İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

UZAY ZAMAN BLOK KODLARINI KULLANAN RÖLELİ SİSTEMLERİN GENELLEŞTİRİLMİŞ SÖNÜMLEMELİ KANALLARDAKİ HATA PERFORMANS ANALİZİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Asya MAHMUTOĞLU

Anabilim Dalı : Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

Programı : Telekomünikasyon Mühendisliği

HAZİRAN 2009

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

UZAY ZAMAN BLOK KODLARINI KULLANAN RÖLELİ SİSTEMLERİN GENELLEŞTİRİLMİŞ SÖNÜMLEMELİ KANALLARDAKİ HATA PERFORMANS ANALİZİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Asya MAHMUTOĞLU
(504061306)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 05 Mayıs 2009
Tezin Savunulduğu Tarih : 04 Haziran 2009

Tez Danışmanı : Doç. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ (İTÜ)
Doç. Dr. Oğuz KUCUR (GYTE)

HAZİRAN 2009

ÖNSÖZ

Yüksek lisans çalışmam boyunca bilgi ve birikimini benden esirgemeyen değerli hocam Doç. Dr. İbrahim Altunbaş'a, çalışmalarımdaki ilgi ve yardımlarından dolayı araştırma görevlisi Yük. Müh. Hacı İlhan'a ve arkadaşlarıma, bugünlere gelmemde büyük pay sahibi olan sevgili aileme ve tezimi hazırlamam konusunda verdiği destekten ötürü TÜBİTAK'a teşekkürü borç bilirim.

Haziran 2009

Asya MAHMUTOĞLU

Elektronik Mühendisi

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ ... **iii**
İÇİNDEKİLER ... **v**
KISALTMALAR ... **vii**
ÇİZELGE LİSTESİ ... **ix**
ŞEKİL LİSTESİ ... **xi**
ÖZET ... **xiii**
SUMMARY ... **xv**
1. GİRİŞ ... **1**
2. ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI (MIMO) YAPILAR ... **7**
2.1 Sönümlemeli Kanallar ... 7
2.1.1 Kanal parametreleri ... 7
2.1.1.1 Çok yollu yayılım (Multipath spread) ... 7
2.1.1.2 Uyumluluk bandgenişliği (Coherence bandwidth) ... 7
2.1.1.3 Uyumluluk zamanı (Coherence time) ... 8
2.1.1.4 Doppler yayılımı (Doppler spread) ... 8
2.1.2 Sönümlemeli kanalların sınıflandırılması ... 8
2.1.2.1 Geniş ölçekli sönümleme (Large-scale fading) ... 8
2.1.2.2 Küçük ölçekli sönümleme (Small-scale fading) ... 8
Çok yollu yayılımın sönümlemeye etkisi ... 9
Doppler yayılımının sönümlemeye etkisi ... 10
2.2 Çok Yol Sönümlemeli Kanal Çeşitleri ve Dağılımları ... 11
2.2.1 Rayleigh kanal ... 11
2.2.2 Rician kanal ... 13
2.2.3 Nakagami-*m* kanal ... 15
2.3 Uzay-Zaman Kodları ... 16
2.3.1 Uzay-zaman blok kodlar (STBC) ... 17
2.3.1.1 Alamouti yapısı ... 17
2.3.2 Uzay-zaman kafes kodlar (STTC) ... 23
3. RÖLELİ YAPILAR ... **25**
3.1 Aktarma Teknikleri ... 26
3.1.1 Sabit aktarma (Fixed relaying) ... 26
3.1.1.1 Kuvvetlendir-aktar yöntemi (AF) ... 26
3.1.1.2 Çöz-aktar yöntemi (DF) ... 27
3.1.2 Seçmeli aktarma (Selection relaying) ... 28
3.1.3 Artımlı aktarma ... 28
3.2 Aktarma Konusunda Yapılan Çalışmalar ... 29
4. NAKAGAMİ KANALDA ÇOK ANTENLİ RÖLELİ YAPILAR ... **33**
4.1 İletim Modeli ... 33
4.2 PEP Analizi ve Çeşitleme Derecesi ... 37
4.2.1 Kaynak-röle arasında yüksek SNR olması durumu ... 38
4.2.2 Röle-hedef arasında yüksek SNR olması durumu ... 40

4.2.3 Kaynak-röle arasında çok düşük SNR olması durumu 42
4.3 Bilgisayar Benzetim Sonuçları 42
5. NAKAGAMİ KANALDA ÇOK ANTENLİ ÇOK RÖLELİ YAPILAR 47
5.1 İletim Modeli 47
5.2 PEP Analizi ve Çeşitleme Derecesi 50
5.2.1 Kaynak ve röleler arasında yüksek SNR olması durumu 51
5.2.2 Röleler ve hedef arasında yüksek SNR olması durumu 52
5.2.3 Kaynak ve röleler arasında çok düşük SNR olması durumu 53
5.3 Bilgisayar Benzetim Sonuçları 54
6. SONUÇ 59
KAYNAKLAR 61
ÖZGEÇMİŞ 61

KISALTMALAR

MIMO	**:** Multiple Input Multiple Output (Çok Girişli Çok Çıkışlı)
SISO	**:** Single Input Single Output (Tek Girişli Tek Çıkışlı)
STBC	**:** Space Time Block Codes (Uzay Zaman Blok Kodları)
STTC	**:** Uzay-Zaman Kafes Kodlar
DF	**:** Decode and Forward (Çöz-Aktar)
AF	**:** Amplify and Forward (Kuvvetlendir-Aktar)
PEP	**:** Pairwise Error Probability (Çiftsel Hata Olasılığı Üst Sınırı)
AWGN	**:** Additive White Gaussian Noise (Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü)
ISI	**:** Intersymbol Interference (Simgeler Arası Girişim)
LOS	**:** Line-Of-Sight (Direkt Görüş)
SNR	**:** Signal to Noise Ratio (İşaret Gürültü Oranı)
OFDM	**:** Ortogonal Frequency Division Multiplexing (Dik Frekans Bölmeli Çoğullama)
ML	**:** Maximum Likelihood (Enbüyük Olabilirlikli Karar Verme Kuralı)
PSK	**:** Phase Shift Keying (Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
MRC	**:** Maximum Ratio Combining (Enbüyük Oran Birleştirmesi)
NAF	**:** Non-orthogonal Amplify and Forward (Dik-Olmayan Kuvvetlendir-Aktar)
MPSK	**:** *M* Phase Shift Keying (*M*. Dereceden Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
SER	**:** Symbol Error Rate (Simge Hata Olasılığı)
QPSK	**:** Quadrature Phase Shift Keying (4PSK)

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 2.1 : Alamouti kodu 18
Çizelge 2.2 : Verici ve alıcı antenler arası kanallar.....21
Çizelge 2.3 : Alıcı işaret yapıları.....22

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : İletişim sistemi temel yapısı 1
Şekil 1.2 : SISO ve MIMO yapıları 3
Şekil 2.1 : Rayleigh sönümlemeli kanal 11
Şekil 2.2 : Rayleigh dağılımının olasılık yoğunluk işlevi 12
Şekil 2.3 : Rician sönümlemeli kanal 13
Şekil 2.4 : Rician dağılımının olasılık yoğunluk işlevi 14
Şekil 2.5 : Nakagami dağılımının olasılık yoğunluk işlevi 16
Şekil 2.6 : 2 verici, 1 alıcı antenli Alamouti yapısı 19
Şekil 2.7 : 2 verici, 2 alıcı antenli Alamouti yapısı 21
Şekil 3.1 : Röleli yapı 25
Şekil 3.2 : Dağıtılmış anten çeşitlemesi 26
Şekil 3.3 : Kuvvetlendir-aktar yöntemi 27
Şekil 3.4 : Çöz-aktar yöntemi 27
Şekil 3.5 : Cover ve El Gamal'ın önerdikleri aktarma yöntemleri 29
Şekil 4.1 : Çok antenli röleli yapı 34
Şekil 4.2 : Farklı m değerlerine göre sistemin performansı 43
Şekil 4.3 : Kaynak-röle ile röle-hedef arası SNR'ın iyi olması durumunda SER 44
Şekil 4.4 : Kaynak-röle ve röle-hedef arası SNR'ların yüksekliğine göre SER 44
Şekil 4.5 : QPSK-8PSK modülasyonlarına göre SER 45
Şekil 4.6 : 8PSK'da farklı m değerleri ve Gauss durumunda SER 46
Şekil 5.1 : Çok röleli yapı 48
Şekil 5.2 : E_{SR}/N_0=35dB ve m=1 iken, röle sayısına göre SER 54
Şekil 5.3 : Çok röleli yapıda kaynak-röle ve röle-hedef arası SNR'lara göre SER 55
Şekil 5.4 : Çok röleli yapıda m değerinin artmasıyla elde edilen SER 55
Şekil 5.5 : Röle sayısının ve m değerinin SER'e etkisi 56
Şekil 5.6 : QPSK ve 8PSK'nın karşılaştırılması 57

UZAY ZAMAN BLOK KODLARINI KULLANAN RÖLELİ SİSTEMLERİN GENELLEŞTİRİLMİŞ SÖNÜMLEMELİ KANALLARDAKİ HATA PERFORMANS ANALİZİ

ÖZET

Günümüzde yeni nesil telsiz haberleşme sistemlerinden beklenen, olabildiğince kaliteli ve hızlı, az bandgenişliği ve az güç gerektiren iletimin sağlanabilmesidir. Alınan işaretteki kalitenin düşme sebebi, işaretin birtakım bozucu etkilere maruz kalmasıdır. Bu bozucu etkiler, kanalın sönümleme etkisi, gürültü ve girişimdir. Her kanal tipinin karakterine göre ayrı bir sönümleme etkisi vardır. Vericiden yola çıkıp alıcıda toplanacak olan işaretlerin sönümleme ve girişim etkilerinden minimum şekilde etkilenmesi için kullanılan önemli bir teknik çeşitlemedir.

Çeşitleme genellikle uzayda (anten), zamanda ve frekansta yapılır. Verici ve alıcıda birden fazla anten kullanılması bu iki birim arasında birden fazla yolun kurulmasını ve sonuçta sönümlemenin etkisinin azalmasını sağlar. Böylece çok girişli çok çıkışlı (multiple input multiple output, MIMO) kanal sağlanmış olur. Çok anten kullanımı üçüncü nesil telsiz haberleşme sistemlerinin standartlarına girmiş bulunmaktadır. Verici anten çeşitlemesi ile kodlama birleştirilerek uzay zaman kodlaması elde edilir. Bu yolla, band-sınırlı kanallarda yüksek hızlarda kaliteli iletim sağlanabilmektedir.

Bazı durumlarda çok antenli yapı, gerek hücresel sistemlerde gerekse tasarsız (ad-hoc) gezgin ağlarda olsun vericideki boyut ve güç kısıtlamalarıyla karşı karşıya kalabilmektedir. Röleli sistemler kullanılarak çok antenli yapının bu dezavantajından kurtulurken bir taraftan da spektral verimlilik ve güç kazancı sağlanır. Böylece tek bir birimde birden fazla anten bulundurmadan uzay çeşitlemesi sağlanmış olur.

Son yıllarda yapılan araştırmalar, röleli yapıların sistemin performansını tek antenli yapılara göre arttırdığını göstermektedir. Belirli işaret gürültü oranında elde edilen düşük hata olasılığı, iletim hızının arttırılabileceğini göstermektedir. Ayrıca sınırlı olan kanal kapasitesine daha düşük işaret gürültü oranları kullanılarak ulaşılacağı anlamına da gelmektedir. Röleli yapılarla elde edilen bu performans iyileşmesi, rölelerde birden fazla anten kullanımı ile daha da arttırılabilir.

