

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**BİRLEŞİK GÖLGELEMELİ VE SÖNÜMLEMELİ KANALLAR ÜZERİNDEN
İŞBİRLİKLİ İLETİŞİMDE YOL SEÇİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Ali KARADEMİR

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

EKİM 2013

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**BİRLEŞİK GÖLGELEMELİ VE SÖNÜMLEMELİ KANALLAR ÜZERİNDEN
İŞBİRLİKLİ İLETİŞİMDE YOL SEÇİMİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Ali KARADEMİR
(504111303)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ

EKİM 2013

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504111303 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Ali KARADEMİR**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**BİRLEŞİK GÖLGELEMELİ VE SÖNÜMLEMELİ KANALLAR ÜZERİNDEN İŞBİRLİKLİ İLETİŞİMDE YOL SEÇİMİ**” başlıklı tezini aşağıdaki imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Hasan Ümit AYGÖLÜ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Oğuz KUCUR
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü

.....

Teslim Tarihi : **17 Eylül 2013**

Savunma Tarihi : **7 Ekim 2013**

ÖNSÖZ

Lisans bitirme ve yüksek lisans tez çalışmalarım boyunca bilgi ve tecrübelerini büyük bir özveriyle paylaşarak hem akademik hem de etik anlamda yol gösteren değerli danışmanım *Sayın Prof. Dr. İbrahim Altunbaş*'a ve hiçbir fedakarlıktan kaçınmayarak destekleriyle her zaman yanımda olan sevgili anne, baba ve ablama sonsuz teşekkürlerimi sunarım.

Ekim 2013

Ali KARADEMİR

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ	v
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR	ix
ÇİZELGE LİSTESİ	xi
ŞEKİL LİSTESİ	xiii
ÖZET	xv
SUMMARY	xvii
1. GİRİŞ	1
1.1 Literatür Araştırması	2
1.2 Tezin Amacı ve Kapsamı.....	5
2. KANAL MODELİ VE ÇEŞİTLEME	7
2.1 Gölgelemeli/Sönümlemeli Kanallar	7
2.1.1 Sönümleme	7
2.1.1.1 Sönümlemeli Kanal Parametreleri	9
Maksimum Gecikme Yayılımı	9
Uyum Band Genişliği.....	9
Doppler Yayılımı	10
Uyum Zamanı.....	10
2.1.1.2 Sönümlemeli Kanalların Sınıflandırılması	10
Doppler Yayılımına Göre (Hızlı, Yavaş Sönümleme).....	10
Çok Yollu Zaman Gecikmesi Yayılımına Göre (Düz, Frekans Seçici Sönümleme).....	11
2.1.1.3 Bazı Sönümlemeli Kanalların İstatistiksel Modelleri.....	11
Rayleigh Sönümleme Modeli.....	11
Rician Sönümleme Modeli.....	11
Nakagami- <i>m</i> Sönümleme Modeli.....	12
2.1.2 Gölgeleme.....	12
2.1.3 Birleşik Gölgelemeli ve Sönümlemeli Kanallar	13
2.1.4 Genelleştirilmiş- <i>K</i> Kanallar Üzerinden İletişim.....	15
2.1.4.1 Hata Performansı	17
2.2 Çeşitleme	18
2.2.1 Temel Çeşitleme Teknikleri.....	18
2.2.1.1 Zamanda Çeşitleme	19
2.2.1.2 Frekansta Çeşitleme.....	19
2.2.1.3 Uzayda Çeşitleme	20
2.2.2 Çok Girişli - Çok Çıkışlı (MIMO) Sistemler	20
2.2.3 Uzay Çeşitlemesi Yöntemleri.....	21

2.2.3.1 Alıcı Çeşitlemesi.....	21
Seçmeli Birleştirme	22
Anahtarlamalı Birleştirme	22
Eşit Kazançlı Birleştirme	23
En Büyük Oranlı Birleştirme.....	23
2.2.3.2 Verici Çeşitlemesi	25
3. GENELLEŞTİRİLMİŞ-K KANALLAR ÜZERİNDEN İŞBİRLİKLİ İLETİŞİM.....	29
3.1 İşbirlikli Çeşitleme	29
3.1.1 Röleli Sistemlerde Aktarım Yöntemleri	30
3.1.1.1 Çöz ve Aktar (DF) Yöntemi	31
3.1.1.2 Kuvvetlendir ve Aktar (AF) Yöntemi.....	31
3.1.2 AF Tekniğini Kullanan İki Atlamalı Yollar.....	32
3.1.2.1 Değişken Kazançlı AF Röle	33
3.1.2.2 Sabit Kazançlı AF Röle	34
3.1.2.3 İki Atlamalı Yolun İstatistiksel Analizi	35
3.2 Genelleştirilmiş-K Kanallarda MRC'li Sistem	37
3.2.1 Simge Hata Olasılığı Analizi.....	37
3.2.2 Hata Performansı	38
4. GENELLEŞTİRİLMİŞ-K KANALLARDA YOL SEÇİMİ.....	41
4.1 Röle Seçimi	42
4.1.1 Doğrudan Yolun Olmadığı Durumda Röle Seçimi (RS)	42
4.1.1.1 Simge Hata Olasılığı Analizi	43
4.1.1.2 Hata Performansı	45
4.1.2 Doğrudan Yolun Olduğu Durumda Röle Seçimi (RSD)	46
4.1.2.1 Simge Hata Olasılığı Analizi	46
4.1.2.2 Hata Performansı	46
4.2 Dağıtılmış Seçmeli Birleştirme (DSC).....	48
4.2.1 Simge Hata Olasılığı Analizi.....	49
4.2.2 Hata Performansı	52
4.3 Hata Performans Karşılaştırmaları	55
5. SONUÇLAR.....	59
KAYNAKLAR.....	63
ÖZGEÇMİŞ	67

KISALTMALAR

SNR	: İşaret-Gürültü Oranı
AF	: Kuvvetlendir ve Aktar
DF	: Çöz ve Aktar
SC	: Seçmeli Birleştirme
SSC	: Anahtarlamalı Birleştirme
EGC	: Eşit Kazançlı Birleştirme
MRC	: En Büyük Oranlı Birleştirme
MIMO	: Çok-Girişli Çok-Çıkışlı Sistemler
PDF	: Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu
CDF	: Birikimli Dağılım Fonksiyonu
MGF	: Moment Üretme Fonksiyonu
LOS	: Doğrudan Görüş
BER	: Bit Hata Oranı
SER	: Simge Hata Oranı
DSC	: Dağıtılmış Seçmeli Birleştirme
RS	: Röle Seçimi (Doğrudan Yolun Olmadığı Durum)
RSD	: Röle Seçimi (Doğrudan Yolun Olduğu Durum)

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1: Farklı modülasyonlu sistemlerin MGF'ye bağlı ortalama SER ifadeleri	18
Çizelge 3.1: İşbirlikli iletişimde zaman paylaşım protokolleri.....	30
Çizelge 3.2: Farklı modülasyonlu MRC'li sistemlerin ortalama SER ifadeleri	38
Çizelge 4.1: Şekil 4.2 için röleli yolların kanal sönümlenme ve gölgeleme parametreleri	45
Çizelge 4.2: Şekil 4.3 için röleli yolların kanal sönümlenme ve gölgeleme parametreleri	47
Çizelge 4.3: Şekil 4.7 için sönümlenme ve gölgeleme parametreleri	55
Çizelge 4.4: Şekil 4.8 için röleli yolların kanal sönümlenme ve gölgeleme parametreleri	55
Çizelge 4.5: Şekil 4.9 için röleli yolların kanal sönümlenme ve gölgeleme parametreleri	57

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1 : Doppler etkisi.	8
Şekil 2.2 : Çok yollu kanalın örnek darbe yanıtı.	9
Şekil 2.3 : Alınan işarette sönmüleme, gölgeleme ve yol kaybı etkisi.	13
Şekil 2.4 : Genelleştirilmiş- K kanallarda BPSK modülasyonlu sistemin hata performansı.	19
Şekil 2.5 : MIMO sistem ve kanal modeli.	20
Şekil 2.6 : SC blok yapısı.	22
Şekil 2.7 : MRC blok yapısı.	24
Şekil 2.8 : Alıcı çeşitlemeli sistemin hata performansı.	24
Şekil 2.9 : Alamouti'nin önerdiği verici çeşitlemeli sistemin blok yapısı.	26
Şekil 2.10 : Verici çeşitlemeli sistemin hata performansı.	27
Şekil 2.11 : MIMO sistemlerin hata performansı karşılaştırması.	28
Şekil 3.1 : Protokol-2'ye göre tek röleli klasik işbirlikli sistem modeli.	30
Şekil 3.2 : DF yöntemi.	31
Şekil 3.3 : AF yöntemi.	32
Şekil 3.4 : İki atlamalı sistem ve kanal modeli.	33
Şekil 3.5 : Çok röleli işbirlikli sistem modeli.	37
Şekil 3.6 : Genelleştirilmiş- K kanallarda MRC'li sistemin hata performansı. ...	39
Şekil 3.7 : MRC'li sistemin röle sayısına göre hata performansı ($k_{SR_i} = 3.5$, $m_{SR_i} = 4$, $k_{R_iD} = 3.5$, $m_{R_iD} = 5$, $\forall i, i = 1, 2, 3, 4$, $k_{SD} = 2.8$, $m_{SD} = 3.3$).	40
Şekil 4.1 : Çok röleli sistem modeli.	43
Şekil 4.2 : Doğrudan yolun olmadığı durumda J . en iyi röle seçiminin hata performansına etkisi.	45
Şekil 4.3 : Doğrudan yolun olduğu durumda J . en iyi röle seçiminin hata performansına etkisi.	47
Şekil 4.4 : RSD ile MRC yönteminin hata performanslarının karşılaştırılması .	48
Şekil 4.5 : Çok röleli, BPSK, $J = 1$, DSC'li sistemin hata performansı. ($k_{SR_i} = 3.5$, $m_{SR_i} = 4$, $k_{R_iD} = 3.5$, $m_{R_iD} = 5$, $\forall i, i = 1, 2, 3, 4$, $k_{SD} = 2.8$, $m_{SD} = 3.3$)	53
Şekil 4.6 : Çok röleli, 8-PSK, $J = 1$, DSC'li sistemin hata performansı. ($k_{SR_i} = 3.5$, $m_{SR_i} = 4$, $k_{R_iD} = 3.5$, $m_{R_iD} = 5$, $\forall i, i = 1, 2, 3, 4$, $k_{SD} = 2.8$, $m_{SD} = 3.3$)	53
Şekil 4.7 : 3 röleli DSC hata performansı ($J = 1$).	54
Şekil 4.8 : BPSK modülasyonlu $N = 4$ röleli işbirlikli sistemde DSC yönteminin hata performansları.	56
Şekil 4.9 : BPSK modülasyonlu $N = 4$ röleli işbirlikli sistemde RS, RSD ve DSC yöntemlerinin hata performansları.	56

Şekil 4.10 : Rayleigh sönümlmeli, BPSK modülasyonlu $N = 4$ röleli işbirlikli sistemde RSD yönteminin hata performansı..... 58

BİRLEŞİK GÖLGELEMELİ VE SÖNÜMLEMELİ KANALLAR ÜZERİNDEN İŞBİRLİKLİ İLETİŞİMDE YOL SEÇİMİ

ÖZET

İletişim sistemleri üzerine yapılan çalışmaların temel amacı, fiziksel kısıtları göz önüne alarak kaliteyi artırmaktır. Fakat genellikle yapılan iyileştirmeler beraberinde bazı maliyetler getirmektedir ve çalışmalar özellikle en az götürü ile en fazla iyileştirmeyi sağlamaya odaklanmaktadır. En önemli fiziksel kısıtlardan biri olan band genişliğini düşürmeden ya da kabul edilebilir seviyelerde tutarak veri hızını artırabilmek için hata performansını iyileştirmek gerekmektedir. Bunu yapabilmek için de telsiz iletişim ortamlarında karşılaşılan bozucu etkenlerle başa çıkabilmek ve etkisini en düşük seviyelerde tutabilmek birincil derecede önem kazanmaktadır.

Telsiz iletişim kanallarından kaynaklanan ve iletişim kalitesini oldukça kötüleştiren etkilere en önemlisi sönmüledir ve yapılan çalışmalarda çoğunlukla bu etki göz önüne alınmaktadır. Fakat gerçek iletim ortamlarında var olan ve iletişimi ciddi seviyelerde etkileyen gölgelemenin de hesaba katılması daha etkili sistem ve yöntemlerin ortaya çıkmasına olanak tanımaktadır. Bu sebeple son yıllarda bu iki etkiyi birlikte ele alan, gerçeğe daha yakın kanal modellerinin bu alanda yapılan çalışmalarda kullanımı artmıştır.

Telsiz iletişim kanallarından kaynaklanan bozucu etkileri azaltmaya yönelik geliştirilen iki önemli teknik anten çeşitlemesi ve kanal kodlamasıdır. Alıcıda ve/veya vericide birden fazla anten kullanarak yüksek iletişim hızlarına oldukça iyi hata performansları ile erişilebildiği görülmüş ve bu tip sistemler pratikte kullanılmaya başlanmıştır. Aynı zamanda uzay-zaman kodlaması yapılarak anten çeşitlemesi ile kazanılan yüksek iletişim hızlarında hata performansları önemli ölçüde artırılmıştır. Alıcıda ve/veya vericide anten çeşitlemesi yapmak teoride çok iyi sonuçlar doğurmasına karşın pratikte uygulanabilirliği, anten sayısını artırmanın verdiği donanım ve güç gibi maliyetlerden ötürü düşüktür. Bu soruna çözüm olarak işbirlikli çeşitleme tekniği önerilmiştir.

İşbirlikli çeşitlemede antenler, ait olduğu kullanıcının bilgilerini iletmesinin yanında röle görevi görerek diğer kullanıcılarının bilgilerinin aktarılmasında da görev alır. Bu sayede anten sayısını artırmadan çeşitleme sağlanmakta ve hata performansları iyileştirilmektedir. Hata performansındaki artış aynı zamanda güç tüketiminde azalmaya da neden olmaktadır. Getirdiği tüm bu iyileştirme ve avantajlardan dolayı işbirlikli çeşitlemeye ve bu yöntemi kullanan işbirlikli iletişim sistemlerine olan ilgi oldukça artmaktadır. Bu sistemlerdeki en önemli konulardan bir tanesi iletimin hangi yoldan veya yollardan yapılacağı sorusudur ve farklı açılardan olası çözümlerin olumlu ve olumsuz yönlerinin ortaya konulmasıdır.

Bu çalışmada, röleli ve işbirlikli sistemlerde yol seçimine bağlı olarak hata performansları birleşik gölgelemeli ve sönmülemeli (genelleştirilmiş- K) kanal modeli altında analiz edilmiş, bunun yanında da önerilen sistemlerin karmaşıklık, maliyet,

güç tüketimi, gerçekleştirilebilirlik ve spektral verimlilik açısından değerlendirmeleri yapılmıştır. Bu yolla literatürde ilk kez, birleşik gölgelemeli ve sönümlemeli kanallara sahip çok röleli bir sistemde yanlış yolun seçiminin tüm sistemin hata performansına etkileri teorik olarak ortaya konulmuş; kapalı formda hata olasılığı ifadeleri elde edilmiştir. Literatürde sadece sönümleme etkisinin ele alındığı duruma ait analizlerden elde edilen sonuçların, bu tezde elde edilen sonuçların özel bir durumu olduğu, dolayısıyla bu tezle, literatürdeki sonuçların genelleştirildiği gösterilmiştir.

PATH SELECTION IN COOPERATIVE COMMUNICATIONS OVER COMPOSITE SHADOWING AND FADING CHANNELS

SUMMARY

The wireless channels suffer from various impairments such as multipath fading, shadowing and noise. One of the most destructive effect is the multipath fading which is caused from the transmission of the signal from source to destination over multiple paths in different phases and amplitudes. It causes deep faded signals at the destination. Therefore, received signals could not be decoded accurately and error performances decrease tremendously. Works on this topic is generally focus on only this effect. However, there is another problem called shadowing in wireless channels, decreasing the performance of the system seriously. Shadowing effect is caused from large obstacles such as buildings, hills, etc. In this case, there will be a fading effect on the average power of the received signal. It is also called as long-term fading due to this reason. This effect which exists in real wireless transmission channels should be considered along with fading in order to achieve more realistic channel models and design more robust communication systems. Typically, the fading is modeled by using Rayleigh, Rician or Nakagami- m distributions and the shadowing is modeled by using lognormal distribution. Several composite channel models such as Rayleigh/lognormal, Rician/lognormal and Nakagami/lognormal were proposed in the literature. However, the lognormal-based models do not lead to closed-form expressions for the probability density function of the signal-to-noise ratio at the receiver and therefore performance analysis over these channels becomes cumbersome. A relatively new composite channel model is the generalized- K channel which allows the mathematical tractability of the system performance analyses. This channel can model the case where line of sight component is available and also accurately approximates many channel models such as Nakagami/lognormal and includes the Nakagami- m and K -distribution as a special case.

It is very important to reduce the effects of the channels in order to improve the error performances of wireless communication systems. The diversity is an important technique that used to combat the destructive effects of the wireless communication channels. Transmit and/or receive antenna diversity obtained by using multiple antennas at the transmitter and/or receiver side increases the system error performance and capacity. The receive antenna diversity is obtained by appropriately combining the received signals. Two of the most important conventional receive diversity methods are selection combining where the signal with the highest signal-to-noise ratio is selected and maximal-ratio combining where the received signals are weighted using the channel state information and combined coherently. Although the maximal-ratio combining technique yields the best possible error performance, it is more complex than the selection combining method due to the full channel state information requirement. However, the selection combining method is the least complicated one since it only requires signal-to-noise ratio measurements. This

allows to design low-complexity and cheap receivers with reduced power consumption. Obviously, these are important advantages especially for the design of wireless/mobile communication systems and devices.

Although antenna diversity technique provides significant improvements in error performance, mounting multiple antennas on limited-size communication devices might be problem in practice. Cooperative communication which has attracted great attention in recent years efficiently solves this problem since it can create a virtual antenna array using several single-antenna nodes. In this technique, source transmits its information to destination directly and/or with the help of one or more relays, hence it provides spatial (transmit and/or receive) diversity, coverage extension and capacity enhancement, which are important particularly in regions with severe fading and shadowing in cellular communication. The relays amplify or decode and forward the signals received from the source to the destination. The improvement in error performance also results decreasing in power consumption. Due to all of these advantages, the interests of cooperative communication systems are considerably increasing.

One of the most important problems in cooperative communications is the interference. In order to avoid interference, the source and all the relays usually transmit on orthogonal channels in time, frequency or code. Additionally, full spatial diversity can be obtained by using orthogonal channels. However this causes spectral inefficiency which is principally not intended for new generation communication systems. Fortunately, the path selection approach provides the same asymptotic diversity order, hence good error performance without decreasing the spectral efficiency since it requires only two orthogonal channels. The relay selection and distributed selection combining are two important techniques in this sense. In the former, the best relay is selected to transmit the signal and distributed maximal-ratio combining is applied by using this selected link and the direct link. However, in the latter, the direct link is included to the selection set and a single link is selected amongst the direct and all the relaying links. Therefore, instead of distributed maximal-ratio combining, only distributed selection combining is applied at the destination. This significantly simplifies the destination receiver structure. Also, since the destination either receives directly from the source or through one of the relays, the transmission takes a maximum of two time slots.

In a typical cooperative system with path selection, the communication procedure is basically as follows: Firstly, the best path which corresponds to the path with the highest end-to-end signal-to-noise ratio is determined with the help of training signals. After that, the information signals are transmitted through the selected and/or direct path. Although selecting the best path leads to the best results, in practice, there may be a fault in the selecting process or lots of traffic assigned to the best path. In these cases, second or generally J^{th} best path can be selected. Practically, it is important to make analysis for the J^{th} best path in order to see the effect of the false selection.

In this work specifically, error performances are evaluated based on the path selection in relaying and cooperative systems. In all the considered systems, all channels are assumed to be modeled as composite shadowing and fading (generalized- K) channels and all are independent and non-identically distributed. The forwarding technique in the relays is amplify and forward. The amplification gain can be fixed or variable. In this work, the expressions are derived for these two relay gain types. All analysis

are based on the J^{th} best path selection therefore, the results cover the best path selection case. For mathematical tractability, the Padé approximation is used in moment-generating function of the signal-to-noise ratio. The results show that this approximation is very tight. The closed form symbol error rate expressions are derived for different types of modulation schemes. Furthermore, the proposed systems are evaluated in terms of complexity, cost, power consumption, spectral efficiency and practicability.

As the contribution of this thesis, the effect of path selection on the error performance of a multiple-relay system with composite shadowing and fading channels is analyzed by providing closed-form error-rate expressions, first time in the literature. The error performance results of the systems with path selection in conventional fading channels are special cases of the obtained results in this thesis. The analytical results are verified by computer simulations.

1. GİRİŞ

İletişim sistemleri üzerine yapılan çalışmalarda temel amaç, kullanıcılara daha kaliteli hizmet sunabilmektir. Kalitenin artırılması, alıcıda çözülen işaretin doğruluk derecesinin artırılması demektir. Bu da işlenmesi gereken veri boyutunun büyümesine neden olur ve verinin sağlıklı aktarılabilmesi için iletişim sisteminin kapasitesinin artırılması ve iletişimdeki hata performansının belli bir seviyenin üzerinde tutulabilmesi gerekir. Yüksek veri hızlarına düşük hata oranları ile erişebilmek günümüz iletişim sistemi tasarımlarında temel hedefdir. Bunun yanında güç tüketimi, donanım maliyeti, karmaşıklık, gerçek zamanlı çalışma gibi konular da sistemin amacına yönelik olarak tasarımda dikkat edilen konulardır.

Telsiz iletişimde kısıtlar, telli iletişimde olduğu gibi esnek değildir ve bozucu etkiler çok daha fazladır. Bu nedenle performans açısından telli iletişim sistemlerine ulaşamamaktadır. Ancak gezginlik olanağı, sistemin büyütülebilmesindeki esneklik gibi özelliklerinden dolayı telsiz iletişim sistemleri günümüzde oldukça yaygındır ve bununla paralel olarak da performansı iyileştirme üzerindeki çalışmalar da çok yoğunudur. Bugün gelinen noktada gezgin aygıtlarda çok büyük boyutlu veriler kullanılabilir duruma gelmiştir; ancak bunların sağlıklı iletimi halen önemli bir sorun olarak karşımızda durmaktadır.

Telsiz iletişimde en önemli kısıtlardan biri bant genişliğidir. Bütün işaretler aynı ortamda iletildiğinden girişim büyük bir sorun olarak karşımıza çıkar. Bunu önlemek için bandın verimli kullanılması gerekmekte, sistemler tasarlanırken buna bağlı olarak kaliteden ödün verilmek zorunda kalınmaktadır. Ayrıca telsiz ortamlarda sönmüleme, gölgeleme gibi iletişim kalitesini önemli ölçüde olumsuz etkileyen bozucu unsurlar vardır. Bu gibi etkilerin kompanze edilmesi gerekmektedir, fakat bunun da sistem karmaşıklığı, maliyet, zaman gibi olumsuz götürüleri olacaktır. Telsiz iletişimdeki bir diğer önemli kısıt iletim hızında karşımıza çıkmaktadır. Yüksek iletim hızlarının sağlanabilmesi için yüksek taşıyıcı frekanslarında büyük bant genişliklerinin kullanılması gerekmektedir. Ancak çok büyük hızlarda (yüksek

frekanslarda) atmosferik etkilerden dolayı işaretin zayıflaması çok daha fazla olmaktadır, bu durumda da işaret, gürültü gibi etkilere karşı daha hassaslaşmaktadır. Bu da hata performansını olumsuz etkilemektedir. İletim hızını artırmak için bir yöntem de modülasyon seviyesinin artırılarak iletilen simge başına düşen veri biti sayısını artırmaktır. Böyle olması durumunda da ortogonal modülasyon hariç diğer modülasyonlar için alıcıdaki karar bölgeleri küçülecek; hata olasılığı artacaktır.

İletişim sistemlerinde servis kalitesinin sağlanabilmesi için belli bir hızdaki hata performansının belli bir seviyenin altına düşmemesi gerekmektedir. Bunun için yukarıda belirtildiği gibi modülasyon seviyesi artırılabilir, fakat bununla birlikte gelen hata performansındaki kötüleşmeyi engellemek için de iletilen işaretin gücü artırılabilir. Böylece alıcıdaki karar bölgeleri daha büyük olacak hata olasılığı düşecektir. Ancak iletim gücünün artırılmasının da sakıncaları mevcuttur. Bunlardan biri yüksek enerjili elektromanyetik dalgaların insan sağlığını olumsuz etkilemesidir. Bu nedenle cihazların özel soğurma oranı (specific absorption rate, SAR) değerleri resmi kurumlarca kısıtlanmaktadır. Ayrıca bu durum sistemin en önemli avantajlarından biri olan gezginlik olanağını da olumsuz etkilemektedir. Çünkü yüksek güçte iletim cihazların pil ömürlerini azalmakta, maliyetleri artırmaktadır. Görüldüğü üzere telsiz iletişim sistemlerinde birbirini karşılıklı olarak etkileyen birçok unsur vardır. Bunlardan birinin iyileştirilmesi demek başka yönlerden kayıp anlamına gelmektedir. Alıcıdaki işaret-gürültü oranlarını (signal-to-noise ratio, SNR) en yüksek seviyede elde etmek için uygulamanın amacına da yönelik olarak, belli işlemlere öncelik verilmekte, belli durumlardan da fedakârlık edilmektedir. Örneğin gerçek zamanlı iletişimde hız çok önemlidir, buna oranla hata performansında belli bir dereceye kadar azalmaya izin verilebilir. Tam tersi olarak hataya toleransı çok az olan durumlarda hızdan ödün verilerek hata performansını artırma yoluna gidilir.

1.1 Literatür Araştırması

Telsiz iletişim kanallarından kaynaklanan çok-yollu sönümlenme, gölgeleme ve gürültü gibi bozucu etkiler iletişim kalitesini ciddi seviyelerde kötüleştirmektedir. Kısa-dönem sönümlenme olarak da adlandırılan çok-yollu sönümlenme, vericiden gönderilen işaretin alıcıya farklı yollardan farklı gecikme ve fazlarda ulaşması sonucu oluşur ve tipik olarak Rayleigh, Rician ve Nakagami- m gibi dağılımlarla modellenir [1]. Gölgeleme

ise çoğunlukla ortamdaki büyük engellerden kaynaklanır ve alınan işaretin ortalama gücünde dalgalanmalara sebep olur; tipik olarak lognormal dağılım ile modellenir. Gerçeğe daha yakın analizler yapabilmek için bu iki etkinin birlikte ele alındığı Rayleigh/lognormal, Rician/lognormal ve Nakagami/lognormal gibi birleşik modeller literatürde önerilmiştir [2,3]. Fakat alıcıdaki SNR'ın olasılık yoğunluk fonksiyonunun (probability density function, PDF) kapalı form ifadelerine olanak tanımamasından ötürü bu lognormal tabanlı birleşik modellerin analizlerde kullanımı çok mümkün olmamıştır. Buna çözüm olarak hem pratiğe hem de matematiksel ilerlemeye uygun birleşik gölgelemeli ve sönümlemeli bir model olan genelleştirilmiş- K dağılımının telsiz iletişim sistemlerinde kullanımı önerilmiştir [4]. Bu kanal modeli Nakagami- m ve K dağılımını özel bir durum olarak içermesinden ve Nakagami/lognormal modeline yakınsaması açısından da avantajlıdır. Literatürde klasik sistemler için genelleştirilmiş- K kanallar üzerinden performans analizleri yapılmıştır [5,6].

