği gibi  $[W]_{k,k} = \left[ \left( R + (E_s / N_0)^{-1} I \right)^{-1} \right]_{k,k}$  ifadesindeki algılama elemanı ve buradaki tanımlamada yer alan  $R$  farklı kullanıcılara ait yayma ve serpiştirme kodlarının birleşimini ifade eden  $S_k(t)$  dizilerinin birbirleri arasındaki çapraz ilinti fonksiyonu [84] tanımlaması aracılığıyla bu etkiler yansıtılmaya çalışılmıştır. Bütün bu tanımlamalar, eşitlik (2.4.7)'de verilmiş olan eşik değeri,  $\gamma_{th}$ , hesaplamasında kullanılmış ve elde edilen eşik değeri ise toplam  $P_{out}$  (eşitlik (2.4.17) ile verilen) ters Laplace dönüşümünde kullanılmıştır. Buna ilaveten, bu bölümde verilen sonuçlardaki benzetim çalışmalarında ideal rastgele serpiştirici yapılarının kullanımı ve kullanılan serpiştirici dizilerinin her bir  $n$ . röle ve hedef düğümlerinde önceden bilindiği varsayılmıştır.

Son olarak eşitlik (2.4.51) ve (2.4.52) ile sunulan işbirlikli ve atlamalı DF IDMA sistemlerinin BEP ifadeleri için Şekil 3.4.7'de sonuçlar verilmiştir. Analitik çözümleme

yapılırken tek röleli sistem ele alındığından bu sonuçlarda sadece sönümlenme parametresinin değerinin değişimi incelenmiştir. Ayrıca ele alınan sistemde BPSK modülasyonun kullanıldığı varsayılmıştır. Önerilen analitik sonuçlar ile bilgisayar benzetim sonuçlarının özellikle yüksek SNR’de uyumlu olduğu dikkati çekmektedir. Bunun da sebebi, analitik çözümlerde Weibull dağılımı için eşitlik (2.4.45)’te sunulan Weibull PDF yaklaşıklığının kullanılmış olmasıdır.

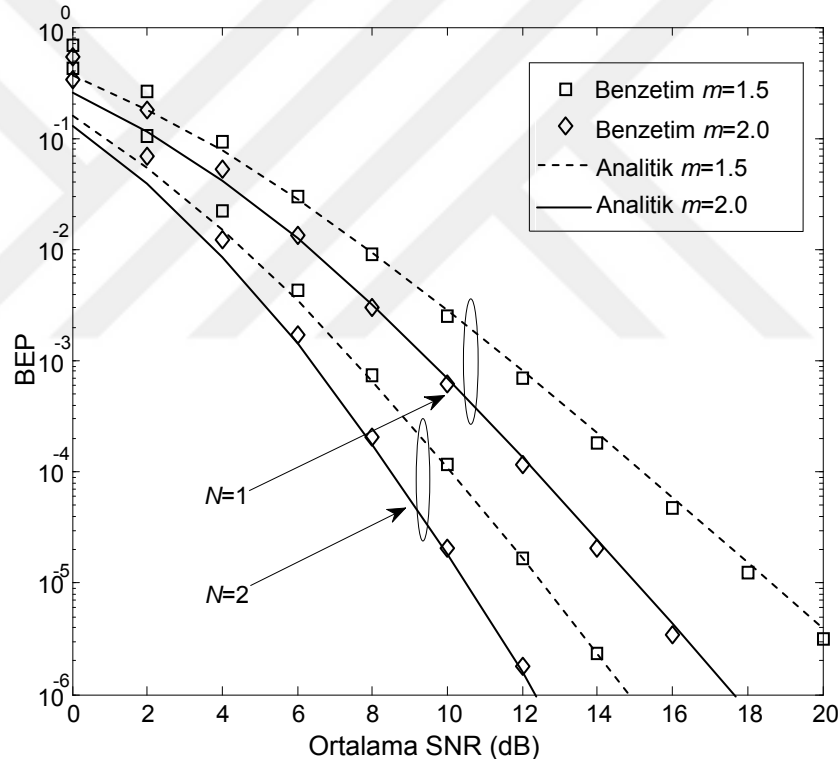


Şekil 3.4.7. Tek röleye sahip işbirlikli DF IDMA sisteminin farklı  $c$  sönümlenme parametrelerine sahip Weibull kanallarındaki  $P_e$  sonuçları.

Gerçekleştirilen analitik türetmelerin doğruluğu literatürdeki çalışmaları gözeterek incelenmiştir. Bazı kabul ve varsayımlar analitik ifadelerin zorluğunu aşmak için zorunludur. Bu kısımda ele alınan iki atlamalı veya işbirlikli IDMA sistemlerinin  $P_{out}$  başarımının analitik incelemesi literatürde olmasa da, IDMA’ya benzer bir çoklu erişim sistemi olan farklı CDMA sistemleri ile ilgili işbirlikli çalışma örnekleri [83-85]’te verilmiştir. Bu örneklerdeki kuramsal analizlere bakıldığında bazı kabul ve varsayımların yapıldığı görülmektedir.

### 3.5. Atlamalı ve İşbirlikli DF IDMA Sistemlerinin Çokyollu Nakagami- $m$ Sönümlü Kanallarda Başarım Analizleri

İşbirlikli ve atlamalı DF IDMA sistemlerinin BEP analizi için elde edilen sonuçlar bu alt başlıkta verilmiştir [116]. Buna ilaveten bölüm 2.5'te detaylı olarak verilen BEP analizlerinin doğruluğu benzetim sonuçları ile kıyaslamalı olarak bu alt başlıkta sunulmuştur. Analiz sonuçlarında BPSK ve karesel faz kaydırmalı anahtarlama (quadrature phase shift keying, QPSK) modülasyonları kullanılmıştır. Bütün bu koşullar altında,  $P=1$  iken birden fazla röleye sahip BPSK modülasyonu kullanan klasik işbirlikli DF IDMA sistemlerine ait BEP eğrileri Şekil 3.5.1'de verilmektedir.

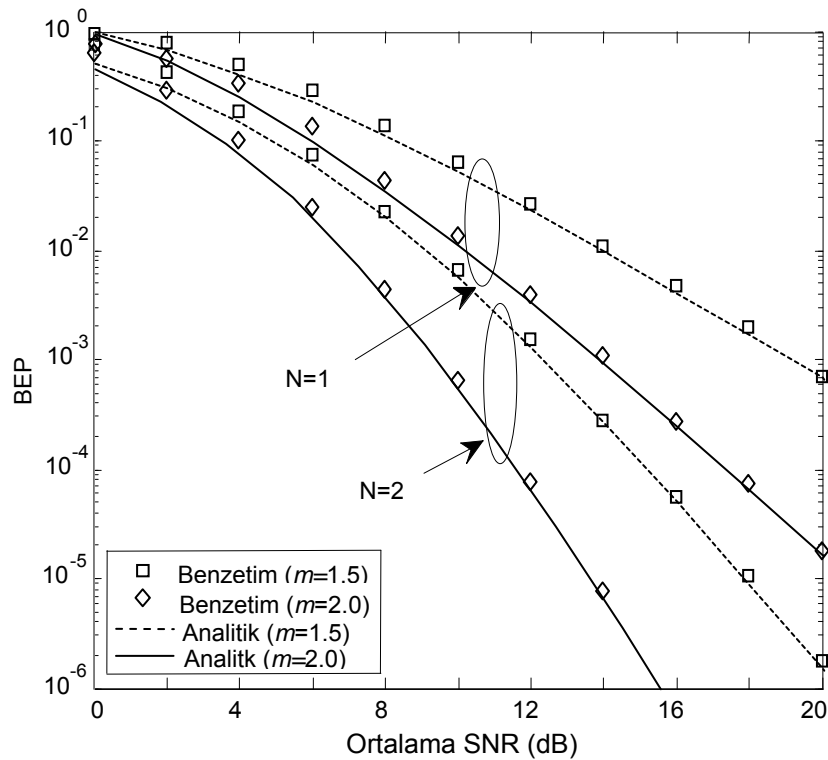


Şekil 3.5.1.  $P=1$  iken farklı  $m$  sönümlenme parametrelerine sahip BPSK modülasyonlu klasik işbirlikli DF IDMA sisteminin BEP analizleri.