Bu çalışmada, uzay zaman blok kodu (space time block codes, STBC) kullanan *M*PSK modülasyonlu röleli sistemlerin Nakagami kanallardaki hata performans analizi yapılmaktadır ve bu yolla hata performansının iyileşeceği gösterilmektedir. Böylece tek bir birimde çok anten kullanımına dair bir kısıtlama yoksa uzay-zaman blok kodların avantajlarıyla röleli yapıların avantajları birleştirilmektedir. Çiftsel hata olasılığı üst sınırları (pairwise error probability, PEP) ve asimptotik çeşitleme dereceleri belirlenerek Nakagami kanaldaki *m* değişkeninin farklı değerleri için hata performansları karşılaştırılmaktadır. Sistem tasarımı sırasında şartlara göre en uygun modülasyon çeşidinin seçilmesi sistemin esnekliği açısından önem taşır. 8PSK ve QPSK'nın hata performans analizleri yapılmaktadır. Ayrıca tek röleli sistem (kaynak, röle ve alıcıda çok anten mevcut) genelleştirilerek çok röleli (kaynak, röle ve alıcıda çok anten mevcut) sistem yapısı oluşturulmaktadır. Çiftsel hata olasılığı üst sınırları

ve asimptotik çeşitleme dereceleri tespit edilerek hata performans analizi yapılmaktadır. Böylece tek röleli duruma göre daha başarılı hata eğrileri elde edilmektedir.

ERROR PERFORMANCE ANALYSIS OF STBC CODED RELAYING SYSTEMS IN GENERALIZED FADING CHANNELS

SUMMARY

Nowadays, there is an increasing demand for wireless multimedia and interactive internet services, which require much higher speed, transmission quality, better power efficiency compared to current communication systems. The main reasons of low quality in received signals are variety of destructive factors, such as interference, noise, and fading. According to the characteristic of each channel type, there are different fading effects. Diversity technique is one of the important techniques to minimize the fading and interference effects of the signals. In other words, it is one of the most important contributors to reliable wireless communications.

Generally, diversity can be achieved with three different methods, in space (antenna), in time, and in frequency. Using more than one antenna in transmitter and receiver provides more than one communication path between the terminals which leads to decreasing the fading effects. Hence a multi input- multi output channel can be generated. Using multi antenna has been set to standards of third generation wireless systems. Space-time codes can be obtained by combining transmitter antenna diversity and coding. By using this technique, high speed rates can be achieved in band-limited channels.

Despite of the multiple-antenna techniques' advantages the use of a large antenna array might not be practical at the cellular mobile devices as well as in ad-hoc mobile networks, due to the size and power limitations of the mobile terminals. By using relay systems, while getting out of disadvantages of multi-antenna, spectral effiency and power gain can be provided at the same time. In this way, distributed space diversity can be achieved without placing multi-antenna in a unit.

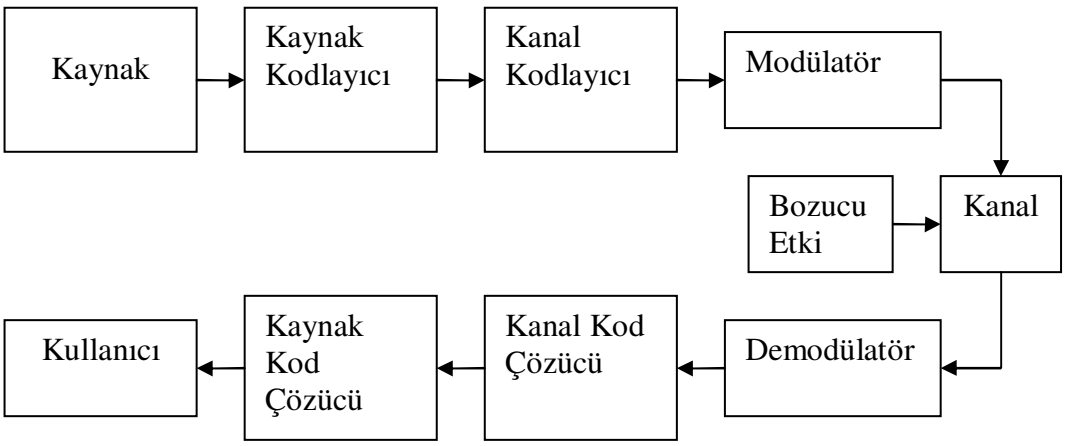
Recent researches show that the overall system performance is increased in relay systems with respect to the conventional one-antenna systems. Low error rate in specific SNR ensures the increase of the transmission rate. Also, it means that limited channel capacity can be reached by using lower SNR values. Additional multiple-antenna usage on the units improves the error performance in relaying systems.

In this thesis, space-time block codes (STBC) with *M*PSK modulation have been structured in relaying systems for Nakagami channels and their performance analysis has been done. Thus if there is no limitation to use multi-antenna in one unit, the advantage of space-time coding and relay systems are associated.

The upper bound of pairwise error probability (PEP) and asymptotic diversity orders have been determined, the error performance for different values of variable *m* in Nakagami channel have been compared. In system design, choosing best modulation type is important for flexibility of the system according to the conditions. Error performance analysis has been done for 8PSK and QPSK. Besides, one-relay system (multi-antenna source, relay and receiver), has been generalized and multi-relay systems (multi-antenna source, relay and receiver) have been formed. For that kind of systems, PEP analysis has been done and asymptotic diversity orders have been obtained. Thus, according to performance analysis perspective better results have been observed compared to the one relay systems.

1. GİRİŞ

Bir işaretin vericiden gönderilmeden önce bir takım işlemlere tabi tutulması gerekmektedir. Bunlar kaynak kodlama, kanal kodlama ve modülasyon işlemleridir. Vericiden yola çıkan işaret kanaldaki bozucu etkilere maruz kaldıktan sonra alıcıya iletilir. Burada da alıcıdaki işlemlerin tam tersi gerçekleştirilir: Demodülasyon, kanal kod çözme, kaynak kod çözme. Genel olarak haberleşme sistemini aşağıdaki gibi modelleyebiliriz.



Şekil 1.1 : İletişim sistemi temel yapısı

Kaynak, gönderilecek olan bilgiyi ürettikten sonra kaynak kodlayıcıya aktarır. Kaynak kodlayıcı kendisine gelen bilgiyi sıkıştırarak kanal kodlayıcıya iletir. Kanal kodlayıcı ise bilgiyi kanaldaki sönümleme, girişim gibi bozucu etkilerden korumak üzere kodlar ve kod sözcükleri oluşturur. Böylece bilginin daha az hatayla iletilmesi sağlanır. Bilgi modüle edilip kanala verilecek simgeler hazırlanır. Kanalda iletilen işaret bir takım bozulmalara uğradıktan sonra alıcıda demodüle edilip kanal ve kaynak kod çözücülerden geçirilir.

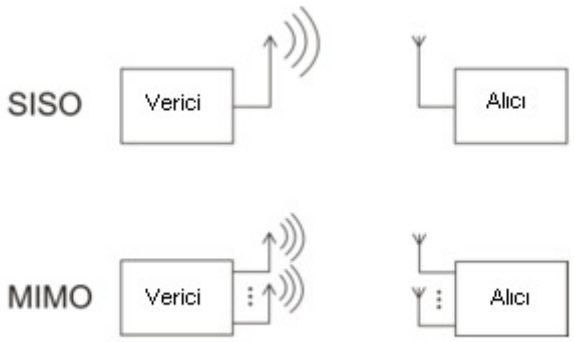
Shannon [1] 1948 yılında, gürültülü kodlama teoremini açıklayarak telekomünikasyon dünyası için milat noktasını oluşturmuştur. Teorem şöyledir:

Kanaldaki bozucu etki ne olursa olsun veri hızı (R_b) kanal kapasitesinin (C) altında kaldığı müddetçe ($R_b < C$) öyle kodlayıcı ve kod çözücüler tasarlanabilir ki hata olasılığı sıfıra yakınsar. Tersine ($R_b > C$) ise alınan bilginin güvenilirliği yoktur. Hata olasılığı 1'e kadar çıkabilir. Bu teoremden sonra iletim hızını düşürmeden hata olasılığını sıfıra yakınsatacak kodların bulunabilmesi için çeşitli kodlama teknikleri geliştirilmiş ve çok iyi hata başarımları sağlayan sistemler tasarlanabilmiştir. Shannon'un yaptığı kapasite tanımı, toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (AWGN) için, W kanal bandgenişliğini, S/N işaret-gürültü oranını göstermek üzere,

$$C = W \log_2\left(1+\frac{S}{N}\right) \qquad \textbf{(1.1)}$$

şeklindedir [1]. Telsiz haberleşme sistemlerinde, vericiden gönderilen işaret, çok yol etkisi ve girişimden dolayı sönümlemeye uğramaktadır. Açıktır ki, toplamsal gürültü yanında sönümleme de bulunan kanalda kapasite AWGN kanalınkine göre azalacaktır. Sönümlemeli kanal modeli olarak geçmişten günümüze araştırmacılar tarafından en çok Rayleigh ve Rician kanallar ele alınmıştır. Son zamanlarda Rayleigh kanalın genelleştirilmiş hali olan Nakagami-m kanalların da popülaritesi artmıştır. Rician kanal ile Nakagami kanal arasında da birebir ilişki söz konusudur.

Yüksek hızlardaki veri iletimi ve güç verimliliğine duyulan ihtiyaç gün geçtikçe artmaktadır. Çok yol etkisi ve girişimden dolayı sönümleme, bir noktadaki tek antenden diğer noktadaki tek antene iletimde yeterince kaliteli ve hızlı iletime imkan sağlamamaktadır. Band-sınırlı bir kanalda veriyi böyle bir sistemde tekrar tekrar iletmek ise, iletişimde darboğazı oluşturmaktadır. Bu soruna bir çözüm olarak, çeşitleme teknikleri kullanılmaktadır [4]. Genel olarak zaman, frekans, uzay (anten) çeşitlemesi gibi tekniklerle başarım iyileştirilebilir. Son yıllarda bu tekniklerden özellikle verici ve/veya alıcı anten çeşitlemesi ön plana çıkmıştır [4]. Bu durumda sistem, genel olarak çok girişli çok çıkışlı (multiple input multiple output, MIMO) sistemler olarak adlandırılır (Şekil 1.2). Tek girişli tek çıkışlı (single input single output, SISO) yapılar ise, MIMO yapıların özel hali olmaktadır. Yapılan araştırmalar sonucunda çok girişli çok çıkışlı yapı kullanmanın kanal kapasitesini arttırdığı gözlemlenmiştir [2-3]. En genel anlamda kapasite anten çeşitlemesiyle oluşacak her bir kanalın kapasitelerinin toplamı kadar artmış olur. Verici ve alıcı arasında oluşan birden fazla kanal üzerinden antenler arasında işaret iletimiyle hız da artmakta ve ayrıca hata olasılığında iyileşme söz konusu olmaktadır.



Şekil 1.2 : SISO ve MIMO yapıları

Tipik olarak verici anten çeşitlemesi kodlama ile birleştirilerek uzay-zaman kodları oluşturulmaktadır. Uzay zaman kodları, uzay-zaman blok kodlar (space time block codes, STBC) ve uzay-zaman kafes kodlar (space time trellis codes, STTC) olmak üzere ikiye ayrılır. STBC'yi ilk olarak Alamouti [5], STTC'yi ise Tarokh ve diğ. [4] 1998 yılında ortaya atmıştır. Uzay-zaman blok kodlar hata performansı açısından kafes kodlara göre zayıf kalsa da alıcıda çözülme kolaylığı açısından tercih sebebi olabilmektedir.