Telsiz iletişim kanallarındaki bu bozucu etkileri engellemek için kullanılan en etkili yöntemlerden biri çeşitlemedir. Alıcıda ve/veya vericide birden fazla anten kullanarak sağlanan anten çeşitlemesi tekniği ile sistemlerin hata performansı ve kapasitesi artırılır [1]. Anten çeşitlemeli sistemlerde alıcıda alınan işaretler seçmeli birleştirme (selection combining, SC) ve en büyük oranlı birleştirme (maximal-ratio combining, MRC) gibi farklı yöntemlerde birleştirilerek alıcıdaki SNR artırılır. SC yönteminde alınan işaretlerden en yüksek SNR'a sahip olan işaret çözülürken MRC yönteminde ise alınan işaretler kanalın kanal durum bilgisine (channel state information, CSI) bağlı olarak ağırlıklandırılarak toplanır ve alıcıdaki SNR alınan tüm işaretlerin SNR'larının toplamı olur. Bu yöntemlerden MRC daha iyi hata performansına sahip olmasına karşın SC yönteminin pratik gerçekleştirilebilirliği daha kolaydır. Literatürde çeşitlemeli sistemlerin genelleştirilmiş- K kanallardaki hata performans analizleri yer almaktadır [7–9].

Anten çeşitlemesi hata performansında önemli bir iyileşmeye sebep olmasına rağmen, özellikle boyut sınırı olan haberleşme cihazlarına birden fazla anten yerleştirilmesinin zorluğundan ötürü pratik açıdan sorunludur. Bu probleme çözüm olarak çeşitlemenin tek antenli birimler kullanılarak yapay anten dizileri ile elde edildiği işbirlikli iletişim önerilmiş [10,11] ve son yıllarda araştırmacıların oldukça üzerinde çalıştığı bir konu olmuştur. Bu teknikte kaynak işareti hedefe doğrudan iletirken aynı zamanda bir veya birden fazla yardımcı birim (röle) aracılığıyla da göndererek uzaysal (alıcı ve/veya

verici) çeşitleme sağlar. Bu sayede performans artırılırken, gölgeleme ve sönümleme etkisinin oldukça fazla olduğu hücre sel haberleşme sistemlerinde kapsama alanı ve kapasitede iyileştirme sağlanır. İşbirlikli iletişimdeki en önemli problemlerden biri girişimdir ve bu sorun işaretlerin kaynak ve rölelerden zamanda, frekansta veya kodda dik kanallardan iletilmesi ile çözülür. Fakat bu da spektrumun kullanımı açısından verimsizdir. Tam uzaysal çeşitlemenin sağlandığı çok röleli bir sistem literatürde incelenmiştir [12]. Böyle sistemlerde yol seçimi yaklaşımıyla spektral verimliliği düşürmeden ve iyi hata performanslarında aynı çeşitleme derecesine asimptotik olarak ulaşıldığı gösterilmiştir [13]. Röle seçimi (relay selection, RS) [13–15] ve dağıtılmış seçmeli birleştirme (DSC) [16–20] bu anlamda iki önemli yöntemdir. Röle seçimi yönteminde en iyi SNR'a sahip röle üzerinden alınan işaret ile doğrudan alınan işaret alıcıda MRC yöntemiyle birleştirilir. Bu yöntemde iletim tam olarak iki zaman aralığında gerçekleştirilir. DSC yönteminde ise doğrudan yol da seçilecek yollar arasındadır ve yalnızca bir yoldan alınan işaret çözülür [20]. DSC yöntemi alıcı yapısını oldukça basitleştirmektedir. Ayrıca iletim en fazla iki zaman aralığında gerçekleştirilmiş olur [20,21]. Her iki yöntemde de en iyi, yani en yüksek SNR'a sahip olan yolu seçmek en yüksek hata performansını sağlamasına karşın pratikte her zaman en iyiyi seçmek mümkün olmayabilir. Mevcut durumdaki en iyi yolun trafiğindeki yoğunluk ya da seçme işlemindeki hatadan ötürü en iyi yerine J . en iyi yol seçilebilir. Literatürde J . en iyi röle seçimi yöntemi için sönümlemeli kanallarda performans analizleri yapılmıştır [22–24].

Kuvvetlendir ve aktar (amplify and forward, AF) ve çöz ve aktar (decode and forward, DF) yöntemleri rölelerde en fazla kullanılan aktarma yöntemleridir [10, 11]. AF yönteminde rölede alınan işaret kuvvetlendirilip hedefe gönderilirken, DF yönteminde alınan işaret çözülüp tekrar oluşturulup gönderilir. AF yönteminin güç tüketimi ve basitlik açısından avantajları vardır. Literatürde AF röleli sistemler röle seçimi yapıldığı [25, 26] ve yapılmadığı [27–31] durumlarda genelleştirilmiş- K kanallar üzerinden incelenmiştir. [30] haricindeki kaynaklarda doğrudan yolun olmadığı iki-atlamalı sistemler ele alınmıştır. [30]'da ise çok-atlamalı bir röleli yol ve doğrudan yoldan alınan işaretler alıcıda MRC ile birleştirilmiştir. [32]'de DF röle içeren çok atlamalı sistem yine genelleştirilmiş- K kanal varsayımı altında incelenmiştir.

1.2 Tezin Amacı ve Kapsamı

Bu çalışmanın amacı çok röleli işbirlikli sistemlerde yol seçimine bağlı olarak sağlanan performanstaki iyileştirmeyi hem sönümlleme hem de gölgeleme etkisinin var olduğu kanallarda, literatürdekilerden farklı olarak ve geliştirilmiş bir yaklaşımla incelemektir. Ayrıca farklı sistemlerin güç tüketimi, donanım maliyeti, spektral verimlilik, pratiğe uygunluk açılarından da değerlendirmeleri yapılacaktır. Şu ana kadar bu tip sistemler çoğunlukla yalnızca sönümllemeli kanallarda analiz edilmiştir. Bu çalışma ile gerçekte ortamda var olan ve önemli bir bozucu etki olan gölgelemenin iletişim kalitesini (hata performansını) ne derecede etkilediği de gösterilmiş olacaktır.

Bu tez kapsamında ele alınan sistemlerde tüm kanallar geliştirilmiş- K ile modellenmiştir. İlk olarak AF röleli iki atlamalı yolların rölede hem sabit hem de değişken kazanç olduğu durumlardaki analizi yapılmış, kaynaktan hedefe kadar olan iletimin istatistiksel ifadeleri elde edilmiştir. Geliştirilmiş- K dağılımının karmaşıklığından ötürü tam ve kapalı formda ifadeler bulabilmek mümkün olmamaktadır. Bu sebeple gerçeğe oldukça yakın sonuçlar veren Padé yaklaşımlığından yararlanılmıştır. Bu yaklaşıklık sayesinde matematiksel olarak daha basit ifadeler elde edilmiştir. Bu da daha karmaşık sistemlerin analizini mümkün kılmıştır. Elde edilen istatistiksel ifadeler hem sabit hem de değişken kazançlı röle kullanılan sistemler için ortaktır. Çalışmanın tamamında çıkarılan sonuçlar her iki tip AF röleli sistemleri de kapsamaktadır. Daha sonra alıcıda MRC yöntemi kullanılan çok röleli işbirlikli sistemin hata performans analizi yapılmış, analitik sonuçlar bilgisayar benzetimleri yardımıyla doğrulanarak sunulmuştur. Burada bulunan sonuçlar literatürde ilk defa yer almakla birlikte daha önce benzer yapıdaki sistemler için bulunan sonuçların genel halidir.

İkinci olarak tezin asıl konusu olan çok röleli işbirlikli sistemlerde yol seçimi konusu analiz edilmiştir. Yol seçimi konusunda iki temel yaklaşım ele alınmıştır: Birincisi röle seçimi, ikincisi ise dağıtılmış seçmeli birleştirme yöntemleridir. Röle seçimi yönteminde yalnızca röleli yollar arasından seçim yapılmaktadır. Bu yöntem de doğrudan yolun olduğu (RSD) ve olmadığı (RS) iki farklı durum için ayrı ayrı ele alınmıştır. Doğrudan yolun olmadığı durumda röleli yollar arasından seçilen yoldan alınan işaretler değerlendirilirken, doğrudan yolun olduğu durumda seçilen röleli yol ile doğrudan yol MRC tekniği ile birleştirilir. Bu sistemlerde moment üretme fonksiyonu (moment-generating function, MGF) tekniğine dayalı yaklaşımlar ile hata

olasılığı ifadeleri elde edilmiştir. DSC yönteminde ise alıcıdaki seçilecek yollar kümesine tüm röleli yollar ve doğrudan yol dahildir. Tüm yollar arasından seçilen yoldan alınan işaretler değerlendirilir. Bu sistem için kapalı formda simge hata olasılığı (symbol error rate, SER) ifadesi elde edilmiştir. Yol seçimine bağlı olarak ele alınan sistemlerin hepsinde J . en iyi yolun seçilmesi durumu için analizler yapılmıştır. Böylece en iyi yol seçimini de kapsamaktadır. Burada elde edilen analitik hata olasılığı ifadeleri bilgisayar benzetimleri ile doğrulanarak sunulmuştur. Bulunan sonuçlar, hem birleşik gölgeleme ve sönümlemeli kanal modeli kullanılması hem de J . en iyi seçimi için yapılmış olması dolayısıyla literatürde ilktir ve buna benzer yapılmış olan tüm çalışmaları kapsamaktadır.

Tezin ikinci bölümünde ilk olarak birleşik gölgelemeli ve sönümlemeli kanal modeli anlatılmış, örnek kanal modelleri verilmiştir. Özel olarak tezin tamamındaki sistemlerde kullanılan genelleştirilmiş- K dağılımı incelenmiş, bu tip kanallar üzerinden iletimin hata performans analizi yapılmıştır. Devamında çeşitleme tekniği açıklanmış, uzay çeşitlemesi yöntemleri ve uzay çeşitlemeli sistemler incelenmiştir.

Üçüncü bölümde işbirlikli sistem modeli ele alınmıştır. Genelleştirilmiş- K kanallar üzerinden işbirlikli iletişimin analizi yapılmıştır.

Dördüncü bölümde çok röleli işbirlikli sistemlerde yol seçimi konusu incelenmiştir. Yol seçimine bağlı olarak ele alınan sistemlerin hata performans analizleri yağılmış, bilgisayar benzetimleri ile birlikte sonuçlar sunulmuştur. Farklı sistemlerin performansları karşılaştırmalı olarak ele alınmıştır.

Son bölümde ise elde edilen sonuçlar değerlendirilmiştir.

2. KANAL MODELİ VE ÇEŞİTLEME

Bu bölümde telsiz iletişim kanalları incelenecek ve bu kanalların matematiksel modelleri verilecektir. Ayrıca bu tip kanalların bozucu etkilerini en iyi düzelten yöntemlerden biri olan çeşitleme tekniği anlatılacak, anten çeşitlemesi ve çok girişli-çok çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) sistemler ayrıntılarıyla ele alınacaktır.

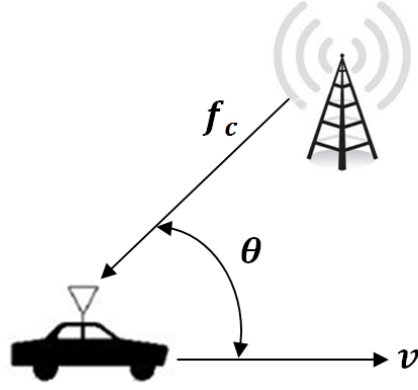
2.1 Gölgelemeli/Sönümlemeli Kanallar

Telsiz iletişim kanallarında telli iletişim kanallarına göre çok daha fazla bozucu etkiler bulunmaktadır. Bunlar zaman, frekans ve konuma göre değişken etkiler gösterebilmekte, hata performansını önemli ölçüde kötüleştirmektedirler. Bu sebeple kanal çok iyi modellenmeli, analizler bu modeller ışığında yapılmalıdır.

Telsiz iletişim kanallarındaki bozucu etkiler gürültü, sönümleme, gölgeleme, girişim ve yol kaybı olarak karşımıza çıkmaktadır. Bunlardan en fazla bozucu etkiye sahip olanlar sönümleme ve gölgelemedir. Farklı yapıdaki kanallar matematiksel olarak modellenmektedir. Bu modeller aracılığı ile iletişim kalitesi kestirimleri ve sistem tasarımları yapılmaktadır.

2.1.1 Sönümleme

Telsiz iletişim ortamlarında alıcı anten ile verici anten arasında tek bir yol bulunmamakta, çevreden yansımalarla birlikte pek çok iletim yolu oluşmaktadır. Hatta alıcı ile vericinin doğrudan görüşünün olmadığı durumlarda tüm iletim bu yansıyan işaretler aracılığıyla yapılmaktadır. Böyle durumlarda bu çok yollu iletim avantaj olarak kullanılmış olur. Ancak çevredeki yansıma ve saçılmalar alıcıda, vericiden gönderilen işaretin zayıflamış kopyalarını oluşturmaktadır. Bu farklı zaman ve açılarda gelen dalgalar bir anten tarafından alındığı zaman rastgele faza bağlı olarak bozucu ya da yapıcı şekilde birleşirler. Dolayısıyla çok yollu ortamda hareket eden gezgin



Şekil 2.1: Doppler etkisi.

birim sürekli değişken faz ve genliklerde işaretler alır. Alınan işaretin genliğindeki bu dalgalanmalar sönmüleme olarak adlandırılır [1].

Telsiz iletişim sistemlerinin en önemli avantajı olan gezginlik, cihazlara hareket halinde işaret gönderme ve alma kabiliyeti vermektedir. Ancak hareket halindeyken alınan işaretin frekansı, hareket hızına bağlı olarak değişim göstermektedir. Frekanstaki bu kayma Doppler kayması olarak adlandırılmaktadır [1].

Şekil 2.1’de Doppler etkisi şematik olarak gösterilmektedir. Burada f_c , taşıyıcı frekansını, θ , gelen dalga ile gezgin birimin hareket yönü arasındaki açıyı ve v , gezgin birimin hızını göstermektedir. Buna göre, λ dalga boyunu göstermek üzere, Doppler frekans kayması,

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.1)$$

olarak ifade edilmektedir. Bu durumda kaymış merkez frekansı,

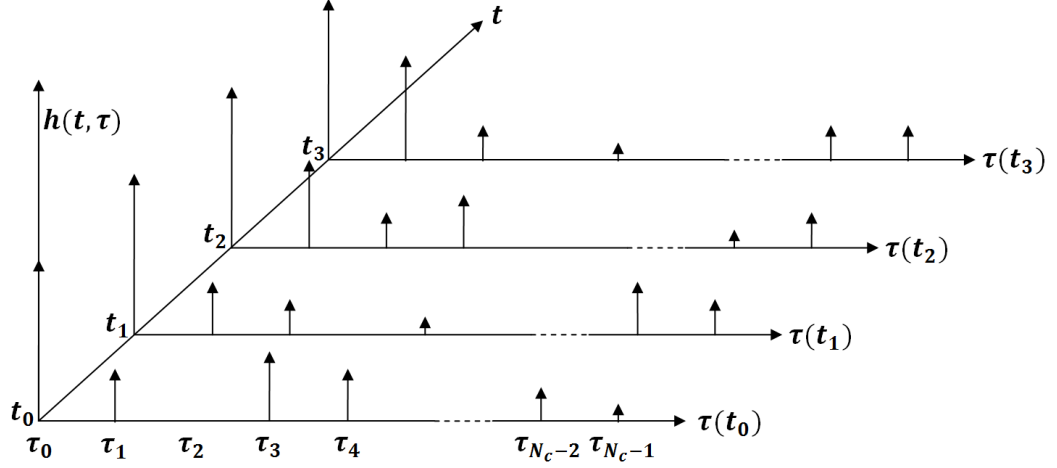
$$f_c' = f_c + f_d \quad (2.2)$$

olan işaret, alıcıda görülmektedir. Frekanstaki bu kayma demodülasyonu zorlaştırmakta, alıcıyı karmaşıklştırmaktadır.

Çok yollu kanalın darbe yanıtı en genel haliyle şu şekildedir:

$$h(t, \tau) = \sum_{i=0}^{N_c-1} a_i(t, \tau) \exp(j(2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau))) \delta(\tau - \tau_i(t)). \quad (2.3)$$

Burada $a_i(t, \tau)$ i . bileşenin (kanalın) genliğini, $\tau_i(t)$ gecikmesini, $2\pi f_c \tau_i(t) + \phi_i(t, \tau)$ fazdaki kaymayı ve N_c ilk ulaşanı da kapsamak üzere çok yollu bileşen sayısını göstermektedir. f_c frekansı, Doppler etkisi ile $f_c + f_{d,i}$ olarak i . bileşenin merkez frekansındaki kayma ile beraber de verilebilir.



Şekil 2.2: Çok yollu kanalın örnek darbe yanıtı.

Şekil 2.2’de yukarıda matematiksel ifadesi verilen zamanla değişen ayırık zamanlı çok yollu kanalın örnek bir darbe yanıtı gösterilmektedir. Görülmektedir ki farklı faz ve genlikte bileşenler mevcuttur.

2.1.1.1 Sönümlenmeli Kanal Parametreleri

Sönümlenmeli kanalları sınıflandırabilmek amacıyla öncelikle kanal parametrelerinin tanımlanması gerekmektedir.

Maksimum Gecikme Yayılımı

Çok yollu yayılım sonucu alıcıya gelen aynı işaretin örnekleri arasındaki en büyük zaman farkı olarak tanımlanır. Maksimum gecikme yayılımı,

$$\tau_{max} = \max_{i,j} |\tau_i - \tau_j| \quad (2.4)$$

şeklinde ifade edilir.

Uyum Band Genişliği

Kanal yapısının fazla değişmediği, bu bant genişliği içerisinde kalan işaretlerin benzer sönümlenmelere uğradığı bant genişliği olarak ifade edilir ve

$$B_c \approx \frac{1}{2\tau_{max}} \quad (2.5)$$

şeklinde ifade edilir.

Doppler Yayılımı

Doppler etkisinden dolayı hareketli birimlerde alınan işaret frekansında belli bir kayma olmaktadır. Bu kayma, değişen hareket doğrultusu, iletim doğrultusu açısından dolayı farklı işaret örneklerinde farklı olacaktır. Doppler yayılımı (f_d) bu frekanstaki kaymanın en fazla olanıdır.

Uyum Zamanı

Kanal karakteristiğinin çok az değiştiği, bu sırada aynı sönümlemenin görüldüğü zaman aralığıdır ve

$$T_c \approx \frac{1}{2f_d} \quad (2.6)$$

şeklinde ifade edilir.

2.1.1.2 Sönümlemeli Kanalların Sınıflandırılması

Bant genişliği, simge süresi gibi işaret parametreleri ve Doppler yayılımı gibi kanal parametreleri arasındaki ilişkilere bağlı olarak işaretler farklı tipte sönümlemelerin etkisi altında kalırlar [33]. Sönümlemeli kanallar Doppler yayılımına göre ve çok yollu zaman gecikmesi yayılımına göre sınıflandırılabilirler.

Doppler Yayılımına Göre (Hızlı, Yavaş Sönümleme)

İletilen işaretin, kanalın değişimine oranla ne kadar hızlı değiştiğine göre yapılan sınıflandırmadır. Hızlı ve yavaş sönümleme olarak iki çeşittir.

Hızlı sönümlemeli kanalın darbe cevabı simge süresi (T_s) içinde daha hızlı değişmektedir. Bu sönümleme Doppler frekans kaymasının işaret bant genişliğinden ($B_s \cong 1/T_s$) büyük, simge süresinin kanalın uyum zamanından fazla olduğu durumlarda gözlenir. Matematiksel olarak $f_d > B_s$ veya $T_s > T_c$ şeklinde ifade edilebilir.

Yavaş sönümlemeli kanalın darbe cevabı simge süresi içinde çok az değişir, bu aralıkta kanal değişmiyor varsayılır. Doppler frekans kaymasının işaret bant genişliğinden çok küçük, simge süresinin kanalın uyum zamanından çok küçük olduğu durumlarda gözlenir. Matematiksel olarak $f_d \ll B_s$ veya $T_s \ll T_c$ şeklinde ifade edilebilir.

Çok Yollu Zaman Gecikmesi Yayılımına Göre (Düz, Frekans Seçici Sönümleme)

Sönümlemenin işaretin frekansına bağlı değişip değişmediğine göre yapılan sınıflandırmadır. Düz (frekans seçici olmayan) ve frekans seçici olmak üzere iki çeşittir.

Düz sönümlemeli kanalın uyum bant genişliğinin işaretin bant genişliğinden çok büyük, dolayısıyla işaret süresinin de maksimum gecikme yayılımından çok büyük olduğu durumlarda sönümleme frekansa bağlı olmaz. Bütün frekanslarda aynı sönümleme görülür. Matematiksel olarak, $B_c \gg B_s$ veya $T_s \gg \tau_{max}$ şeklinde ifade edilebilir.

Frekans seçici sönümlemeli kanalın uyum bant genişliği işaretin bant genişliğinden küçük, dolayısıyla işaret süresinin de maksimum gecikme yayılımından küçük olduğu durumlarda sönümleme frekansa bağlı olarak etkiler. Farklı frekanslarda farklı sönümlenmeler görülür. Matematiksel olarak, $B_c < B_s$ veya $T_s < \tau_{max}$ şeklinde ifade edilebilir.

2.1.1.3 Bazı Sönümlemeli Kanalların İstatistiksel Modelleri

Bu bölümde en yaygın kullanılan ve modelleme açısından pratiğe uygun bazı sönümlenmelerin istatistiksel ifadeleri verilecektir.

Rayleigh Sönümleme Modeli

Rayleigh sönümlemesi alıcı anten ile verici anten arasında doğrudan görüşün (line-of-sight, LOS) olmadığı durumlar için kullanılmaktadır. Yansıyan dalgalar çok fazla ise merkezi limit teoremine göre alınan işaretin iki dik bileşeni ilişkisiz sıfır ortalamalı, σ^2 varyanslı Gauss rastlantı süreçleri olur [33]. Buna göre alınan işaretin genliği,

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right), x \geq 0 \quad (2.7)$$

ifadesindeki gibi Rayleigh dağılımlı PDF'e sahip olacaktır.

Rician Sönümleme Modeli

Bu model, alıcı anten ile verici anten arasında LOS olduğu durumları da kapsar. Rayleigh modeline ek olarak sabit genlikli doğrudan gelen işareti de modelleyecek

biçimde Rician dağılımının PDF'i,

$$f_X(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(-K - \frac{x^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(2x\sqrt{\frac{K}{2\sigma^2}}\right), x \geq 0 \quad (2.8)$$

şekindedir [33]. Burada $I_0(\cdot)$ sıfırıncı dereceden birinci tür değiştirilmiş Bessel işlevi olup $I_0(x) = (1/2\pi) \int_0^{2\pi} \exp(x\cos\theta) d\theta$ biçimindedir. K parametresi doğrudan iletilen işaret gücü ile yansıyan işaretin gücünün oranıdır. K 'nın 0 olması durumu doğrudan yolun olmadığını anlatmakta, ifade de Rayleigh biçimine dönüşmektedir. K sonsuza yakınsadığında ise tüm iletimin doğrudan yol ile yapıldığı, sönümlemenin olmadığı anlaşılmaktadır.

Nakagami- m Sönümleme Modeli

Bir diğer yaygın kullanılan sönümleme modeli de Nakagami- m modelidir. PDF'i,

$$f_X(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{y^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mx^2}{y}\right), x > 0 \quad (2.9)$$

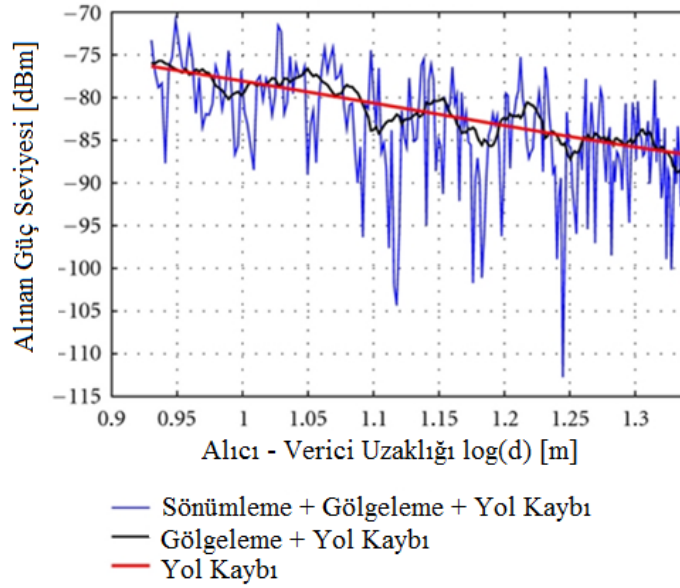
şeklinde ifade edilir [1]. Burada $\Gamma(\cdot)$ gamma işlevi [39, (8.310/1)], m 1/2 ile ∞ arasında değişen sönümleme parametresi, $y = \overline{X^2}$ ise X rastlantı değişkeninin karesel beklenen değerini ifade etmektedir. m 'in 1 olduğu durum Rayleigh modeline eşittir. m sonsuza yakınsadığında kanal sönümlemesiz davranmaktadır.

2.1.2 Gölgeleme

Verici ile alıcı antenler arasında ağaçlar, binalar, yeryüzü şekilleri gibi büyük engeller olması durumunda alıcı antene gelen LOS bileşenin gücü oldukça zayıflar veya LOS bileşeni alınamayabilir. Böyle durumlarda alıcıda alınan işaretin ortalama gücünde dalgalanmalar olur ve geniş-ölçekli sönümleme olarak da adlandırılan bu etkiye gölgeleme etkisi denilir [1].

Şekil 2.3'te gölgeleme ve sönümlemenin alınan işarete sebep olduğu bozulmalar görülmektedir. Bu şekilde ayrıca, uzaklığa bağlı olarak işaretin gücünde düşmeye sebep olan yol kaybı etkisi de gösterilmektedir. Ancak bu çalışmadaki analizlerde yol kaybı etkisi ihmal edilecektir. Şekilden görüldüğü üzere gölgeleme ortalama güçte daha yavaş olarak değişime, sönümleme anlık güçte çok ciddi değişimlere sebep olmaktadır.

Deneysel sonuçlar ışığında gölgeleme etkisi istatistiksel olarak lognormal dağılımı ile modellenabilir [34, 35]. Sönümleme etkisinin ihmal edildiği ve yalnızca gölgeleme



Şekil 2.3: Alınan işarette sönümlenme, gölgeleme ve yol kaybı etkisi.

etkisinin var olduğu durum gözönüne alındığında alıcıdaki SNR'ın PDF'si

$$f_{\gamma}(\gamma) = \frac{\psi}{\sqrt{2\pi\sigma\gamma}} \exp\left(-\frac{(10\log_{10}\gamma - \mu)^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.10)$$

şeklinde olur. Burada γ SNR'ı, μ (dB) ve σ (dB) sırasıyla $10\log_{10}\gamma$ 'nın ortalama ve standart sapmasını göstermektedir [1]. $\psi = 10/\ln 10 = 4.3429$ biçimindedir.

2.1.3 Birleşik Gölgelemeli ve Sönümlenmeli Kanallar

Telsiz iletişim sistemlerinin analizlerinde gerçeğe daha yakın kanal modelleri kullanmak için hem sönümlenme hem de gölgeleme etkisinin birlikte düşünülmesi gerekmektedir. Yalnızca sönümlenmeyi modelleyen Rayleigh, Rician veya Nakagami- m gibi dağılımlar yeterli olmamaktadır. Bu sebeple bu iki etkiyi birlikte modelleyen birleşik sönümlenmeli ve gölgelemeli kanal modelleri üzerine çalışılmış, Rayleigh/lognormal, Rician/lognormal ve Nakagami- m /lognormal gibi dağılımlar önerilmiştir [2,3]. Ancak bu birleşik dağılımların matematiksel açıdan ilerlemeye ve kapalı formda sonuçlar elde etmeye çok uygun olmadığı anlaşılmış ve bundan dolayı da performans analizlerinde çoğunlukla yalnızca sönümlenmeli kanal modelleri tercih edilmiştir. Bu birleşik kanal modellerinin matematiksel olarak ilerlemeye uygun olmayışının sebebi (2.10)'da verilen lognormal dağılımın PDF'inin karmaşıklığından kaynaklanmaktadır.