Beklenildiği gibi, işbirlikli DF IDMA sistemi için  $m$  sönümlenme parametresinin değerine göre hata başarımı değişmektedir. Şekil 3.5.1 için işbirlikli DF IDMA sistemlerindeki düğümler arasındaki iletim kanalları bir tane ve birbirine göre özdeş sönümlü olarak ele alınmıştır.  $m$  sönümlenme parametresinin değerleri farklı alındığı durumlarda hata başarımındaki değişimler literatüre uygun bir şekilde gerçekleşmektedir. Beklenildiği gibi,  $m$  sönümlenme parametresinin değeri arttıkça,

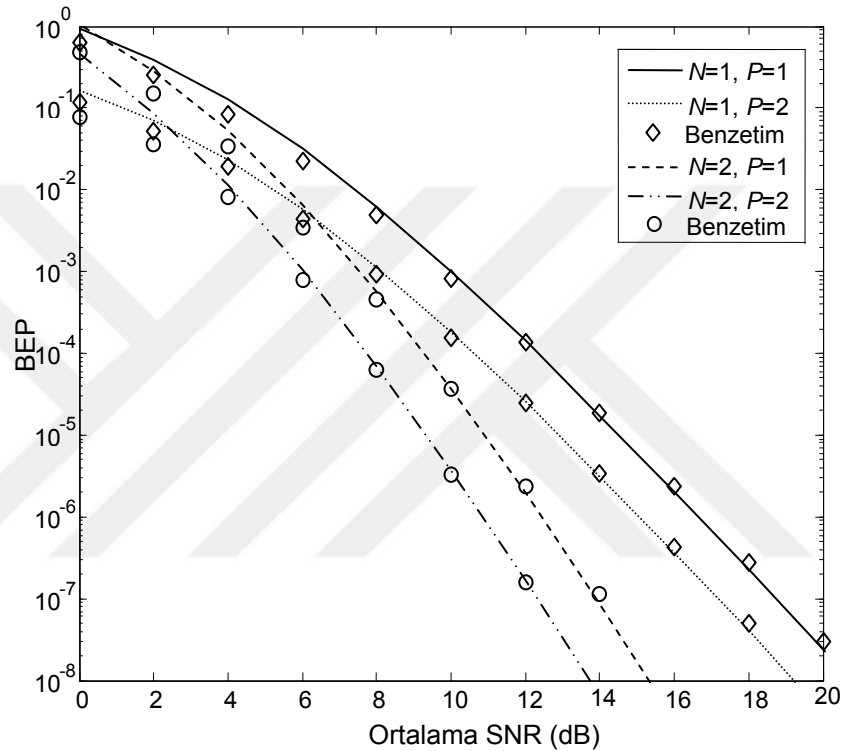
Nakagami- $m$  kanal şartları iyileşmekte ve bununla orantılı olarak BEP hata başarımı da artmaktadır. Bölüm 2.5'te anlatılan BEP analizi PDF tabanlı olup, elde edilen sonuçlar eşitlik (2.5.30) ve (2.5.34)'te türetilen ifadeler ile elde edilmiştir. Bilgisayar benzetimleri ile yapılan analizlerin doğruluğu da gösterilmiştir. Şekil 3.5.1'e bakıldığında benzetim sonuçları ile analitik sonuçlar örtüşmektedir.

Şekil 3.5.2'de ise Şekil 3.5.1'deki sonuçlardan farklı olarak QPSK modülasyonu kullanan işbirlikli DF IDMA sistemlerine ait sonuçlar verilmiştir. Şekil 3.5.2'deki sonuçlar da incelendiğinde, analitik ve benzetim sonuçları uyumludur. Şekil 3.5.3 ile verilen sonuçta ele alınan işbirlikli DF IDMA sisteminin hem röle sayısının artışı hem de düğümler arasındaki yol sayısının artışı ile BEP başarımı gösterilmiştir. Elde edilen sonuçlar için yine eşitlik (2.5.30) ve (2.5.34)'teki türetilen ifadeler kullanılmış ve bilgisayar benzetimleri ile desteklenmiştir. SNR değerinin 5 dB'den düşük olduğu ( $\text{SNR} \leq 5\text{dB}$ ) durumlarda analitik ve benzetim sonuçlarının uyumluluğu mükemmel değildir. Orta ve yüksek SNR bölgelerinde ( $\text{SNR} \geq 8\text{dB}$ ) BEP başarımları, ele alınan senaryolara göre farklılaşmakta, analitik ve benzetim sonuçlarının uyumluluğu artmaktadır.



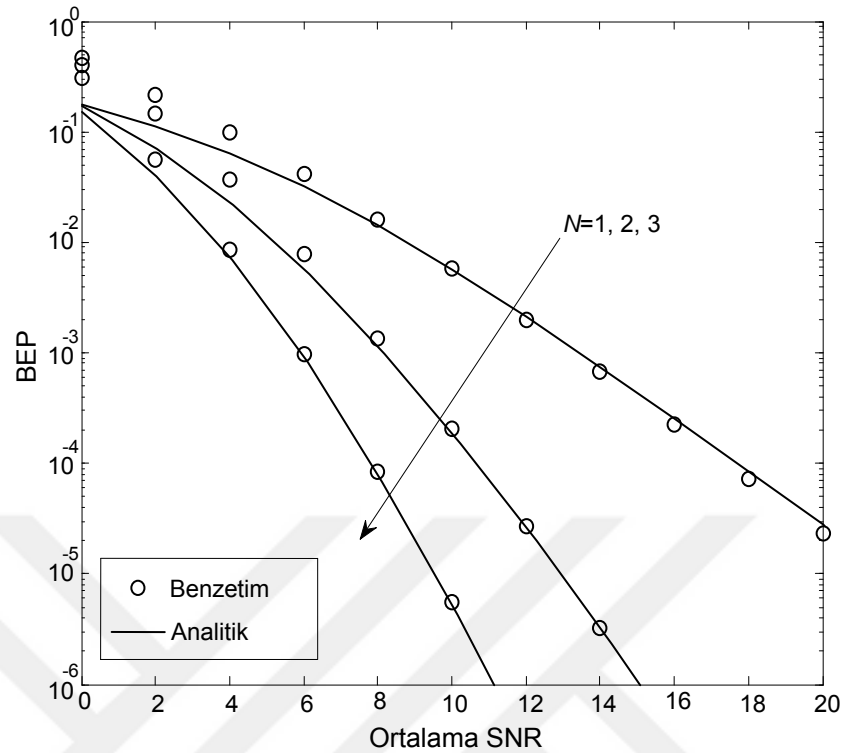
Şekil 3.5.2.  $P=1$  iken farklı  $m$  sönümlenme parametrelerine sahip QPSK modülasyonlu klasik işbirlikli DF IDMA sisteminin BEP analizleri.

Beklenildiği gibi  $N$  röle sayısının ve  $P$  düğümler arası yol sayısının artışı ile BEP başarımı iyileşmektedir. Örneğin  $10^{-3}$ 'lük BEP başarımı için  $N=1, P=1$  durumu ile  $N=2, P=2$  durumu arasında 4 dB'ye yakın bir SNR kazancı bulunmaktadır. Başka bir sayısal örnek vermek gerekirse, röle sayısı sabit ve 2 iken,  $10^{-4}$ 'lük BEP başarımı için  $P=1$  ile  $P=2$  arasında yaklaşık 2 dB'lik bir SNR kazancı bulunmaktadır.



Şekil 3.5.3. Farklı sayıda röle ve iletim kanalına sahip işbirlikli DF IDMA sisteminin  $m = 2.5$  iken Nakagami- $m$  kanallarındaki BEP başarımları.

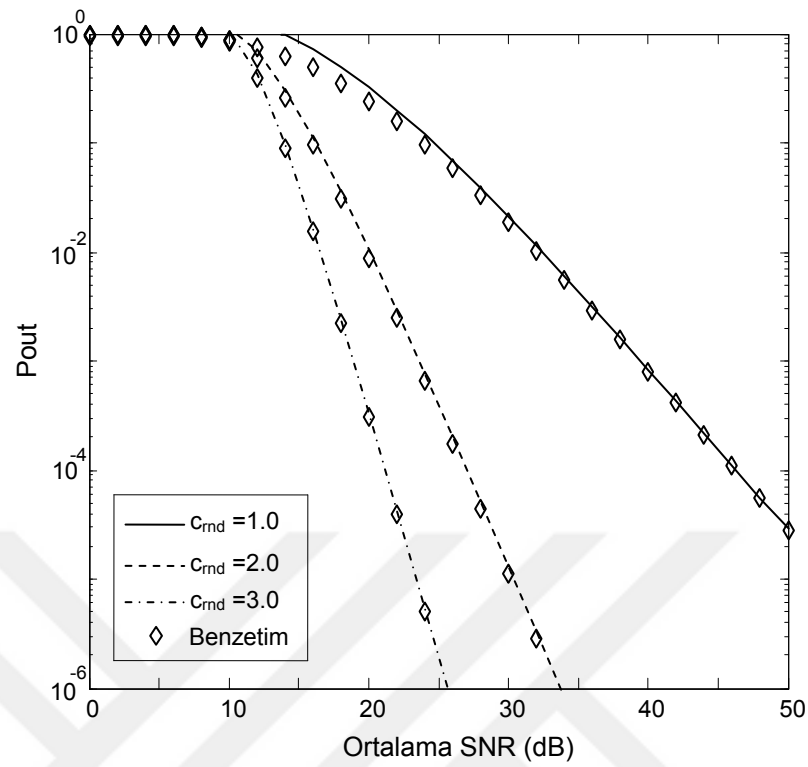
Röle sayısının 1 olduğu ve röle sayısının 1'den fazla olduğu durumlardaki iki atlamalı tek yöllü DF IDMA sistemlerine ait BEP başarımları Şekil 3.5.4'te verilmektedir [117]. Burada  $m$  sönümlenme parametresinin değeri 2.5 olarak seçilmiştir. Şekil 3.5.4'te verilen analitik sonuçlar eşitlik (2.5.34)'te türetilen ifade yardımıyla elde edilmiştir. Şekil 3.5.4'te de Şekil 3.5.1, 3.5.2 ve 3.5.3'deki sonuçlara benzer olarak ve literatüre uygun olarak, röle sayısının artışı ile BEP başarımı iyileşmektedir. Türetilen analitik ifadeler kullanılarak elde edilen nümerik sonuçlar ile benzetim sonuçlarının uyumlu olduğu Şekil 3.5.1, 3.5.2, 3.5.3 ve 3.5.4'te görülmektedir.