Bazı durumlarda çok anten kullanımı, gerek hücresel sistemlerde gerekse tasarsız (ad-hoc) gezgin ağlarda olsun verici boyutu ve güç verimliliği kısıtlamalarıyla karşı karşıya kalabilmektedir [6]. Bu sorun işbirlikli çeşitleme tekniği kullanılarak aşılabilmektedir [7-10]. İşbirlikli çeşitlemenin elde edildiği klasik, temel bir yapı röleli devrelerdir. Burada, kaynaktaki işaret sadece alıcıya değil rölelere de gönderilir. Röle üzerinde alıcı ve verici anten birlikte bulunur. Rölenin işlevi kendisine gelen işareti çözerek (decode and forward, DF) ya da çözmeden sadece kuvvetlendirerek (amplify and forward, AF) alıcıya göndermektir. Bu şekilde alıcıda, kaynaktan çıkan işaretin röleden ve kaynağın kendisinden olmak üzere iki versiyonu alınmış olur. Başka bir deyişle, alıcı kaynaktan çıkan işarete dair daha çok bilgiye sahip olduğu için alınan işareti daha düşük hata olasılıklarıyla çözer. İşbirlikli çeşitleme, verici çeşitlemesini sanal olarak gerçekleştirmektedir. Çok antenli yapının gerçeklenmesindeki sıkıntılardan dolayı işbirlikli sistemi gerçeklemek daha avantajlı görünmektedir. Mevcut sistemlerdeki vericilere alıcı anten yerleştirilmesi ve birtakım işlevlerin kazandırılmasıyla işbirlikli sistemi gerçeklemek mümkündür.

Laneman ve diğ. [7], klasik (geleneksel) dik uzay-zaman blok kodlarını dağıtılmış yapıda kullanıcı işbirliği için kullanmayı önermişlerdir. Aktarma teknikleri dışında, kullandıkları işbirlikli çeşitleme protokolü iki zaman birimli iletimden oluşur. İlk zaman diliminde kaynak, hedef ve rölelere iletim yapar. İkinci zaman diliminde ise röleler aldıkları işaretlerin işlenmiş şeklini ortogonal kanallar kullanarak gönderirler. Uzay-zaman kodlamalı işbirlikli çeşitleme klasik dik uzay-zaman blok kodlarını, röleler arasında dağıtılmış yapıda kullanır. Nabar ve diğ. [8] ise dağıtılmış uzay-zaman blok kodlarının kuvvetlendir-aktar (AF) yöntemiyle çiftsel hata olasılığı üst sınırı analizi yapmıştır. İşbirlikli çeşitlemede performansın klasik tarzdaki çok antenli yapıya oranla arttığını göstermiştir.

Son zamanlarda yapılan araştırmalar göstermiştir ki işbirlikli çeşitlemede, birimlerde birden fazla anten kullanmanın avantajları vardır. Çok girişli çok çıkışlı aktarmaya dair araştırmalara literatürde sıkça rastlayabiliriz [Ör.14-16]. Wang ve diğ. [14], röleler tam-çift yönlü yapıdayken ve alıcının kanal durum bilgisine sahip olduğu varsayımı altında çok girişli çok çıkışlı kanalların kapasite alt ve üst sınırlarını belirlemişlerdir. Yiu ve diğ. [15], dağıtılmış uzay-zaman blok kodlarını (STBC) röle ve hedefteki çok antenli yapıya uygulayarak çalışma yapmışlardır. Uysal ve diğ. [27]'deki çalışmalarında Rayleigh kanalda STBC kodları kullanarak tek röleyle aktarma teknikleri üzerinde durmuşlardır. Birimlerde birden fazla anten kullanılarak hata performansının iyileştiğini; kaynak-röle, röle-hedef arası SNR'ların durumuna göre çeşitleme derecelerinin değiştiğini göstermişlerdir. Jing ve diğ. [16] ise kuvvetlendir-aktar tekniğiyle ve birimlerde birden fazla anten yapısı altında doğrusal yayılımlı (linear dispersion) uzay-zaman kodları üzerinde uygulamalarda bulunmuşlardır.

Zhao ve diğ. [25], telsiz işbirlikli aktarma sistemlerinde farklı aktarma yöntemlerini (AF, DF gibi) tek bir rölenin olduğu senaryoda kullanarak Nakagami kanallardaki hata olasılığı performans analizi yapmışlardır.

Bu çalışmada, [27]'deki yapı temel alınarak, çok girişli çok çıkışlı haberleşme tekniği röleli sistemlere uyarlanmıştır. Kaynak, tek röle ve hedefin birden fazla anten ihtiva ettiği, kaynaktan hedefe uzay-zaman blok kodları kullanılarak dağıtılmış yapıda iletim temel alınmıştır. Dik protokol yapısı uygulanmış, alıcıda kanal durum bilgisi mevcutken rölede kuvvetlendir-aktar yöntemi kullanılmıştır. Böyle bir sistemde rölenin kaynak ve hedefe uzaklığı ve güç kontrol kabulleri yapılarak

öncelikle Nakagami-*m* kanalda farklı senaryolar için hata başarım analizleri yapılmış, çiftsel hata üst sınırları (PEP) tespit edilmiştir. Başlangıçta kullanılan QPSK modülasyonu MPSK durumuna genelleştirilmiş ve hata başarımı incelenmiştir. Son aşamada ise röle sayısı arttırılarak aktarmada genellemeye gidilmiş, çeşitlilik derecesi arttırılmıştır. Bu duruma göre sistem analizi yapılıp çiftsel hata üst sınırları çıkarılmıştır. Elde edilen sonuçlar bilgisayar benzetimleriyle desteklenmiştir.

Bölüm 2'de, sönümlemeli kanallar ve çok girişli çok çıkışlı yapılar incelenmiştir.

Bölüm3'te, röleli yapıların özellikleri incelenip STBC kodlarda, röleli sistemde ve Rayleigh kanallarda geçmişte yapılan çalışmalara değinilmiştir.

Bölüm 4'te, Nakagami-*m* kanalda STBC kodlamayla röleli sistemin davranışı incelenip PEP çıkarımları yapılmış ve çeşitleme dereceleri farklı SNR durumları için tespit edilmiştir. QPSK modülasyonu MPSK'ya genelleştirilmiş ve bu durumda sistemin analizi yapılıp hata başarımları incelenmiştir.

Bölüm 5'te, Nakagami kanalda, QPSK modülasyonlu, STBC kodlamalı, tek röleli sistem, çok röleli bir yapıya genelleştirilmiştir. Sistemin yeni yapısı incelenip matematiksel çıkarımlar yapılmıştır. Bir sonraki adımda farklı SNR durumları için PEP analizi yapılıp çeşitleme dereceleri tespit edilmiştir. Son aşamada çok röleli yapının benzetim sonuçları ele alınmıştır.

Bölüm 6'da bu çalışmada ulaşılan sonuçlar sunulmuş ve ileride yapılabilecek çalışmalar tartışılmıştır.

2. ÇOK GİRİŞLİ ÇOK ÇIKIŞLI (MIMO) YAPILAR

MIMO yapılar, iletim hızını düşürmeden, çok yol sönümlemeli kanalların işaret üzerindeki bozucu etkisini ortadan kaldırmak için ortaya çıkmıştır. MIMO'ya duyulan ihtiyacın daha iyi algılanabilmesi için sönümlemeli kanallar ve karakteristiklerinin bilinmesi gerekmektedir.

2.1 Sönümlemeli Kanallar

Toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (AWGN), simgeler arası girişim (intersymbol interference, ISI), çok yol sönümlemesi, yol kaybı (path loss) ve gölgeleme (shadowing) bir iletişim sistemindeki bozucu etkenlerdir. Özellikle çok yol sönümlemesi, bir işaretin vericiden alıcıya, farklı zamanlarda, birçok yoldan ulaşması nedeni ile alıcıda elde edilen işaretin genliğinde ve fazında ani değişimlerin olmasına neden olur [17]. Gezgin iletişim sistemlerinde sönümlemenin etkisi minimuma indirgenmeye çalışılır.

2.1.1 Kanal parametreleri

Kanalı tanımlayıp karakterize etmek için kullanılan kanal parametreleri aşağıdaki gibidir.

2.1.1.1 Çok yollu yayılım (Multipath spread)

Gönderilen işaretin sönümlemeli kanaldan geçerek ulaştığı alıcıda ilk ve son görünümü arasındaki zaman farkına çok yollu yayılım (maksimum zaman gecikmesi) denir ve T_m ile gösterilir [17].

2.1.1.2 Uyumluluk bandgenişliği (Coherence bandwidth)

Kanalın bir işaretin spektral bileşenlerini eşit kazanç ve doğrusal fazda geçirdiği frekans aralığına uyumluluk bandgenişliği denir. B_c ile gösterilir [28]. Uyumluluk bandgenişliği ile çok yollu yayılım arasında,

$$B_C \approx 1/T_m \quad \textbf{(2.1)}$$

ilişkisi vardır.

2.1.1.3 Uyumluluk zamanı (Coherence time)

Kanalın darbe (impuls) yanıtının sabit kaldığı ya da yüksek ilişkiye sahip olduğu zaman aralığı uyumluluk zamanı T_c ile ifade edilir. Bu durumda, simge süresi T_c'den küçük olursa simgenin iletim boyunca zamanda değişmediği varsayılır [18].

2.1.1.4 Doppler yayılımı (Doppler spread)

Doppler yayılımı B_d, kanalın zamanla değişme özelliğinden ötürü oluşan spektral genişleme anlamına gelir [28]. Spektral genişlemenin ne kadar olacağı, işaretin geliş açısına ve gezgin birimin göreceli hızına bağlıdır [18]. Uyumluluk zamanı ile Doppler yayılımı arasında,

$$\boldsymbol{T_C \approx 1/B_d} \quad \textbf{(2.2)}$$

ilişkisi vardır.

2.1.2 Sönümlemeli kanalların sınıflandırılması

Gezgin iletişim kanallarında oluşan sönümlemeler geniş ölçekli sönümleme ve küçük ölçekli sönümleme olarak ikiye ayrılır.

2.1.2.1 Geniş ölçekli sönümleme (Large-scale fading)

Geniş alanlarda hareket ederken işaretin gücünde zayıflamalar görülmesi ya da yol kaybının oluşması geniş ölçekli sönümlemeyi ifade eder. Engebeli yeryüzü şekilleri ve çok katlı binalar geniş ölçekli sönümlemeyi oluşturan faktörlerdir. Bu tür faktörlerle meydana gelen orta ölçekteki sönümlemelere ise gölgeleme (shadowing) denilmektedir [17].

2.1.2.2 Küçük ölçekli sönümleme (Small-scale fading)

Alıcı ve verici arasındaki uzaklığın küçük değişimleri sonucu olarak işaretin genlik ve fazında oluşan ani değişimler küçük ölçekli sönümlemeyi meydana getirir [28]. İşaretin zaman yayılımı (time-spreading) ve kanalın zamanla değişim özelliği küçük ölçekli sönümlemeye sebep olabilir [17]. İşaretin bandgenişliği, simge periyodu gibi

parametreleri ile kanal parametreleri arasındaki ilişkiye göre kanaldan iletilen her işaret farklı sönümlemeye uğramaktadır. Çok yollu yayılım; zaman yayılımı ve frekans seçici sönümlemeye (frequency selective fading) yol açarken, Doppler yayılımı; frekans yayılımı ve zaman seçici sönümlemeye (time selective fading) yol açmaktadır [28]. Bu iki propagasyon mekanizmaları birbirinden bağımsızdır [18].