Lognormal tabanlı birleşik dağılımlarla yaşanan sıkıntıyı çözmek için yapılan çalışmalarda K dağılımının Rayleigh/lognormal dağılımına alternatif olarak bu tipteki

kanalları modellemeye uygun olabileceği ortaya konmuştur [36]. K dağılımında sönümlenme etkisi Rayleigh ile, Rayleigh dağılımındaki ortalama güç ise gamma dağılımlı rastgele değişken alınarak gölgeleme etkisi da gamma dağılımı ile modellenmektedir. Bu sayede bit hata olasılığı (bit error rate, BER) ifadesi Bessel fonksiyonları yardımıyla kapalı formda elde edilebilmiştir [36]. Teorik analizler ve deneysel sonuçlar açısından bakıldığında gölgelemenin gamma dağılımı ile modellenmesinin uygun olduğu görülmüştür [37].

K dağılımındaki problem ise Rayleigh dağılımının alıcı ile verici anten arasında doğrudan görüşün olmadığı durumdaki sönümlenmeyi modellemesidir. Bu yüzden LOS bileşeni söz konusu olduğu durumlarda K dağılımı yetersiz kalmaktadır. Buna çözüm olarak K dağılımındaki Rayleigh dağılımının yerine LOS bileşeni olduğu durumdaki sönümlenmeyi modelleyen Nakagami- m dağılımı kullanılması önerilmiş ve genelleştirilmiş- K dağılımı ortaya konmuştur [4]. (2.9)'daki ifadede y 'nin X 'in karesel beklenen değeri olduğundan söz edilmişti ve bu da ortalama güce karşılık gelmektedir. Bu ortalama güç de bir rastlantı değişkeni ise koşullu PDF,

$$f_{X|y}(x|y) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{y^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mx^2}{y}\right), x > 0, y > 0 \quad (2.11)$$

biçiminde yazılır. Daha önceden de bahsedildiği üzere y gamma dağılımlıdır ve PDF'i

$$f_Y(y) = \frac{y^{k-1} e^{-y/y_0}}{\Gamma(k) y_0^k}, y > 0 \quad (2.12)$$

şeklinde tanımlanmakta olup burada y_0 ortalama gücün bir ölçüsünü ve k ise gamma PDF'inin mertebesini göstermektedir. k 'nın değiştirilmesi ile lognormal dağılımdan Gauss dağılımına kadar değişen esneklikte PDF'lerin üretilmesi mümkündür [4].

Hem sönümlenmenin hem de gölgelemenin olduğu durumda birleşik dağılımın PDF'i

$$f_X(x) = \int_0^{\infty} f_{(X|Y)}(x|y) f_Y(y) dy \quad (2.13)$$

şeklinde dir. Burada (2.11) ve (2.12) ifadeleri yerine konduğunda genelleştirilmiş- K dağılımının PDF'i

$$f_X(x) = \frac{4\sqrt{m/y_0}}{\Gamma(m)\Gamma(k)} \left(x\sqrt{m/y_0}\right)^{k+m-1} K_{k-m}(2x\sqrt{m/y_0}), x > 0 \quad (2.14)$$

biçiminde elde edilir [4]. Burada $K_{k-m}(\cdot)$, $(k-m)$ dereceden değiştirilmiş ikinci tür Bessel fonksiyonudur [39, (8.407/1)].

Burada k gölgelemeyi ve m de sönümlemeyi temsil etmektedir ve değerleri azaldıkça gölgeleme ve sönümlemenin etkisi artacaktır. $m = 1$ için Nakagami- m dağılımı Rayleigh dağılımına dönüştüğünden ötürü genelleştirilmiş- K dağılımı da K dağılımına dönüşür. Benzer biçimde $k \rightarrow \infty$ için dağılım Nakagami- m 'e, $m \rightarrow \infty$ de olduğu durumda da Gauss kanala yakınsar.

Sonuç olarak bakıldığında genelleştirilmiş- K dağılımı diğer dağılımları da içeren çok genel bir ifade olması ve matematiksel analizlere olanak tanınması dolayısıyla telsiz iletişim sistemlerinin incelenmesinde oldukça uygundur.

2.1.4 Genelleştirilmiş- K Kanallar Üzerinden İletişim

Gölgeleme ve sönümleme etkilerinin telsiz iletişim sistemlerinin analizinde aynı anda ele alınması gerçeğe daha yakın sonuçlar elde edilmesine olanak sağlayacak ve sistem tasarım kriterlerinin oluşturulmasında daha etkili olacaktır. Bu bölümde basit bir tek-girişli tek-çıkışlı sistemde genelleştirilmiş- K kanal üzerinden iletimde alıcıdaki SNR'ın istatistiksel analizi yapılacaktır.

s gönderilen işaret, n toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (additive white Gaussian noise, AWGN) ve h kanalın kompleks gölgeleme/sönümleme katsayısı olmak üzere alıcıdaki eşdeğer temelband işaret,

$$r = sh + n \quad (2.15)$$

şeklinde olmaktadır. Gürültü 0 ortalamalı ve $N_0/2$ çift-yönlü güç spektral yoğunluklu varsayılmıştır. Kanal katsayısının zarfı ($|h|$) genelleştirilmiş- K dağılımına sahiptir. Ayrıca kanal frekans seçici olmayan ve duruğumsudur (quasi-static). Alınan simge başına anlık SNR

$$\gamma = |h|^2 E_s / N_0 \quad (2.16)$$

biçiminde olup, burada $E[\cdot]$ beklenen değer işlemi olmak üzere, $E_s = E[|s|^2]$ ortalama simge enerjisidir. Buradan kanallara ilişkin ortalama SNR,

$$\bar{\gamma} = E[|h|^2 E_s / N_0] \quad (2.17)$$

şeklinde olmaktadır. (2.14)'te bazı değişken dönüşümleri yapılarak γ 'nın PDF'i

$$f_\gamma(\gamma) = \frac{2v^{(\beta+1)/2} \gamma^{(\beta-1)/2}}{\Gamma(m)\Gamma(k)} K_\alpha [2\sqrt{v\gamma}], \gamma > 0 \quad (2.18)$$

biçiminde bulunur. Burada $v = (km)/\bar{\gamma}$, $\alpha = k - m$ ve $\beta = k + m - 1$ olarak tanımlanmaktadır.

Alıcıdaki SNR'ın birikimli dağılım fonksiyonu (cumulative distribution function, CDF) $F_\gamma(\gamma) = \int_{-\infty}^{\gamma} f_\gamma(t)dt$ ifadesinden yola çıkılarak ve [38, eq. (03.04.21.0007.01)] denkleminde yararlanılarak

$$F_\gamma(\gamma) = \pi \csc(\pi\alpha) \left[\frac{(v\gamma)^{m_{XY}} {}_1F_2(m; 1 - \alpha, 1 + m; v\gamma)}{\Gamma(k)\Gamma(1 - \alpha)\Gamma(1 + m)} - \frac{(v\gamma)^k {}_1F_2(k; 1 + \alpha, 1 + k; v_{XY}\gamma)}{\Gamma(m)\Gamma(1 + \alpha)\Gamma(1 + k)} \right], \gamma \geq 0. \quad (2.19)$$

biçiminde bulunmaktadır [5]. Burada ${}_pF_q(\cdot)$, p ve q tamsayılar olmak üzere, genelleştirilmiş hipergeometrik fonksiyonu ifade etmektedir [39, (9.14/1)].

Belli bir SNR, γ , değeri için AWGN kanaldaki koşullu simge hata olasılığı (SER),

$$P_s(\gamma) = cQ(\sqrt{2d\gamma}) \quad (2.20)$$

şeklinde olup $Q(x) = (1/\sqrt{2\pi}) \int_x^\infty \exp(-t^2/2) dt$ olarak tanımlanmaktadır. c ve d değerleri modülasyona bağlı sabitlerdir. Farklı c ve d değerleri için BPSK, BFSK, M-PAM modülasyonlu sistemler için bu koşullu SER ifadesi kullanılabilir. Örneğin BPSK için $c = 1$, $d = 1$ olarak alınır. Ayrıca bu ifade M-PSK için $c = 2$, $d = \sin^2(\pi/M)$ ve M-QAM için $c = 4(1 - 1/\sqrt{M})$, $d = 1.5/(M - 1)$ değerlerinde oldukça sıkı bir yaklaşımla geçerli olmaktadır [40]. (2.20) koşullu olasılık ifadesinden devam edilecek olursa SER ifadesi, γ 'nın tüm değerleri üzerinden ortalama alınarak

$$P_s = \int_0^\infty P_s(\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma = \int_0^\infty cQ(\sqrt{2d\gamma}) f_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (2.21)$$

biçiminde yazılabilir. Buradan ortalama SER ifadesi CDF'e bağlı olarak şu şekilde elde edilebilir [41]:

$$P_s = \frac{c\sqrt{d}}{2\sqrt{\pi}} \int_0^\infty \frac{\exp(-d\gamma)}{\sqrt{\gamma}} F_\gamma(\gamma) d\gamma. \quad (2.22)$$

Telsiz iletişim sistemleri analizlerinde tam ve kapalı formda hata olasılığı ifadeleri elde etmek kanal modellerinin karmaşıklığından dolayı her zaman mümkün olamamaktadır. Bu nedenle hata olasılığını moment üretme fonksiyonuna (MGF) bağlı olarak bulmak sıkça kullanılan bir yöntemdir. Bu sayede BPSK, BFSK, M-PAM, M-PSK ve M-QAM modülasyonlu sistemler için tam SER ifadeleri elde edilebilir. MGF,

$$M_\gamma(s) = E[\exp(-s\gamma)] = \int_0^\infty \exp(-s\gamma) f_\gamma(\gamma) d\gamma = s \int_0^\infty \exp(-s\gamma) F_\gamma(\gamma) d\gamma \quad (2.23)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. (2.18)'deki ifadeyi yerine koyarak ve [39, eq. (6.643/3)]'ten yararlanarak genelleştirilmiş- K kanallar için alıcısındaki SNR'ın MGF'si

$$M_{\gamma}(s) = \left(\frac{v}{s}\right)^{\beta/2} \exp\left(\frac{v}{2s}\right) W_{-\beta/2, \alpha/2}\left(\frac{v}{s}\right) \quad (2.24)$$

olarak elde edilmektedir [5]. Burada $W_{\lambda, \mu}(\cdot)$ Whittaker fonksiyonudur [39, eq. (9.220)].

Bu noktada ortalama SER ifadesini MGF'ye bağlı olarak bulmak için $Q(\cdot)$ fonksiyonunun alternatif gösteriliminden yararlanılmaktadır [42]:

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp(-x^2/\sin^2\theta) d\theta. \quad (2.25)$$

Buradan hareketle SER ifadesi

$$P_s = \frac{c}{\pi} \int_0^{\pi/2} \int_0^{\infty} \exp(-d\gamma/\sin^2\theta) f_{\gamma}(\gamma) d\gamma d\theta \quad (2.26)$$

biçimine dönüşür ve (2.23) ifadesi kullanılarak

$$P_s = \frac{c}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_{\gamma}\left(\frac{d}{\sin^2\theta}\right) d\theta \quad (2.27)$$

olarak MGF'ye bağlı olarak elde edilir. Bu ifade ile BPSK, BFSK ve M-PAM modülasyonları yanında diğer modülasyon türleri için de MGF'ye bağlı tam ortalama SER ifadeleri elde edilebilmektedir. Genel olarak MGF'ye bağlı SER ifadesi,

$$P_s = \sum_{z=1}^Z \int_0^{\theta_z} d_z M_{\gamma}\left(\frac{g_z}{\sin^2\theta}\right) d\theta \quad (2.28)$$

biçimindedir [1]. Burada Z , θ_z , d_z ve g_z modülasyona bağlı değişkenlerdir. Örneğin BPSK modülasyonlu sistem için $Z = 1$, $\theta_z = \pi/2$, $d_z = 1/\pi$ ve $g_z = 1$ 'dir.

Farklı modülasyon türleri için MGF'ye bağlı ortalama SER ifadeleri Çizelge 2.1'de verilmektedir.

2.1.4.1 Hata Performansı

Şekil 2.4'te tek-girişli tek-çıkışlı sistemin analitik olarak ve bilgisayar benzetimleri yardımıyla bulunan hata performans eğrileri farklı kanal parametreleri için verilmektedir. Sistemde BPSK modülasyonu kullanılmaktadır. Bu nedenle bulunan SER değerleri aynı zamanda BER'i de göstermektedir. Ele alınan sistemde kanallar genelleştirilmiş- K ile modellenmiştir. Yalnızca en iyi hata performansına sahip olan

Çizelge 2.1: Farklı modülasyonlu sistemlerin MGF'ye bağlı ortalama SER ifadeleri

Modülasyon	Ortalama SER
DBPSK	$P_s = \frac{1}{2}M_\gamma(1)$
BPSK	$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_\gamma\left(\frac{1}{\sin^2\theta}\right) d\theta$
BFSK	$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_\gamma\left(\frac{0.5}{\sin^2\theta}\right) d\theta$
M-PAM	$P_s = \frac{2(M-1)}{M\pi} \int_0^{\pi/2} M_\gamma\left(\frac{3/(M^2-1)}{\sin^2\theta}\right) d\theta$
M-PSK	$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_\gamma\left(\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2\theta}\right) d\theta$
M-QAM	$P_s = \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right) \int_0^{\pi/2} M_\gamma\left(\frac{1.5/(M-1)}{\sin^2\theta}\right) d\theta$ $-\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}}\right)^2 \int_0^{\pi/4} M_\gamma\left(\frac{1.5/(M-1)}{\sin^2\theta}\right) d\theta$

eğri için Nakagami- m sönümlemesi kullanılmıştır, yani bu kanalda gölgeleme etkisi yoktur. Görüldüğü üzere k gölgeleme parametresi büyüdükçe kanalın gölgeleme etkisi azalmakta ve kanal Nakagami- m kanala yakınsamaktadır. k ve m küçüldükçe performansın kötüleştiği görülmektedir.

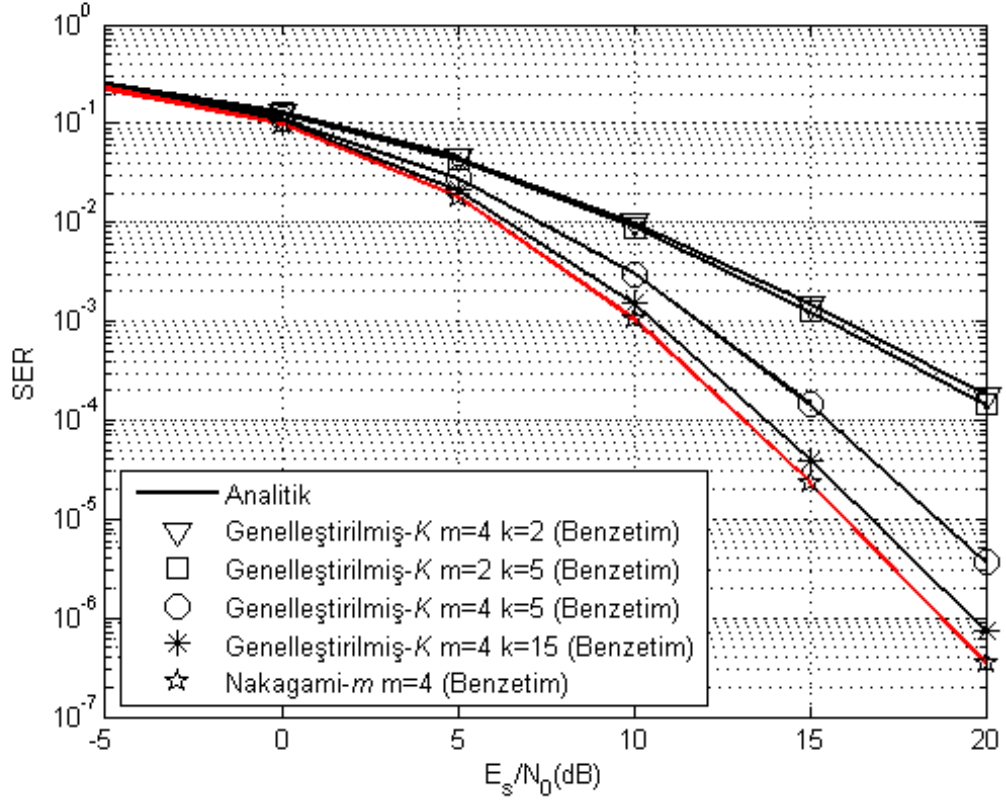
2.2 Çeşitleme

Sönümlemenin telsiz iletişim ortamlarındaki en büyük bozucu etkilerden biri olmasının yanında bir diğer olumsuz durum sönümlemenin zaman, frekans ve konuma göre değişken olmasıdır. Sönümleme yüksek olduğunda alıcıdaki hata performansı oldukça düşmektedir. Bu hata performansını iyileştirmek sönümlemeli kanallarda oldukça güçtür.

Bu soruna çözüm olarak getirilen bir teknik çeşitleme yapmaktır. Çeşitlemede amaç, farklı zamanlarda, frekanslarda veya yollarda alınan işaretin farklı sönümlemeye uğramış örnekleri arasında bir seçim veya birleştirme işlemi uygulayarak alıcıdaki SNR'ı artırmaktır. Böylece hata performansında önemli ölçüde iyileştirme yapmak mümkündür.

2.2.1 Temel Çeşitleme Teknikleri

Sönümlemenin zaman, frekans ve uzayda çeşitlilik göstermesine bağlı olarak üç tip temel çeşitleme tekniği geliştirilmiştir.



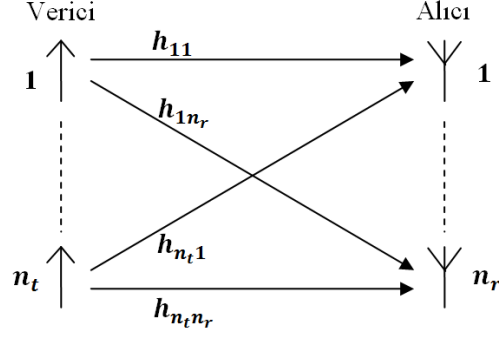
Şekil 2.4: Genelleştirilmiş-K kanallarda BPSK modülasyonlu sistemin hata performansı.

2.2.1.1 Zamanda Çeşitleme

Bu teknikte işaretler verici tarafından farklı zaman dilimlerinde gönderilir. Böylece işaretler farklı sönümlenmelerin etkisi altında olacaklardır. Zamanda çeşitleme tekniği hızlı sönümlenmeli kanallara daha uygundur. Çünkü bu tür kanallarda sönümlenme zamanda çok daha hızlı değişime uğrayacak, çeşitleme sonucu alınan işaretlerin sönümlenmeleri daha farklı olacaktır.

2.2.1.2 Frekansta Çeşitleme

Frekansta çeşitleme tekniğinde verici tarafından işaretler farklı frekanslarda iletilmektedirler. Farklı frekanslarda farklı sönümlenmelere uğramış olan işaretler alıcı tarafında uygun işlemden geçirilerek doğru çözülme olasılığı artırılabilecektir. Çeşitleme frekansta sağlandığından frekans seçici kanallara daha uygundur.



Şekil 2.5: MIMO sistem ve kanal modeli.

2.2.1.3 Uzayda Çeşitleme

Bir diğer çeşitleme tekniği işaretlerin tamamen farklı yollardan iletilmesi ile yapılır. İşaretler farklı yollarda farklı sönümlenme/gölgelemelere maruz kalacaklardır. Bu işaretler birleştirilerek alıcıdaki SNR artırılmış olur ve iletişimin performansı önemli ölçüde iyileştirilir. Günümüzde geliştirilen ve zamanla kullanıma da geçilmeye başlanan WiMax, HSPA+, LTE gibi sistemlerde de bu çoklu anten yapısı yer almaktadır.

Uzay çeşitlemesi alıcıda ve/veya vericide birden fazla anten kullanılarak gerçekleştirilebilir. Bu yönüyle bu tip sistemlere alıcı/verici çeşitlemeli sistemler de denilmektedir.

2.2.2 Çok Girişli - Çok Çıkışlı (MIMO) Sistemler

Çok girişli – çok çıkışlı sistemler alıcıda ve/veya vericide birden fazla anten kullanarak uzay çeşitlemesinin sağlandığı sistemlerdir. Yalnız alıcıda, yalnız vericide veya hem alıcı hem vericide birden fazla anten kullanılarak oluşturulan yapılar mevcuttur. Günümüzde sığanın çok yüksek olduğu sistemlerde MIMO sistemlerin kullanıldığı görülmektedir.

n_t verici, n_r alıcı antenli bir MIMO sistemde $n_t \times n_r$ tane iletişim kanalının olduğu varsayılmaktadır. Antenler ve aralarındaki sönümlenmeli/gölgelemeli kanalların katsayıları ile gösterildiği genel şema Şekil 2.5'te gösterilmektedir. i . verici anten ile j . alıcı anten arasındaki sönümlenmeli/gölgelemeli kanalın katsayısı $h_{ij} = a_{ij}e^{j\theta_{ij}}$, ($i = 1, 2, \dots, n_t; j = 1, 2, \dots, n_r$) ile gösterilecek olursa burada a_{ij} kanalın genlik katsayısı, θ_{ij} fazıdır.

i . verici antenden gönderilen işaret s_i , i . verici antenden gönderilen ve j . alıcı antende alınan işaret r_{ij} , o kanaldan alınan işarettaki gürültü n_{ij} , kanalın sönümleme/gölgeleme katsayısı h_{ij} olmak üzere,

$$r_{ij} = h_{ij}s_i + n_{ij} \quad (2.29)$$

ifadesi yazılabilir.

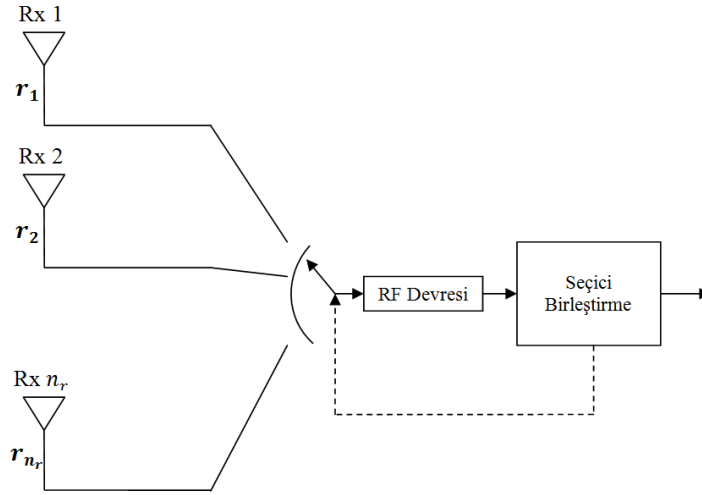
2.2.3 Uzay Çeşitlemesi Yöntemleri

Uzayda çeşitleme, MIMO sistemlerde alıcıda ve/veya vericide birden fazla anten kullanılarak yapılır. Günümüzdeki gezgin sistemler için gezgin birimlerde birden fazla anten kullanmak donanım maliyeti, güç tüketimi gibi nedenlerden dolayı pratik açıdan zordur. Fazla anten kullanılması güç tüketimini artıracak bu da gezginlik özelliğini de olumsuz etkileyecektir. Ayrıca antenler arası dalga boyu kadar uzaklık bırakılarak kanalların istatistiksel bağımsız olması sağlanmalıdır. Gezgin birimlerde bu tür tasarımlar yapmak oldukça güçtür. Bu nedenle gezgin birimler yerine merkezi birimlerde yani baz istasyonlarında çoklu anten yapısı kullanılması daha akılcı bir çözüm olarak karşımıza çıkar. Bu durumda gezgin birimden iletim yapıldığından alıcı anten çeşitlemesi, merkezi birimden iletim yapıldığında da verici anten çeşitlemesi yapılmış olur. Örneğin GSM ve IS-136 sistemlerinde baz istasyonunda çoklu anten yapısı kullanılarak gezgin istasyonlarından baz istasyonlarına (yukarı bağlantı, uplink) alıcı çeşitlemesi sağlanmış olup gezgin istasyonlarda daha düşük iletim gücü harcanması sağlanmış olur [33]. Her iki birim de çoklu anten kullanmaya uygun ise hem alıcıda hem vericide çeşitleme yapılarak performans daha da artırılabilir.

2.2.3.1 Alıcı Çeşitlemesi

Bu çeşitleme tekniğinde alıcı tarafında birden fazla anten bulunmaktadır. Vericiden gönderilen işaret farklı alıcı antenlere farklı kanallardan iletilir. Bu nedenle her biri farklı gölgeleme/sönülmeye uğrar. Alıcı tarafında alınan bu işaretler seçilerek ya da birleştirilerek SNR artırılmış olur.

Alıcı çeşitlemeli sistemlerde alınan işaretler temel olarak dört yöntem ile birleştirilir.



Şekil 2.6: SC blok yapısı.

Seçmeli Birleştirme

Seçmeli birleştirme (selection combining, SC) yönteminde yapılan, farklı kanal etkilerine maruz kalarak gelen işaretlerden kanalda daha az bozulmaya uğramış olanını seçip onu demodülatör devresine anahtarlamaktır. Daha az bozulma kriteri alıcısındaki SNR'dır. Ancak pratikte SNR'ın ölçülmesi zor olduğu durumlarda en yüksek işaret ve gürültü gücü toplamı da kriter olarak seçilebilir [33]. Sonuç olarak alıcıda SC çıkışındaki SNR

$$\gamma_{SC} = \max_i \gamma_i, i = 1, 2, \dots, n_r \quad (2.30)$$

olup n_r alıcıda toplam alınan işaret sayısını göstermektedir.

Şekil 2.6'da SC birleştiricinin genel blok yapısı gösterilmektedir. Bu yapıda tüm alıcı antenlerden alınan işaretlere ilişkin SNR ölçümleri yapılır. En yüksek SNR'a sahip olan antene anahtarlanır ve bu anten üzerinden alınan işaret çözülür. Görüldüğü üzere tek bir RF devresi içermesi sebebiyle basit ve maliyeti düşüktür.

Anahtarlamalı Birleştirme

Anahtarlamalı birleştirme (switched selection combining, SSC) yönteminde SC yöntemine ek olarak, demodülatör devresine anahtarlanan bir kanalın SNR'ı belli bir değerin altına düşene kadar o kanal anahtarlanmış olarak kalır. Alınan SNR belli bir eşik seviyesinin üstündeyse o işaret çözülebilir. Ancak altına düştüğü zaman düzgün çözülmesi mümkün olmaz ve bu durumda tekrar bütün kanallardan alınan SNR'lara

bakılarak en büyüğü seçilip anahtarlanır. SC yöntemine göre getirdiği avantaj donanım bakımından daha basit olmasıdır.

Şekil 2.6’da SC için verilen yapı SSC için de verilebilir.

Eşit Kazançlı Birleştirme

Eşit kazançlı birleştirme (equal-gain combining, EGC) yönteminde farklı kanallardan alınan bütün işaretler birleştirilerek elde edilen işaret demodülatör devresine iletilir. Doğrusal bir birleştirme metodudur. Bu yöntemde adından da anlaşılacağı üzere tüm alınan işaretlere uygulanan kazanç kanal katsayılarının genliğinden bağımsız, birim kazançlı ve birbirlerine eşittir. Herhangi bir kanaldan alınan işaret r_i ($i = 1, 2, \dots, N$), kanalın katsayısı $h_i = a_i e^{j\theta_i}$ (a_i genlik katsayısı, θ_i fazı) ve toplamsal gürültü n_i olmak üzere birleştiricideki kazanç $e^{-j\theta_i}$ alınarak birleştirici çıkışındaki işaret

$$r_{EGC} = \sum_{i=1}^{n_r} e^{-j\theta_i} r_i \quad (2.31)$$

şeklinde olur.