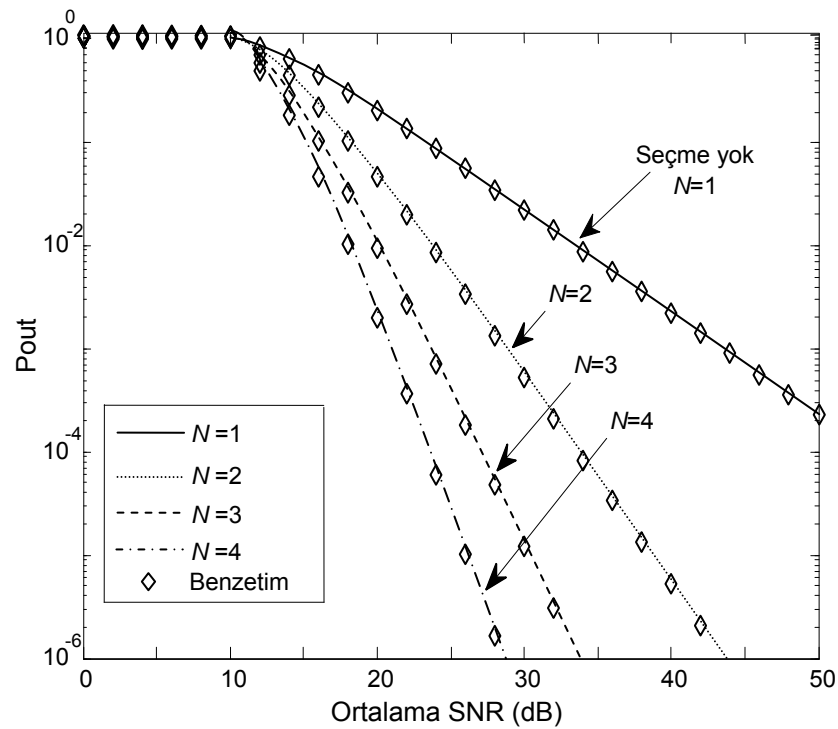
Şekil 3.5.4.  $m = 2.5$  iken farklı röle sayılarına ( $N$ ) sahip Nakagami- $m$  kanallarındaki iki atlamalı DF IDMA sisteminin BEP eğrileri.

### 3.6. En İyi Röle Seçimini Kullanan Atlamalı DF IDMA Sistemlerin Weibull Sönümlü Kanallardaki Başarım Analizleri

Bölüm 2.6'da türetilen  $P_{out}$  ifadesi kullanılarak en iyi röle seçimi tekniğini kullanan atlamalı DF IDMA sistemlerine ait analitik ve bilgisayar benzetimi sonuçları karşılaştırmalı olarak Şekil 3.6.1 ve 3.6.2'de verilmiştir [136]. Şekil 3.6.1'de farklı Weibull sönülenme parametrelerine göre ele alınan sistemin  $P_{out}$  eğrileri sunulmuştur. Eşik değeri ( $\gamma_{th-r,d}$ ) hesaplaması için sırasıyla işbirliği içerisinde bulunan kullanıcı sayısı 16, yayma ve serpiştirme uzunluğu 16, iletim hızı ise 1 olarak alınmıştır. Verilen analitik ve bilgisayar benzetimi sonuçları açıkça göstermektedir ki, elde edilen analitik sonuçlar bilgisayar benzetimleri ile oldukça uyumludur. Bu da yapılan  $P_{out}$  analizinin doğruluğunu göstermektedir.

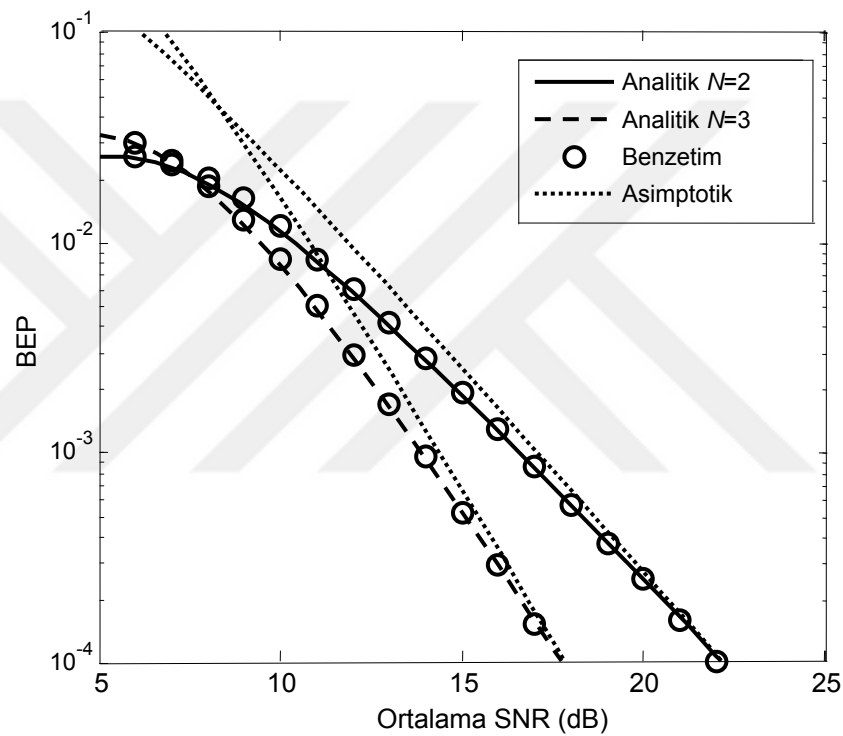


Şekil 3.6.1.  $N = 2$  iken en iyi röle seçimi tekniği kullanan DF IDMA sisteminin farklı Weibull sönümlenme parametrelerine göre  $P_{out}$  eğrileri.



Şekil 3.6.2.  $c_{r,d} = 2.0$  iken en iyi röle seçim tekniğini kullanan atlatmalı DF IDMA sistemlerinin farklı röle sayıları için elde edilen  $P_{out}$  eğrileri.

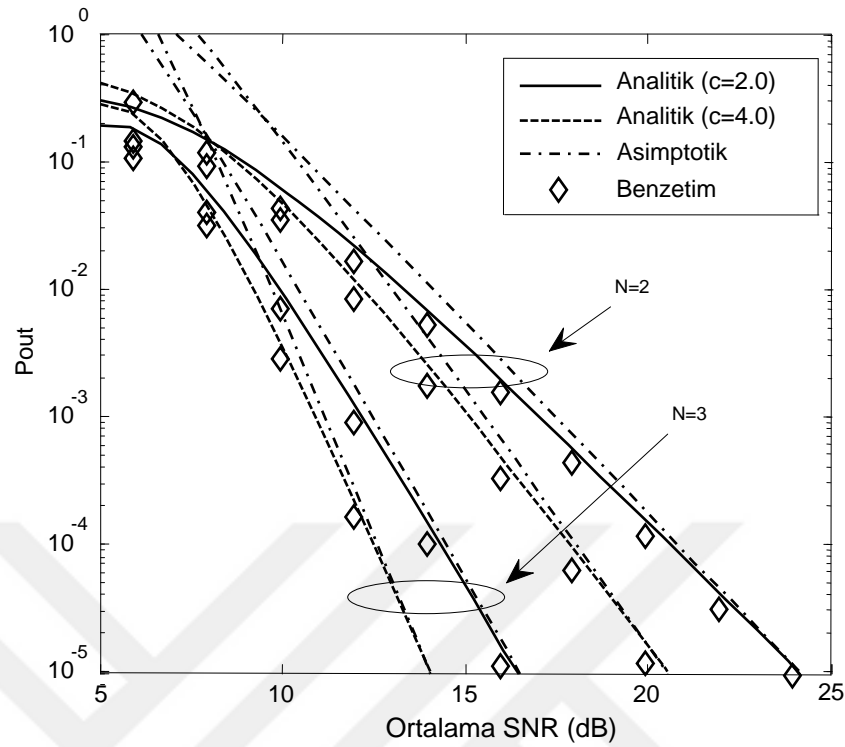
Bölüm 2.6’da detaylı olarak analizi anlatılan ve eşitlik (2.6.27)’de türetilen BEP ifadesine göre çizdirelen en iyi röle seçim tekniğini kullanan atlamalı DF IDMA sistemlerine ait sonuçlar Şekil 3.6.3’te verilmektedir. Burada ele alınan sistemde; BPSK modülasyonunu kullanılmakta, sönümlenme parametresinin değeri 2 ve farklı röle sayısı durumlarına göre sonuçlar çizdirilmiştir. Analitik sonuçlar ve benzetim sonuçları birbiriyle örtüşmekte, yüksek SNR’de asimptotik eğriler de analitik ve benzetim sonuçlarına yakınsamaktadır.