Çok yollu yayılımın sönümlemeye etkisi

Çok yollu yayılım iletilen işaretin düz ya da frekans seçici sönümlemeye uğramasına neden olur [18].

a) Düz sönümleme (Flat fading)

Kanalın uyumluluk bandgenişliği işaretin bandgenişliğinden büyük ise işaret düz sönümlemeye uğrar. Bu durumda, işaretin frekans bileşenleri tamamen eşit genlikte sönümlemeye uğrar [29]. Düz sönümlemeli kanallar, kanala gönderilen işaretin bandgenişliği kanalın bandgenişliğinden çok daha dar olduğundan "dar bandlı kanallar" olarak da adlandırılırlar. Düz sönümlemeli kanallar derin sönümlemelere neden olurlar. Bir işaretin düz sönümlemeye uğraması için,

$$B_s \ll B_c$$

veya eşdeğer olarak,

$$T_s \gg T_m$$

olmalıdır. Burada T_s işaretin simge periyodu, B_s işaretin bandgenişliği, T_m, kanalın gecikme yayılımı, B_c kanalın uyumluluk bandgenişliğidir.

b) Frekans seçici sönümleme (Frequency selective fading)

Kanalın uyumluluk bandgenişliği işaretin bandgenişliğinden küçük ise işaret frekans seçici sönümlemeye uğrar. Başka bir deyişle, kanal iletilen işaretin bandgenişliğinden daha dar bir bandgenişliği boyunca sabit kazanç ve doğrusal faz yanıtına sahiptir. İşaretin farklı frekans bileşenleri ilişkisiz sönümlemeye uğrarlar. Bu durumda kanalın darbe yanıtı, iletilen işaretin simge periyodundan daha büyük çok yollu yayılıma sahiptir. Bu şekilde alıcıdaki işaret gönderilen işaretin zayıflamış ve zamanda gecikmiş birçok bileşeninden oluşmaktadır. Dolayısıyla alıcıya bozulmaya

uğramış işaret gelir. Kanalda işaretlerin zaman yayılımına uğraması simgeler arası girişime sebebiyet verir.

Frekans seçici sönümleme oluşabilmesi için,

$$B_s > B_c$$

veya eşdeğer olarak,

$$T_s < T_m$$

olmalıdır.

Doppler yayılımının sönümlemeye etkisi

Hızlı ve yavaş sönümleme Doppler yayılımı sonucu oluşan sönümlemelerdir.

a) Hızlı sönümleme (Fast fading)

Kanalın değişim hızı ile işaretin değişim hızının birbirine göre durumları kanalın hızlı ya da yavaş sönümlemeli olmasını sağlar. Hızlı sönümlemeli kanalda kanalın darbe yanıtı bir simge periyodu boyunca çok hızlı değişir. Başka deyişle, kanalın uyumluluk zamanı iletilen işaretin simge periyodundan daha küçüktür. Hızlı sönümleyen kanallarda Doppler yayılımından dolayı frekans yayılımı meydana gelir ve işaret bozulmalara uğrar [28]. Kısacası hızlı sönümlemenin oluşabilmesi için,

$$T_s > T_c$$

veya eşdeğer olarak,

$$B_s < B_d$$

olması gerekir.

Düz sönümlemeli kanalda kanalın darbe yanıtı bir delta işlevi (sabit gecikmeli) gibidir. Bu durumda, düz, hızlı sönümlemeli kanal delta işlevi genliğinin değişiminin iletilen temelband işaretin değişim oranından daha hızlı olduğu kanaldır. Frekans seçici, hızlı sönümlemeli kanalda ise her bir çok yollu elemanın zaman gecikmesinin, genliğinin ve fazının değişimi iletilen işaretin değişim oranından hızlıdır [28].

b) Yavaş sönümleme (Slow fading)

Kanalın darbe yanıtı, işaretin değişimine göre daha yavaş değişiyorsa kanal yavaş sönümlemelidir. Yavaş sönümlemeli kanalın birkaç simge periyodu boyunca sabit

olduğu varsayılır. Frekans bölgesinde, kanalın Doppler yayılımı temelband işaretin bandgenişliğinden çok küçüktür [18]. Yavaş sönümlemenin oluşabilmesi için,

$$T_s \ll T_c$$

veya eşdeğer olarak,

$$B_s \gg B_d$$

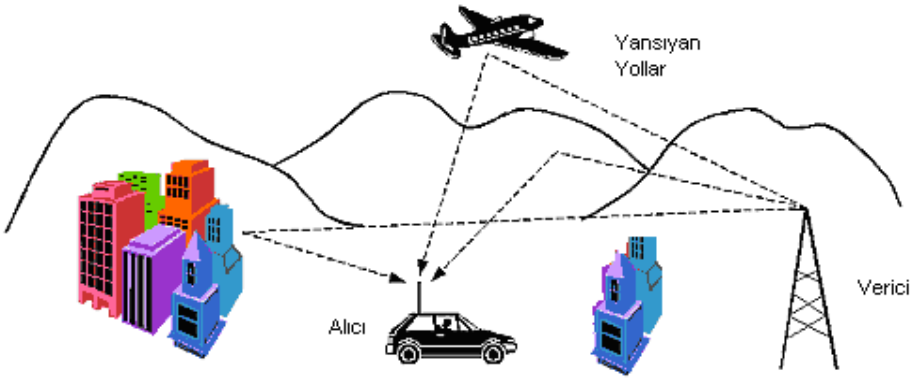
gerekir.

2.2 Çok Yol Sönümlemeli Kanal Çeşitleri ve Dağılımları

Rastgele gecikmiş, yansımış, saçılmış işaret bileşenlerinin yapıcı ve yıkıcı birleşimlerinden dolayı çok yol sönümlemesi gerçekleşir. Çok yol sönümlemesi küçük-ölçekli işaret değişimlerine sebep olur. Gezgin iletişim ağında çok yol sönümlemesinin zarfını modelleyen farklı istatistiksel davranışlar vardır. Bu bölümde Rayleigh, Rician ve Nakagami kanalların yapıları ve dağılımları gösterilerek mobil ağlarda hangi modeli gerçeklediklerinden bahsedilmiştir.

2.2.1 Rayleigh kanal

Gezgin iletişimde alıcı ve verici arasında direkt görüş yolu (line-of-sight, LOS) yoksa Rayleigh dağılımıyla modellenir (Şekil 2.1) [32].



Şekil 2.1 : Rayleigh sönümlemeli kanal

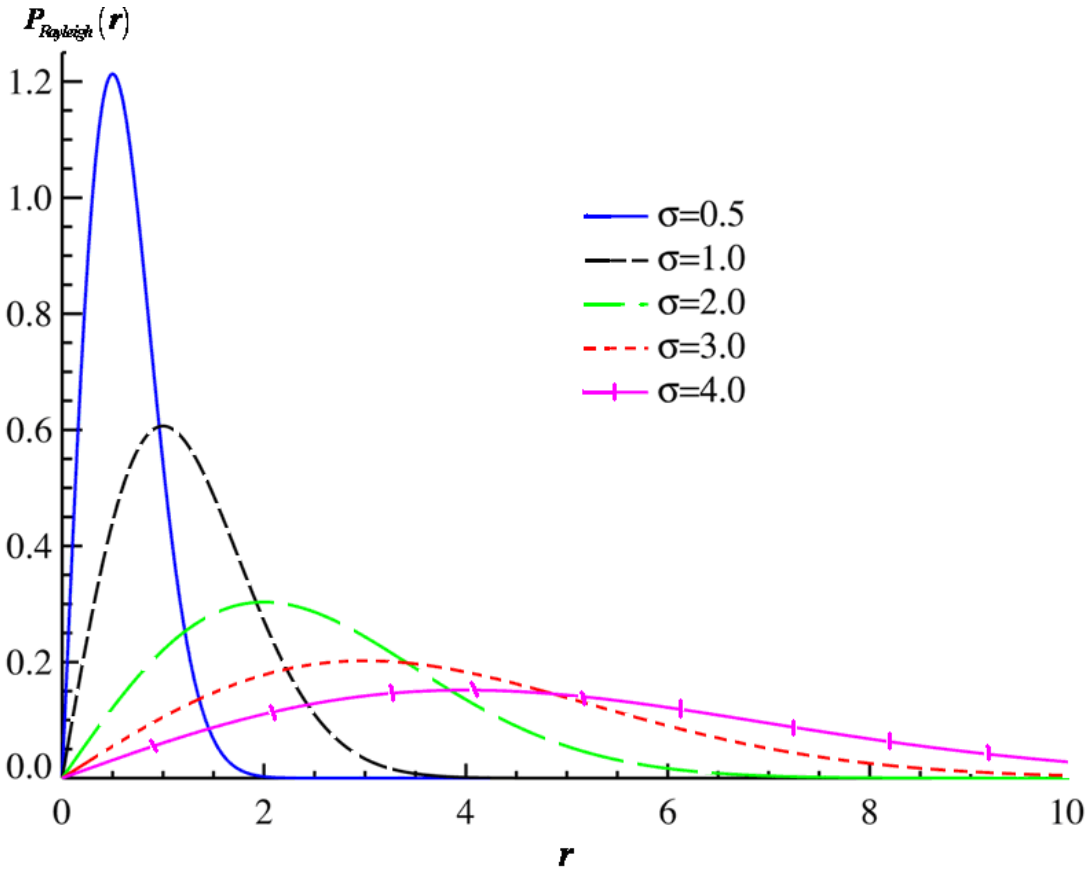
Rayleigh dağılımı, düz sönümlemeye uğramış ve alıcıya doğrudan ulaşmayan işaretin alıcıdaki zarfının istatistiksel olarak zamanla değişimini tanımlamaktadır [28]. Çok yollu bir kanalda kompleks sönümleme değişkeni,

$$h(t) = h_I(t) + jh_Q(t) = \alpha(t)e^{j\theta(t)} \tag{2.3}$$

şeklinde ifade edilir [18]. Bu ifadede $g_I(t)$ ve $g_Q(t)$ sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı Gauss dağılımlı bir süreç ise $h(t)$'nin zarfı $\alpha(t)$ Rayleigh, fazı $\theta(t)$ de [0, 2π] aralığında düzgün dağılımlı olur. Rayleigh dağılımı aşağıdaki olasılık yoğunluk işlevine (pdf) sahiptir:

$$P_{Rayleigh}(r) = \begin{cases} \dfrac{r}{\sigma^2}\exp\left(-\dfrac{r^2}{2\sigma^2}\right) & 0 \le r \le \infty \\ 0 & r < 0. \end{cases} \tag{2.4}$$

Bu olasılık yoğunluk fonksiyonu Şekil 2.2'de gösterilmektedir [30].



Şekil 2.2 : Rayleigh dağılımının olasılık yoğunluk işlevi

Rayleigh dağılımının ortalama değeri,

$$r_{mean} = E[r] = \int_0^{\infty} rp(r)dr = \sigma\sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \tag{2.5}$$

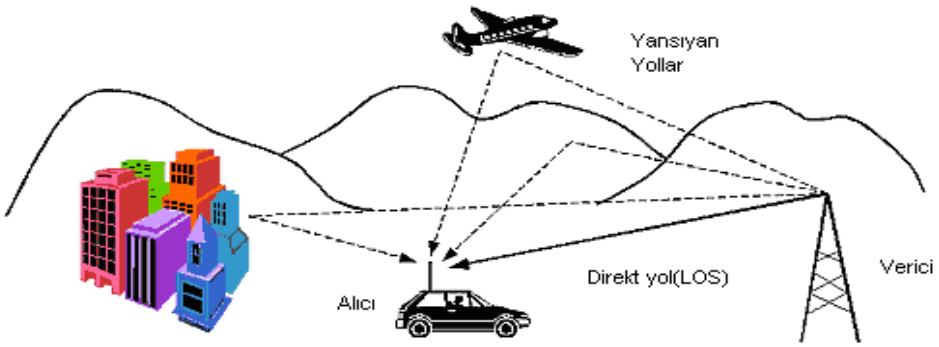
olarak bulunur. Rayleigh dağılımının varyansı ise

$$\sigma_r^2 = E[r^2] - E^2[r] = \int_0^{\infty} r^2 p(r)dr - \frac{\sigma^2\pi}{2}$$
$$= \sigma^2\left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2 \tag{2.6}$$

şeklinde bulunur.