En Büyük Oranlı Birleştirme

EGC ile yöntem olarak aynıdır. Yalnızca bu yöntemde kanalın gölgeleme/sönümlenme katsayısının genlik bileşeni de hesaba dahil edilir. Bu durumda alınan işaret şu şekilde olacaktır:

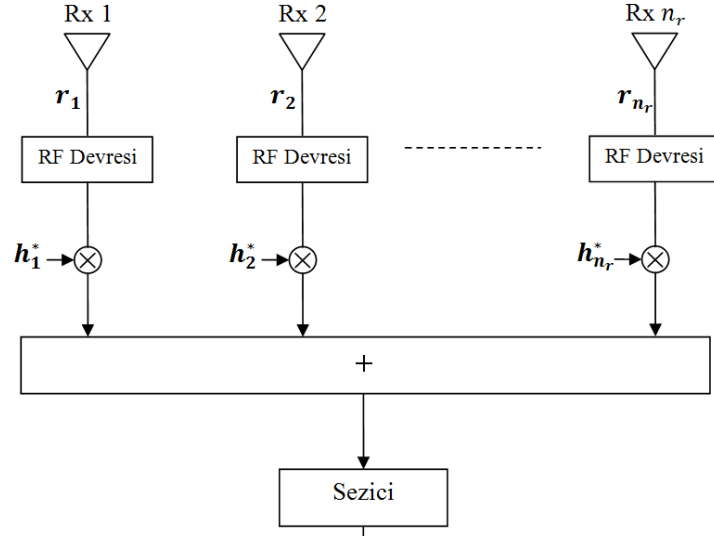
$$r_{MRC} = \sum_{i=1}^{n_r} a_i^* e^{-j\theta_i} r_i. \quad (2.32)$$

Dikkat edilmesi gereken nokta bu yöntemde alıcıda tüm kanallara ait kanal durum bilgilerinin (channel state information, CSI) bilinmesi gerektiğidir. Bu nedenle diğer yöntemlere göre daha karmaşıktır, ancak performansı en iyisidir. MRC çıkışındaki toplam SNR tüm kanallardan alınan SNR’ların toplamına eşittir:

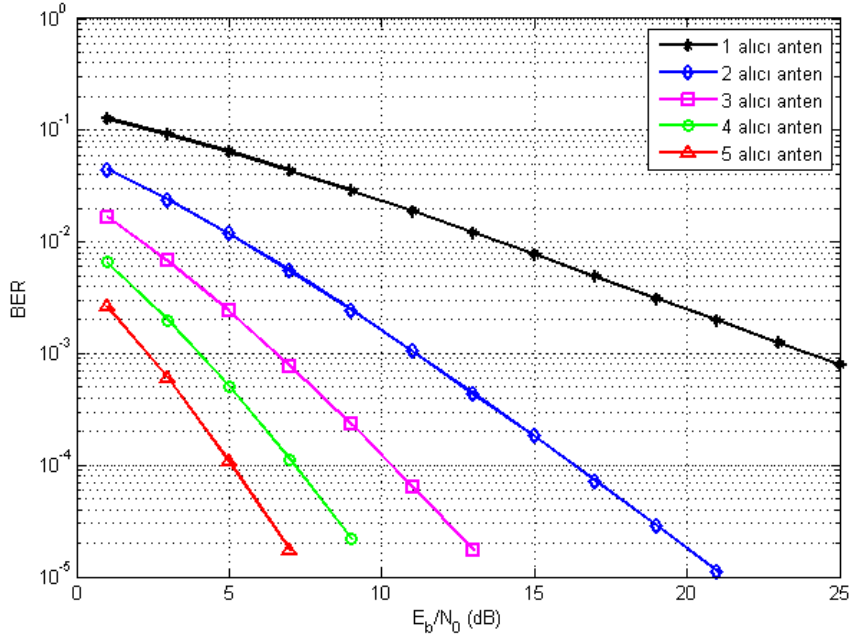
$$\gamma_{MRC} = \sum_{i=1}^{n_r} \gamma_i. \quad (2.33)$$

Şekil 2.7’de MRC birleştiricinin blok yapısı verilmektedir. Burada kazanç katsayısı h_i^* , alınan kanalın katsayısının eşleniği şeklindedir. Görüldüğü üzere kanal sayısı kadar RF devresi içerdiğinden maliyet açısından dezavantajlıdır.

Şekil 2.8’de alıcı anten sayısının artmasıyla birlikte bit hata oranı (bit error rate, BER) performansındaki iyileşme çok açık olarak görülmektedir. Bu örnek sistemde



Şekil 2.7: MRC blok yapısı.



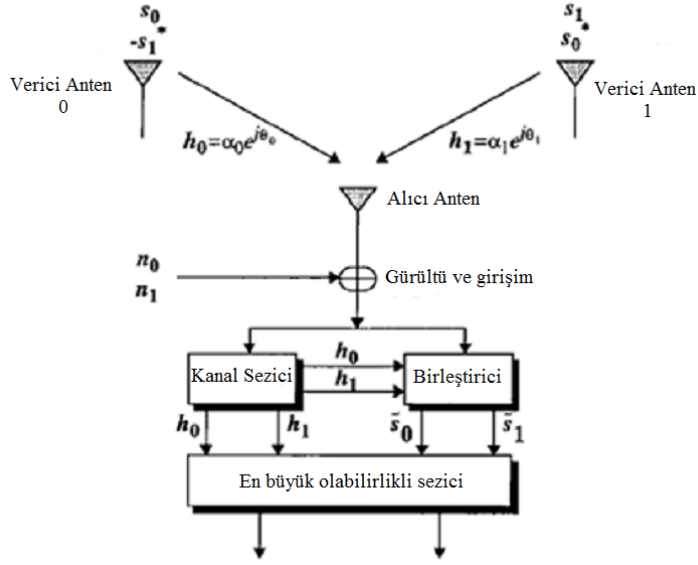
Şekil 2.8: Alıcı çeşitlenmeli sistemin hata performansı.

BPSK modülasyonu, MRC birleştirme yöntemi ve Rayleigh sönümlenmeli kanal kullanılmıştır. Ayrıca kanalda 0 ortalamalı, $N_0/2$ çift yönlü güç spektral yoğunluklu AWGN vardır. E_b bit başına ortalama enerji olmak üzere SNR, E_b/N_0 şeklinde tanımlanmakta ve tüm kanallar için aynıdır. Görüldüğü üzere çeşitleme yapıldığında çeşitlemesiz sisteme göre performansta büyük bir artış vardır. Tam çeşitlemenin sağlandığı bu sistemde hata olasılığı, SNR'ın alıcı anten sayısı kuvveti ile ters orantılı olarak azalmaktadır [40]; bu ayrıca çeşitleme derecesi olarak da adlandırılır. 10^{-4} hata olasılığı için bakıldığında MRC alıcı çeşitlemesi tekniği, anten sayısı arttıkça çeşitlemesiz duruma göre 17dB, 23dB, 26dB, 28dB civarlarında SNR kazancı sağlamaktadır. Bu, telsiz ağlarda, sistem performansı açısından çok önemli bir iyileşmedir.

2.2.3.2 Verici Çeşitlemesi

Alıcıda çeşitleme yüksek performans sağlamaktadır, ancak gezgin birimlerde gerçekleşmesi zordur. Bu nedenle çeşitlemenin verici tarafında da yapılması gerekmektedir. Vericideki birden fazla anten, işareti farklı kanallardan alıcıya gönderir. Alıcıya çeşitlenmiş olarak gelen işaretler birleştirilerek SNR artırılır. Verici çeşitlemesindeki dezavantaj anten sayısına bağlı olarak bir antenden iletilen işaretin enerjisinin düşmesidir. Çünkü harcanılan gücün artması adil bir karşılaştırmayı engeller.

Verici çeşitlemesi teknikleri geri beslemeli, ileri beslemeli ve ileri/geri besleme gerektirmeyen şeklinde üç grupta toplanabilir. Geri beslemeli teknikte CSI vericiye geri besleme yoluyla verilir. Verici göndereceği işaretleri bu anlık kanal bilgilerine göre ağırlıklandırarak gönderir. Bu yolla toplam çıkış gücünün her zaman aynı olması sağlanır ve böylece alıcıdaki işaret en büyük olabirlikte elde edilir. Zaman bölmeli çoğullama tekniği kullanılıyorsa geri besleme dış bir kanala ihtiyaç duymadan sağlanabilir. Dış bir hat kullanılması durumu fazladan bant genişliğine neden olacaktır. Geri besleme ile alınan kanal bilgisi ne kadar doğruysa performans o kadar iyi olacaktır. Pratikte hücresele gezgin sistemlerde, gezginlik ve çevresel etkiler hızlı değişimlere neden olup kanal bilgisini tahmin etmeyi zorlaştırır. Önceki kanal bilgisi ile şimdiki kanal bilgisinin uyuşmaması durumu alınan işaretin SNR'ını düşürecektir [33]. Bu sistemlerin dezavantajı donanım karmaşıklığının fazla olmasıdır.

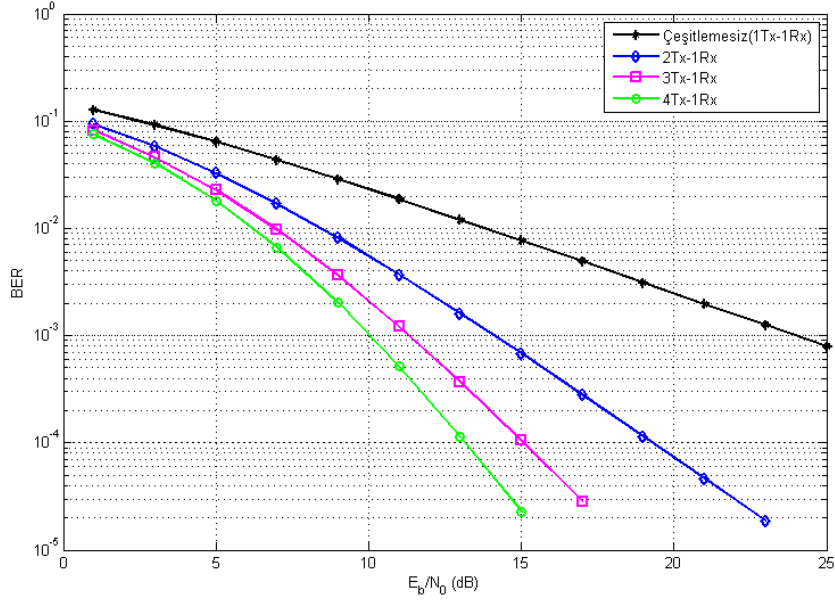


Şekil 2.9: Alamouti'nin önerdiği verici çeşitlemeli sistemin blok yapısı.

İleri beslemeli teknikte kanal bilgisini bilmesi gereken taraf alıcı taraftır. Vericiden işaretler sabit bir işlemde geçirilerek tüm alıcı antenlere gönderilir. Alıcı ileri besleme ile öğrendiği kanal bilgisi ile birlikte aldığı işaretleri birleştirerek SNR'ı artırır. Bu tekniğe en iyi örnek gecikme çeşitlemesi verilebilir. Gecikme çeşitlemesinde fazladan bant genişliği harcanmadan en büyük çeşitleme derecesine erişilir [33].

Verici çeşitlemesi sağlamak için geri veya ileri besleme donanım maliyeti açısından avantajlı değildir. Bu nedenle bir besleme mekanizması gerektirmeyen teknikler geliştirilmiştir. Bu tekniklerde kanal kodlaması yapılarak verici çeşitlemesi aynı çeşitleme dereceleri ve verimli bant kullanımıyla sağlanabilir. Çoklu anten iletimi için tasarlanan kodlama tekniklerine uzay-zaman kodlama (space-time coding) denir. Uzay-zaman blok kodlama ve uzay-zaman kafes kodlama olarak ikiye ayrılabilir. Uzay-zaman kodları aynı zamanda çok alıcı antenli sistemlere de uygulanabildiğinden sönmüleme etkilerini azaltır ve MIMO sistem kapasitesini artırır [33].

Uzay-zaman blok kodları ilk defa Alamouti [43] tarafından önerilmiştir. İlk önerilen kod iki verici anten için olmakla birlikte zamanla daha fazla verici anten içeren sistemler için kodlar tasarlanmıştır. Bu kodların karmaşıklığı düşük olması itibarıyla sistem tasarımlarında uygulanabilirliği yüksektir ve günümüzde geliştirilen yeni nesil telsiz haberleşme sistemlerinde kullanıma geçmektedir. Ayrıca bu kodlar hata performansında iyileştirmenin yanında spektral verimlilik de sağlar. Kodlaması ve çözülmesi oldukça basittir.

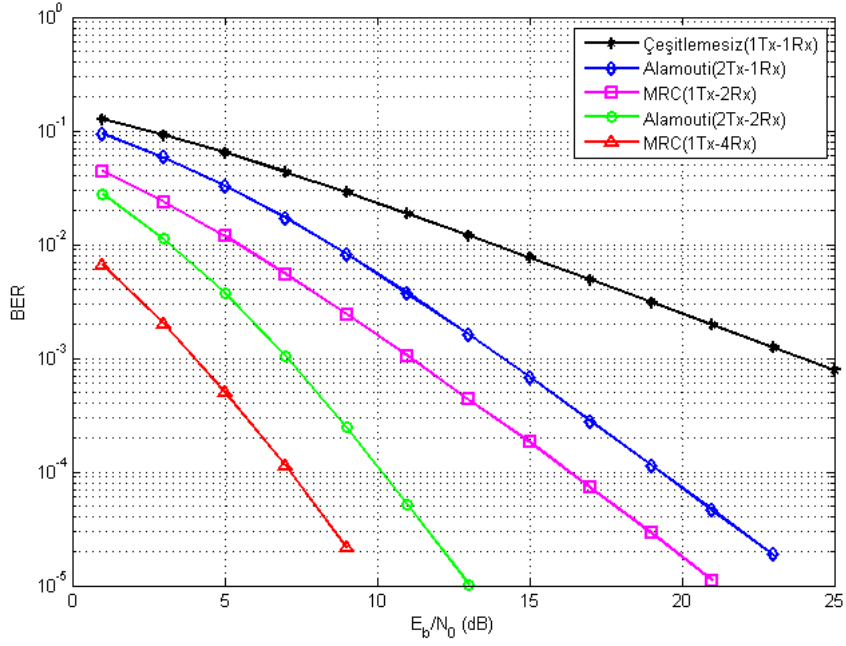


Şekil 2.10: Verici çeşitlenmeli sistemin hata performansı.

Şekil 2.9'da Alamouti tarafından önerilen verici anten çeşitlenmeli sistemin örnek bir blok yapısı verilmiştir. Şekil 2.10'da farklı uzay-zaman blok kodları kullanılan verici çeşitlenmeli sistemlerin hata performansları gösterilmektedir. Bu örnek sistemde BPSK modülasyonu ve Rayleigh sönümlenmeli kanal kullanılmıştır. Ayrıca kanalda 0 ortalamalı, $N_0/2$ çift yönlü güç spektral yoğunluklu AWGN vardır. Görüldüğü üzere verici anten sayısı arttırıldıkça hata olasılığı düşmektedir. Ancak düşüşün alıcı çeşitlenmesindeki kadar hızlı olmadığı görülmektedir. Bunun nedeni verici anten sayısı arttıkça anten başına düşen çıkış gücünün doğrusal olarak azalmasıdır.

Şekil 2.11'de Alamouti uzay-zaman blok kodunun hata performansı, aynı çeşitleme derecesine sahip alıcı çeşitlenmeli sistemlerin hata performansları ile karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Benzetimde BPSK modülasyonlu simgeler ve AWGN kullanılmıştır. Kanalın sönümlenme tipi Rayleigh olarak alınmıştır. Bütün sistemlerde adil karşılaştırma yapılabilmesi için işaret iletimi aynı enerji ile yapılmıştır, harcanan güçler eşittir.

Görüldüğü gibi verici çeşitlenmesinde de alıcı çeşitlenmesinde olduğu gibi oldukça iyi çeşitleme kazancı sağlanmaktadır. 10^{-4} hata olasılığına çeşitlenmesiz yöntemde 34dB civarında SNR ile ulaşılırken, 2 verici 1 alıcı antenli yapıda 19dB civarında, 2 verici 2 alıcı antenli yapıda ise 10dB civarında ulaşılmaktadır. 2 alıcı antenli sistem ile 2 verici 1 alıcı antenli Alamouti kodu ve 4 alıcı antenli sistem ile de 2 verici 2 alıcı



Şekil 2.11: MIMO sistemlerin hata performansı karşılaştırması.

antenli Alamouti kodu aynı çeşitleme derecesine sahip iken, verici çeşitlemelerinin hata performanslarının 3 dB daha düşük çıktığı görülmektedir. Bunun nedeni eşit güç harcanması için verici antenlerde enerjinin yarıya düşürülerek iletilmesidir. Çıkış gücünün sorun olmadığı uygulamalarda verici antenlerin çıkış gücü 2 katına çıkarılarak alıcı çeşitlemesi ile aynı hata performansı yakalanabilir.

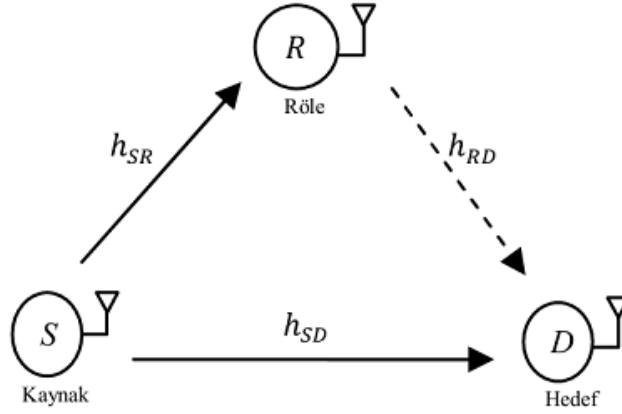
3. GENELLEŞTİRİLMİŞ- K KANALLAR ÜZERİNDEN İŞBİRLİKLİ İLETİŞİM

Bu bölümde işbirlikli çeşitleme yöntemi, matematiksel analizler yapılarak incelenecek, işbirlikli iletişim sistemi modeli açıklanacak ve alıcıda MRC yöntemi kullanılan işbirlikli sistemin hata performans analizi yapılacaktır. Ele alınan sistemlerdeki tüm kanallar genelleştirilmiş- K ile modellenmektedir.

3.1 İşbirlikli Çeşitleme

Alıcı ve/veya vericide çok anten kullanarak uzay çeşitlemesi sağlandığı yapılarda sistem hata performansında çok ciddi iyileştirmelerin sağlandığı görülmüştür. Bu avantajın yeni nesil telsiz iletişim sistemlerinde kullanılması kaçınılmaz olmuş ve WiMAX, LTE ve LTE-Advanced gibi yeni nesil telsiz haberleşme sistemlerinde standart haline gelmiş, kullanılmaya başlanmıştır. Ancak tüm getirdiği avantajların yanında bu yapıların önemli bir dezavantajı da mevcuttur. O da özellikle gezgin birimlere birden fazla anten yerleştirmenin getirdiği zorluktur. Bu durum birkaç açıdan problemlidir. Birincisi antenler arasında belli bir mesafe kalması gerektiğinden donanımsal olarak küçük cihazlara antenleri yerleştirmek kolay değildir. İkincisi birden fazla anten her ne kadar hata performansını artırdığı için güç seviyelerinde düşüşe sebep olsa da toplam güç artacaktır. Bu da yine özellikle gezgin birimlerde fazla güç kullanımıyla birlikte gezginlik özelliğini olumsuz yönde etkileyecektir. Bir başka dezavantaj ise maliyetteki artıştır. Bu problemler merkezi birimler tarafında (baz istasyonları) anten sayısının artırılması ile çeşitleme sağlanması ile kısmen de olsa çözülebilmekte ancak yine böyle yapıların getirdiği üstünlük tam anlamıyla kullanılamamaktadır.

MIMO sistemlerin problemlerine çözüm olarak işbirlikli çeşitleme tekniği önerilmiştir. Bu teknikte çeşitleme yardımcı birimler (röle) aracılığıyla sağlanmaktadır. Şekil 3.1’de tek röleli bir işbirlikli sistem modeli gösterilmektedir. Burada S kaynağı, R röleyi ve D hedefi ifade etmektedir. h_{SR} , h_{RD} ve h_{SD} ilgili kanaldaki gölgeleme/sönümleme



Şekil 3.1: Protokol-2'ye göre tek röleli klasik işbirlikli sistem modeli.

Çizelge 3.1: İşbirlikli iletişimde zaman paylaşım protokolleri

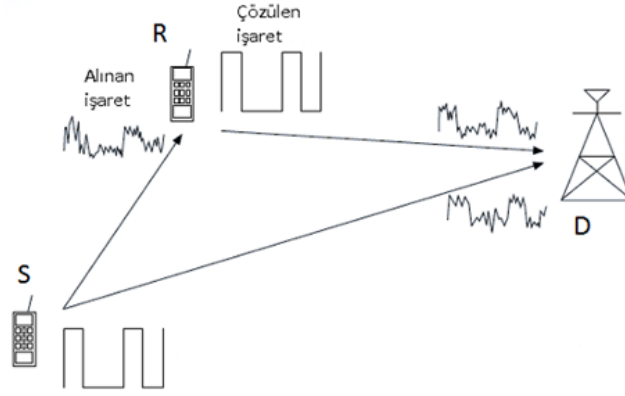
Zaman Dilimi	Protokol-1	Protokol-2	Protokol-3
1	$S \rightarrow R, D$	$S \rightarrow R, D$	$S \rightarrow R$
2	$S \rightarrow D, R \rightarrow D$	$R \rightarrow D$	$S \rightarrow D, R \rightarrow D$

katsayısını göstermektedir. Kaynaktan hedefe doğru gönderilen işaret hem doğrudan hem de röle üzerinden gönderilir ve hedefte farklı gölgeleme/sönümleme etkilerine maruz kalmış aynı işaretin farklı örnekleri alınmış olur, yani çeşitleme sağlanır. Hedefte alınan işaretler SC, SSC, MRC, EGC gibi farklı yöntemler ile birleştirilir ve alıcıdaki SNR'da artış sağlanmış olur.

İşbirlikli iletişimde girişimden kaçınmak için kaynak ve röleler işaretlerini dik kanallardan iletirler. Bu diklik zamanda, frekansta veya kodda sağlanabilir. İki farklı zaman diliminde gerçekleştirilen iletişimde çeşitli protokoller tanımlanmaktadır. Çizelge 3.1'de farklı zaman paylaşım protokolleri yer almaktadır.

3.1.1 Röleli Sistemlerde Aktarım Yöntemleri

Röleli iletişim sistemlerinde röle, kaynaktan aldığı işareti farklı tekniklerle hedefe aktarır. Rölede kullanılan aktarma teknikleri amaca yönelik olarak farklılık gösterebilmektedir. Bu teknikler arasında en sık başvurulanları çöz ve aktar ile kuvvetlendir ve aktar yöntemleridir [10, 11].



Şekil 3.2: DF yöntemi.

3.1.1.1 Çöz ve Aktar (DF) Yöntemi

DF yönteminde röle kaynaktan aldığı gürültülü ve zayıflamış işareti çözer, hangi simgelere ve bit dizilerine karşılık geldiğine karar verir, bu simgeleri tekrar üretip, gerekirse kodlayarak hedefe gönderir [44]. DF tekniği kullanılan işbirlikli sistem modeli Şekil 3.2’de verilmiştir. Bu yöntemde tahmin edilebileceği üzere röledeki donanım karmaşıklığı fazla olmaktadır. İşareti çözme ve geri üretme aşamalarından kaynaklanacak gecikme sebebiyle gerçek zamanlı uygulamalarda dikkatli kullanılmalıdır.

Önemli bir dezavantajı hata yayılımı problemidir. Eğer röle gürültüden dolayı aldığı veriyi yanlış çözerse, tamamen yanlış bir veri üretip göndermiş, yaptığı hatayı hedef alıcıya da yaymış olur. Bu nedenle kaynak ile röle arasındaki kanalın gölgeleme/sönümlenme etkisinin düşük, gürültü ve girişimin az etkili olduğu uygulamalar için daha uygundur. Bu yöntemde hedef birimin kaynak ile röle arasındaki yolu bilmesine gerek yoktur.

3.1.1.2 Kuvvetlendir ve Aktar (AF) Yöntemi

Bu yöntemde röle, kaynaktan aldığı işaretleri kuvvetlendirerek hedefe gönderir. AF yöntemi kullanılan işbirlikli sistem modeli Şekil 3.3’te gösterilmiştir. Röleye kaynaktan gelen işaretin gücü gölgeleme/sönümlenme etkisinden dolayı zayıflamış ve gürültülü olarak gelmiştir. Röle bu zayıflamadan dolayı aldığı işaretleri kuvvetlendirip hedefe iletir. Burada dikkat edilmesi gereken nokta gürültünün de kuvvetlendirildiğidir ve gürültü yayılımı problemi ortaya çıkar. Buradaki bir başka dezavantaj tam



Şekil 3.3: AF yöntemi.

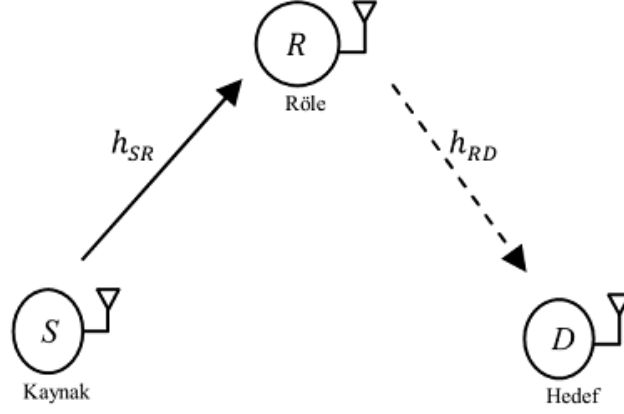
çeşitlemenin sağlanabilmesi için kaynak ve röle arasındaki kanal bilgisinin hedef tarafından bilinmesi gerektiridir. Bu durum AF sistemlerin olumsuz yanlarından biri olarak karşımıza çıkar. Bir diğer olumsuz durum ise röle tarafından alınan işaretin örneklenip, kuvvetlendirilip tekrar iletimi için donanım gereksinimleridir.

AF yöntemi basit yapısı ile tercih sebebidir. Gerçek zamanlı uygulamalar için daha uygun bir yöntemdir. Bazı uygulamalarda DF yönteminden daha iyi hata performansına sahip olduğu gösterilmiştir [44].

AF ve DF yöntemlerinden birinin diğerine göre hata performansının belirgin derecede iyi olduğu söylemek zordur. Her iki yöntemin de kullanılan uygulamaya, kanal yapılarına, işbirliği yapan birimlerin birbirlerinden uzaklığına göre avantajlı ya da dezavantajlı yönleri vardır. Her iki durumun da daha iyi hata performansı gösterdiği senaryolar mevcuttur.

3.1.2 AF Tekniğini Kullanan İki Atlamalı Yollar

İki atlamalı röleli bir sistem ve kanal modeli Şekil 3.4'te gösterilmektedir. Bu sistemde h_{SR} ve h_{RD} kompleks kanal katsayılarıdır ve zarfları $(|h_{SR}|, |h_{RD}|)$ genelleştirilmiş- K dağılımına sahiptir. Kanallarda 0 ortalamalı $N_0/2$ çift yönlü güç spektral yoğunluklu AWGN ($n_{SR}(t)$ ve $n_{RD}(t)$) vardır. Kanallar frekans seçici olmayan ve duruğumsu (quasi-static) varsayılmıştır. Ayrıca istatistiksel bağımsız, kanal katsayısı ortalamaları aynı fakat kanal parametreleri farklı (independent and non-identically distributed, i.n.d) dağılmıştır.



Şekil 3.4: İki atlamalı sistem ve kanal modeli.