Şekil 3.6.3.  $c = 2.0$  iken en iyi röle seçim tekniğini kullanan atlamalı DF IDMA sistemlerinin farklı röle sayıları alındığında elde edilen BEP eğrileri.

### 3.7. En İyi Röle Seçimini Kullanan İşbirlikli DF IDMA Sistemlerin Rayleigh/Weibull Sönümlü Kanallardaki Başarım Analizleri

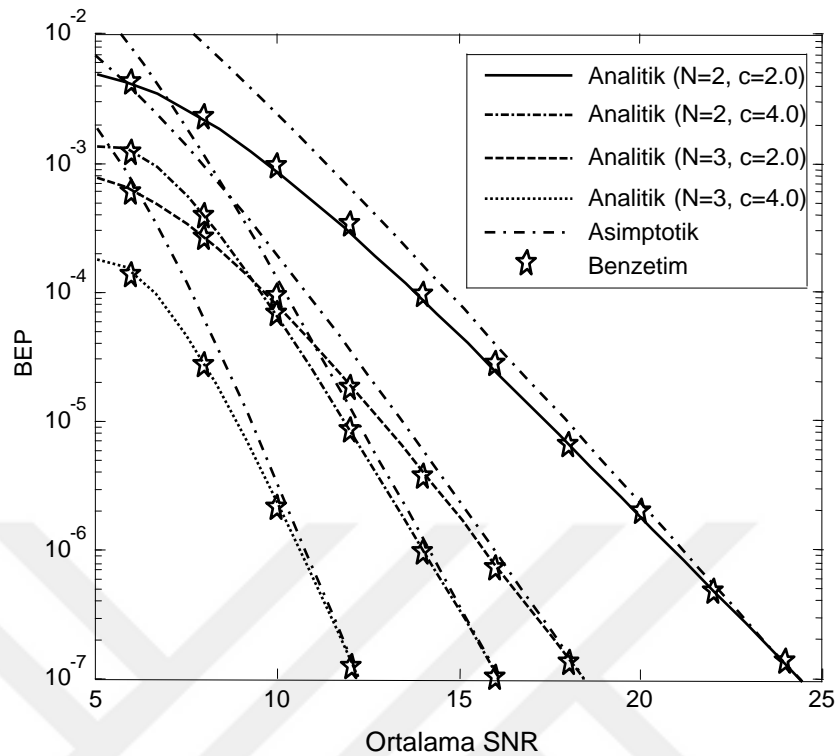
Bölüm 2.7’de türetilen  $P_{out}$  ve BEP ifadeleri yardımıyla en iyi röle seçimi tekniğini kullanan işbirlikli DF IDMA sistemlerine ait analitik, asimptotik ve bilgisayar benzetimi sonuçları karşılaştırmalı olarak Şekil 3.7.1 ve 3.7.2’de verilmiştir [136, 137].



Şekil 3.7.1.  $c = 2.0$  ve  $c = 4.0$  iken farklı röle sayılarına ( $N$ ) sahip Rayleigh/Weibull kanallarındaki en iyi röle seçim tekniğini kullanan işbirlikli DF IDMA sisteminin  $P_{out}$  eğrileri.

Şekil 3.7.1’de  $P_{out}$  analizine ilişkin sonuçlar sunulmuş ve röleli iletim hatlarının Weibull sönümlenme katsayısı sırası ile 2.0 ve 4.0 olarak alınmıştır. Ayrıca sistemdeki mevcut röle sayısı ise 2 ve 3 olarak seçilmiştir. Burada elde edilen sonuçlar incelendiğinde türetilen analitik ve asimptotik ifadeler kullanılarak elde edilen sonuçların benzetim sonuçları ile uyum gösterdiği görülmektedir. Bu da yapılan analizlerin doğruluğunu onaylamaktadır.

Bölüm 2.7’de detaylı olarak izah edildiği gibi genelleştirilmiş bir BEP ifadesi, Gauss  $Q$  fonksiyonunun prony yaklaşıklığı ile bulunmuştur. Türetilen yaklaşık BEP ifadesi ile analitik ve asimptotik sonuçlar elde edilmiş, Şekil 3.7.2’de bilgisayar benzetimleri ile yapılan analizin doğruluğu gösterilmiş ve Şekil 3.7.2’ye ait sonuçlar Tablo 3.7.1’de sunulmuştur. Sistemde BPSK modülasyonunun ( $a=1$ ,  $b=2$  alınarak) kullanıldığı varsayılmıştır. Sırasıyla röle sayısı 2 ve 3 olarak alınarak sistemin BEP başarımındaki değişim gösterilirken sönümlenme parametresinin etkisi de Şekil 3.7.1’de sunulan sonuca benzer şekilde verilmiştir.



Şekil 3.7.2.  $c = 2.0$  ve  $c = 4.0$  iken en iyi röle seçim tekniğini kullanan işbirlikli DF IDMA sistemlerinin farklı röle sayıları alındığında elde edilen BEP eğrileri.

Tablo 3.7.1. Şekil 3.7.2'ye ait farklı durumların analitik sonuçlarla karşılaştırılması.

	$N = 2, c = 2.0$	$N = 2, c = 4.0$	$N = 3, c = 2.0$	$N = 3, c = 4.0$
$10^{-4}$	$\approx 14$ dB	$\approx 10$ dB	$\approx 10$ dB	$\approx 7$ dB
$10^{-5}$	$\approx 18$ dB	$\approx 13$ dB	$\approx 12$ dB	$\approx 9$ dB

Literatürdeki en iyi röle seçim tekniğini farklı sistemler için kullanan çalışma örneklerindeki sonuçlara benzer şekilde, sistemdeki röle sayısının artışı ile BEP başarımı artışı doğru orantılı olarak değişmektedir. Ayrıca, gerçek yaşamdaki uygulamalara bakıldığında kaynak-hedef arasındaki iletim hattının kötü olması sıklıkla karşılaşılabilecek bir durumdur. Bu sebeple bu bölümde, kaynak-hedef arasındaki sönümlenme modeli olarak Rayleigh gibi direkt görüş hattı olmayan (non line of sight, NLOS) durumu temsil eden kötü bir kanal tipi seçilmiştir. Röleli iletim hatlarının kanal modelleri Weibull sönümlü olarak kabul edilmiştir. Bu sayede, röleli iletim hatlarının sönümlenme modeli ile kaynak-hedef arasındaki iletim hattının sönümlenme modeli farklı alınarak bu tezde yapılması hedeflenen asimetrik sönümlenme durumu da ele alınmıştır.

## 4. BÖLÜM

### TARTIŞMA, SONUÇ VE ÖNERİLER

Bu tez kapsamında yapılan çalışmalarla CDMA sistemine göre MUI ve ISI yönünden avantajları olan IDMA çoklu erişim ile işbirlikli DF iletişim tekniğinin birleştirilmesi hedeflenmiştir. Bu sayede hem IDMA sisteminin hem de işbirlikli iletişim sistemlerinin avantajlarından faydalanılması amaçlanmıştır. Böylelikle başarımların artışı ile çok daha verimli yapılar elde edilmiştir. Bu tezde, ilk olarak tek röleli/çok röleli iki atlamalı ve işbirlikli DF IDMA sistemleri ele alınmıştır. Weibull ve Rayleigh sönümlü kanallara sahip röleli sistem için BER başarımları verilmiştir. Sistemdeki sönümlenme parametrelerinin değişimi ve farklı sayıda röle kullanımının hata başarımları üzerine etkisi incelenmiştir. Bununla beraber, DF IDMA sistemlerinin işbirlikli sisteme uygulanması için gerekli olan eşitlikler oluşturulmuş, röle sayısının sistem üzerindeki olumlu etkisi gösterilmiştir. İşbirlikli iletişim tekniğinin IDMA sistemlerine uygulanmasıyla BER hata başarımlarının daha da iyileştiği gösterilmiştir. Bu çalışmaların devamı olarak, ele alınan DF IDMA sistemlerinin hem tek/çoklu röleye sahip işbirlikli durum için hem de tek/çoklu röleye sahip atlamalı durum için Weibull sönümlü kanallarda servis dışı kalma olasılığı ifadeleri türetilerek hata başarımlarının analizleri yapılmıştır. Sistemin servis dışı kalma olasılığı ifadeleri MGF yöntemine dayalı olarak analiz edilmiştir. Ele alınan sistemlerin MGF'leri Pade yaklaşımı ile bulunmuştur. Buna ilaveten hem tek/çoklu röleye sahip işbirlikli durum için hem de tek/çoklu röleye sahip atlamalı durum için Weibull sönümlü kanallardaki BER ifadeleri elde edilmiştir. Bulunan bu analitik ifadelerin doğruluğu çeşitli sistem senaryoları ile gösterilmiştir.