2.2.2 Rician kanal

Küçük ölçekli sönümlemeli kanalın genlik zarfı, baskın zayıflamamış bir işaret bileşeni varsa (LOS gibi) Rician dağılımlıdır [17] (Şekil 2.3). Zarf sezici çıkışında baskın işaret doğru akım bileşeninin oluşmasına neden olur. Rician dağılımında baskın işaret bileşeni sönümlenirse Rayleigh dağılımı elde edilir [18].

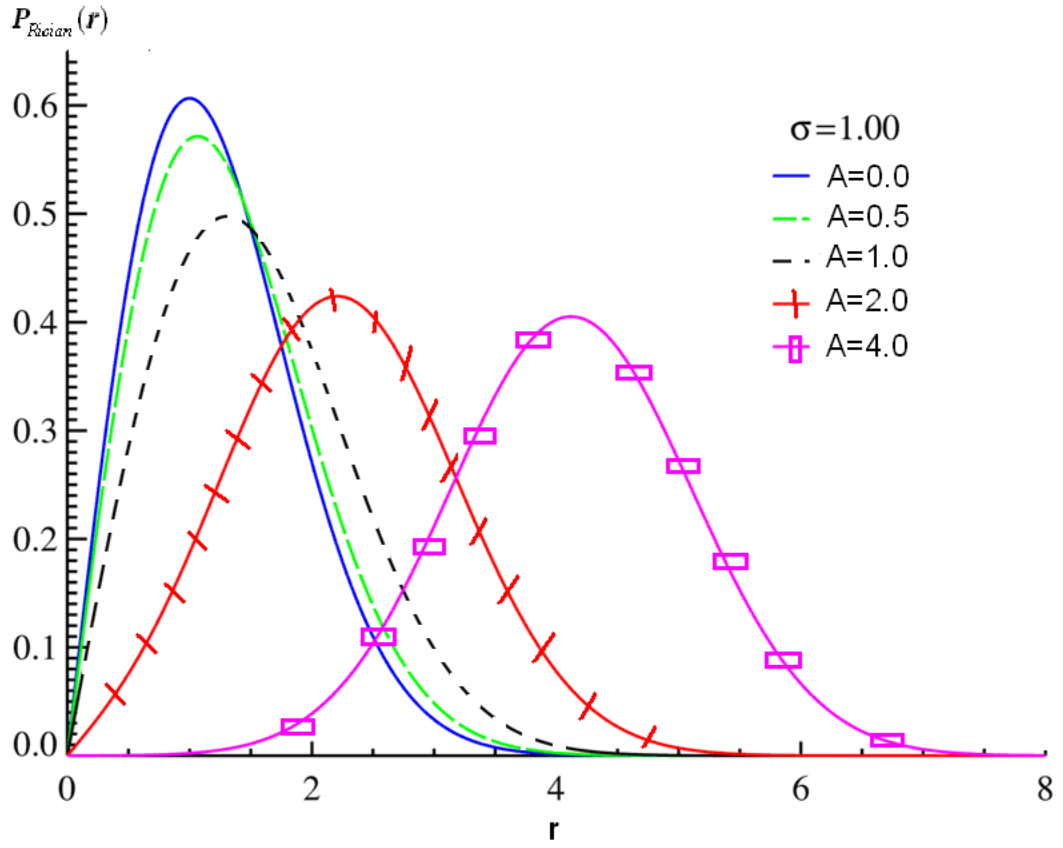


Şekil 2.3 : Rician sönümlemeli kanal

Rician dağılımı aşağıdaki gibidir:

$$P_{Rician}(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{\frac{-(r^2+A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right) \quad , \; A \geq 0 \text{ ve } r \geq 0 \, . \tag{2.7}$$

Burada A baskın işaretin maksimum değeri (zarfı), $I_0(.)$ 0. derece 1. çeşit değiştirilmiş Bessel işlevi ve σ^2 kanalın kompleks sönümleme değişkeninin dik bileşenlerinin gücüdür. Şekil 2.4'te, Rician dağılımı farklı A değerleri için verilmiştir [31].



Şekil 2.4 : Rician dağılımının olasılık yoğunluk işlevi

Rician dağılımı genellikle K parametresi kullanılarak ifade edilir. K parametresi dB cinsinden şu şekilde hesaplanır:

$$K(dB) = 10\log\frac{A^2}{2\sigma^2}\,[dB]. \qquad \textbf{(2.8)}$$

Rician dağılımının ortalama gücü aşağıdaki gibidir:

$$\Omega = E\left[r^2\right] = A^2 + 2\sigma^2 = 2\sigma^2(1+K)\ . \qquad \textbf{(2.9)}$$

Bu parametreler kullanılarak, olasılık yoğunluk işlevi tekrar yazılırsa,

$$P_{Rician}(r) = \frac{2r(K+1)}{\Omega} \exp\left(-K - \frac{r^2(K+1)}{\Omega}\right) I_0\left(2r\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}\right) \quad \textbf{(2.10)}$$

bulunur.

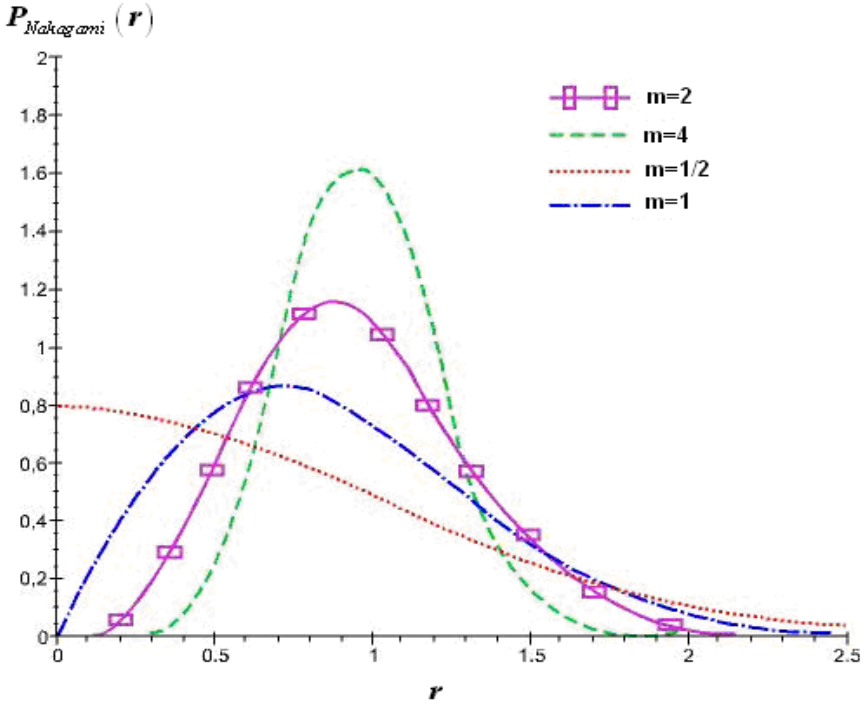
(2.10)'da $K = 0$ yazılırsa Rician dağılımı, Rayleigh dağılımına dönüşür. K parametresinin değerinin büyümesi kanaldaki sönümlemenin etkisinin azalması anlamına gelir. $K \to \infty$ durumunda ise kanalda sönümleme olmamaktadır ve kanal toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanala yakınsar [18].

2.2.3 Nakagami-*m* kanal

Nakagami-*m* dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu merkezi ki-kare dağılımının temelini oluşturur [26]. Buradaki m değeri Nakagami-*m*'in sönümleme parametresidir ve $\frac{1}{2}$ ile ∞ arasında değişir. (2.11)'de Nakagami-*m* dağılımın olasılık yoğunluk fonksiyonu verilmektedir:

$$P_{Nakagami}(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Omega^m \Gamma(m)} \exp\left(-\frac{mr^2}{\Omega}\right) \quad , \quad r \geq 0 \quad \textbf{(2.11)}$$

Burada $\Gamma(.)$, $\Gamma(m) = \int_0^\infty t^{m-1} e^{-t} dt$ olarak tanımlanan Gamma fonksiyonudur. Şekil 2.5, $\Omega = 1$ ve m'in farklı değerleri için Nakagami-*m* dağılımını göstermektedir.



Şekil 2.5 : Nakagami dağılımının olasılık yoğunluk işlevi

Nakagami-m dağılımı $m=\frac{1}{2}$ olduğunda tek-yönlü Gauss dağılımını ve $m=1$ olduğunda ise Rayleigh dağılımını verir. $m\rightarrow\infty$ iken, Nakagami-m sönümlemeli kanal sönümlemesiz AWGN kanala yakınsar.

2.3 Uzay-Zaman Kodları

Genellikle iletim çeşitlemesi olarak frekans, uzay (anten) ve zaman çeşitlemeleri kullanılmaktadır. Frekans çeşitlemesinde, aynı işaret birbirinden farklı frekanslarda iletilir. Frekanslar arası bandgenişliği uyumluluk bandgenişliği B_c'den büyük olmalıdır. Zaman çeşitlemesinde, birbirinden bağımsız sönümlemeye uğramış işaretler üretmek için aynı işaret farklı zaman dilimlerinde gönderilir. Anten çeşitlemesi verici ve/veya alıcıda birden fazla anten kullanımına dayanır. Birbirinden bağımsız sönümlemeli kanallar üzerinden iletim sağlanır. İlişkisiz sönümleme elde edebilmek için antenlerin birbirinden yeteri kadar uzak olmaları gerekir.

Telsiz haberleşme sistemlerinde, olabildiğince kaliteli bir şekilde yüksek hızlara ulaşma isteği genel olarak MIMO teknikleri kullanılarak karşılanabilmektedir. MIMO sistemler, verici ve/veya alıcıda birden fazla anten kullanılarak

gerçeklenmektedir. Bu yolla elde edilen anten çeşitlemesi sayesinde kapasite artmakta ve dolayısıyla yüksek hızlarda veri iletimi söz konusu olmaktadır [4]. Alıcı anten çeşitlemesi uzun yıllardır bilinen bir yöntemdir. Ancak mobil iletişim sistemlerinde gezgin birimlerin her birine birden fazla anten yerleştirilmesi zordur. Ayrıca alıcı boyutlarının da sınırlı tutulması istendiğinden çok antenli karmaşık yapının vericide (baz istasyonu) oluşturulması tercih edilir. Vericide çeşitlemeyi gerektiren uzay–zaman kodları zamanda ve uzayda kodlama yapılarak sağlanır. Farklı zamanlarda ve farklı antenlerde birbiriyle ilişkili işaretler üretilmektedir. Alıcıda belirli bir algoritmayla çözülen bu işaretler gönderilen işaret ile ilgili alıcıya SISO yapıya göre daha fazla bilgi sağlar ve böylece alıcıdaki hata performansı iyileşir. Ayrıca bandgenişliğinden ödün verilmeden, vericide güç kazancı sağlanır.

2.3.1 Uzay-zaman blok kodlar (STBC)

STBC, verici anten çeşitlemesi sağlayan bir tekniktir. Alıcı ve vericide basit bir algoritmayla gerçeklenebilen STBC, kapasite ve hızın artmasını sağlarken bandgenişliğinden fedakarlık etmeden iletimde güç kazancını da beraberinde getirir. Uzay-zaman blok kodlarının temeli Alamouti'nin [5] önerdiği basit ama etkili yapıya dayanır.

2.3.1.1 Alamouti yapısı

Alamouti yapısı, alıcıda çözülen işaretin kalitesini arttırmayı sağlayan, iki verici antenli, basit bir işaret işleme tekniğine dayanan bir iletim çeşitleme yöntemidir. Bu teknikle elde edilen çeşitleme düzeyi maksimum oran birleştirmenin iki alıcı antenle uygulanmasıyla elde edilen çeşitleme düzeyine eşittir. Bu yapı 2 verici anten ve çok alıcı anten kullanılarak genelleştirilebilir ve çeşitleme düzeyi alıcı anten sayısının iki katı kadar olur. Bu yöntem, alıcıdan vericiye hiçbir geri besleme içermeden ve basit hesaplamalarla gerçekleştirilebilmektedir. Ayrıca bu yeni yapı fazladan band genişliği gerektirmemektedir [5].