S 'nin, simge başına ortalama enerjisi 1 olan ($E_s = 1$) $s(t)$ işaretini R 'ye gönderdiğini varsayalım. R 'de alınan işaret,

$$r_R(t) = h_{SR}s(t) + n_{SR}(t) \quad (3.1)$$

şeklinde olacaktır. R 'de bir G kazancı ile kuvvetlendirilen işaret D 'ye gönderilir. Bu durumda D 'de alınan işaret

$$r_D(t) = h_{RD}G(h_{SR}s(t) + n_{SR}(t)) + n_{RD}(t) \quad (3.2)$$

biçiminde olur. D 'de alınan işaretin SNR'ı

$$\gamma_{SRD} = \frac{\frac{h_{SR}^2}{N_0} \frac{h_{RD}^2}{N_0}}{\frac{h_{RD}^2}{N_0} + \frac{1}{G^2 N_0}} \quad (3.3)$$

olarak elde edilir. Görülmektedir ki kazancın (G) seçimi kaynaktan hedefe kadar olan SNR'ı dolayısıyla performansı etkilemektedir.

AF tekniği kullanılan rölelerde kuvvetlendirme kazancı değişken veya sabit olmak üzere iki farklı yöntemle hesaplanabilmektedir.

3.1.2.1 Değişken Kazanlı AF Röle

Değişken kazanlı röle anlık kanal bilgisine bağlı olarak sürekli kazancını değiştirir. Bu nedenle rölenin kaynak ile röle arasındaki kanalın gölgeleme/sönümlenme katsayısını devamlı öğrenmesi gerekir.

Değişken kazanlı rölede gönderilen işaretin enerjisi her zaman sabit ve $E_s = 1$ olacak şekilde ayarlanır. Bu durumda anlık kanal bilgisine bağlı olarak kazanç

$$G^2 = \frac{1}{h_{SR}^2 + N_0} \quad (3.4)$$

biçiminde alınır [45]. $S - R$ kanalına ilişkin SNR $\gamma_{SR} = E_s h_{SR}^2 / N_0$ ve $R - D$ kanalına ilişkin SNR $\gamma_{RD} = E_s h_{RD}^2 / N_0$ olmak üzere toplam SNR, (3.3) ifadesinden hareketle

$$\gamma_{SRD} = \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + \gamma_{RD} + 1} \quad (3.5)$$

biçiminde olur. γ_{XY} 'nin, ($XY \in \{SR, RD\}$), PDF'i (2.18) ifadesi ile elde edilmişti. Bu durumda (2.18)'deki α , β , ν , k ve m parametreleri α_{XY} , β_{XY} , ν_{XY} , k_{XY} ve m_{XY} şeklinde olmaktadır. Ayrıca ortalama SNR $\overline{\gamma_{XY}} = E[|h_{XY}|^2 E_s / N_0]$ olarak yazılabilir.

Bu noktada matematiksel analizi daha olanaklı kılmak adına rölenin gürültüsüz olduğu varsayımı altında kazanç ifadesi

$$G^2 = \frac{1}{h_{SR}^2} \quad (3.6)$$

şeklinde alınır. Buradan da toplam SNR

$$\gamma_{SRD} = \frac{\gamma_{SR}\gamma_{RD}}{\gamma_{SR} + \gamma_{RD}} \quad (3.7)$$

olarak elde edilmiş olur. Bu şekildeki bir yaklaşıklık gayet sıkı olmakla birlikte yalnızca düşük SNR değerlerinde küçük bir performans farkına sebep olmaktadır [45]. Bu noktadan sonra iki rastgele değişkenin harmonik ortalamasından yola çıkılarak matematiksel analizlerin devamı mümkün hale gelmektedir.

$\mu_n = E[\gamma_{SRD}^n]$, γ_{SRD} 'nin n . momentini göstermek üzere (3.7)'deki ifadeden yola çıkılarak n . moment

$$\mu_n = \frac{v_{SR}^{\beta_{SR}+1} 2^{2n}}{v_{RD}^{\beta_{SR}+2n+1} \Gamma(m_{SR}) \Gamma(k_{SR}) \Gamma(m_{RD}) \Gamma(k_{RD})} G_{3,3}^{3,3} \left[\begin{matrix} \frac{v_{SR}^2}{v_{RD}^2} \left| \frac{1-\beta_{SR}-2n}{2}, -\left(\frac{\beta_{SR}+\beta_{RD}+2n+\alpha_{RD}}{2}\right), \frac{\alpha_{RD}-\beta_{SR}-2n-\beta_{RD}}{2} \right. \\ \left. -\left(\frac{\beta_{SR}+1}{2}\right), \frac{\alpha_{SR}}{2}, -\frac{\alpha_{SR}}{2} \right. \end{matrix} \right] \quad (3.8)$$

biçiminde elde edilmiştir [28]. Burada $G(\cdot)$, [39, (9.301)]'de tanımlanan Meijer-G fonksiyonudur. Bu moment ifadesi daha sonra moment üretme fonksiyonuna dayalı simge hata olasılığı ifadesinin çıkarılmasında kullanılacaktır.

3.1.2.2 Sabit Kazançlı AF Röle

Bu yöntemde rölenin kazancı devamlı olarak anlık kanal bilgisine bağlı olarak değişmemekte ortalama SNR'a ve gölgeleme/sönümlenme katsayısına göre bir değer hesaplanarak sabit kalmaktadır. Dolayısıyla değişken kazançlı röleye göre daha basittir. Çıkışındaki işaretin enerjisi değişken olur. Bu tip röle içeren iki atlamalı yoldaki istatistiksel verileri çıkarmak için yine Şekil 3.4'teki sistemi ele alalım.

$C = 1/G^2 N_0$ olmak üzere D 'deki SNR

$$\gamma_{SRD} = \frac{\gamma_{SR} \gamma_{RD}}{C + \gamma_{RD}} \quad (3.9)$$

biçiminde olur. Sabit kazanç olduğu için anlık kanal bilgisine göre değil ortalamaya göre bir değer hesaplanır. O değer de

$$G^2 = E \left[\frac{1}{h_{SR}^2 + N_0} \right] = \frac{1}{N_0} E \left[\frac{1}{\gamma_{SR} + 1} \right] \quad (3.10)$$

şeklindedir. Buradan da değerler yerine konulduğunda kapalı formda,

$$C = \frac{\Gamma(m_{SR})\Gamma(k_{SR})}{v_{SR}^{(\beta_{SR}+1)/2} G_{1,3}^{3,1} \left[v_{SR} \middle| \begin{matrix} \frac{1-\beta_{SR}}{2} \\ \frac{\alpha_{SR}}{2}, -\frac{\alpha_{SR}}{2}, \frac{1-\beta_{SR}}{2} \end{matrix} \right]} \quad (3.11)$$

elde edilir [46].

Bazı matematiksel ilerlemelerden sonra n . moment

$$\mu_n = \frac{(v_{RD}C)^{(\beta_{RD}+1)/2} \Gamma\left(\frac{2n+1+\beta_{SR}+\alpha_{SR}}{2}\right) \Gamma\left(\frac{2n+1+\beta_{SR}-\alpha_{SR}}{2}\right)}{v_{SR}^n \Gamma(n) \Gamma(m_{SR}) \Gamma(m_{RD}) \Gamma(k_{SR}) \Gamma(k_{RD})} G_{1,3}^{3,1} \left[C v_{RD} \middle| \begin{matrix} \frac{1-\beta_{RD}-n}{2} \\ \frac{\alpha_{RD}}{2}, -\frac{\alpha_{RD}}{2}, \frac{-1+\beta_{RD}}{2} \end{matrix} \right] \quad (3.12)$$

şeklinde elde edilmiştir [46].

3.1.2.3 İki Atlamalı Yolun İstatistiksel Analizi

Burada ilerideki analizlere yardımcı olması açısından iki atlamalı yolun SNR'nın (γ_{SRD}) istatistiksel ifadeleri çıkarılacaktır. Ancak ifadelerin tam ve kapalı formda bulunabilmesi mümkün olmadığından bu aşamada γ_{SRD} 'nin MGF'sinin Padé yaklaşıklığından yararlanılacaktır [47].

Öncelikle γ_{SRD} 'nin MGF'si $M_{\gamma_{SRD}}(s) = E[e^{-s\gamma_{SRD}}]$ biçiminde tanımlanmak üzere sonsuz Taylor serisine şu şekilde açılabilir: [47]

$$M_{\gamma_{SRD}}(s) = \sum_{n=0}^{\infty} \frac{\mu_n}{n!} s^n (-1)^n. \quad (3.13)$$

Bölüm 3.1.2.1 ve Bölüm 3.1.2.2'de μ_n moment ifadeleri çıkarılmıştır. Buradaki problem Taylor serisinin her zaman yakınsamamasıdır. Bu nedenle bu seriye Padé yaklaşıklığı ile yeterli derecede bir rasyonel fonksiyon ile yaklaşılabilir. Bu rasyonel fonksiyonun payı L_N , paydası L_D . derecedendir. Böylece $M_{\gamma_{SRD}}(s)$

$$M_{\gamma_{SRD}}(s) \cong \sum_{n=0}^{L_D+L_N} \frac{\mu_n}{n!} s^n (-1)^n = \frac{\sum_{l=0}^{L_N} a_l s^l}{1 + \sum_{l=1}^{L_D} b_l s^l} \quad (3.14)$$

şeklinde olur ve $\{a_l\}$ ve $\{b_l\}$ polinom katsayıları olmak üzere moment eşleme yöntemi ile kolayca hesaplanabilir [47]. Böylece MGF ifadesi kapalı formda polinom bölmesi biçiminde bulunmuş olur. Burada rezidü evirme formülü kullanılarak MGF ifadesi sonlu toplamlar cinsinden daha basit bir ifadeyle

$$M_{\gamma_{SRD}}(s) = \sum_{l=1}^P \frac{\lambda_l}{s + p_l} \quad (3.15)$$

biçiminde elde edilir. Burada $\{\lambda_l\}$ rezidüleri, $\{p_l\}$ kutupları ve P kutup sayısını ifade etmektedir. Bu durumda γ_{SRD} 'nin CDF'yi

$$F_{\gamma_{SRD}}(\gamma) = 1 - \sum_{l=1}^P \frac{\lambda_l}{p_l} \exp(-p_l \gamma) \quad (3.16)$$

ve PDF'yi de

$$f_{\gamma_{SRD}}(\gamma) = \sum_{l=1}^P \lambda_l \exp(-p_l \gamma), p_l > 0 \quad (3.17)$$

olarak elde edilir [47].

Bu noktada ileriki analizlerde kullanmak üzere CDF ifadesi $F_{\gamma_{SRD}}(\gamma) = \mathcal{L}^{-1} \{M_{\gamma_{SRD}}(s)/s\}$ eşitliğinden yararlanılarak bir başka formda tekrar bulunacaktır. Burada $\mathcal{L}^{-1} \{.\}$ ters Laplace dönüşümünü ifade etmektedir. Rezidü evirme formülü kullanılarak

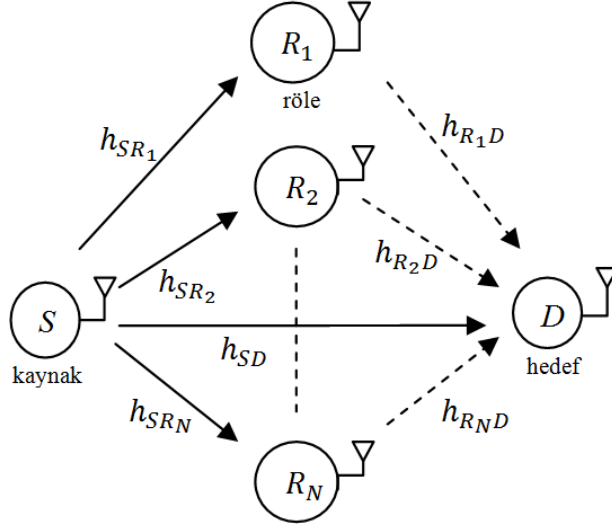
$$\frac{M_{\gamma_{SRD}}(s)}{s} = \frac{\sum_{l=0}^{L_N} a_l s^l}{(1 + \sum_{l=1}^{L_D} b_l s^l)s} = \sum_{l=1}^{P+1} \frac{r_l}{s + \eta_l} \quad (3.18)$$

biçiminde elde edilir. Burada $\{r_l\}$ rezidüleri, $\{\eta_l\}$ kutupları ve $P + 1$ kutupların sayısını ifade etmektedir. Bu durumda γ_{SRD} 'nin CDF'yi

$$F_{\gamma_{SRD}}(\gamma) = \sum_{l=1}^{P+1} r_l \exp(-\eta_l \gamma), \eta_l > 0 \quad (3.19)$$

şeklinde elde edilir [47].

Burada dikkat edilmesi gereken nokta (3.13) ifadesindeki momentin (μ_n) Bölüm 3.1.2.1 ve Bölüm 3.1.2.2'de bulunan moment ifadelerinin ikisinin de olabileceğidir. Yani, analiz röledeki kazancın tipinden bağımsızdır. Hem değişken kazançlı hem de sabit kazançlı röleli sistemlere uygulanabilir.



Şekil 3.5: Çok röleli işbirlikli sistem modeli.

3.2 Genelleştirilmiş- K Kanallarda MRC'li Sistem

Şekil 3.5'te çok röleli işbirlikli sistem modeli gösterilmektedir. Burada S kaynağı, R_i , ($i = 1, 2, \dots, N$), röleleri ve D hedefi göstermektedir. N röle sayısıdır. h_{XY} 'ler kompleks kanal katsayıları olmak üzere zarfları genelleştirilmiş- K dağılımlıdır ($XY \in \{SD, SR_i, R_iD\}$). Kanallarda ayrıca 0 ortalamalı $N_0/2$ çift yönlü güç spektral yoğunluklu AWGN vardır. Kanallar frekans seçici olmayan ve duruğumsu (quasi-static) varsayılmıştır. Ayrıca i.n.d dağılmıştır. Rölelerde AF yöntemi kullanılır. Röledeki kazanç değişken ya da sabit olabilir.

Burada kaynaktan hedefe iletim Bölüm 3.1'de verilen Protokol-2'ye benzer şekilde olmaktadır. Birinci zaman diliminde S işareti D 'ye ve tüm rölelere (R_i , $i = 1, 2, \dots, N$) gönderir. Daha sonra röleler kuvvetlendirdikleri işaretleri sırayla N zaman diliminde D 'ye iletirler. Anlaşılacağı üzere iletim $N + 1$ zaman diliminde gerçekleşmektedir. Bu durum spektral olarak verimli değildir.

3.2.1 Simge Hata Olasılığı Analizi

Burada simge hata oranı (SER) ifadesini bulmak için MGF tekniğine dayalı analizden faydalanılacaktır. Bununla ilgili çıkarımlar Bölüm 2.1.4'te verilmişti. Sonuç olarak elde edilecek olan SER ifadesi BPSK, DBPSK, BFSK, M-PAM, M-PSK ve M-QAM modülasyonlu sistemler için genel bir ifade olacaktır.

Çizelge 3.2: Farklı modülasyonlu MRC'li sistemlerin ortalama SER ifadeleri

Modülasyon	Ortalama SER
DBPSK	$P_s = \frac{1}{2} M_{\gamma_{MRC}}(1)$
BPSK	$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_{MRC}} \left(\frac{1}{\sin^2 \theta} \right) d\theta$
BFSK	$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_{MRC}} \left(\frac{0.5}{\sin^2 \theta} \right) d\theta$
M-PAM	$P_s = \frac{2(M-1)}{M\pi} \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_{MRC}} \left(\frac{3/(M^2-1)}{\sin^2 \theta} \right) d\theta$
M-PSK	$P_s = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_{MRC}} \left(\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2 \theta} \right) d\theta$
M-QAM	$P_s = \frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right) \int_0^{\pi/2} M_{\gamma_{MRC}} \left(\frac{1.5/(M-1)}{\sin^2 \theta} \right) d\theta$ $-\frac{4}{\pi} \left(1 - \frac{1}{\sqrt{M}} \right)^2 \int_0^{\pi/4} M_{\gamma_{MRC}} \left(\frac{1.5/(M-1)}{\sin^2 \theta} \right) d\theta$

Kanallar istatistiksel bağımsız olduğundan MRC alıcı çıkışındaki SNR

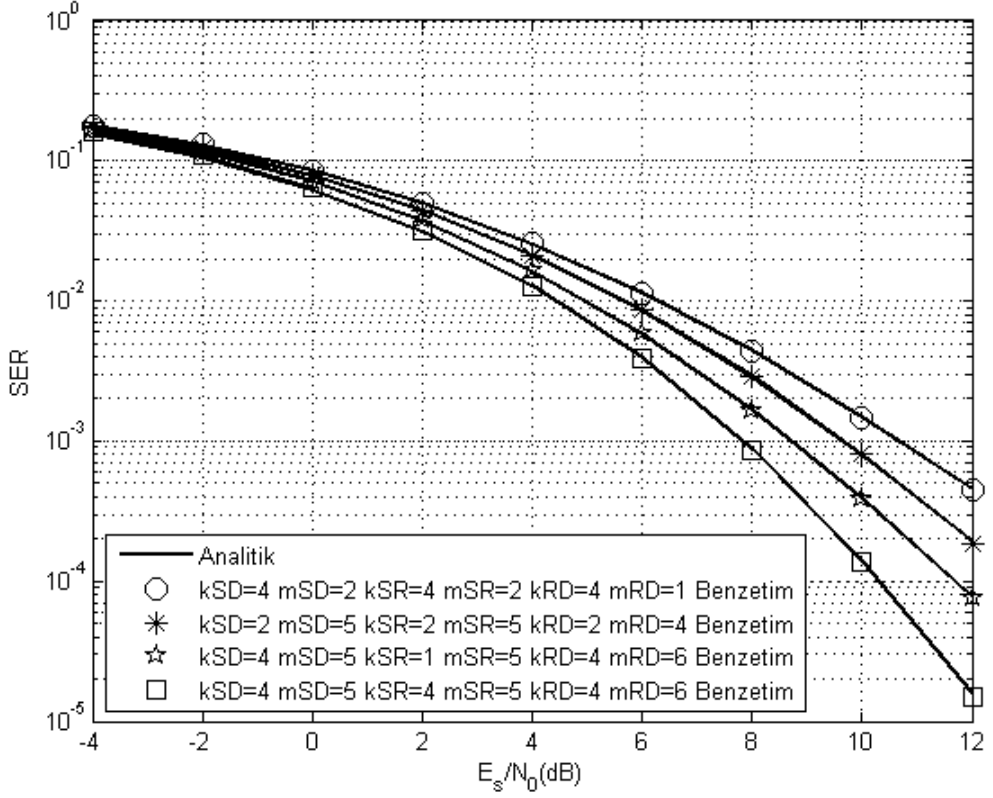
$$M_{\gamma_{MRC}}(s) = M_{\gamma_{SD}}(s) \prod_{i=1}^N M_{\gamma_{SR_iD}}(s) \quad (3.20)$$

biçiminde olur. Burada $M_{\gamma_{SR_iD}}$ 'ler röleli yollara ilişkin SNR'ların MGF'leridir ve (3.15)'te değişken kazançlı ve sabit kazançlı röleli yollar için ortak olarak hesaplanmıştır. $M_{\gamma_{SD}}$ ise doğrudan yola (S-D) ilişkin SNR'ın MGF'sidir ve (2.24)'te verilmiştir.

Farklı modülasyon türlerine ilişkin SER ifadesi MGF'ye bağlı olarak (2.28)'de verilmiştir. Buradan yararlanarak farklı modülasyon türlerine ilişkin MRC'li işbirlikli sistemlerin ortalama SER ifadeleri Çizelge 3.2'de verilmektedir. Belirtilmelidir ki, ilk olarak bu tezde elde edilen yukarıdaki sonuçlar, literatürdeki MRC tabanlı sistemlere ilişkin sonuçları kapsamaktadır. Bir başka deyişle literatürdeki sonuçlar, burada verilen sonuçların özel bir halidir.

3.2.2 Hata Performansı

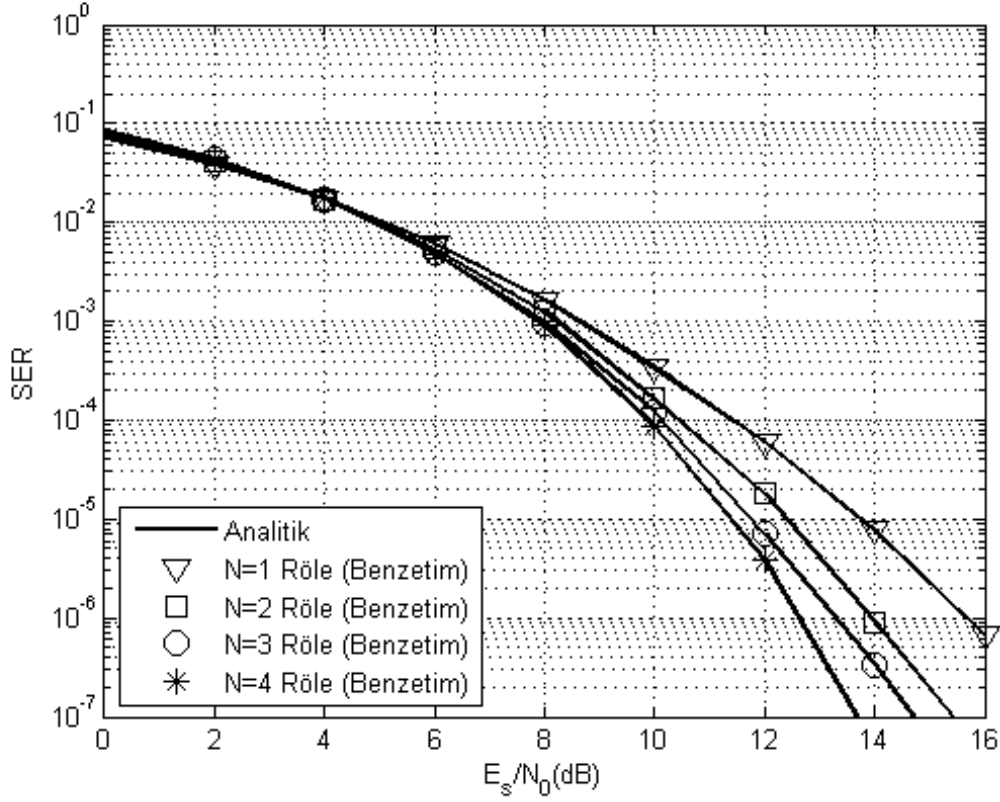
Şekil 3.6'da tek röleli MRC'li işbirlikli sistemin teorik olarak ve bilgisayar benzetimleri yardımıyla bulunan hata performans eğrileri farklı k ve m değerleri için verilmektedir. Röleler değişken kazançlıdır. Sistemde BPSK modülasyonu kullanılmaktadır. Bu nedenle bulunan SER değerleri aynı zamanda BER'i de göstermektedir. Padé yaklaşıklığında $L_N = 26$ ve $L_D = 27$ alınmıştır. Görüldüğü gibi, teorik sonuçlar benzetim sonuçları ile tamamen uyumludur. Bu, moment



Şekil 3.6: Genelleştirilmiş- K kanallarda MRC'li sistemin hata performansı.

üretme fonksiyonunda kullanılan Padé yaklaşıklığının doğruluğunu da göstermektedir. Şekilden, k ve m küçüldükçe performansın kötüleştiği görülmektedir.

Şekil 3.7'de N ($N = 1, 2, 3, 4$) röleli MRC'li işbirlikli sistemin teorik olarak ve bilgisayar benzetimleri yardımıyla bulunan hata performans eğrileri belli k ve m değerleri için verilmektedir. Sistemde BPSK modülasyonu kullanılmaktadır. Padé yaklaşıklığında $L_N = 26$ ve $L_D = 27$ alınmıştır. Tüm kanallar için ortalama SNR $\overline{\gamma_{XY}} = E_s/N_0$ biçiminde aynı alınmıştır ($XY \in SR_i, R_iD, SD$). Görüldüğü gibi, teorik sonuçlar benzetim sonuçları ile tamamen uyumludur. Röle sayısı arttıkça performansın iyileştiği görülmektedir.



Şekil 3.7: MRC'li sistemin röle sayısına göre hata performansı ($k_{SR_i} = 3.5$, $m_{SR_i} = 4$, $k_{R_iD} = 3.5$, $m_{R_iD} = 5$, $\forall i, i = 1, 2, 3, 4$, $k_{SD} = 2.8$, $m_{SD} = 3.3$).

4. GENELLEŞTİRİLMİŞ- K KANALLARDA YOL SEÇİMİ

İşbirlikli iletişim son yıllarda donanım açısından uygunluğu ve pratik uygulanabilirliği açısından oldukça önem verilen bir konu haline almıştır. Bu teknik ile uzay çeşitlemesi, kapsama alanında ve kapasitede artış sağlanabilmektedir ki bunlar, ciddi sönümleme ve gölgeleme etkisi olan telsiz ortamlarda iletişim kalitesini önemli derecede iyileştiren etkenlerdir.

İşbirlikli iletişimde girişimi önlemek için kaynak ve röleler işaretleri zamanda, frekansta ya da kodda dik kanallardan iletmek zorundadırlar. Böylece tam çeşitleme sağlanabilmektedir [12]. Bu da röle sayısı arttıkça spektral verimsizlik sorununa yol açmaktadır. Telsiz iletişimin kullanım alanları arttıkça en önemli sorunlardan biri haline spektrumun verimli kullanımı göz önüne alındığında işbirlikli sistemin bu şekildeki bir dezavantajı daha ciddi hale gelmektedir. Bu soruna çözüm olarak "yol seçimi" yaklaşımı önerilmiştir [13]. Bu yaklaşım sayesinde aynı asimptotik çeşitleme derecesine erişilmekte ve oldukça başarılı hata performansları elde edilebilmektedir. Bölüm 3.2'de açıklanan MRC'li sistem N tane röle içeren yapıda $N + 1$ zaman diliminde iletimi gerçekleştirirken, bu bölümde ele alınan yol seçimli sistemler en fazla 2 zaman diliminde iletimi gerçekleştirir. Böylece spektral verimsizlik önlenmiş olur. Ayrıca iletim gücü en iyi yollardan iletim için harcadığından hata performansında da MRC'li sistemlere göre iyileşme olmaktadır. Bir diğer önemli avantajı da basitliğidir.

Genellikle yol seçimi kavramı alıcıya ulaşan yollardan (röleli ve doğrudan) en iyisine karar vermek şeklindedir. Buradaki en iyi kriteri kanallara ilişkin SNR'lerden en yüksek olanı şeklindedir. En iyiye karar vermek hata performansı açısından en verimli yöntemdir ancak bu her zaman mümkün olmayabilir. Bu durumda iletim en iyi yoldan yapılamayacak, ikinci veya daha düşük sıradaki yollardan, genel olarak J . yoldan yapılabilecektir. Bunun nedenleri iki türlü olabilir. Birincisi en iyi yoldaki trafik yoğunluğudur. Eğer başka birimler iletim sırasında bizim sistemimizdeki en iyi yolu sağlayan röleyi kullanıyorsa daha düşük sıradaki röleleri kullanmak gerekebilir. Bir diğer neden ise iletim için kullanılacak yol hakkında her zaman doğru

karar verilememe olasılığının olmasıdır. Alıcının en iyi röleye hatalı karar vermesi durumunda iletim gerçekte daha düşük sıradaki röle yardımıyla yapılacaktır. Bu sebeplerden ötürü yapılacak olan analizlerin tamamı "*J.* en iyi" kavramı üzerinden devam edecektir. Böylece "en iyi" durum da kapsanmış olacaktır.

Yol seçimine ilişkin iki temel yaklaşım vardır: birincisi "röle seçimi" [13–15] ikincisi ise "dağıtılmış seçmeli birleştirme (distributed selection combining, DSC)" [16–20] yöntemleridir. Bu bölümde genelleştirilmiş- K kanallar üzerinden röleli ve işbirlikli iletişimde yol seçimine bağlı olarak bu iki temel sistem bazında hata performans analizlerine yer verilmiştir.