İkinci olarak, ele alınan DF IDMA sistemlerinin hem tek/çoklu röleye sahip işbirlikli durum için hem de tek/çoklu röleye sahip atlamalı durum için çok yollu Nakagami- $m$  sönümlü kanallarda BEP ifadeleri türetilerek hata başarımları analizleri yapılmıştır. Sistemin BEP ifadesini bulmak için ilk olarak, MGF kullanılarak sistemin toplam PDF'si bulunmuş, daha sonra bulunan PDF ifadesi hata integralinde yerine konularak kapalı formda çözüm elde edilmiştir. İncelenen sistemlerin BEP ifadeleri çözümlenirken Gauss  $Q$  fonksiyonunun üstel yaklaşımı kullanılmıştır. Bu sayede analitik ifadelerin türetilmesi kolaylaştırılmıştır. Ayrıca bu sistemler için, Nakagami- $m$  sönümlenmesinin karakteristik özelliğinden yararlanılarak, farklı  $m$  sönümlenme değerleri ile şiddetli sönümlü veya az sönümlü kanal yapıları da araştırılmıştır. Bu bölümde de DF IDMA sistemlerinin hem tek/çoklu röleye sahip işbirlikli durum için hem de tek/çoklu röleye sahip atlamalı durum için elde edilen analitik ifadelerinin doğruluğu bilgisayar benzetimleri ile kıyaslamalı olarak gösterilmiştir.

Üçüncü olarak tezin son iki bölümünde, ele alınan atlamalı ve işbirlikli DF IDMA sistemlerinin en iyi röle seçimi tekniği ile birleştirilerek sistem karmaşıklığının azaltılması amaçlanmıştır. Bu bölümün ilk kısmında, en iyi röle seçimli iletim tekniğini kullanan atlamalı DF IDMA sistemlerinin Weibull kanallarında servis dışı kalma olasılığı analizi gerçekleştirilmiştir. Bu bölümde gerçekleştirilen servis dışı kalma olasılığı analizi diğer bölümden farklı olarak, sistemin toplam CDF'si bulunarak elde edilmiştir. Bunun da sebebi, SNR'lerin maksimumunun MGF'si, SNR'lerin MGF'lerinin maksimumuna eşit olmamasıdır. Bu bölümün ikinci alt kısmında ise, en iyi röle seçim tekniğini kullanan geleneksel işbirlikli DF IDMA sistemlerinin hem servis dışı kalma olasılığı analizi hem de BEP analizi sunulmuştur. Ayrıca bu bölümde, kaynak-hedef arasındaki direkt iletim kanalının Rayleigh sönümlü olduğu kabul edilmiş, kaynak- $n$ . röle-hedef arasındaki hattın/hatların yine Weibull dağılımlı olduğu varsayılmıştır. Bu sayede Rayleigh/Weibull asimetric sönümlü durumu incelenmiştir. Ele alınan sistemin toplam SNR'sinin CDF'si bulunarak servis dışı kalma olasılığı analizi, sistemin toplam SNR'sinin PDF ifadesinden faydalanarak ise BEP analizi gerçekleştirilmiştir.

İşbirlikli ve atlamalı haberleşme sistemlerinde, bir kullanıcı diğer bir kullanıcının rölesi görevini görmektedir. Bu bağlamda eşzamanlı çok kullanıcı IDMA sistemleri göz önüne alındığında, başarımları artışı gözlenirken donanım masrafında da herhangi bir

değişiklik söz konusu olmayacaktır. Buna ilaveten, direkt iletimin olmadığı durumlarda verici-alıcı birlikteliği sağlanamazken atlamalı sistemlerle iletim kapsamı arttırılarak, bu birliktelik gerçekleştirilmiştir. Bu tez kapsamında; Rayleigh, Nakagami-*m* ve Weibull gibi kablosuz haberleşme sistemlerinin literatüründe oldukça yaygın olarak kullanılan sönümlü kanal yapıları ele alınmıştır. Farklı sönümlü kanallardaki atlamalı veya işbirlikli DF IDMA sistemlerinin matematiksel analizleri de gerçekleştirilmiştir. Bu sebeple bu tez kapsamında yürütülen konu ile ilgili tüm bu anlatılanlar, bu tezin en önemli katkıları olarak gösterilebilir. Bilimsel birikim açısından araştırmacılar, bu tez kapsamında ele alınan sistemler için matematiksel ifadelerin türetiminde yapılan adımları takip ederek, kendi sistemlerindeki matematiksel zorlukların üstesinden gelebilirler. Ayrıca ileride gerçekleştirilecek çalışmalarda bu tezde ele alınan IDMA sistemleri yerine farklı sistem modellerinin karma (composite) sönümlü kanallardaki başarımları incelenebilir. Düşük yoğunluklu eşlik kontrolü kodlaması, evrimsel kodlama veya tekrarlamalı kodlama gibi farklı kanal kodlama tekniklerini kullanan IDMA sistemlerinin işbirlikli iletim protokolü ile başarımların analizleri yapılabilir. Bu sayede DF IDMA sistemlerinin başarımlarının daha da iyileşmesi sağlanabilir. Bu tezde kullanılan DF işbirlikli iletişim yöntemi yerine AF veya sıkıştır-ve-aktar (compress and forward, CF) yöntemleri kullanılarak farklı analizler yapılabilir. Ayrıca bu tezde incelenen klasik işbirlikli veya iki atlamalı senaryolar yerine çok atlamalı (multi-hop) sistem yapısı ele alınarak farklı çalışmalar gerçekleştirilebilir.

## KAYNAKÇA

1. Laneman, J. N., Wornell G. W. ve Tse D. N. C., 2001. An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks, pp. 294. *IEEE International Symposium on Information Theory*, 24-29 June, 2001, Washington, USA.
2. Laneman, J. N., 2002. Cooperative diversity in wireless networks: algorithms and architectures, Massachusetts Institute of Technology, Ph.D. Thesis, 187p.
3. Laneman, J. N., Tse, D. ve Wornell, G., 2004. Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior. **IEEE Transactions on Information Theory**, **11** (12): 3062-3080.
4. Sendonaris, A., Erkip, E. ve Aazhang, B., 2003. User cooperation diversity—Part I: system description. **IEEE Transactions on Communications**, **51** (11): 1927-1938.
5. Sendonaris, A., Erkip, E. ve Aazhang, B., 2003. User cooperation diversity—Part II: implementation aspects and performance analysis. **IEEE Transactions on Communications**, **51** (11): 1939-1948.
6. Hunter, T. E., Hedayat, A. 2004. Cooperative communication in wireless networks. **IEEE Communications Magazine**, **42** (10): 74-80.
7. Høst-Madsen, A., Zhang, J. 2005. Capacity bounds and power allocation for wireless relay channels. **IEEE Transactions on Information Theory**, **51** (6): 2020-2040.
8. Anghel, P. A. Kaveh, M. 2004. Exact symbol error probability of a cooperative network in a rayleigh-fading environment. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **3** (5): 1416-1421.
9. Hunter, T. E., Nosratinia, A. 2006. Diversity through coded cooperation. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **5** (2): 283-289.
10. Ribeiro, A., Cai, X., Giannakis, G. B. 2005. Symbol error probabilities for general cooperative links. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **4** (3): 1264-1273.
11. Boyer, J., Falconer, D. D., Yanikomeroglu, H. 2004. Multihop diversity in wireless relaying channels. **IEEE Transactions on Communications**, **52** (10): 1820-1830.