Alamouti yapısı ile birlikte hata performansı iyileşmekte, veri iletim hızı ya da telsiz haberleşme sisteminin kapasitesi artmaktadır. Sönümlemeye karşı azalan duyarlılık, veri hızını arttırmak için çok düzeyli modülasyon tekniklerinin kullanılmasına olanak sağlamaktadır. Özetle, bu yapı çok yol sönümlemesinin etkisiyle sınırlı sistem kapasitesine sahip uygulamalarda çok verimlidir [5]. Sönümleme etkisini baz istasyonunda birden fazla anten kullanarak etkin bir şekilde azaltmayı sağlayan ve

karmaşıklık derecesi düşük olan Alamouti yapısı iletişim sistemleri için tercih edilebilir bir yapıdır.

Şekil 2.7'de Alamouti'nin önerdiği iki kollu iletim çeşitleme yapısı görülmektedir. 2 verici ve 1 alıcı anten kullanılan bu yapıda temel olarak,

- Kodlama,

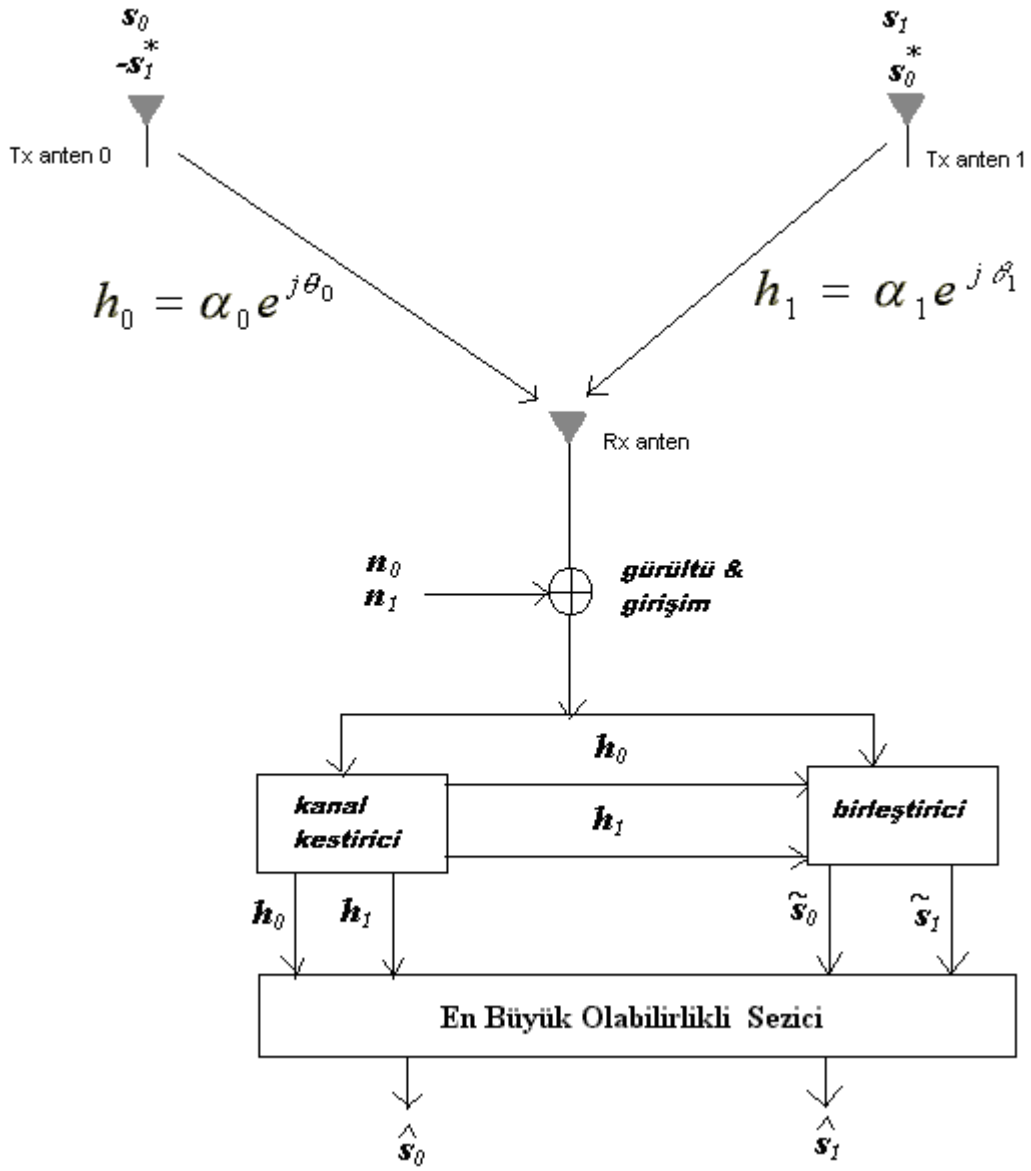
- Alıcıdaki birleştirme yapısı,

- ML sezme için karar kuralı

gerçekleştirilir. Bir simge periyodunda vericilerden aynı anda iki işaret gönderilir. *Tx:*0'dan gönderilen işaret s_0 ile, *Tx:1*'den gönderilen işaret s_1 ile belirtilmiş olsun. Bu durumda ikinci simge periyodunda *Tx*:0'dan $-s_1^*$ ve *Tx:*1'den s_0^* gönderilmektedir [5]. Bu işleyiş Çizelge 2.1'de gösterilmektedir.

Çizelge 2.1 : Alamouti kodu

	Tx anten 0	*Tx* anten 1
t anı	s_0	s_1
$t + T$ anı	$-s_1^*$	s_0^*



Şekil 2.6 : 2 verici, 1 alıcı antenli Alamouti yapısı

Çizelge 2.1'de kodlama uzay ve zamanda (space-time) yapılmıştır. Aslında kodlama uzay ve frekansta da yapılabilir. Bu durumda iki tane simge periyodu yerine iki tane ayrı taşıyıcı kullanılmalıdır [5].

t anında düz sönümlemeli kanalları karmaşık çarpımsal bozulmalı olarak modelleyebiliriz [5]. Sönümlemenin artarda iki simge periyodu boyunca sabit olduğu varsayılırsa,

$$h_0(t) = h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0}$$

$$h_1(t) = h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \qquad \textbf{(2.12)}$$

şeklinde yazılabilir. Burada T simge süresi, h_0 *Tx:* 0 ile alıcı anten arasındaki ve h_1 *Tx:* 1 ile alıcı anten arasındaki kanallardır. Alıcıdaki işaretler şöyle ifade edilebilir:

$$r_0 = r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0$$

$$r_1 = r(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \,. \qquad \textbf{(2.13)}$$

Burada r_0 ve r_1, t ve $t + T$ anlarında alıcıdaki işaretlerdir. Şekil 2.6'de gösterilen birleştirici aşağıdaki şekilde işaretleri birleştirir ve en büyük olabilirlikli seziciye gönderir:

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^*$$

$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_0 - h_0 r_1^* \,. \qquad \textbf{(2.14)}$$

(2.13) ve (2.14)'ü kullanırsak (2.15) şöyle yazılabilir:

$$\tilde{s}_0 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^*$$

$$\tilde{s}_1 = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 \quad . \qquad \textbf{(2.15)}$$

Elde edilen işaretler ML seziciye gönderilir. s_0 için,

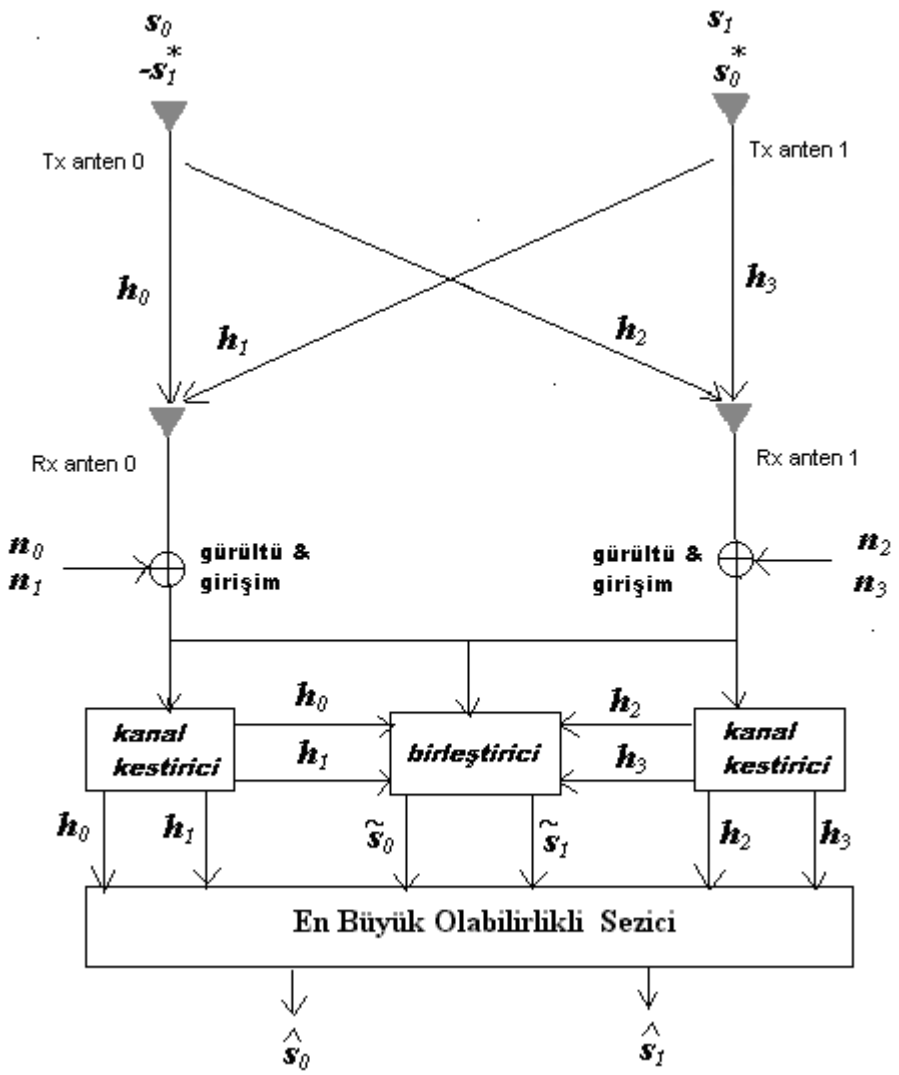
$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)\left|s_i\right|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \le (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)\left|s_k\right|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k)\,, \quad \forall i \ne k \qquad \textbf{(2.16)}$$

İse s_i işaretine karar verilir. Faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) işaretleri için tüm işaretler eşit enerjili olduğundan karar kuralı aşağıdaki gibi olur [5]:

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \le d^2(\tilde{s}_0, s_k) \quad , \quad \forall i \ne k \qquad \textbf{(2.17)}$$

ise s_i işareti seçilir. Benzer kural s_1 işareti için de geçerlidir.

Şekil 2.7'de 2 verici, 2 alıcı antenin kullanıldığı, asimptotik olarak 4 çeşitleme derecesi sağlayan Alamouti yapısı görülmektedir.



Şekil 2.7 : 2 verici, 2 alıcı antenli Alamouti yapısı

Kodlama ve iletim dizisinin yapısı önceki durum ile tamamen aynıdır. Çizelge 2.2'de verici ile alıcı antenler arasındaki kanallar, Çizelge 3.3'te alıcıdaki işaretlerin gösterimleri verilmiştir.