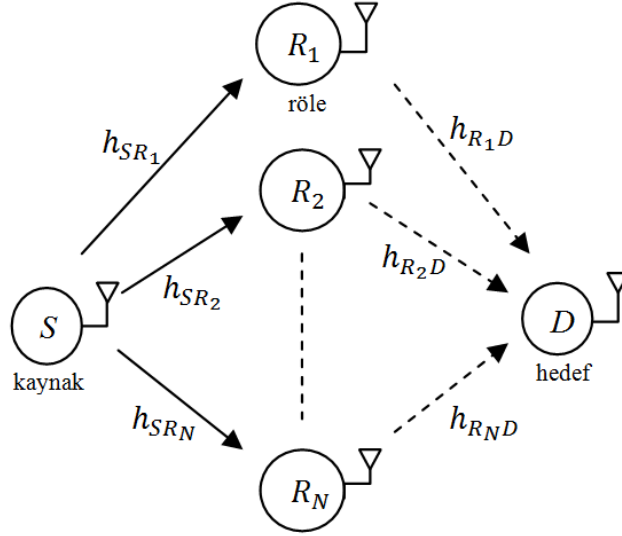
4.1 Röle Seçimi

Bu bölümde ele alınan temel sistem modeli Şekil 3.5'teki ile aynıdır. Ancak pratikte bazen doğrudan görüşün olmadığı ya da çok kötü olduğu durumlar olabilmektedir. Böyle durumlarda doğrudan yol dikkate alınmayacak ve iletim yalnızca röleli yollar üzerinden yapılacaktır. Bu nedenle bu bölümde ilk olarak doğrudan yolun ($S-D$) olmadığı sistem modeli ele alınacak; devamında doğrudan yol için içine katılarak analizler yapılacaktır.

4.1.1 Doğrudan Yolun Olmadığı Durumda Röle Seçimi (RS)

Bu durumda ele alınan sistem ve kanal modeli Şekil 4.1'deki gibi olur. Önceki analizlere benzer şekilde S kaynağı, R_i , ($i = 1, 2, \dots, N$), röleleri ve D hedefi göstermektedir. N röle sayısıdır. h_{XY} 'ler kompleks kanal katsayıları olmak üzere zarfları genelleştirilmiş- K dağılımlıdır ($XY \in \{SR_i, R_iD\}$). Kanallarda ayrıca 0 ortalamalı $N_0/2$ çift yönlü güç spektral yoğunluklu AWGN vardır. Kanallar frekans seçici olmayan ve duruğumsu (quasi-static) varsayılmıştır. Ayrıca i.n.d dağılmıştır. Rölelerde AF yöntemi kullanılır. Röledeki kazanç değişken ya da sabit olabilir.

Bu yöntemde röleli yollardan alıcıda $J.$ en yüksek SNR'a sahip olanı seçilir ve iletim o yol üzerinden yapılır. Sistemin çalışması şu şekildedir: İlk olarak öğrenme (training) işaretleri yardımıyla alıcıda tüm röleli yollara ilişkin SNR ölçümleri yapılır. $J.$ en yüksek SNR'a sahip yola karar verilir ve bu bilgi alıcıya ve rölelere aktarılır. Bundan sonra iletim bu röleli yol üzerinden yapılacaktır. Buradaki dikkat edilmesi gereken nokta kanalın duruğumsu varsayıldığı ve bir iletim periyodu boyunca



Şekil 4.1: Çok röleli sistem modeli.

değişmediğidir. Sistem bu yönüyle MRC'li işbirlikli sisteme göre basitlik açısından oldukça avantajlıdır. MRC'li sistemde alıcıda tüm kanallara ilişkin kanal katsayılarının bilinmesi gerekmektedir. Bu yöntemde ise yalnızca iletim yapılacak kanala ilişkin kanal katsayısının öğrenilmesi yeterli olacaktır.

Tüm iletim tam olarak 2 dik kanalda gerçekleştirilmiş olur. Zamanda düşünüldüğünde toplam 2 zaman diliminde olacaktır. Birinci zaman diliminde S işareti seçilen J . en iyi röleye, ikinci zaman diliminde röle kuvvetlendirdiği işareti D 'ye aktarır.

Alıcıdaki birleştirici çıkışındaki SNR,

$$\gamma_{RS(J)} = \max_{i \in (J)} (\gamma_{SR_iD}), i = 1, 2, \dots, N \quad (4.1)$$

biçiminde olur. Burada $\max_{i \in (J)}$, J . en yüksek işlemdir.

4.1.1.1 Simge Hata Olasılığı Analizi

J . en iyi röleyi bulmak için sıra istatistiğinden yararlanılmaktadır. J . en yüksek SNR'a ait röleli yolun CDF'i

$$F_{\gamma_{RS(J)}}(\gamma) = \sum_{j=N-J+1}^N \sum_{\psi_j} \prod_{a=1}^j F_{\gamma_{SR_aD}}(\gamma) \prod_{b=j+1}^N [1 - F_{\gamma_{SR_bD}}(\gamma)] \quad (4.2)$$

biçiminde olup \sum_{ψ_j} , $(x_1 < \dots < x_j)$ ve $(x_{j+1} < \dots < x_N)$ koşulları sağlanmak üzere (x_1, x_2, \dots, x_N) 'in $(1, 2, \dots, N)$ kümesindeki tüm permütasyonlarının toplamını göstermektedir [48]. Burada $F_{\gamma_{SR_iD}}$, i . röleli yolun SNR'ının CDF'ine karşılık gelmektedir ve (3.16) ve (3.19) denklemlerinde iki farklı biçimde elde edilmiştir. Bu

denklemler şu biçimlerde güncellenecektir:

$$F_{\gamma_{SR_i D}}(\gamma) = 1 - \sum_{l=1}^{P_i} \frac{\lambda_{l_i}}{P_i} \exp(-p_{l_i} \gamma), i = 1, 2, \dots, N, \quad (4.3)$$

$$F_{\gamma_{SR_i D}}(\gamma) = \sum_{l=1}^{P_i+1} r_{l_i} \exp(-\eta_{l_i} \gamma), i = 1, 2, \dots, N. \quad (4.4)$$

(4.2)'de (4.3) ve (4.4) yerine konulduğunda

$$F_{\gamma_{RS(J)}}(\gamma) = \sum_{j=N-J+1}^N \sum_{\psi_j} \prod_{a=1}^j \sum_{l_a=1}^{P_{x_a}+1} r_{(x_a)_{(l_a)}} \exp(-\eta_{(x_a)_{(l_a)}} \gamma) \prod_{b=j+1}^N \sum_{l_b=1}^{P_{x_b}} \frac{\lambda_{(x_b)_{(l_b)}}}{P_{(x_b)_{(l_b)}}} \exp(-p_{(x_b)_{(l_b)}} \gamma) \quad (4.5)$$

denklemini elde edilir. Buradan da

$$F_{\gamma_{RS(J)}}(\gamma) = \sum_{j=N-J+1}^N \sum_{\psi_j} \sum_{l_1=1}^{P_{x_1}+1} \dots \sum_{l_j=1}^{P_{x_j}+1} \sum_{l_{j+1}=1}^{P_{x_{j+1}}} \dots \sum_{l_N=1}^{P_{x_N}} \frac{r_{(x_1)_{(l_1)}} \dots r_{(x_j)_{(l_j)}} \lambda_{(x_{j+1})_{(l_{j+1})}} \dots \lambda_{(x_N)_{(l_N)}}}{P_{(x_{j+1})_{(l_{j+1})}} \dots P_{(x_N)_{(l_N)}}} \times \exp\left(-\gamma \left(\eta_{(x_1)_{(l_1)}} + \dots + \eta_{(x_j)_{(l_j)}} + p_{(x_{j+1})_{(l_{j+1})}} + \dots + p_{(x_N)_{(l_N)}} \right)\right) \quad (4.6)$$

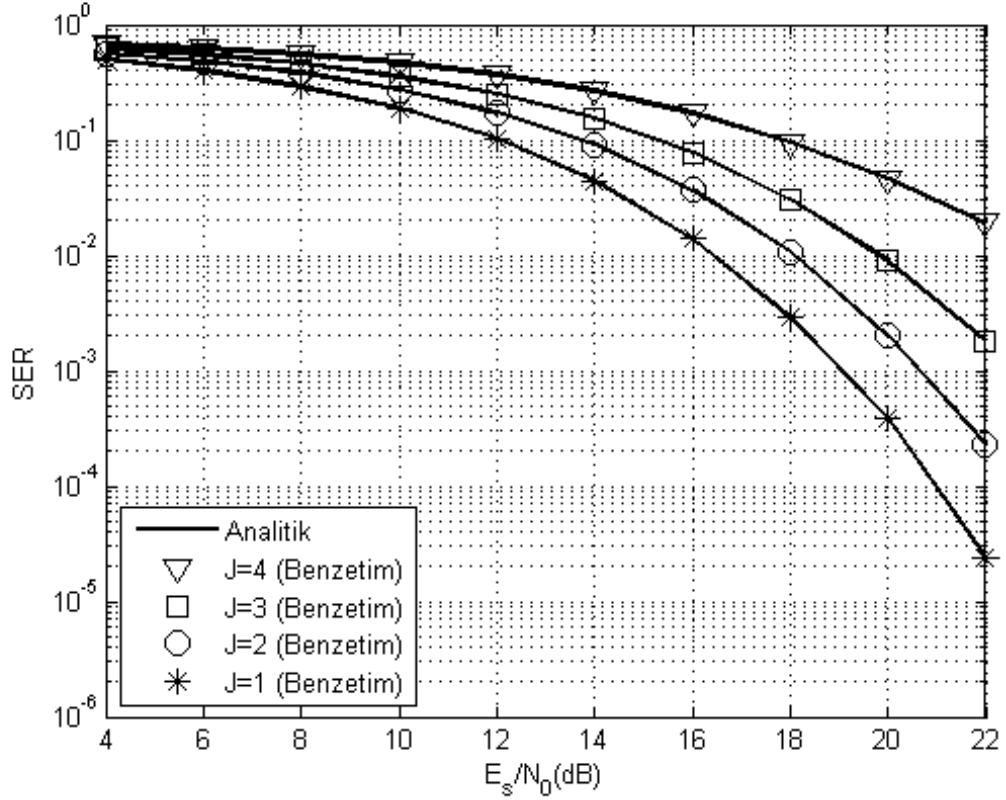
biçimine dönüştürülebilir.

Burada doğrudan yolun olduğu durumdaki röle seçimi analizine de yardımcı olması açısından SER ifadesine MGF'ye dayalı yöntem ile ulaşılabacaktır. Bunun için J . en yüksek SNR'a ait röleli yolun SNR'ının MGF'si için (2.23) denkleminde $F_{\gamma_{RS(J)}}(\gamma)$ yerine konulursa MGF,

$$M_{\gamma_{RS(J)}}(s) = \sum_{j=N-J+1}^N \sum_{\psi_j} \sum_{l_1=1}^{P_{x_1}+1} \dots \sum_{l_j=1}^{P_{x_j}+1} \sum_{l_{j+1}=1}^{P_{x_{j+1}}} \dots \sum_{l_N=1}^{P_{x_N}} \frac{r_{(x_1)_{(l_1)}} \dots r_{(x_j)_{(l_j)}} \lambda_{(x_{j+1})_{(l_{j+1})}} \dots \lambda_{(x_N)_{(l_N)}}}{P_{(x_{j+1})_{(l_{j+1})}} \dots P_{(x_N)_{(l_N)}}} \times \frac{1}{\left(\eta_{(x_1)_{(l_1)}} + \dots + \eta_{(x_j)_{(l_j)}} + p_{(x_{j+1})_{(l_{j+1})}} + \dots + p_{(x_N)_{(l_N)}} + s \right)} \quad (4.7)$$

olarak bulunur. Böylece MGF kapalı formda toplam serileri şeklinde elde edilmiştir. Bu denklem (2.28) içerisinde yerine konularak farklı modülasyon türleri için genel bir SER ifadesi elde edilebilir. Örneğin BPSK modülasyonlu sistem için SER ifadesi bazı matematiksel ilerlemelerden sonra kapalı formda şu şekilde olacaktır:

$$P_{s,RS(J),BPSK} = \sum_{j=N-J+1}^N \sum_{\psi_j} \sum_{l_1=1}^{P_{x_1}+1} \dots \sum_{l_j=1}^{P_{x_j}+1} \sum_{l_{j+1}=1}^{P_{x_{j+1}}} \dots \sum_{l_N=1}^{P_{x_N}} \frac{r_{(x_1)_{(l_1)}} \dots r_{(x_j)_{(l_j)}} \lambda_{(x_{j+1})_{(l_{j+1})}} \dots \lambda_{(x_N)_{(l_N)}}}{P_{(x_{j+1})_{(l_{j+1})}} \dots P_{(x_N)_{(l_N)}}} \times \frac{1}{2 \sqrt{\eta_{(x_1)_{(l_1)}} + \dots + \eta_{(x_j)_{(l_j)}} + p_{(x_{j+1})_{(l_{j+1})}} + \dots + p_{(x_N)_{(l_N)}} + 1}}. \quad (4.8)$$



Şekil 4.2: Doğrudan yolun olmadığı durumda J . en iyi röle seçiminin hata performansına etkisi

Çizelge 4.1: Şekil 4.2 için röleli yolların kanal sönümlenme ve gölgeleme parametreleri

Parametreler	Röleli yollar			
	$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$	$i = 4$
k_{SR_i}	2.0	3.5	3.0	4.5
m_{SR_i}	4.0	4.5	5.0	5.5
k_{R_iD}	2.0	3.0	4.0	4.5
m_{R_iD}	5.0	5.5	6.0	6.5

4.1.1.2 Hata Performansı

Şekil 4.2'te seçilen röle sırasına (J) göre hata performansındaki değişim görülmektedir. $J = 1$ olması en iyi rölenin, $J = 2$ olması en iyi ikinci rölenin seçildiği anlamına gelir. Sistemde 8-PSK modülasyonu kullanılmaktadır. Sönümlenme ve gölgeleme parametreleri Çizelge 4.1'te verildiği biçimde alınmıştır. Tüm kanallar için ortalama SNR $\overline{\gamma_{XY}} = E_s/N_0$ biçiminde aynı alınmıştır ($XY \in SR_i, R_iD$). Analitik olarak bulunan ifadede M-PSK hata performansı yaklaşık olduğu halde benzetim sonuçları ile oldukça

uyumlu olduğu şekilden görülmektedir. 10^{-3} hata oranı için bakıldığında en iyi değil ikinci en iyi röleyi seçmek yaklaşık 1,7 dB SNR kaybettirmektedir.

4.1.2 Doğrudan Yolun Olduğu Durumda Röle Seçimi (RSD)

Bu bölümde ele alınan sistem Şekil 3.5'te verilen model ile aynıdır. Tüm kanalların dağılımı ve modellenmesi Bölüm 3.2'te verildiği gibidir.

İlk olarak röleli yollar arasından alıcıda J . en yüksek SNR'a sahip olanı seçilir. Bu röle seçimi işlemi Bölüm 4.1.1'de anlatılan şekildedir. Röle seçimi yapıldıktan sonra iletim seçilen röleli yol ile doğrudan yol üzerinden yapılacak, bu iki yoldan alınan işaretler MRC yöntemi ile birleştirilecek ve böylece alıcı çıkışındaki SNR artırılabilecektir.

Tüm iletim tam olarak 2 zaman diliminde gerçekleştirilmiş olur. Birinci zaman diliminde S işareti R_i 'ye (i burada J . en iyi röleye karşılık gelmektedir) ve D 'ye, ikinci zaman diliminde röle kuvvetlendirdiği işareti D 'ye aktarır. D 'de iki yoldan alınan işaretler alındıkları yolların kanal katsayılarına göre ağırlıklandırılıp toplanır. Alıcıdaki birleştirici çıkışındaki SNR,

$$\gamma_{RSD(J)} = \gamma_{RS(J)} + \gamma_{SD} = \max_{i(J)} (\gamma_{SR_iD}) + \gamma_{SD}, i = 1, 2, \dots, N \quad (4.9)$$

biçiminde olur.

4.1.2.1 Simge Hata Olasılığı Analizi

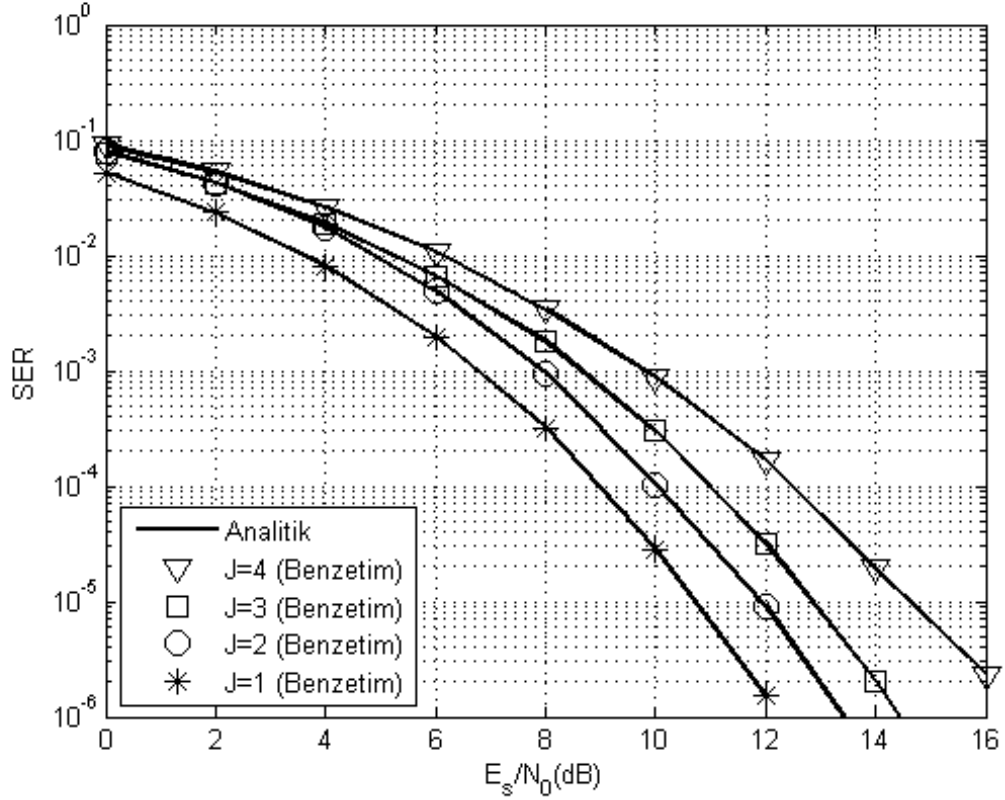
Kanallar istatistiksel bağımsız olduğundan (3.20)'dekine benzer şekilde alıcı çıkışındaki toplam SNR'ın MGF'si

$$M_{\gamma_{RSD(J)}}(s) = M_{\gamma_{RS(J)}}(s)M_{\gamma_{SD}}(s) \quad (4.10)$$

olarak elde edilir. $M_{\gamma_{RS(J)}}(s)$ (4.7)'de ve $M_{\gamma_{SD}}(s)$ (2.24)'te verilmektedir. Sonuç olarak kapalı formda elde edilen bu MGF denklemi (2.28) içerisinde yerine konarak farklı modülasyon türleri için genel bir SER ifadesi elde edilebilir.

4.1.2.2 Hata Performansı

Şekil 4.3'te $N = 4$ röleli sistem için seçilen röle sırasına (J) göre hata performansındaki değişim görülmektedir. Sistemde BPSK modülasyonu kullanılmaktadır. Röleli yollardaki sönmüleme ve gölgeleme parametreleri Çizelge 4.2'de verildiği biçimde alınmıştır. Doğrudan yoldaki kanal parametreleri ise $k_{SD} = 2.8$ ve $m_{SD} = 3.5$



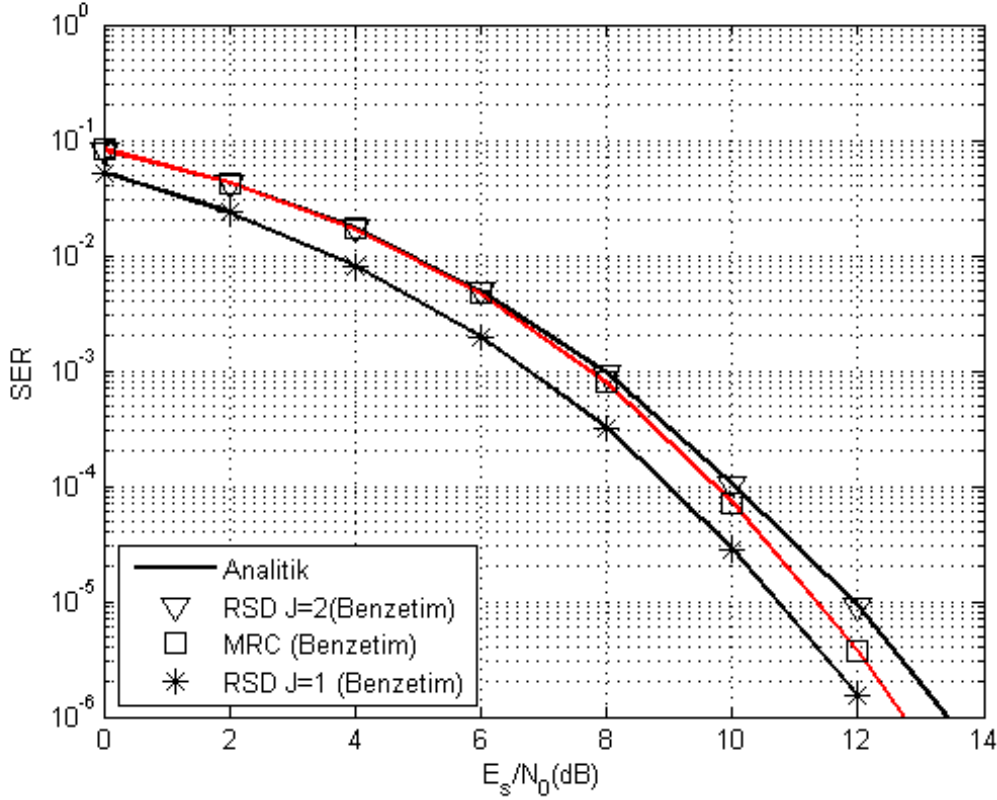
Şekil 4.3: Doğrudan yolun olduğu durumda J . en iyi röle seçiminin hata performansına etkisi

Çizelge 4.2: Şekil 4.3 için röleli yolların kanal sönümlenme ve gölgeleme parametreleri

Parametreler	Röleli yollar			
	$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$	$i = 4$
k_{SR_i}	3.0	3.5	4.0	4.5
m_{SR_i}	4.0	4.5	5.0	5.5
k_{R_iD}	3.0	3.5	4.0	4.5
m_{R_iD}	5.0	5.5	6.0	6.5

şeklinde. Tüm kanallar için ortalama SNR $\overline{\gamma_{XY}} = E_s/N_0$ biçiminde aynı alınmıştır ($XY \in SR_i, R_iD, SD$). Analitik ve benzetim sonuçlarının oldukça yaklaşık olduğu şekilden görülmektedir. Örneğin 10^{-3} hata oranı için bakıldığında en iyi değil ikinci en iyi röleyi seçmek yaklaşık 1 dB SNR kaybettirmektedir.

Şekil 4.4'te doğrudan yolun olduğu durumda röle seçimi (RSD) yöntemi ile Bölüm 3.2'de açıklanan $N + 1$ zaman dilimli MRC yönteminin aynı sönümlenme ve gölgeleme parametreleri altında hata performanslarının karşılaştırması verilmektedir. Sistemlerde $N = 4$ adet röle ve doğrudan yol vardır. k_{XY} ve m_{XY} ($XY \in SR_i, R_iD, SD$) değerleri



Şekil 4.4: RSD ile MRC yönteminin hata performanslarının karşılaştırılması

Çizelge 4.2’te verildiği gibidir. İki yöntemin kullanıldığı sistemlerde de tüm iletim için harcanan enerji aynıdır. Enerji açısından adil bir karşılaştırma yapılmaktadır. Şekilde görüldüğü gibi en iyi rölenin seçildiği RSD yöntemi MRC’den daha iyi hata performansına sahiptir. Bunun sebebi RSD yönteminde iletim enerjisinin tamamının en iyi yoldan ve doğrudan iletim için harcanmış olmasıdır. MRC yönteminde ise bozucu etkisi fazla olan kanallardan da iletim enerjisinin bir kısmı harcanmaktadır. RSD yönteminde iletim toplam 2, MRC yönteminde ise $N + 1 = 5$ zaman diliminde gerçekleşmektedir. RSD yöntemi bu yönüyle de MRC yönteminden daha avantajlıdır.

4.2 Dağıtılmış Seçmeli Birleştirme (DSC)

Bu bölümde ele alınan sistem Şekil 3.5’te verilen model ile aynıdır. Tüm kanalların dağılımı ve modellenmesi Bölüm 3.2’de verilen ile aynıdır. Bu sistemde tüm yollar arasında alıcıdaki SNR’ı J . en yüksek olan işaret çözülür. Seçme işlemine tüm röleli yollar ve doğrudan yol dahildir. Bu durumda DSC çıkışındaki SNR

$$\gamma_{DSC(J)} = \max_{i (J)} (\gamma_{SR_iD}, \gamma_{SD}), i = 1, 2, \dots, N. \quad (4.11)$$

biçiminde olacaktır.

Burada dikkat edilmesi gereken nokta iletimin 1 veya 2 zaman diliminde gerçekleşmiş olacağıdır. Doğrudan yol seçildiği durumda 1. zaman dilimi sonunda işaret iletilmiş olacaktır. Herhangi bir röleli yol seçildiğinde ise 2 zaman diliminde iletim gerçekleşmiş olur.

Başka bir nokta sistemin basitliğidir. Çünkü alıcıda her kanal için kanal katsayılarının hesaplanmasına gerek yoktur. En başta pilot işaretler yardımıyla en yüksek SNR'a sahip olan yola karar verilir ve bilgi iletimi daha sonra bu yol üzerinden yapılır ve yalnızca bu kanalın kanal katsayısını öğrenmeye gerek vardır. Burada kanal katsayıları öğrenildikten sonra iletim esnasında kanalın değişmediği varsayılmaktadır. Kanallar düz sönümlemeli ve duruğumsudur.

Ayrıca bu sistemde iletim gücü yalnızca en iyi yoldan iletim için harcanır. Bu da hata performansını olumlu yönde etkilemektedir.

4.2.1 Simge Hata Olasılığı Analizi

N tane röleli yol olduğundan bu durumda $N + 1$ yol arasından seçim yapılacaktır. J . en iyi yola ilişkin SNR'ın CDF'i sıra istatistiğinden yararlanılarak (4.2)'dekine benzer şekilde,

$$F_{\gamma_{SC(J)}}(\gamma) = \sum_{j=N-J+2}^{N+1} \sum_{\psi_j} \prod_{a=1}^j F_{x_a}(\gamma) \prod_{b=j+1}^{N+1} [1 - F_{x_b}(\gamma)] \quad (4.12)$$

biçiminde elde edilir. Burada \sum_{ψ_j} , $(x_1 < \dots < x_j)$ ve $(x_{j+1} < \dots < x_{N+1})$ koşulları sağlanmak üzere $(x_1, x_2, \dots, x_{N+1})$ 'in $(1, 2, \dots, N + 1)$ kümesindeki tüm permütasyonlarının toplamını göstermektedir [48]. $F_u(\gamma)$ 'lar ($u = 1, 2, \dots, N + 1$) tüm yollara ilişkin SNR'ların CDF'leridir ve sırasıyla $\{F_{\gamma_{SR_1D}}(\gamma), F_{\gamma_{SR_2D}}(\gamma), \dots, F_{\gamma_{SR_ND}}(\gamma), F_{\gamma_{SD}}(\gamma)\}$ kümesinin elemanlarına karşılık gelmektedir. $F_{\gamma_{SR_iD}}(\gamma)$, ($i = 1, 2, \dots, N$) ifadesi (4.3) ve (4.4)'te, $F_{\gamma_{SD}}$ de (2.19)'da verilmektedir.