12. Zhao, B., Valenti, M. C., 2005. Practical relay networks: a generalization of hybrid-ARQ. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, **23** (1): 7-18.
13. Stefanov, A., Erkip, E. 2004. Cooperative coding for wireless networks. **IEEE Transactions on Communications**, **52** (9): 1470-1476.
14. 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.
15. Li, M., Lin, M., Zhu, W-P., *et. al.* 2017. Performance analysis of dual-hop MIMO AF relaying network with multiple interferences. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **66** (2): 1891-1897.
16. Yang, M., Guo, D., Huang, Y., *et. al.* 2016. Secure multiuser scheduling in downlink dual-hop regenerative relay networks over Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **15** (12): 16 pp. 8009-8024.
17. Khan, M. A., Rao, R. K., Wang X., *et. al.* 2016. Dual-hop signal space cooperative systems using multiple DF relays. **IET Communications**, **10** (17): 2372–2379.
18. Sharma, W. N., Bansal, A., Garg, P., 2016. Decode-and-forward relaying in mixed  $\eta$ - $\mu$  and gamma-gamma dual hop transmission system. **IET Communications**, **10** (14): 1769–1776.
19. Suraweera, H. A., Karagiannidis, G. K., and Smith, P. J., 2009. Performance analysis of the dual-hop asymmetric fading channel. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **8** (6): 2783-2788.
20. Hemachandra, K. T., Beaulieu, N. C. 2013. Outage analysis of opportunistic scheduling in dual-hop multiuser relay networks in the presence of interference. **IEEE Transactions on Communications**, **61** (5): 1786-1796.
21. Rankov, B., Wittneben, A. 2007. Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, **25** (2): 379-389.
22. Neely, M. J., Modiano, E. 2005. Capacity and delay tradeoffs for ad hoc mobile networks. **IEEE Transactions on Information Theory**, **51** (6): 1917-1937.

23. Lee, D., Lee, J. H. 2011. Outage probability for dual-hop relaying systems with multiple interferers over Rayleigh fading channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **60** (1): 333-338.
24. Bao, V. N. Q., Linh-Trung, N., Debbah, M. 2013. Relay selection schemes for dual-hop networks under security constraints with multiple eavesdroppers. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **12** (12): 6076-6085.
25. Di Renzo, M., Graziosi, F., Santucci, F. 2009. A comprehensive framework for performance analysis of dual-hop cooperative wireless systems with fixed-gain relays over generalized fading channels. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **8** (10): 5060-5074.
26. Yu, H., Lee, I-H., Stüber, G. L. 2012. Outage probability of decode-and-forward cooperative relaying systems with co-channel interference. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **11** (1): 266-274.
27. Lee, I-H., Kim, D. 2008. End-to-end BER analysis for dual-hop OSTBC transmissions over Rayleigh fading channels. **IEEE Transactions on Communications**, **56** (3): 347-351.
28. Da Costa, D. B., Yacoub, M. D. 2011. Outage performance of two hop af relaying systems with co-channel interferers over Nakagami- $m$  fading. **IEEE Communications Letters**, **15** (9): 980-982.
29. Bjornson, E., Matthaiou, M., Debbah, M. 2013. A new look at dual-hop relaying: performance limits with hardware impairments. **IEEE Transactions on Communications**, **61** (11): 4512-4525.
30. Peppas K. P. 2012. A new formula for the average bit error probability of dual-hop amplify-and-forward relaying systems over generalized shadowed fading channels. **IEEE Wireless Communications Letters**, **1** (2): 85-88.
31. Cao, M., Wang, X., Kim, S-J., *et al.* 2007. Multi-hop wireless backhaul networks: a cross-layer design paradigm. **IEEE Journal on Selected Areas in Communications**, **25** (4): 738-748.
32. Xing, C., Ma, S., Wu, Y-C. *et al.* 2010. Transceiver design for dual-hop nonregenerative mimo-ofdm relay systems under channel uncertainties. **IEEE Transactions on Signal Processing**, **58** (12): 6325-6339.

33. Ikki, S. S., and Ahmed M. H., 2010. Performance analysis of adaptive decode-and-forward cooperative diversity networks with the best relay selection scheme. **IEEE Transactions on Communications**, **58** (1): 68-72.
34. Ikki, S. S. and 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.
35. Ikki, S. ve Ahmed, M. H. 2011. Performance analysis of cooperative diversity with incremental-best-relay technique over Rayleigh fading channels. **IEEE Transactions on Communications**, **59** (8): 2152-2161.
36. Bletsas, A., Shin, H., Win, M. Z. *et al.* 2006. A simple cooperative diversity method based on network path selection. **IEEE Journal of Selected Areas Communications**, **24** (3): 659–672.
37. Yeoh, P. L., Elkashlan, M., Chen, Z., *et al.* 2011. SER of multiple amplify-and-forward relays with selection diversity. **IEEE Transactions on Communications**, **59** (8): 2078-2083.
38. 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.
39. Som, P., Chockalingam, A. 2014. Bit error probability analysis of ssk in df relaying with threshold-based best relay selection and selection combining. **IEEE Communications Letters**, **18** (1): 18-21.
40. Yi, N., Ma, Y., Tafazolli, R. 2013. Joint rate adaptation and best-relay selection using limited feedback. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **12** (6): 2797-2805.
41. Li, M., Yu, M., Zhang, Y., *et al.* 2013. A lightweight selection cooperation protocol with multiple available best relays. **IEEE Communications Letters**, **17** (6): 1172-1175.
42. 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.
43. Chen, G., Chambers, J. 2012. Outage probability in distributed transmission based on best relay pair selection. **IET Communications**, **6** (12): 1829-1836.

44. Mehrizi, S., and Mahboobi, B. 2017. Cooperative MIMO relay beamforming in overloaded DS/CDMA multicast networks. **IET Communications**, **11** (3): 344-354.
45. 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.
46. 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.
47. 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.
48. 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.
49. Ping, L., 2005. Interleave-division multiple access and chip-by-chip iterative multi-user detection. **IEEE Communications Magazine**, **43** (6): 19-23.
50. Ping, L., Liu, L., Wu, K. Y. *et. al.* 2006. Interleave-division multiple-access. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **5** (4): 938-947.
51. Liu, L., 2005. Interleave Division Multiple Access. City University of Hong Kong, Department of Electronics Engineering, Phd Thesis, Hong Kong, 167 s.
52. Kusume, K. and Bauch, G., 2005. IDMA and CDMA: iterative multiuser detections for near-far asynchronous communications. pp. 426-431. *IEEE 16th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 11-14 September, 2006, Berlin, Germany.
53. Kusume, K., Dietl, G., Utschick, W. *et. al.* 2007. Performance of interleave division multiple access based on minimum mean square error detection. pp. 2961-2966. *IEEE International Conference on Communications*, 24-28 June, 2007, Glasgow, Scotland.
54. Kusume, K., Bauch, G. Utschick, W., 2009. IDMA vs. CDMA: detectors, performance and complexity. pp. 1-8. *IEEE Globe Telecommunications Conference*, 30 November-04 December, 2009, Hawaii, USA.

55. Kusume, K., Bauch, G., Utschick, W., 2012. IDMA vs. CDMA: analysis and comparison of two multiple access schemes. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **11** (1): 78-87.
56. Ping, L., Wu, K. Y., Liu, L. *et. al.* 2002. A simple, unified approach to nearly optimal multiuser detection and space-time coding. pp. 53-56. *in Proc. IEEE Inf. Theory Workshop, 20-25 October, 2002, Bangalore, India.*
57. Ping, L., Liu, L. ve Leung, W. K., 2003. A simple approach to near-optimal multiuser detection:interleave-division multiple-access. pp. 391-396. *WCNC, Wireless Communications and Networking, 16-20 March, 2003, New Orleans, USA.*
58. Ping, L. and Liu, L., 2004. Analysis and design of IDMA systems based on SNR evolution and power allocation. pp. 1068-1072. *IEEE 62th Vehicular Technology Conference, 26-29 September, 2004, Los Angeles, USA.*
59. Tseng, S. M. and Kuo, Y. C., 2008. Deterministic IDMA and deterministic CDMA: a comparison. pp. 1-3. *14th Asia-Pasific Conference on Communications, 14-16 October, 2008, Tokyo, Japan.*
60. Suyuma, S., Zhang, L., Suzuki, H. *et. al.* 2008. Performance of iterative multiuser detection with channel estimation for MC-IDMA and comparison with chip-interleaved MC-CDMA. pp. 1-5. *IEEE Globe Telecommunications Conference, New Orleans, 30 November-04 December, USA.*
61. Wang, P., Xiao, J. and Ping, L., 2006. Comparison of orthogonal and non-orthogonal approaches to future wireless cellular systems. **IEEE Vehicular Technology Magazine**, **1** (4): 4-11.
62. Bilim, M., Kapucu, N. and Develi, I., 2016. Effect of repetition coding on the BER performance of interleave-division multiple access systems. **Turkish Journal of Electrical Engineering and Computer**, **24** (3): 1412-1420.
63. Bilim, M., Develi, I. and Kabalci, Y., 2013. Multiuser communications for broadband indoor power line channels using IDMA technology. pp. 1586-1590. *POWERENG, The 4th IEEE International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives, 13-17 May, 2013, Istanbul, Turkey.*
64. Hong, Y., and Rasmussen, L. K., 2007. Iterative switched-decoding for interleave-division multiple-access systems. pp. 76-81. *8th Communication Theory Workshop, 3-7 October, 2007, Sidney, Australia.*