Çizelge 2.2 : Verici ve alıcı antenler arası kanallar

	Rx anten 0	*Rx* anten 1
Tx anten 0	h_0	h_2
Tx anten 1	h_1	h_3

Çizelge 2.3 : Alıcı işaret yapıları

	Rx anten 0	*Rx* anten 1
t anı	r_0	r_2
$t + T$ anı	r_1	r_3

Alıcıdaki işaretler,

$$\begin{aligned} r_0 &= h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \\ r_1 &= -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \\ r_2 &= h_2 s_0 + h_3 s_1 + n_2 \\ r_3 &= -h_2 s_1^* + h_3 s_0^* + n_3 \end{aligned} \qquad \textbf{(2.18)}$$

şeklindedir. Birleştirici aşağıdaki iki işareti oluşturur:

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= h_0^* r_0 + h_1 r_1^* + h_2^* r_2 + h_3 r_3^* \\ \tilde{s}_1 &= h_1^* r_0 - h_0 r_1^* + h_3^* r_2 - h_2 r_3^* . \end{aligned} \qquad \textbf{(2.19)}$$

(2.18) ve (2.19)'u kullanarak,

$$\begin{aligned} \tilde{s}_0 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* + h_2^* n_2 + h_3 n_3^* \\ \tilde{s}_1 &= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 - h_2 n_3^* + h_3^* n_2 \end{aligned} \qquad \textbf{(2.20)}$$

yazılır. Bu işaretler ML seziciye gönderilir. s_0 ve s_1 için sırasıyla aşağıdaki karar ölçütleri kullanılır:

s_0 işareti için,

$$\begin{aligned} &(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)\left|s_i\right|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \\ &\qquad \le (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 + \alpha_2^2 + \alpha_3^2 - 1)\left|s_k\right|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k), \quad \forall i \neq k \end{aligned} \qquad \textbf{(2.21)}$$

ise s_i işareti seçilir. PSK durumunda,

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \le d^2(\tilde{s}_0, s_k) \quad , \quad \forall i \neq k \qquad \textbf{(2.22)}$$

ise s_i işareti seçilir.

s_1 işareti için,

$$(\alpha_0^2+\alpha_1^2+\alpha_2^2+\alpha_3^2-1)\left|s_i\right|^2+d^2(\tilde{s}_1,s_i)$$
$$\leq(\alpha_0^2+\alpha_1^2+\alpha_2^2+\alpha_3^2-1)\left|s_k\right|^2+d^2(\tilde{s}_1,s_k) \quad \textbf{(2.23)}$$

ise s_i'ye karar verilir. Eşit enerjili işaretler için

$$d^2(\tilde{s}_1,s_i)\leq d^2(\tilde{s}_1,s_k) \quad , \quad \forall i\neq k \quad \textbf{(2.24)}$$

ise s_i işareti seçilir.

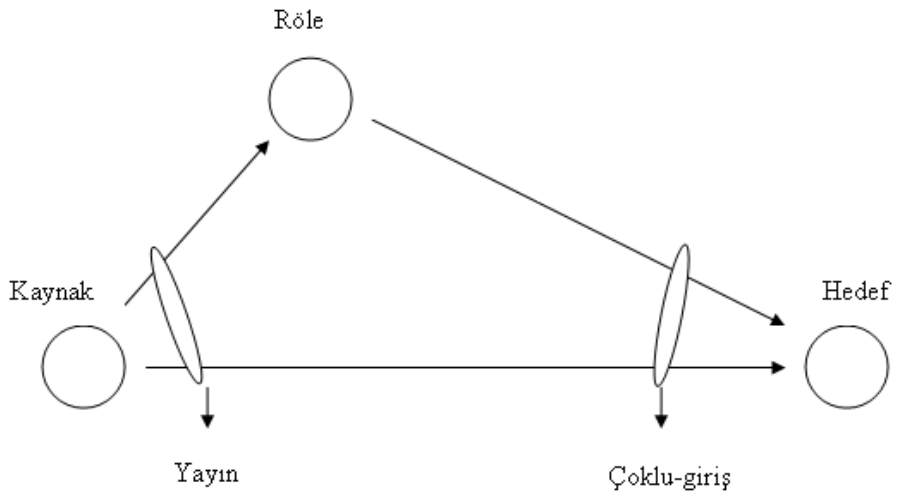
2.3.2 Uzay-zaman kafes kodlar (STTC)

Uzay-zaman kafes kodları ilk defa Tarokh ve diğ. [4] tarafından ortaya atılmıştır. STTC, kodlama kazancı ve spektral verimlilik sağlarken, düz sönümlemeli kanallarda çeşitleme kazancı da sağlamaktadır.

STTC, uzaysal ve zamansal olarak ilişkiyi sağlamak için katlamalı kodları kullanır. Böylece, kafes yapı ile bilgiyi MIMO kanal üzerinden iletmeyi sağlar. Çeşitleme kazancı yanında kodlama kazancı da sağlar. Ancak STBC'dekine göre karmaşık kod çözücüye sahiptir. Karmaşıklık, verici anten ve kafes durum sayısının artmasıyla orantılı olarak artar. Alıcı ML kestirme yapar. Örneğin Viterbi algoritmasını kullanır.

3. RÖLELİ YAPILAR

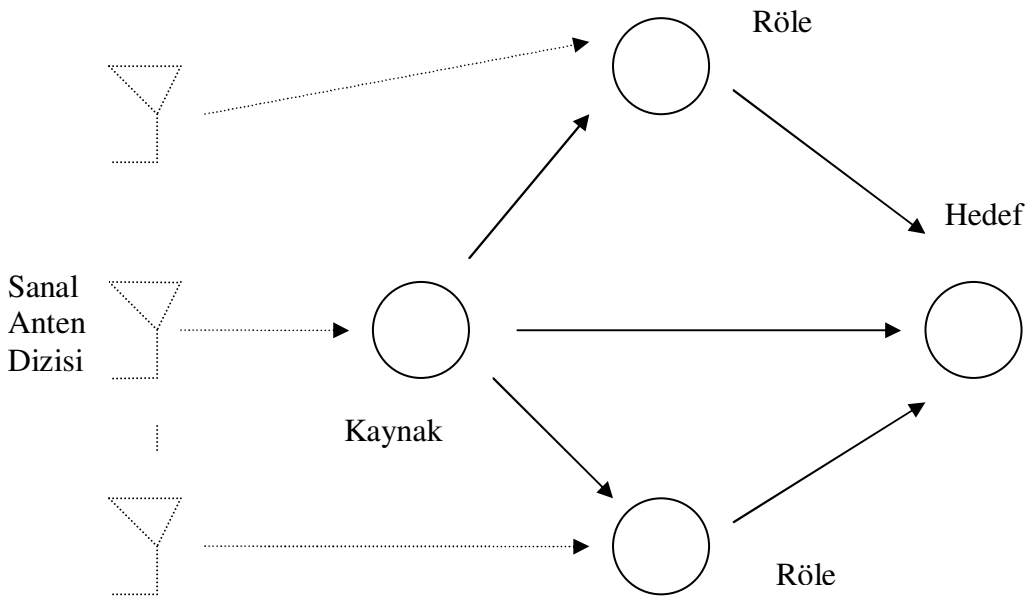
İlk olarak 1971 yılında Van-der Meulen tarafından ortaya atılan röleli yapılar [20], temel olarak işareti gönderen kaynak, işaretin gönderilmesi amaçlanan hedef ve kaynağa işaretin gönderimi konusunda yardımcı olan röleden oluşur. Kaynak işareti hem hedefe hem röleye yayınlar (broadcasting). Röle aldığı işareti farklı aktarma yöntemlerine göre (çöz-aktar, kuvvetlendir-aktar, sıkıştır-aktar vs.) işleyerek hedefe iletir. Böylece hedefte işaretin hem kaynaktan hem de röleden gelen kopyaları elde edilir (Şekil 3.1).



Şekil 3.1 : Röleli yapı

Klasik röleli yapıda, röle bilgi üretmeden kaynaktan aldığı bilgiyi hedefe iletmekle sorumludur. İşbirlikli sistemde ise birimler aynı anda hem röle hem de kaynak görevi görevi görmektedirler. Diğer bir deyişle işbirlikli çeşitlemede, kullanıcılar hem kendi işaretlerini hem de diğer birimin işaretini iletirler.

Kaynağın işaretini göndermek için röledeki anteni de kullanması dağıtılmış anten çeşitlemesi kavramını da beraberinde getirir [19]. Şekil 3.2'de dağıtılmış anten çeşitlemesinin nasıl sağlandığı görülmektedir. Kaynak ve röleler kaynaktaki işareti yardımlaşarak ilettikleri için bir bakıma kaynak üzerindeki sanal anten görevi görmektedirler.



Şekil 3.2 : Dağıtılmış anten çeşitlemesi

3.1 Aktarma Teknikleri

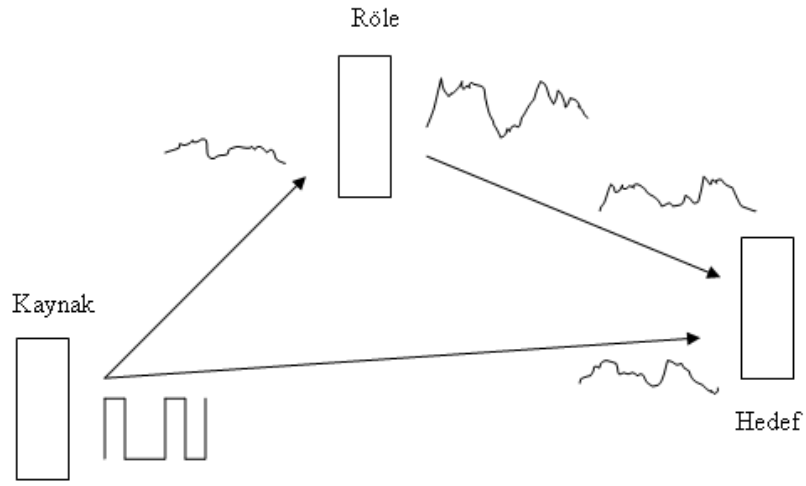
Aktarma tekniklerini sabit, seçimli ve artımlı olmak üzere üç temel gruba ayırabiliriz. Bu yöntemler rölede farklı işlemlerle yapılırken, alıcı antende de farklı birleştirmeler uygulanır [12].

3.1.1 Sabit aktarma (Fixed relaying)

En çok kullanılan sabit aktarma çeşitleri kuvvetlendir-aktar ve çöz-aktar yöntemleridir.

3.1.1.1 Kuvvetlendir-aktar yöntemi (AF)

Çalışması kabaca Şekil 3.3'te gösterilen kuvvetlendir-aktar yönteminde kaynak röleye işaretini iletir. Röle, aldığı işareti kanal hakkında sahip olduğu bilgiye göre kuvvetlendirerek gönderir. Kuvvetlendirme kazancı kaynak-röle kanalına bağlıdır ve buna sabit olmayan kazançlı AF denir. Buradaki işaret gürültü oranı yüksek ise röleye gelen işaretin tamamen bozulmaya uğraması beklenmez ve eklenen gürültüyü röle güçlendirse bile işareti bozmaya yetmeyecektir. Dolayısıyla bu şartlarda kuvvetlendir-aktar yönteminden iyi bir performans elde edilir.