$F_u(\gamma)$ 'lar arasında $F_{\gamma_{SD}}(\gamma)$ 'nın da olması analizi biraz karmaşıktır. $F_{\gamma_{SD}}(\gamma) = F_{N+1}(\gamma)$ olduğu belirtilmişti. $F_{N+1}(\gamma)$ 'yı toplam formüllerinin dışına alacak

olursak $F_{\gamma_{SC(j)}}(\gamma)$,

$$\begin{aligned}
F_{\gamma_{SC(j)}}(\gamma) = & F_{N+1}(\gamma) \left\{ \sum_{\psi_{N-J+1}} \prod_{a=1}^{N-J+1} F_{x_a}(\gamma) \prod_{b=N-J+2}^N [1 - F_{x_b}(\gamma)] \right\} \\
& + F_{N+1}(\gamma) \left\{ \sum_{j=N-J+2}^N \sum_{\psi_j} \prod_{a=1}^j F_{x_a}(\gamma) \prod_{b=j+1}^N [1 - F_{x_b}(\gamma)] \right\} \\
& + [1 - F_{N+1}(\gamma)] \left\{ \sum_{j=N-J+2}^N \sum_{\psi_j} \prod_{a=1}^j F_{x_a}(\gamma) \prod_{b=j+1}^N [1 - F_{x_b}(\gamma)] \right\} \quad (4.13)
\end{aligned}$$

biçimine dönüşür. Artık burada \sum_{ψ_j} , $(x_1 < \dots < x_j)$ ve $(x_{j+1} < \dots < x_N)$ koşulları sağlanmak üzere (x_1, x_2, \dots, x_N) 'in $(1, 2, \dots, N)$ kümesindeki tüm permütasyonlarının toplamını göstermektedir. $F_{N+1}(\gamma)$ yerine $F_{\gamma_{SD}}(\gamma)$ ve $F_i(\gamma)$ ($i = 1, 2, \dots, N$) yerine de $F_{\gamma_{SR_iD}}(\gamma)$ konacak olursa ifade şu şekile dönüşür:

$$\begin{aligned}
F_{\gamma_{SC(j)}}(\gamma) = & F_{\gamma_{SD}}(\gamma) \left\{ \sum_{\psi_{N-J+1}} \prod_{a=1}^{N-J+1} F_{\gamma_{SR_{x_a}D}}(\gamma) \prod_{b=N-J+2}^N [1 - F_{\gamma_{SR_{x_b}D}}(\gamma)] \right\} \\
& + \sum_{j=N-J+2}^N \sum_{\psi_j} \prod_{a=1}^j F_{\gamma_{SR_{x_a}D}}(\gamma) \prod_{b=j+1}^N [1 - F_{\gamma_{SR_{x_b}D}}(\gamma)]. \quad (4.14)
\end{aligned}$$

Bu ifadede $F_{\gamma_{SR_iD}}(\gamma)$ 'ler yerine (4.3) ve (4.4)'teki ifadeler konulduğunda,

$$\begin{aligned}
F_{\gamma_{SC(j)}}(\gamma) = & F_{\gamma_{SD}}(\gamma) \\
& \times \left\{ \sum_{\psi_{N-J+1}} \prod_{a=1}^{N-J+1} \sum_{l_a=1}^{P_{x_a}+1} r_{(x_a)(l_a)} \exp(-\eta_{(x_a)(l_a)} \gamma) \prod_{b=N-J+2}^N \sum_{l_b=1}^{P_{x_b}} \frac{\lambda_{(x_b)(l_b)}}{P_{(x_b)(l_b)}} \exp(-p_{(x_b)(l_b)} \gamma) \right\} \\
& + \sum_{j=N-J+2}^N \sum_{\psi_j} \prod_{a=1}^j \sum_{l_a=1}^{P_{x_a}+1} r_{(x_a)(l_a)} \exp(-\eta_{(x_a)(l_a)} \gamma) \prod_{b=j+1}^N \sum_{l_b=1}^{P_{x_b}} \frac{\lambda_{(x_b)(l_b)}}{P_{(x_b)(l_b)}} \exp(-p_{(x_b)(l_b)} \gamma). \quad (4.15)
\end{aligned}$$

denklemini elde edilir. Bu da,

$$\begin{aligned}
F_{\gamma_{SC(j)}}(\gamma) = & F_{\gamma_{SD}}(\gamma) \\
& \times \left\{ \sum_{\psi_{j=N-J+1}} \sum_{l_1=1}^{P_{x_1}+1} \dots \sum_{l_j=1}^{P_{x_j}+1} \sum_{l_{j+1}=1}^{P_{x_{j+1}}} \dots \sum_{l_N=1}^{P_{x_N}} \frac{r_{(x_1)(l_1)} \dots r_{(x_j)(l_j)} \lambda_{(x_{j+1})(l_{j+1})} \dots \lambda_{(x_N)(l_N)}}{P_{(x_{j+1})(l_{j+1})} \dots P_{(x_N)(l_N)}} \right. \\
& \times \exp \left(-\gamma \left(\eta_{(x_1)(l_1)} + \dots + \eta_{(x_j)(l_j)} + p_{(x_{j+1})(l_{j+1})} + \dots + p_{(x_N)(l_N)} \right) \right) \left. \right\} \\
& + \sum_{j=N-J+2}^N \sum_{\psi_j} \sum_{l_1=1}^{P_{x_1}+1} \dots \sum_{l_j=1}^{P_{x_j}+1} \sum_{l_{j+1}=1}^{P_{x_{j+1}}} \dots \sum_{l_N=1}^{P_{x_N}} \frac{r_{(x_1)(l_1)} \dots r_{(x_j)(l_j)} \lambda_{(x_{j+1})(l_{j+1})} \dots \lambda_{(x_N)(l_N)}}{P_{(x_{j+1})(l_{j+1})} \dots P_{(x_N)(l_N)}} \\
& \times \exp \left(-\gamma \left(\eta_{(x_1)(l_1)} + \dots + \eta_{(x_j)(l_j)} + p_{(x_{j+1})(l_{j+1})} + \dots + p_{(x_N)(l_N)} \right) \right). \quad (4.16)
\end{aligned}$$

olarak yazılabilir. İşlemin karışıklığını azaltmak için,

$$A = \frac{r_{(x_1)(l_1)} \cdots r_{(x_j)(l_j)} \lambda_{(x_{j+1})(l_{j+1})} \cdots \lambda_{(x_N)(l_N)}}{P_{(x_{j+1})(l_{j+1})} \cdots P_{(x_N)(l_N)}} \quad (4.17)$$

ve

$$B = \eta_{(x_1)(l_1)} + \cdots + \eta_{(x_j)(l_j)} + P_{(x_{j+1})(l_{j+1})} + \cdots + P_{(x_N)(l_N)} \quad (4.18)$$

değişken dönüşümleri yapılırsa ifade aşağıdaki biçime dönüşür:

$$F_{\gamma_{SC(J)}}(\gamma) = F_{\gamma_{SD}}(\gamma) \left\{ \sum_{\psi_{j=N-J+1}} \sum_{l_1=1}^{P_{x_1}+1} \cdots \sum_{l_j=1}^{P_{x_j}+1} \sum_{l_{j+1}=1}^{P_{x_{j+1}}} \cdots \sum_{l_N=1}^{P_{x_N}} A \exp(-\gamma B) \right\} \\ + \sum_{j=N-J+2}^N \sum_{\psi_j} \sum_{l_1=1}^{P_{x_1}+1} \cdots \sum_{l_j=1}^{P_{x_j}+1} \sum_{l_{j+1}=1}^{P_{x_{j+1}}} \cdots \sum_{l_N=1}^{P_{x_N}} A \exp(-\gamma B). \quad (4.19)$$

Bu elde edilen CDF ifadesinden yola çıkılarak hem MGF hem de CDF tekniğine dayalı olarak SER ifadesine ulaşılabilir. Ancak MGF tekniğine dayalı analizde doğrudan yolun MGF'sinden ötürü kapalı formda bir SER ifadesine elde edilememektedir. Bu yüzden SER ifadesini bulabilmek için (2.22) denkleminde yararlanılacaktır. $F_{\gamma_{SC(J)}}$ ifadesi bu denklemde yerine konulduğunda

$$P_{s,SC(J)} = \frac{c\sqrt{d}}{2\sqrt{\pi}} \int_0^\infty \frac{\exp(-d\gamma)}{\sqrt{\gamma}} F_{\gamma_{SC(J)}}(\gamma) d\gamma. \quad (4.20)$$

biçimine dönüşür. (2.19) ve (4.19), (4.20) ifadesinde yerine konulduğunda SER ifadesi,

$$P_{s,SC(J)} = \frac{c\sqrt{d}}{2\sqrt{\pi}} \times \left[\sum_{\psi_{j=N-J+1}} \sum_{l_1=1}^{P_{x_1}+1} \cdots \sum_{l_j=1}^{P_{x_j}+1} \sum_{l_{j+1}=1}^{P_{x_{j+1}}} \cdots \sum_{l_N=1}^{P_{x_N}} \frac{A\pi \csc(\pi\alpha_{SD})(v_{SD})^{m_{SD}}}{\Gamma(k_{SD})\Gamma(1-\alpha_{SD})\Gamma(1+m_{SD})} I_1 \right. \\ - \sum_{\psi_{j=N-J+1}} \sum_{l_1=1}^{P_{x_1}+1} \cdots \sum_{l_j=1}^{P_{x_j}+1} \sum_{l_{j+1}=1}^{P_{x_{j+1}}} \cdots \sum_{l_N=1}^{P_{x_N}} \frac{A\pi \csc(\pi\alpha_{SD})(v_{SD})^{k_{SD}}}{\Gamma(m_{SD})\Gamma(1+\alpha_{SD})\Gamma(1+k_{SD})} I_2 \\ \left. + \sum_{j=N-J+2}^N \sum_{\psi_j} \sum_{l_1=1}^{P_{x_1}+1} \cdots \sum_{l_j=1}^{P_{x_j}+1} \sum_{l_{j+1}=1}^{P_{x_{j+1}}} \cdots \sum_{l_N=1}^{P_{x_N}} A \int_0^\infty \frac{\exp(-\gamma(d+B))}{\sqrt{\gamma}} d\gamma \right] \quad (4.21)$$

olur. Burada I_1 ve I_2

$$I_1 = \int_0^\infty \exp(-\gamma(d+B)) \gamma^{m_{SD}-\frac{1}{2}} \times {}_1F_2(m_{SD}; 1-\alpha_{SD}, 1+m_{SD}; v_{SD}\gamma) d\gamma, \quad (4.22)$$

$$I_2 = \int_0^\infty \exp(-\gamma(d+B)) \gamma^{k_{SD}-\frac{1}{2}} \times {}_1F_2(k_{SD}; 1+\alpha_{SD}, 1+k_{SD}; v_{SD}\gamma) d\gamma \quad (4.23)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. [39, eq. (7.522/5)]'ten yararlanarak, I_1 ve I_2

$$I_1 = \left(\frac{1}{d+B} \right)^{m_{SD} + \frac{1}{2}} \Gamma \left(m_{SD} + \frac{1}{2} \right) \times {}_2F_2 \left(m_{SD} + \frac{1}{2}, m_{SD}; 1 - \alpha_{SD}, 1 + m_{SD}; \frac{v_{SD}}{d+B} \right), \quad (4.24)$$

$$I_2 = \left(\frac{1}{d+B} \right)^{k_{SD} + \frac{1}{2}} \Gamma \left(k_{SD} + \frac{1}{2} \right) \times {}_2F_2 \left(k_{SD} + \frac{1}{2}, k_{SD}; 1 + \alpha_{SD}, 1 + k_{SD}; \frac{v_{SD}}{d+B} \right) \quad (4.25)$$

şeklinde kapalı formda elde edilir. Sonuç olarak (4.24) ve (4.25) ifadeleri (4.21)'de yerine konularak ve [39, eq. (3.361/2)]'den de yararlanarak SER ifadesi kapalı formda

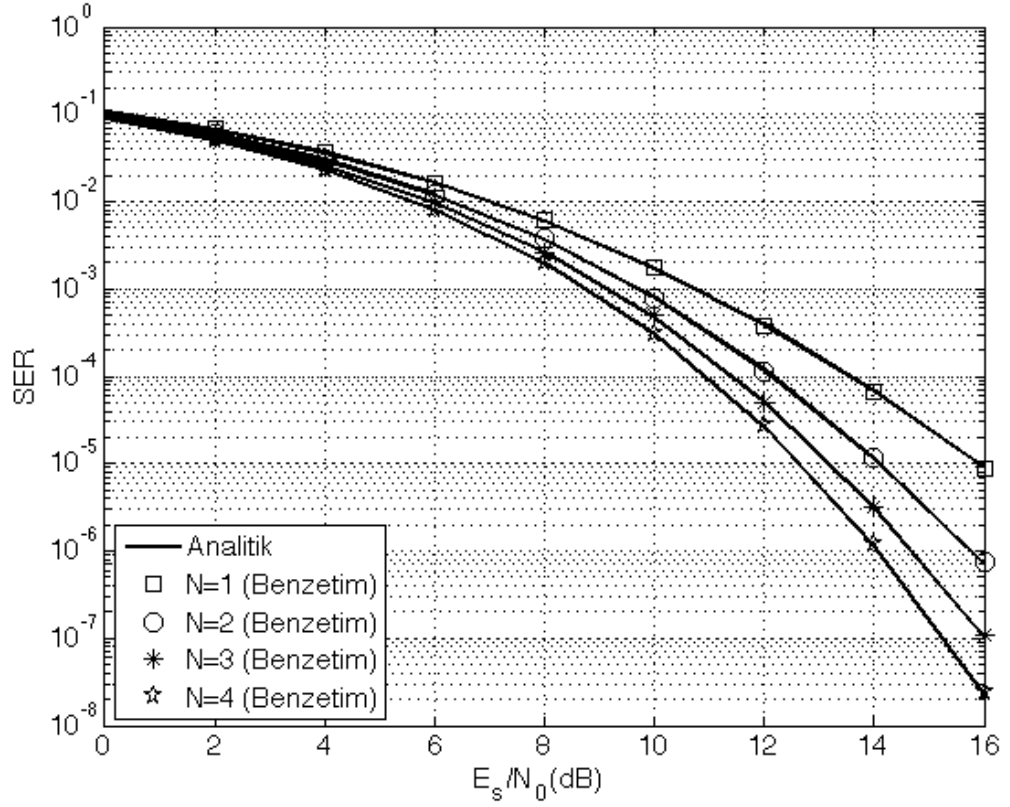
$$\begin{aligned} P_{s,SC(J)} = & \frac{c\sqrt{d}}{2\sqrt{\pi}} \times \left[\sum_{\psi_{j=N-J+1}}^{P_{x_1}+1} \sum_{l_1=1}^{P_{x_1}+1} \cdots \sum_{l_j=1}^{P_{x_j}+1} \sum_{l_{j+1}=1}^{P_{x_{j+1}}} \cdots \sum_{l_N=1}^{P_{x_N}} \frac{A\pi \csc(\pi\alpha_{SD})(v_{SD})^{m_{SD}}}{\Gamma(k_{SD})\Gamma(1-\alpha_{SD})\Gamma(1+m_{SD})} I_1 \right. \\ & - \sum_{\psi_{j=N-J+1}}^{P_{x_1}+1} \sum_{l_1=1}^{P_{x_1}+1} \cdots \sum_{l_j=1}^{P_{x_j}+1} \sum_{l_{j+1}=1}^{P_{x_{j+1}}} \cdots \sum_{l_N=1}^{P_{x_N}} \frac{A\pi \csc(\pi\alpha_{SD})(v_{SD})^{k_{SD}}}{\Gamma(m_{SD})\Gamma(1+\alpha_{SD})\Gamma(1+k_{SD})} I_2 \\ & \left. + \sum_{j=N-J+2}^N \sum_{\psi_j}^{P_{x_1}+1} \sum_{l_1=1}^{P_{x_1}+1} \cdots \sum_{l_j=1}^{P_{x_j}+1} \sum_{l_{j+1}=1}^{P_{x_{j+1}}} \cdots \sum_{l_N=1}^{P_{x_N}} A \sqrt{\frac{\pi}{d+B}} \right] \quad (4.26) \end{aligned}$$

olarak elde edilir.

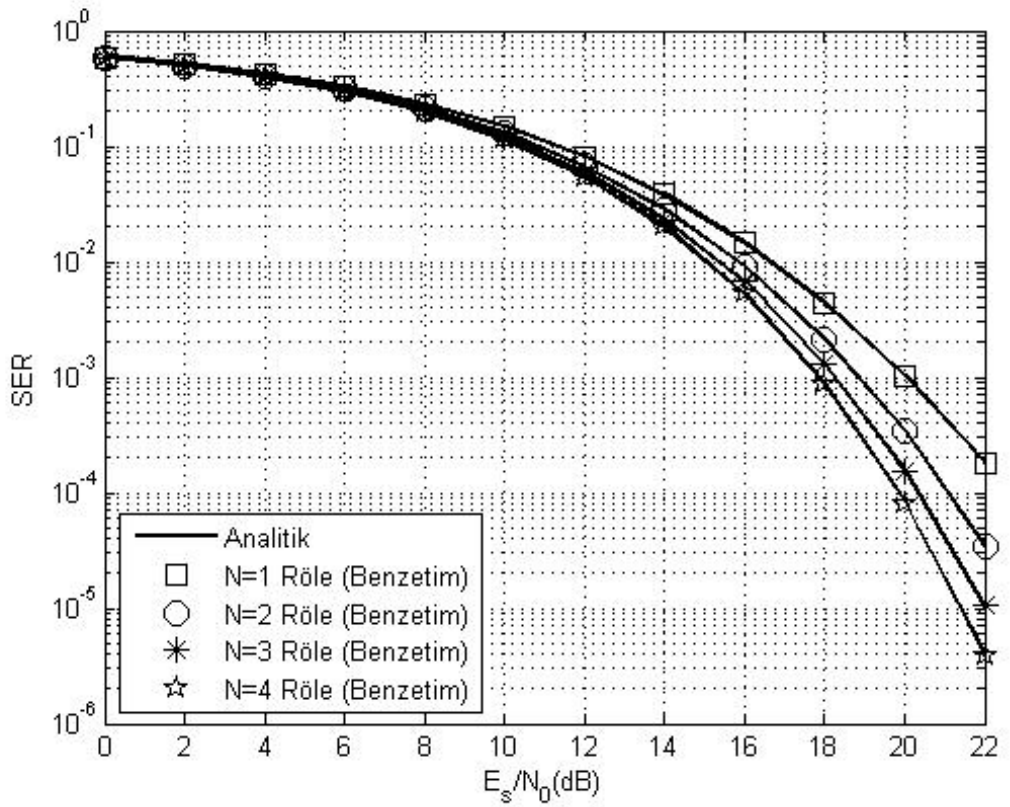
4.2.2 Hata Performansı

Şekil 4.5 ve 4.6, N röleli DSC kullanılan ve en iyi yolun seçildiği ($J = 1$) işbirlikli sistemin SER performanslarını teorik ve bilgisayar benzetimleri aracılığıyla göstermektedir ($N = 1, 2, 3, 4$). Burada tüm röleli yolların aynı sönmleme ve gölgeleme parametrelerine (m_{XY} ve k_{XY}) sahip olduğu durum varsayılmış, röle artışının performansa etkisi incelenmiştir. Görüldüğü gibi röle sayısı arttıkça performans iyileşmektedir. Sonuçlardan benzetim sonuçlarıyla teorik sonuçların uyumluluğu da görülmektedir. Buradan Padé yaklaşıklığının oldukça sıkı olduğu anlaşılmaktadır. Ayrıca DSC'li sistem için SER analizinde elde edilen sonuç M-PSK modülasyonlu sistemler için yaklaşık olmasına rağmen yine teorik ve benzetim sonuçlarının oldukça uyduğu görülmektedir.

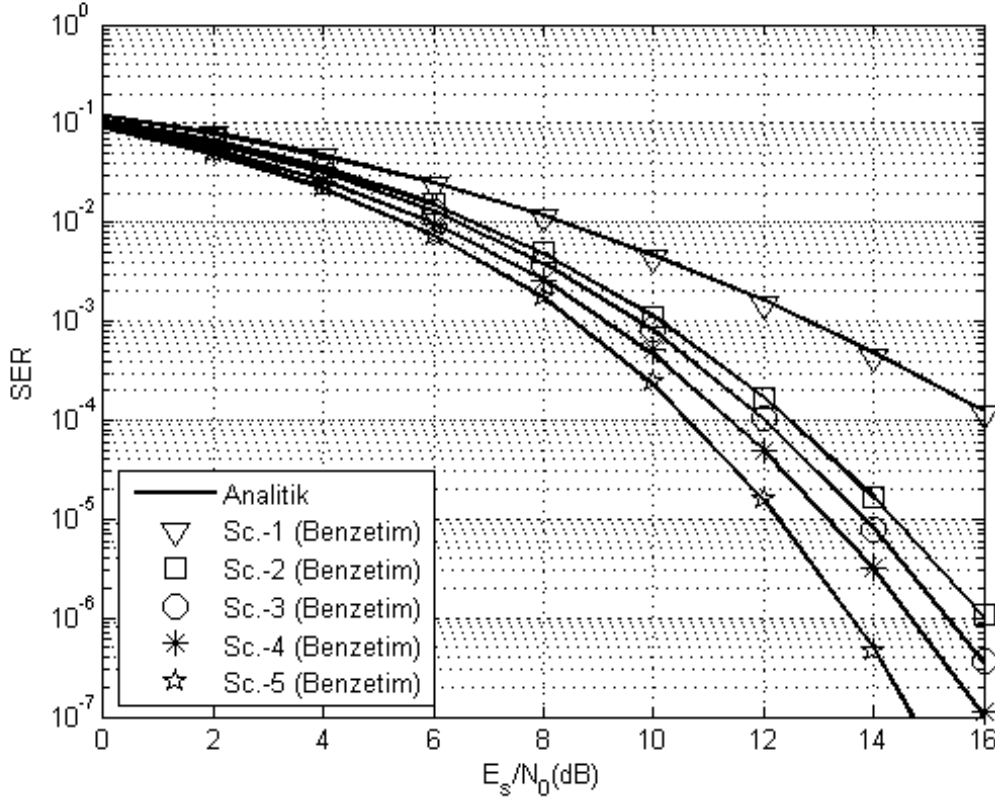
Şekil 4.7'de, $N = 3$ röleli sistemlerin farklı sönmleme ve gölgeleme parametreleri altındaki hata performansları incelenmiştir. Parametreler Çizelge 4.3'te verilmektedir. Beklendiği gibi parametrelerin değerleri düştükçe hata performansında da kötüleşme



Şekil 4.5: Çok röleli, BPSK, $J = 1$, DSC'li sistemin hata performansı. ($k_{SR_i} = 3.5$, $m_{SR_i} = 4$, $k_{R_iD} = 3.5$, $m_{R_iD} = 5$, $\forall i, i = 1, 2, 3, 4$, $k_{SD} = 2.8$, $m_{SD} = 3.3$)



Şekil 4.6: Çok röleli, 8-PSK, $J = 1$, DSC'li sistemin hata performansı. ($k_{SR_i} = 3.5$, $m_{SR_i} = 4$, $k_{R_iD} = 3.5$, $m_{R_iD} = 5$, $\forall i, i = 1, 2, 3, 4$, $k_{SD} = 2.8$, $m_{SD} = 3.3$)



Şekil 4.7: 3 röleli DSC hata performansı ($J = 1$).

olmaktadır. Senaryo-1’de, tüm kanallar ciddi sönümlenme ve gölgeleme etkisine sahiptir, o nedenle performansı en kötü olanıdır. Senaryo-3, Senaryo-4 ve Senaryo-5, tüm kanallarda aynı Nakagami m parametresine sahiptir. Senaryo-3 ve Senaryo-4’te $S - D$ linkindeki gölgelemenin etkisi görülmektedir. [6]’da belirtildiği gibi k , 10’dan büyük veya eşit iken, kanal Nakagami- m sönümlenmeli kanala yakınsar. Senaryo-5 bu durumu göstermektedir; bu nedenle en iyi hata performansına sahiptir.

Şekil 4.8, $N = 4$ röleli işbirlikli sisteminin DSC yöntemi kullanıldığı durumlardaki farklı sıradaki yolun seçimine bağlı olarak SER performanslarını analitik ve bilgisayar benzetimleri aracılığıyla göstermektedir. Sistemde BPSK modülasyonu kullanılmaktadır. Doğrudan kanalın gölgeleme ve sönümlenme parametreleri $k_{SD} = 4.8$ ve $m_{SD} = 3.5$ olup, röleli yolların parametreleri ise Çizelge 4.4’te verilmiştir. Beklenildiği üzere J arttıkça hata performansı kötüleşmektedir. 10^{-3} hata oranında en iyi röleyi seçmek yerine 2. en iyi röleyi seçmek yaklaşık 2dB SNR kaybına neden olmaktadır. Elde edilen sonuçlardan analitik çıkarımların oldukça sıkı yaklaşıklıkta olduğu görülmektedir.