65. Hong, Y., and Rasmussen, L. K., 2008. Iterative switched-decoding for interleave-division multiple-access systems. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **57** (3): 1939-1944.
66. Wang, P., Ping, L. and Liu, L., 2006. Optimized power allocation for multiple access systems with practical coding and iterative multi-user detection. pp. 1-6. *6th International Symposium on Turbo Codes and Related Topics*, 3-7 April, 2006, Munich, Germany.
67. Ping, L., Guo, Q. and Tong, J., 2007. The OFDM-IDMA approach to wireless communication systems. **IEEE Wireless Communications**, **14** (3): 18-24.
68. Yueqian, L., 2007. OFDM-IDMA Wireless Communication Systems. City University of Hong Kong, Department of Electronic Engineering, Master Thesis, Hong Kong, 76p.
69. Pupeza, I., Kavcic, A., Ping, L., 2006. Efficient generation of interleavers for IDMA, pp. 1508-1513. *ICC 2006 IEEE International Communication Conference*, June, 2006, Istanbul, Turkey.
70. Hao, D., Hoeher, P.D., 2008. Helical interleaver set design for interleave-division multiplexing and related techniques. **IEEE Communications Letters**, **12**(11):843-845.
71. Wu, H., Ping, L., Perotti, A., 2006. User-specific chip-level interleaver design for IDMA systems. **IET Electronics Letters**, **42**(4):233-234.
72. Bilim, M., Develi, I., Kapucu, N., 2012. Weibull ve karma serpiştirici kullanan IDMA sistemlerinin bit hata oranı başarımı, pp. 1-4. *SIU 2012, 20. Sinyal işleme ve İletişim Uygulamaları Sempozyumu*, 18-20 April, 2012, Fethiye, Antalya Turkey.
73. Bilim, M., Kapucu, N., Develi, I., 2012. A new approach to random interleavers for traditional IDMA systems, pp. 209-212. *IEEE ISCC'2012, The 17th IEEE Symposium on Computers and Communication*, 1-4 July, Cappadocia, Turkey.
74. Bilim, M., 2012. Serpiştirme Bölmeli Çoklu Erişim Sistemlerinin Yeni Serpiştirme Yaklaşımları ile Bit Hata Oranı Başarımının İncelenmesi. Erciyes University, Department of Electronic Engineering, Master Thesis, Turkey, 82p.
75. Luo, Z., Gurkan, D., Han Z., *et. al.* 2009. Cooperative communication based IDMA. pp. 404-408. *5th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing*, 24-26 September, 2009, Beijing, China.

76. Luo, Z., Han, Z., Wong, A. K-S. *et. al.* 2012. IDMA-based cooperative partial packet recovery: principles and applications. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, 2012 (2):1-14.
77. Jang, C. and Lee, J-H., 2009. IDMA System with Relays. pp. 404-408. *1st International Conference on Wireless Communication, Vehicular Technology, Information Theory and Aerospace & Electronic Systems Technology*, 17-19 May, 2009, Aalborg, Denmark.
78. Wang, X., Zhang, H. and Li, D., 2010. Partner selection based on IDMA superposition modulation in cooperative cellular networks. pp. 1-4. *VTC Spring, IEEE 71st Vehicular Technology Conference*, 16-19 May, 2010, Taipei, Taiwan.
79. Lee, Y. and Tsai, M.-H., 2009. Performance of decode-and-forward cooperative communications over Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 58 (3): 1218-1228.
80. Simon, M. K., and Alouini, M.-S., 2000. Digital communication over fading channels (2nd ed.). Wiley, New York, USA, 900p.
81. IEEE Vehicular Technology Society Committee on Radio Propagation. 1988. Coverage prediction for mobile radio systems operating in the 800/900 MHz frequency range. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 37 (1): 3–72.
82. Gradshteyn, I. S., and Ryzhik, I. M. 2007. Table of integrals, series and products (7th ed.). London: Academic Press, 1171p.
83. Vardhe, K., Reynolds, D. and Valenti, M. C., 2008. The performance of multiuser cooperative diversity in an asynchronous CDMA uplink. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, 7 (5): 1930-1940.
84. Eid, A., Hamouda, W. and Dayoub, I., 2011. Performance of multi-relay coded cooperative diversity in asynchronous CDMA over fading channels. **IET Communications**, 5 (5): 683-692.
85. Mehemed, A. and Hamouda, W., 2012. Outage analysis of cooperative CDMA systems in Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, 61 (2): 618-623.
86. Sagias, N. C, Zogas, D. A., Karagiannidis, G. K. *et. al.* 2003. Performance analysis of switched diversity receivers in Weibull fading. **Electronics Letters**, 39 (20): 1472–1474.

87. Sagias, N. C., Mathiopoulos, P. T. and Tombras, G. S., 2003. Selection diversity receivers in Weibull fading: outage probability and average signal-to-noise ratio. **Electronics Letters**, **39** (25): 1859–1860.
88. Sagias, N. C., Karagiannidis, G. K. and Tombras, G. S., 2004. Error rate analysis of switched diversity receivers in Weibull fading. **Electronics Letters**, **40** (11): 681–682.
89. Ismail, M. H. and Matalgah, M. M., 2006. On the use of Pade approximation for performance evaluation of maximal ratio combining diversity over Weibull fading channels. **EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking**, **2006**: 1-7.
90. Amindavar, H. and Ritcey, J. A., 1994. Padé approximations of probability density functions. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, **30** (2): 416–424.
91. Suetin, S. P., 2002. Padé approximants and efficient analytic continuation of a power series. **Russian Mathematical Surveys**, **57** (1): 43–141.
92. Iserles, A., 1982. Composite exponential approximations. **Mathematics of Computation**, **38** (157): 99-112.
93. Bilim, M., Kapucu N., Develi, I. 2017. Cooperative IDMA systems with regenerative relays over Weibull fading channels: outage probability and error analysis. **IET Communications**, **11** (7): 993-999.
94. Ikki, S. S. and Aissa, S., 2012. Performance analysis of amplify-and-forward relaying over Weibull-fading channels with multiple antennas. **IET Communications**, **6** (2): 165–171.
95. Chiani, M., Dardari, D. and 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.
96. Vishvakshenan, K. S., Natarajan, K., Mohankumar, S., *et. al.* 2014. Performance of cooperative diversity assisted IDMA system for downlink transmission with transmitter preprocessing. pp. 1724-1728. *International Conference on Communications and Signal Processing* 3-5 April, 2014, Melmaruvathur, India.
97. Wild, T., Schaich, F. and Chen, Y., 2014. 5G air interface design based on universal filtered (UF-) OFDM. pp. 699-704. *19th International Conference on Digital Signal Processing*, 20-23 August, 2014, Hong Kong, 69.

98. Moualeu, J. M., Hamouda, W., Xu, H., *et. al.* 2013. Multi-relay turbo-coded cooperative diversity networks over Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **62** (9): 4458–4470.
99. Yang, L. Y. and Hanzo, L., 2002. Performance of generalized multicarrier DS-CDMA over Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **50** (6): 956–966.
100. Suraweera, H., Smith, P. J. and Armstrong, J., 2006. Outage probability of cooperative relay networks in Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Communications Letters**, **10** (12): 834–836.
101. Datsikas, C. K., Sagiass, N. C., Lazarakis, F. I. *et. al.* 2008. Outage analysis of decode-and-forward relaying over Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Signal Processing Letters**, **15**, 41–44.
102. Lee, Y., Tsai, M.-H. and Sou, S.-I., 2009. Performance of decode-and-forward cooperative communications with multiple dual-hop relays over Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **8** (6): 2853–2859.
103. Duong, T., Bao, V. N. Q. and Zepernick, H. J., 2009. On the performance of selection decode-and-forward relay networks over Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Communications Letters**, **13** (3): 172–174.
104. Ikki, S. S., and Ahmed, M. H., 2011. Multi-branch decode-and-forward cooperative diversity networks performance analysis over Nakagami- $m$  fading channels. **IET Communications**, **5** (6): 872–878.
105. Xia, M., Wu, Y. C. and Aissa, S., 2012. Exact outage probability of dual-hop CSI-assisted AF relaying over Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Transactions on Signal Processing**, **60** (10): 5578–5583.
106. Lee, B. and Lee, C., 2013. Performance analysis of cooperative multi-hop networks with hop selection in Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Transactions on Wireless Communications**, **12** (8): 3851–3859.
107. Moftah, A. and Hamouda, W., 2013. AF cooperative CDMA outage probability analysis in Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **62** (3): 1169–1176.

- 108.Lu, T., Ge, J., Yang, Y. et. al. 2013. Outage probability analysis of signal space cooperative communications over Nakagami- $m$  fading channels. **Electronics Letters**, **49** (18): 1186–1188.
- 109.Bilim, M. and Develi, I., 2015. A new Nakagami- $m$  inverse CDF approximation based on the use of genetic algorithm. **Wireless Personal Communications**, **83** (3): 2279-2287.
- 110.Bilim, M., Kapucu, N. and Develi, I., 2014. Serpiştirme bölmeli çoklu erişim sistemlerinin Nakagami- $m$  sönümlü kanallardaki performansı. pp. 509-512. *ELECO, Conference on Electrical and Electronics Engineering*, 29-30 November, Bursa, Turkey, 509-512.
- 111.Salhab, A. M., Al-Qahtani, F., Zummo, S. A. et. al. 2013. Exact outage probability of opportunistic DF relay systems with interference at both the relay and the destination over Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **62** (2): 920–927.
- 112.Boujema H., 2001. UMTS receiver optimization. Telecommunication Paris Technology, Ph.D. Thesis, Paris, France.
- 113.Boujema, 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.
- 114.Suraweera, H., 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.
- 115.Amara, S., Boujema, H. and Hamdi, N., 2009. SEP of cooperative systems using amplify and forward or decode and forward relaying. pp. 2436-2440. *17th European Signal Processing Conference*, 24-28 August, 2009, Glasgow, Scotland.
- 116.Bilim, M., Kapucu N., Develi, I., 2016. A closed-form approximate BEP expression for cooperative IDMA systems over multipath Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Communications Letters**, **20** (8): 1599-1602.
- 117.Bilim, M., Kapucu, N., Develi, I., 2016. Dual-hop decode-and-forward IDMA networks over Nakagami- $m$  fading channels. pp. 807-810. *ICAT, 3rd International Conference on Advanced Technology & Sciences*, 1-3 September, 2016, Konya, Turkey.

118. 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.
119. Shi, Q. and Karasawa, Y., 2013. Error probability of opportunistic decode-and-forward relaying in Nakagami- $m$  fading channels with arbitrary  $m$ . **IEEE Wireless Communications Letters**, **2** (1): 86–89.
120. Guo, H. and Ge, J., 2011. Performance analysis of two-way opportunistic relaying over Nakagami- $m$  fading channels. **Electronics Letters**, **47** (2): 150–152.
121. 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.
122. Soliman, S. S., and Beaulieu, N. C., 2012 Exact analysis of dual-hop AF maximum end-to-end SNR relay selection. **IEEE Transactions on Communications**, **60** (8): 2125-2145.
123. Soliman, S. S., and Beaulieu, N. C., 2012 Exact analytical solution for AF relaying systems with full selection diversity. pp. 3995-4000. *IEEE ICC Wireless Communications Symposium*, 10-15 June, 2012, Ottawa, Canada.
124. Soliman, S. S., and Beaulieu, N. C., 2012. Exact analytical solution for dual-hop and opportunistic dual-hop AF relaying systems. pp. 1-5. *IEEE Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, 3-6 September, 2012, Canada.
125. Soliman, S. S. and 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, USA.
126. Suraweera, N. and Beaulieu, N. C., 2015. Optimum combining in dual-hop AF relaying for maximum spectral efficiency in the presence of co-channel interference. **IEEE Transactions on Communications**, **63** (6): 2071–2080.
127. Cheng, J., Tellambura, C. and Beaulieu, N. C., Performance of digital linear modulations on Weibull slow-fading channels. **IEEE Transactions on Communications**, **52** (8): 1265-1268.

128. Beaulieu, N. C., and Hu, J., 2006. A closed-form expression for the outage probability of decode-and-forward relaying in dissimilar Rayleigh fading channels. **IEEE Communications Letters**, **10** (12): 813-815.
129. Bilim, M., Kapucu, N. and Develi, I., 2016. Outage Probability of DF IDMA Networks with Best Relay Selection in Weibull Fading. pp. 123-1-123-8. *EEE'16-2nd International Conference on Electrical Engineering and Electronics*, 16-17 August, 2016, Budapest, Hungary.
130. Papoulis, A., and Pillai, S. U., 2002. Probability, Random Variables and Stochastic Processes. 4th ed. Boston: McGraw-Hill, 852p.
131. Loskot, P., and Beaulieu, N. C., 2009. Prony and polynomial approximations for evaluation of the average probability of error over slow-fading channels. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, **58** (3): 1269-1280.
132. Soliman, S. S., and Beaulieu, N. C., 2012. Exact analysis of multihop amplify-and-forward relaying systems over general fading links. **IEEE Transactions on Communications**, **60** (8): 2123-2134.
133. Soliman, S. S., and 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, USA.
134. Soliman, S. S., and 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.
135. Soliman, S. S., and Beaulieu, N. C., 2015. On the performance of dual-hop AF relaying over fading channels with arbitrary parameters. *IEEE 82nd Vehicular Technology Conference (VTC Fall)*, 6-9 September, 2015, USA.
136. Bilim, M., Kapucu, N., Develi, I., 2017. En iyi röle seçimli DF IDMA sistemlerin Rayleigh/Weibull kanallardaki servis-dışı kalma olasılığının türetilmesi. pp. 1-4. *IEEE 25. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, 16-18 May, Antalya, Turkey.
137. Bilim, M., Kapucu, N. ve Develi, I., 2018. Application of best relay selection approach to cooperative DF IDMA systems over Rayleigh/Weibull fading channels. **International Journal of Communication Systems**, **31**: 1-11.

- 138.Bilim, M., Kapucu, N. and Develi, I., 2015. Dual-hop  $N$ -relay assisted transmission for IDMA systems over Weibull fading channels. **Elektronika ir Elektrotechnika**, **21** (4): 69-72.
- 139.Bilim, M., Develi, I. and Kapucu, N., 2015. Çöz ve aktar işbirlikli IDMA sistemlerin Weibull kanallarda hata başarımlarının değerlendirilmesi. pp.880-883. *IEEE 23. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, 16-19 May, 2015, Malatya, Turkey.



## ÖZGEÇMİŞ

### KİŞİSEL BİLGİLER

Adı, Soyadı : Mehmet BİLİM  
 Uyuğu : Türkiye (T.C.)  
 Doğum Tarihi ve Yeri : 27 Temmuz 1987, Gaziantep  
 Medeni Durumu : Evli  
 Telefon : +90 352 207 66 66  
 Faks : +90 352 437 37 84  
 Email : bilim@erciyes.edu.tr  
 Yazışma Adresi : Erciyes Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Elektrik-  
 Elektronik Mühendisliği Bölümü, 38039,  
 Melikgazi/KAYSERİ

### EĞİTİM

Derece	Kurum	Mezuniyet Tarihi
Yüksek Lisans	ERÜ Fen Bilimleri Enstitüsü	2012
Lisans	ERÜ Mühendislik Fak., Elektrik-Elektronik Müh.	2010
Lise	Tekerekoğlu Anadolu Lisesi, Gaziantep	2005

### İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	Kurum	Görev
2011- Halen	ERÜ Mühendislik Fak., Elektrik-Elektronik Müh	Araştırma Görevlisi

### YABANCI DİL

İngilizce

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

- 1 Bilim, M., Kapucu N., Develi, I., 2016. A closed-form approximate BEP expression for cooperative IDMA systems over multipath Nakagami- $m$  fading channels. **IEEE Communications Letters**, **20** (8): 1599-1602.
- 2 Bilim, M., Kapucu N., Develi, I. 2017. Cooperative IDMA systems with regenerative relays over Weibull fading channels: outage probability and error analysis. **IET Communications**, **11** (7): 993-999.
- 3 Bilim, M., Kapucu, N. ve Develi, I., 2018. Application of best relay selection approach to cooperative DF IDMA systems over Rayleigh/Weibull fading channels. **International Journal of Communication Systems**, **31**: 1-11.
- 4 Bilim, M., Kapucu, N. and Develi, I., 2015. Dual-hop  $N$ -relay assisted transmission for IDMA systems over Weibull fading channels. **Elektronika ir Elektrotechnika**, **21** (4): 69-72.

**TEZ KONUSU İLE ALAKALI ULUSAL/ULUSLARARASI  
KONFERANSLARDA SUNULAN BİLDİRİLER**

- 1 Bilim, M., Kapucu, N., Develi, I., 2017. En iyi röle seçimli DF IDMA sistemlerin Rayleigh/Weibull kanallardaki servis-dışı kalma olasılığının türetilmesi. pp. 1-4. *IEEE 25. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, 16-18 May, Antalya, Turkey.
- 2 Bilim, M., Develi, I. and Kapucu, N., 2015. Çöz ve aktar işbirlikli IDMA sistemlerin Weibull kanallarda hata başarımlarının değerlendirilmesi. pp.880-883. *IEEE 23. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, 16-19 May, 2015, Malatya, Turkey.

- 3 Bilim, M., Kapucu, N. and Develi, I., 2016. Outage Probability of DF IDMA Networks with Best Relay Selection in Weibull Fading. pp. 123-1-123-8. *EEE'16-2nd International Conference on Electrical Engineering and Electronics*, 16-17 August, 2016, Budapest, Hungary.
  
- 4 Bilim, M., Kapucu, N., Develi, I., 2016. Dual-hop decode-and-forward IDMA networks over Nakagami- $m$  fading channels. pp. 807-810. *ICAT, 3rd International Conference on Advanced Technology & Sciences*, 1-3 September, 2016, Konya, Turkey.