Çizelge 4.3: Şekil 4.7 için sönümlenme ve gölgeleme parametreleri

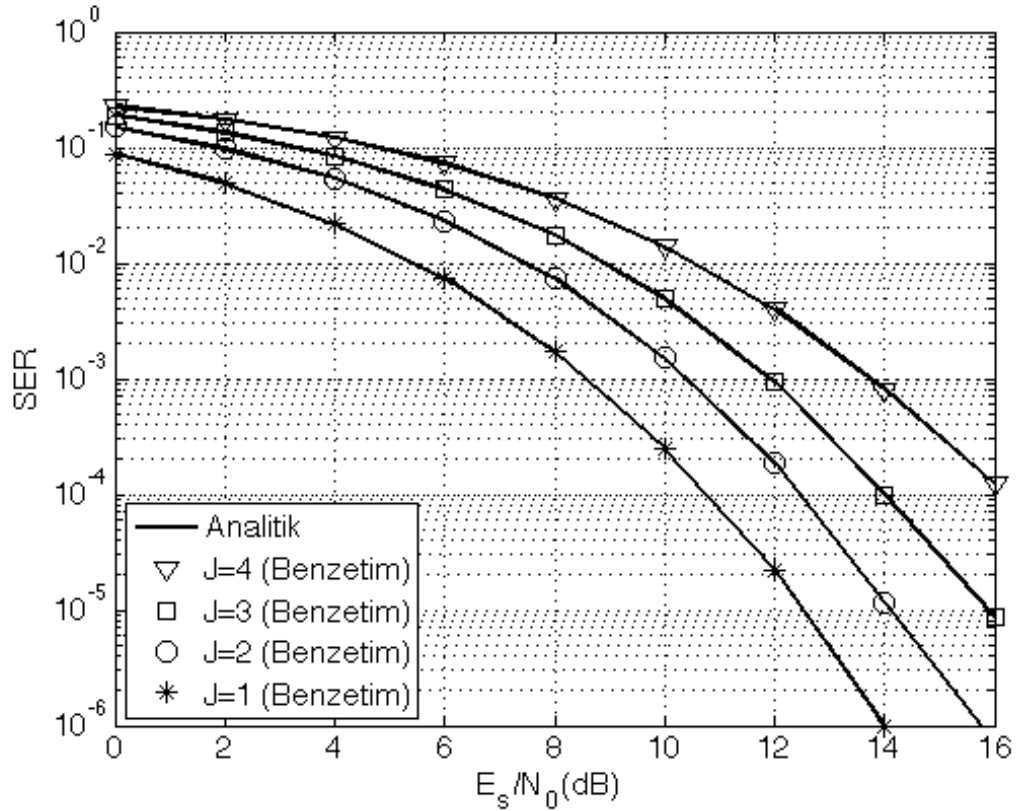
Parametreler	Senaryolar				
	Sc.-1	Sc.-2	Sc.-3	Sc.4	Sc.5
k_{SR_1}	1.0	3.5	3.5	3.5	10.0
k_{SR_2}	1.0	3.5	3.5	3.5	10.0
k_{SR_3}	1.0	1.5	3.5	3.5	10.0
m_{SR_1}	1.2	4.0	4.0	4.0	4.0
m_{SR_2}	1.5	4.0	4.0	4.0	4.0
m_{SR_3}	1.5	2.0	4.0	4.0	4.0
k_{R_1D}	1.0	3.5	3.5	3.5	10.0
k_{R_2D}	1.0	3.5	3.5	3.5	10.0
k_{R_3D}	1.0	3.5	3.5	3.5	10.0
m_{R_1D}	2.7	5.0	5.0	5.0	5.0
m_{R_2D}	2.2	5.0	5.0	5.0	5.0
m_{R_3D}	1.8	5.0	5.0	5.0	5.0
k_{SD}	1.0	0.8	0.8	2.8	10.0
m_{SD}	1.4	1.1	3.3	3.3	3.3

Çizelge 4.4: Şekil 4.8 için röleli yolların kanal sönümlenme ve gölgeleme parametreleri

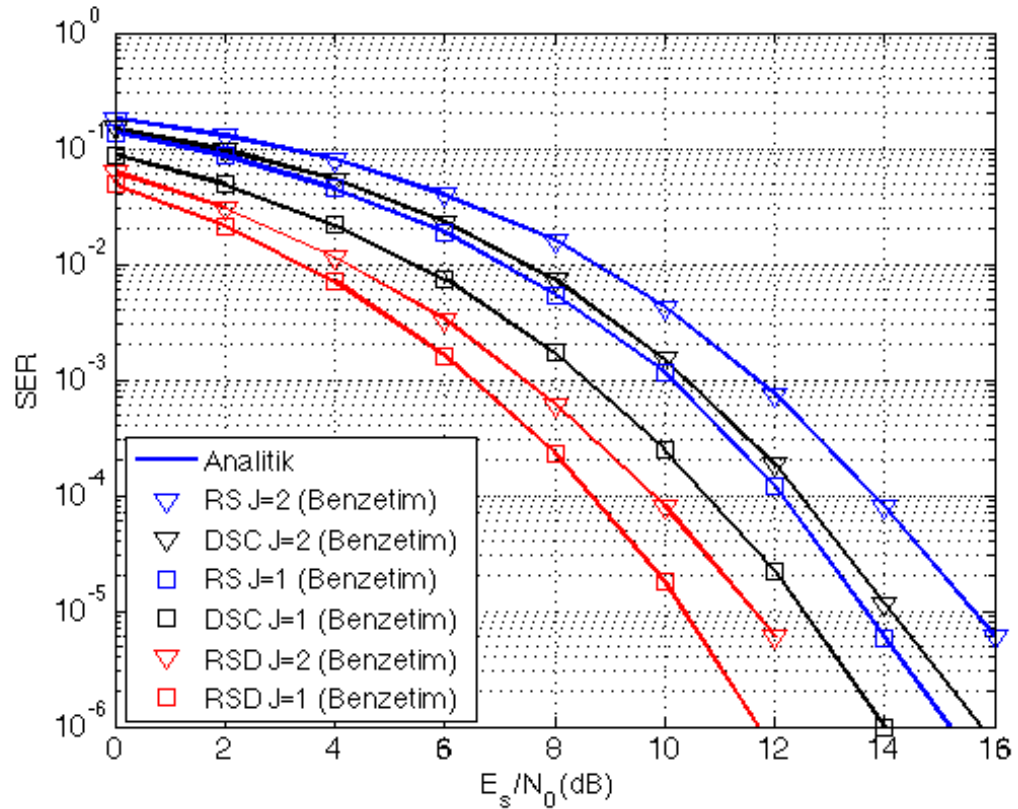
Parametreler	Röleli yollar			
	$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$	$i = 4$
k_{SR_i}	2.0	3.5	3.0	5.0
m_{SR_i}	4.0	2.0	5.0	5.5
k_{R_iD}	6.0	3.0	4.0	4.5
m_{R_iD}	3.0	5.5	7.0	6.5

4.3 Hata Performans Karşılaştırmaları

Şekil 4.9, $N = 4$ röleli işbirlikli sisteminin RS, RSD ve DSC yöntemleri kullanıldığı durumlardaki SER performanslarını teorik ve bilgisayar benzetimleri aracılığıyla göstermektedir. Sistemde BPSK modülasyonu kullanılmaktadır. Tüm yöntemlerde en iyi ve en iyi 2. yollar sırasıyla seçilmektedir. RSD ve DSC yöntemleri için doğrudan kanalın gölgeleme ve sönümlenme parametreleri $k_{SD} = 4.8$ ve $m_{SD} = 3.5$ olarak alınmıştır. RS yönteminde doğrudan yol kullanılmamaktadır. Tüm yöntemler



Şekil 4.8: BPSK modülasyonu $N = 4$ röleli işbirlikli sistemde DSC yönteminin hata performansları.



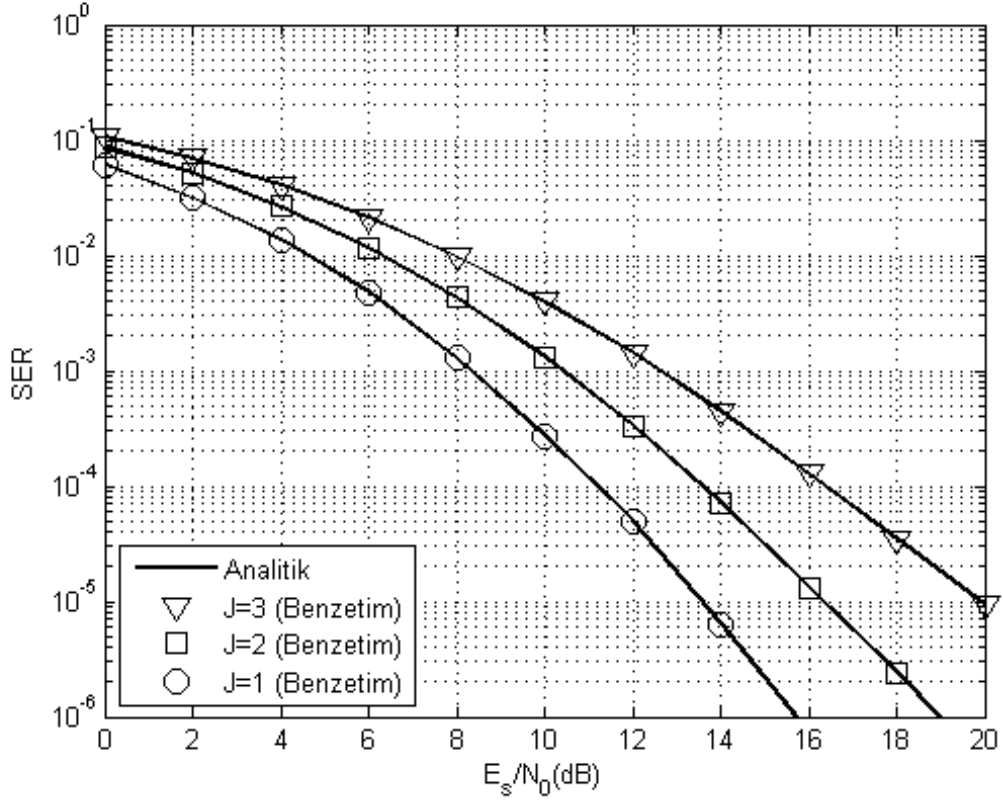
Şekil 4.9: BPSK modülasyonu $N = 4$ röleli işbirlikli sistemde RS, RSD ve DSC yöntemlerinin hata performansları.

Çizelge 4.5: Şekil 4.9 için röleli yolların kanal sönümleme ve gölgeleme parametreleri

Parametreler	Röleli yollar			
	$i = 1$	$i = 2$	$i = 3$	$i = 4$
k_{SR_i}	2.0	3.5	3.0	5.0
m_{SR_i}	4.0	2.0	5.0	5.5
k_{R_iD}	6.0	3.0	4.0	4.5
m_{R_iD}	3.0	5.5	7.0	6.5

için röleli yolların parametreleri ise Çizelge 4.5'te verilmiştir. RSD yönteminin DSC yönteminden daha iyi hata performansına sahip olduğu görülmektedir. Bunun sebebi iki yöntem için de aynı enerji ile iletim yapılmasına karşın RSD'de iki yolun MRC ile birleştiriliyor olmasıdır. Örneğin en iyi yol R_i röleli yol ise DSC yönteminde alıcı çıkışındaki SNR γ_{SR_iD} iken RSD yönteminde $\gamma_{SR_iD} + \gamma_{SD}$ olacaktır. En iyi yol doğrudan yol olduğu durumda da DSC yönteminde alıcı çıkışındaki SNR γ_{SD} iken RSD yönteminde $\gamma_{SR_iD} + \gamma_{SD}$ olur. Burada γ_{SR_iD} röleli yollar arasındaki en iyisini ifade etmektedir. Görüldüğü gibi RSD yönteminde alıcıdaki SNR her zaman için daha fazladır. RS yönteminde ise doğrudan yolun hesaba katılmıyor olması bu yöntemin en kötü hata performansına sahip olmasına neden olmaktadır. En iyi yolun doğrudan yol olması durumunda DSC yönteminin hata performansı RS yönteminden daha iyi olacak, röleli yol olması durumunda ise performansları eşit olacaktır. Spektral verimlilik açısından bakıldığında RS ve RSD yöntemleri tam olarak 2 zaman dilimi harcamasına karşın DSC yöntemi en fazla 2 (ya 1 ya da 2) zaman dilimi harcar. Bu yönüyle DSC yöntemi daha avantajlıdır.

Şekil 4.10, $N = 4$ röleli işbirlikli sisteminin RSD yönteminin kullanıldığı durumdaki SER performansını teorik ve bilgisayar benzetimleri aracılığıyla göstermektedir. Sistemde BPSK modülasyonu kullanılmaktadır. Kanallar Rayleigh sönümlenmeli varsayılmaktadır. Bunun için teorik olarak genelleştirilmiş- K kanal parametrelerinden gölgeleme parametresi $k \rightarrow \infty$ ve sönümleme parametresi $m = 1$ olmalıdır. Bu sebeple benzetimler $k_{XY} = 20$ ve $m_{XY} = 1$, ($XY \in SR_i, R_iD, SD$), alınarak yapılmıştır. Bu sonuç literatürdeki [23]'te bulunan sonuçlarla aynıdır. Böylece bu çalışmada elde edilen ifadelerin daha önce elde edilmiş olanların genel hali olduğu görülmektedir.



Şekil 4.10: Rayleigh sönümlmeli, BPSK modülasyonu $N = 4$ röleli işbirlikli sistemde RSD yönteminin hata performansı.

5. SONUÇLAR

Telsiz iletişim sistemlerindeki en büyük sorunlardan olan çok yollu yayılımdan kaynaklanan sönümlenme ve kanaldaki büyük cisimlerin neden olduğu gölgeleme etkileri, çeşitleme yapılarak azaltılabilmektedir. Bu çalışmada ikinci bölümde ilk olarak birleşik gölgelemeli ve sönümlenmeli kanallar incelenmiştir. Genelleştirilmiş- K kanal modeli tanıtılmış, istatistiksel ifadeleri elde edilmiştir. Genelleştirilmiş- K kanallar üzerinden iletişim analiz edilmiş ve hata performans eğrileri çıkarılmıştır. Genelleştirilmiş- K kanalında sönümlenme ve gölgeleme parametrelerinin hata performansına etkileri incelenmiş, Nakagami- m kanal modelini kapsadığı hem matematiksel olarak hem de benzetim yapılarak gösterilmiştir. Daha sonra anten çeşitlemeli sistemler analiz edilmiş, çeşitlemenin getirdiği kazanç alıcı ve verici çeşitlemeli sistemlerde gösterilmiştir. Alıcı çeşitlemeli sistemlerdeki birleştirme yöntemleri avantaj ve dezavantajları ile birlikte sunulmuştur. Çeşitlemeli sistemlerin benzetimleri yapılmış, hata performans eğrileri gösterilmiştir.

Anten çeşitlemeli sistemlerin sönümlenme etkilerini büyük oranda azalttığı, iletişim kalitesini anten sayısının artması ile orantılı olarak oldukça iyileştirdiği gösterilmiştir. Bu üstünlüklerinden dolayı günümüzde yeni nesil telsiz iletişim sistemlerinde tercih edilen bir yöntemdir. Ancak gezgin birimlerde anten sayısını artırmanın zorluğundan dolayı çeşitlemenin röleli sistemler üzerinden yapılması önerilmiştir ve son yıllarda araştırmacıların bu konu üzerine çalışmaları yoğunlaşmıştır. Çok basit röleli yapılarla ilgili standartlaştırma çalışmalarına da başlanmıştır. Üçüncü bölümde ilk olarak işbirlikli sistem modeli tanıtılmış çeşitlemenin nasıl sağlandığı gösterilmiştir. Daha sonra rölelerdeki iki aktarım yöntemi olan kuvvetlendir-aktar(AF) ve çöz-aktar(DF) yöntemleri açıklanmıştır. AF yöntemi basitlik ve hata yayılımına sebep olmamasından ötürü bu çalışmadaki tüm röleli sistem modellerinde tercih edilmiştir. Röledeki kuvvetlendirme sabit veya değişken de olabilmektedir. Değişken kazançlı röleler anlık kanal bilgisine bağlı olarak sürekli kazancını değiştirirken, sabit kazançlı rölelerde ortalama kanal bilgisine bağlı olarak hesaplanır ve değişmez. Burada

genelleştirilmiş- K kanallar üzerinden iki atlamalı yolların analizleri iki kazanç yöntemi için de yapılmıştır. Çalışmanın devamında burada bulunan moment değerleri kullanılarak iki atlamalı yoldaki kaynaktan hedefe kadar olan SNR'ın istatistiksel ifadeleri her iki kazançlı sistemler için de ortak olarak elde edilmiştir. İki atlamalı yolun SNR'ının MGF'si elde edilirken Padé yaklaşıklığından yararlanılmıştır. Bu yaklaşıklık matematiksel analizi mümkün kılmaktadır ve çalışmadaki tüm sonuçlar göstermektedir ki bu oldukça sıklıdır.

Üçüncü bölümün devamında alıcıda MRC yönteminin kullanıldığı çok röleli işbirlikli sistemin genelleştirilmiş- K kanallar üzerinden hata performansı incelenmiştir. Burada daha önce literatürde olmayan sonuçlar elde edilmiştir. Analitik sonuçlar benzetimlerle doğrulanarak sunulmuş, MRC'li işbirlikli sistemlerde doğrudan ve röleli yollardaki gölgeleme ve sönümleme etkileri ayrı ayrı incelenmiştir.

MRC'li yapı hem spektral olarak hem de güç paylaşımı konusunda dezavantajlıdır. Bu nedenle işbirlikli sistemlerde yol seçimi yapmak iletişim kalitesini oldukça artırabilmektedir. MRC'li yapıda N röleli bir sistem için $N + 1$ zaman diliminde iletim yapılırken yol seçimi ile en fazla 2 zaman diliminde yapılabilmektedir. Ayrıca MRC'li yapıda güç tüm yollar üzerinden iletim için eşit paylaşılır fakat yol seçiminde en iyi seçilen yol/yollardan iletim için harcanmaktadır. Bu da hata performansını artırmaktadır. Yol seçiminde en iyiyi yani, en yüksek SNR'a sahip olan yolu seçmek en iyi sonucu vermesine karşın bu her zaman mümkün olamamaktadır. Bu durum seçimde yapılan hatalardan ya da mevcut en iyi yoldaki yoğun trafikten dolayı zorunluluktan olabilir. Bu durumda en iyi değil ikinci veya daha kötü yollar seçilebilir. Bu nedenle bu çalışmadaki tüm analizler J . en iyi yol seçimi üzerinden yapılmıştır ve bu yönüyle en iyiyi de kapsamaktadır. Yol seçimi iki türlü yapılabilmektedir: Birincisi röleli yollar arasından seçim yapılan ve doğrudan yol ile alıcıda MRC tekniği ile birleştirilebilen röle seçimi yöntemidir. Bu yöntem hem doğrudan yolun olduğu hem de olmadığı durumlar için ayrı ayrı incelenmiş, hata performansları hem analitik olarak hem de benzetimlerle gösterilmiştir. İkinci bir yöntem de tüm yollar arasından seçim yapılmasıdır. Burada hem doğrudan yol hem de röleli yollar seçim yapılacak kümeye dahildir. Bunun için de J . en iyi seçim analizi yapılmış, sonuçlar benzetimlerle doğrulanarak sunulmuştur. Karşılaştırmalı hata performansları ile sistemlerin avantaj ve dezavantajları ortaya konmuştur. Bu bölümde yapılan tüm çalışmalar literatürde

ilktir. Nakagami- m kanal modelini kapsaması dolayısıyla da literatürdeki önceki çalışmaların genel bir hali olmaktadır.

KAYNAKLAR

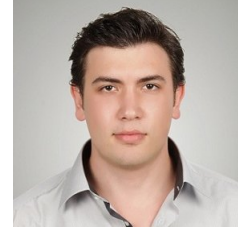
- [1] **Simon, M.K. ve Alouini, M.S.** (2005). *Digital Communication over Fading Channels*, Wiley, New York, 2. sürüm.
- [2] **Hansen, F. ve Meno, F.I.** (1977). Mobile fading-Rayleigh and lognormal superimposed, *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, **26**(4), 332–335.
- [3] **Abu-Dayya, A.A. ve Beaulieu, N.C.** (1991). Performance of micro- and macro-diversity on shadowed Nakagami fading channels, *Global Telecommunications Conference, 1991. GLOBECOM '91. 'Countdown to the New Millennium. Featuring a Mini-Theme on: Personal Communications Services*, s.1121–1124 vol.2.
- [4] **Shankar, P.M.** (2004). Error Rates in Generalized Shadowed Fading Channels, *Wireless Personal Communications*, **28**(3), 233–238.
- [5] **Bithas, P.S., Sagias, N.C., Mathiopoulos, P.T., Karagiannidis, G.K. ve Rontogiannis, A.A.** (2006). On the performance analysis of digital communications over generalized-K fading channels, *Communications Letters, IEEE*, **10**(5), 353–355.
- [6] **Efthymoglou, G.P.** (2012). On the Performance Analysis of Digital Modulations in Generalized-K Fading Channels, *Wireless Personal Communications*, **65**(3), 643–651.
- [7] **Shankar, P.M.** (2006). Performance Analysis of Diversity Combining Algorithms in Shadowed Fading Channels, *Wireless Personal Communications*, **37**(1-2), 61–72.
- [8] **Bithas, P.S., Mathiopoulos, P.T. ve Kotsopoulos, S.A.** (2007). Diversity reception over generalized-K (KG) fading channels, *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, **6**(12), 4238–4243.
- [9] **Ansari, I.S., Al-Ahmadi, S., Yilmaz, F., Alouini, M.S. ve Yanikomeroglu, H.** (2011). A New Formula for the BER of Binary Modulations with Dual-Branch Selection over Generalized-K, *Communications, IEEE Transactions on*, **59**(10), 2654–2658.
- [10] **Laneman, J.N. ve Wornell, G.W.** (2000). Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks, *Wireless Communications and Networking Conference, 2000. WCNC. 2000 IEEE*, cilt 1, s.7–12 vol.1.
- [11] **Zhao, Q., Li, H. ve Wang, P.** (2008). Performance of Cooperative Relay With Binary Modulation in Nakagami- m Fading Channels, *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, **57**(5), 3310–3315.

- [12] **Ikki, S. ve Ahmed, M.H.** (2007). Performance Analysis of Cooperative Diversity Wireless Networks over Nakagami- m Fading Channel, *Communications Letters, IEEE*, **11**(4), 334–336.
- [13] **Bletsas, A., Khisti, A., Reed, D.P. ve Lippman, A.** (2006). A simple Cooperative diversity method based on network path selection, *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, **24**(3), 659–672.
- [14] **Ikki, S.S. ve Ahmed, M.H.** (2008). Performance of multiple-relay cooperative diversity systems with best relay selection over Rayleigh fading channels, *EURASIP J. Adv. Signal Process*, **2008**, 145:1–145:7.
- [15] **Zhao, Y., Adve, R. ve Lim, T.J.** (2006). Symbol error rate of selection amplify-and-forward relay systems, *Communications Letters, IEEE*, **10**(11), 757–759.
- [16] **Suraweera, H., Michalopoulos, D. ve Karagiannidis, G.** (2009). Performance of Distributed Diversity Systems With a Single Amplify-and-Forward Relay, *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, **58**(5), 2603–2608.
- [17] **Tsiftsis, T.A., Karagiannidis, G.K., Mathiopoulos, P.T. ve Kotsopoulos, S.A.** (2006). Nonregenerative Dual-Hop Cooperative Links with Selection Diversity, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, **2006**(1), 017862.
- [18] **Chau, Y.A. ve Huang, K.Y.** (2008). Channel statistics and performance of cooperative selection diversity with dual-hop amplify-and-forward relay over Rayleigh fading channels, *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, **7**(5), 1779–1785.
- [19] **Datta, S.N., Chakrabarti, S. ve Roy, R.** (2010). Comprehensive error performance analysis of distributed selection combining with multi-antenna amplify-and-forward relay over Nakagami- m fading channels, *Electronics Letters*, **46**(22), 1523–1525.
- [20] **Yeoh, P.L., El Kashlan, M., Chen, Z. ve Collings, I.** (2011). SER of Multiple Amplify-and-Forward Relays with Selection Diversity, *Communications, IEEE Transactions on*, **59**(8), 2078–2083.
- [21] **Soliman, S. ve Beaulieu, N.** (2012). Exact analytical solution for AF relaying systems with full selection diversity, *Communications (ICC), 2012 IEEE International Conference on*, s.3995–4000.
- [22] **Chu, S.I.** (2011). Performance of Amplify-and-Forward Cooperative Communications with the N^{th} Best-Relay Selection Scheme over Nakagami- m Fading Channels, *Communications Letters, IEEE*, **15**(2), 172–174.
- [23] **Ikki, S. ve Ahmed, M.** (2010). On the Performance of Cooperative-Diversity Networks with the N^{th} Best-Relay Selection Scheme, *Communications, IEEE Transactions on*, **58**(11), 3062–3069.

- [24] **Ko, K., Seo, J. ve Woo, C.** (2011). Another closed-form expression of average error rate for the N_{th} best relay selection AF relaying over Rayleigh fading channels, *ICT Convergence (ICTC), 2011 International Conference on*, s.106–109.
- [25] **Yilmaz, F. ve Alouini, M.S.** (2011). Partial relay selection based on shadowing side information over generalized composite fading channels, *Wireless Communication Systems (ISWCS), 2011 8th International Symposium on*, s.367–371.
- [26] **Bissias, N., Efthymoglou, G.P. ve Aalo, V.A.** (2012). Performance analysis of dual-hop relay systems with single relay selection in composite fading channels, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, **66**(1), 39 – 44.
- [27] **Datsikas, C.K., Peppas, K.P., Lazarakis, F.I. ve Tombras, G.S.** (2010). Error rate performance analysis of dual-hop relaying transmissions over generalized-K fading channels, *AEU - International Journal of Electronics and Communications*, **64**(11), 1094 – 1099.
- [28] **Waqar, O., Ghogho, M. ve McLernon, D.** (2010). Performance analysis of dual-hop variable gain relay networks over Generalized-K fading channels, *Signal Processing Advances in Wireless Communications (SPAWC), 2010 IEEE Eleventh International Workshop on*, s.1–5.
- [29] **Wu, L., Lin, J., Niu, K. ve He, Z.** (2009). Performance of Dual-Hop Transmissions with Fixed Gain Relays over Generalized-K Fading Channels, *Communications, 2009. ICC '09. IEEE International Conference on*, s.1–5.
- [30] **Lateef, H., Ghogho, M. ve McLernon, D.** (2011). Performance analysis of multi-hop cooperative relay networks over generalized-K fading channels, *Communications Theory Workshop (AusCTW), 2011 Australian*, s.71–76.
- [31] **Peppas, K.P., Datsikas, C.K., Nistazakis, H.E. ve Tombras, G.S.** (2010). Dual-hop relaying communications over generalized-K (KG) fading channels, *Journal of the Franklin Institute*, **347**(9), 1643 – 1653.
- [32] **Cao, J., Yang, L.L. ve Zhong, Z.** (2010). Performance of Multihop Wireless Links over Generalized-K Fading Channels, *Vehicular Technology Conference Fall (VTC 2010-Fall), 2010 IEEE 72nd*, s.1–5.
- [33] **Rappaport, T.S.** (2001). *Communications: Principles and Practice*, Prentice Hall PTR, 2. sürüm.
- [34] **Vucetic, B. ve Du, J.** (1992). Channael modelling and simulation in satellite mobile communication systems, *Selected Areas in Communications, IEEE Journal on*, **10**(8), 1209–1218.
- [35] **Loo, C.** (1985). A statistical model for a land mobile satellite link, *Vehicular Technology, IEEE Transactions on*, **34**(3), 122–127.

- [36] **Abdi, A. ve Kaveh, M.** (1998). K distribution: an appropriate substitute for Rayleigh-lognormal distribution in fading-shadowing wireless channels, *Electronics Letters*, **34**(9), 851–852.
- [37] **Abdi, A. ve Kaveh, M.** (2000). Comparison of DPSK and MSK bit error rates for K and Rayleigh/lognormal fading distributions, *IEEE Communications Letters*, **4**(4), 122–124.
- [38] "The Wolfram functions site." [Online], <http://functions.wolfram.com>.
- [39] **Gradshteyn, I.S. ve Ryzhik, I.M.** (2007). *Table of Integrals, Series, and Products*, Academic, New York, 7. sürüm.
- [40] **Proakis, J.G.** (2001). *Digital Communications*, McGraw-Hill, New York, 4. sürüm.
- [41] **Chen, Y. ve Tellambura, C.** (2004). Distribution functions of selection combiner output in equally correlated Rayleigh, Rician, and Nakagami- m fading channels, *Communications, IEEE Transactions on*, **52**(11), 1948–1956.
- [42] **Simon, M.K. ve Divsalar, D.** (1998). Some new twists to problems involving the Gaussian probability integral, *Communications, IEEE Transactions on*, **46**(2), 200–210.
- [43] **Alamouti, S.M.** (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **16**(8), 1451–1458.
- [44] **Li, H. ve Zhao, Q.** (2006). IEEE Signal Proc. Mag., *Distributed Modulation for Cooperative Wireless Communications*, **23**, 30–36.
- [45] **Hasna, M. ve Alouini, M.S.** (2003). End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh-fading channels, *Wireless Communications, IEEE Transactions on*, **2**(6), 1126–1131.
- [46] **Wu, L., Lin, J., Niu, K. ve He, Z.** (2009). Performance of Dual-Hop Transmissions with Fixed Gain Relays over Generalized-K Fading Channels, *Communications, 2009. ICC '09. IEEE International Conference on*, s.1–5.
- [47] **Amindavar, H. ve Ritcey, J.** (1994). Pade approximations of probability density functions, *Aerospace and Electronic Systems, IEEE Transactions on*, **30**(2), 416–424.
- [48] **Jamjoom, A.A. ve Al-Saiary, Z.A.** (2012). Computing the Moments of Order Statistics from Independent Nonidentically Distributed Exponentiated Frechet Variables, *Journal of Probability and Statistics*, **2012**, 248750.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Ali KARADEMİR

Doğum Yeri ve Tarihi: Malatya 13.06.1988

Adres: Kurtköy - İstanbul - Türkiye

E-Posta: karademira@itu.edu.tr

Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi Bilgisayar Mühendisliği

Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi Telekomünikasyon Mühendisliği

Y. Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi Telekomünikasyon Mühendisliği

Mesleki Deneyim: Tasarım Mühendisi - PAVO Tasarım Üretim Elektronik Ticaret AŞ.

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

- **Karademir A.**, Altunbaş İ., 2013: İşbirlikli Sistemlerin Genelleştirilmiş- K Kanallardaki Hata Performansı. *Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, Nisan 24-26, 2013 Girne, KKTC.
- **Karademir A.**, Altunbaş İ., 2013: SER of Multiple-Relay Cooperative Systems with Selection Combining in Generalized- K Channels. *International Symposium on Wireless Communication Systems, ISWCS*, August 27-30, 2013 Ilmenau, Germany.