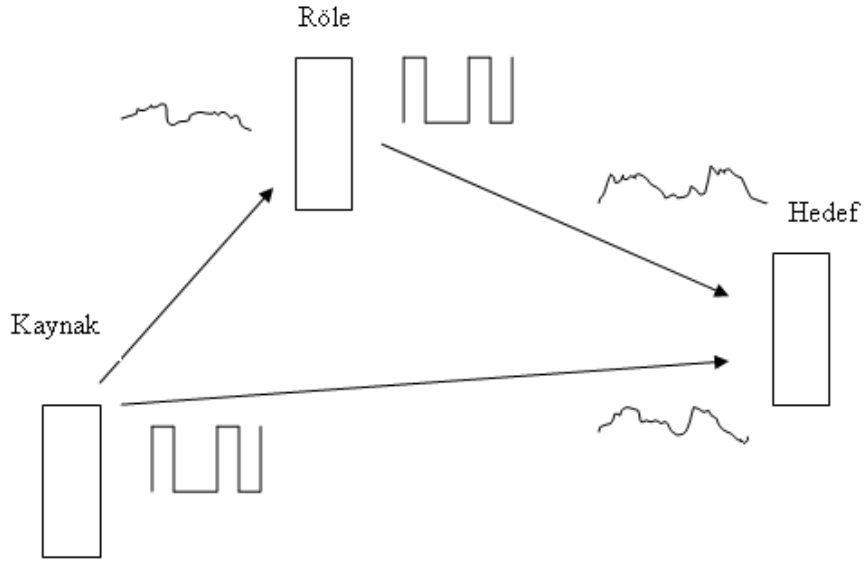


Şekil 3.3 : Kuvvetlendir-aktar yöntemi

Sabit kazançlı AF'de röle kanal hakkında herhangi bir bilgiye sahip olmadığı için aldığı işareti sabit bir katsayıyla çarparak hedefe aktarır. Başka bir deyişle rölede sabit güç kısıtlaması söz konusudur [8]. Sabit kazançlı AF, AF kadar iyi performans göstermemekle birlikte, devre yapısının basit olması açısından tercih edilebilir.

3.1.1.2 Çöz-aktar yöntemi (DF)

Şekil 3.4'te gösterilen çöz-aktar yönteminde, röle kaynaktan gelen işareti önce kendisi çözer ve karar verdiği işareti hedefe yollar [12]. Aldığı işareti yanlış çözmesi durumunda bu yöntemin performansı kötüleşir. Dolayısıyla kaynak-röle arasındaki kanal önemlidir.



Şekil 3.4 : Çöz-aktar yöntemi

Kodçözme işlemi rölede farklı şekillerde olabilir. Örneğin tam bir kodçözme yapabilir. Yani kod kelimesini tamamen kestirir ve hedefe öyle yollar. Simge simge kodçözme yapıp tam kodçözme işini hedefe de bırakabilir.

3.1.2 Seçmeli aktarma (Selection relaying)

Çöz-aktar yönteminin dezavantajı performansının kaynak-röle arası kanala sıkı sıkıya bağlı olmasıdır. Bu bağımlılığın önüne geçmek mümkündür. Rölelerde kaynak-röle arası kanal katsayısı h_{SR} kestirilip iletim davranışları ona göre belirlenebilir. Seçmeli aktarmanın çalışması şu şekildedir: $|h_{SR}|^2$ değeri belli bir değerin altındaysa kaynak röleyle işbirliğini keser, hedefle iletişimine işareti yineleme şeklinde ya da daha güçlü kodlar kullanarak devam eder. $|h_{SR}|^2$ belli değerin üzerindeyse kaynak bilgisini röleye aktarır. Röle elde edeceği çeşitleme kazancına göre AF ya da DF kullanarak aldığı işareti hedefe gönderir.

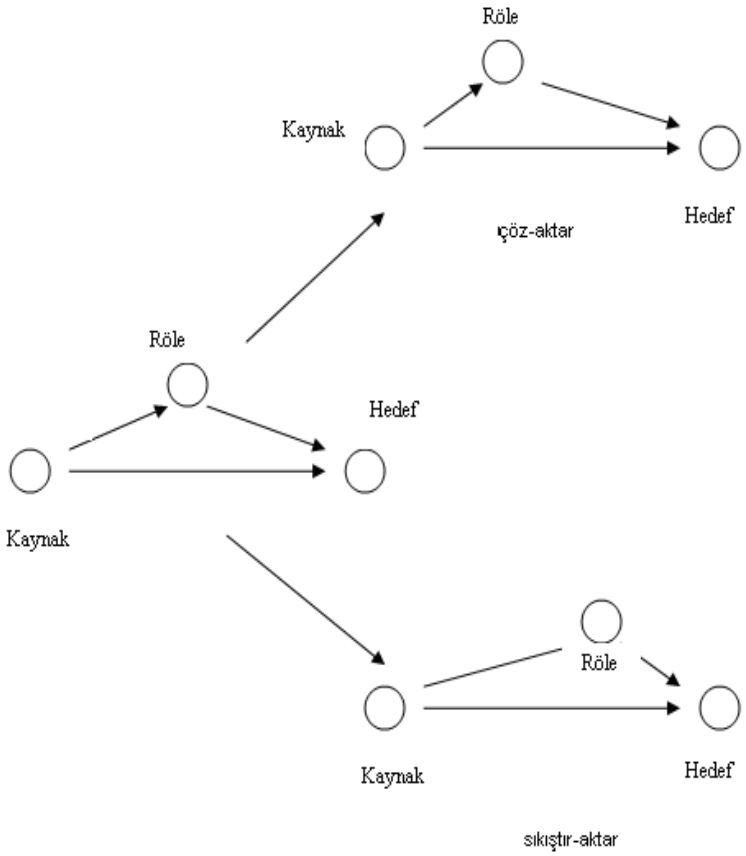
Seçmeli aktarmanın başarısız olması için kanal katsayılarının hepsinin zayıf olması gerekir. Örneğin $|h_{SR}|^2$ küçükse, başarısız iletim için kaynak-hedef arası kanalın da kötü olması gerekir. Aynı şekilde $|h_{SR}|^2$ büyükse, başarısız iletim için röle-hedef arasının ve kaynak-hedef arasının birden bozuk olması gerekir.

3.1.3 Artımlı aktarma

Röleler sürekli aktarma yaptıkları için yüksek hızlarda sabit ve seçmeli aktarma verimli değildir [12]. Bunun için başka bir yöntem olan artımlı aktarma geliştirilmiştir. Bu yöntemde, hedeften röle ve kaynağa geribesleme sözkonusudur. En azından rölenin hedeften gelen bilgiyi doğru şekilde aldığı varsayılır. Kaynak-hedef arasındaki SNR oldukça güçlü ise geribeslemede başarılı olduğunun bilgisi iletilir. Bu durumda röleye ihtiyaç duyulmaz. Ancak kaynak-hedef arası SNR düşük ise geribesleme ile hedef, röleden kaynaktan aldığı mesajı kuvvetlendirip iletmesini ister. Daha sonra hedef; röle ve kaynaktan aldığı işaretleri birleştirir. Bu yöntemde, daha önce anlatılan yöntemlere göre kanal daha verimli kullanılır, spektral verimlilik artar. Bunun sebebi ise iletimin tekrarlanması çok nadir olur.

3.2 Aktarma Konusunda Yapılan Çalışmalar

Cover ve El Gamal, 1979 yılında yaptıkları çalışma [21] ile sönümlemesiz röleli kanal sığaları için limitleri belirlemişlerdir. Bu limitleri belirlerken çöz-aktar ve sıkıştır-aktar yöntemlerini kullanmışlardır. Çalışmanın sonucuna göre çöz-aktar yönteminin performansı kaynak-röle arasındaki kanala, sıkıştır-aktar yönteminin performansı ise röle-hedef arasındaki kanala ve işaret/gürültü oranına bağlıdır [21]. Şekil 3.5'te görüldüğü üzere, kaynak ve rölenin birbirlerine yakın olması durumunda çöz-aktar yöntemi kullanılmıştır. Rölenin hedefe yakın olması durumunda ise sıkıştır-aktar yöntemi kullanılmıştır.



Şekil 3.5 : Cover ve El Gamal'ın önerdikleri aktarma yöntemleri

Son zamanlarda yapılan araştırmalar göstermiştir ki işbirlikli çeşitlemede, birimlerde birden fazla anten kullanmanın da avantajları vardır. Çok girişli çok çıkışlı aktarmaya dair araştırmalara literatürde artık sıkça rastlanmaktadır [14-16]. Wang ve diğ. [14], röleler tam-çift yönlü yapıdayken ve alıcı antenin kanal durum bilgisine sahip olduğu varsayımı altında çok girişli çok çıkışlı kanalların kapasite alt ve üst sınırlarını belirlemişlerdir. Yiu ve diğ. [15], dağıtılmış uzay-zaman blok kodları (STBC) röle ve hedefteki çok antenli yapıya uygulayarak çalışma yapmışlardır. Jing ve diğ. [16] ise kuvvetlendir-aktar aktarma tekniğiyle ve birimlerde birden fazla anten yapısı altında doğrusal yayılımlı uzay-zaman kodları üzerinde uygulamalarda bulunmuşlardır.

Bölcskei ve diğ. [24], MIMO Rayleigh sönümlemeli paralel röle kanalında kuvvetlendir-aktar yöntemini kullanmışlardır. Çalışmalarının sonucuna göre MIMO Rayleigh sönümlemeli paralel röle kanalında ulaşılabilir maksimum iletim hızı anten sayısıyla doğrusal, röle sayısıyla logaritmik olarak artmaktadır.

Laneman ve diğ.'nin araştırmasında kullandığı modelde [12] , kaynaktan çıkan işaret yarı-dubleks röleler üzerinden geçerek kaynağa ulaşır ve alıcıda röle sayısından bir fazla çeşitleme derecesi elde edilir. Kullandıkları protokol iki zaman birimli iletimden oluşur. İlk zaman diliminde kaynak, hedef ve rölelere iletim yapar. İkinci zaman diliminde röleler aldıkları işaretlerin işlenmiş şeklini ortogonal kanallar kullanarak gönderirler ya da aynı alt-kanalı (uzay-zaman kodlamalı işbirlikli çeşitleme) kullanırlar. Uzay-zaman kodlamalı işbirlikli çeşitleme klasik dik ortogonal uzay-zaman blok kodlarını, röleler arasında dağıtılmış yapıda kullanır.

Nabar ve diğ. [10]'daki çalışmalarında işbirlikli çeşitlemede performansın eski tarzdaki çok antenli yapıya oranla arttığını göstermişlerdir. Üç farklı protokol yapısını incelemişlerdir. Protokol 1'de ilk işaretleşme aralığında kaynak röle ve hedefe iletim yapar. İkinci aralıkta ise, röle ve kaynak birlikte hedefe iletimde bulunurlar. Protokol 1, [13]'te dik-olmayan kuvvetlendir-aktar (NAF) protokolü olarak adlandırılmaktadır. Protokol 2, ilk işaretleşme aralığında kaynak röle ve hedefe iletim yapar. İkinci aralıkta ise sadece röle iletim yapar. Protokol 3'te ise, ilk işaretleşme aralığında kaynak sadece röleye iletim yapar. İkinci aralıkta ise röle ve kaynak hedefe iletim yapar. Protokol 1, çok girişli çok çıkışlı (MIMO), Protokol 2 tek girişli çok çıkışlı, Protokol 3 çok girişli tek çıkışlı yapıya karşı düşmektedir.

Protokol 2'de iki zaman diliminde de aynı işaret kullanılır. Dolayısıyla Protokol 2'ye klasik uzay-zaman yapısı uygulanamaz. Laneman ve diğ., [12]'de Protokol 2'ye STBC'yi birden fazla röle arasında kullanarak uyguladılar. Bu kodlamaya göre tek röleli senaryoda kaynak da iletim yapmaktadır. Böylece çok girişli çok çıkışlı yapı sağlanmıştır.

Sendonaris ve diğ., [9] ve [10]'daki çalışmalarında işbirlikli sistemlerin işbirlikli olmayan sistemlere göre iletim hızlarının daha yüksek olduğunu ve kanaldaki sönümlemelere karşı daha az hassas olduklarını göstermişlerdir.

Zhao ve diğ. [25], farklı aktarma yöntemlerini (AF, DF gibi) tek bir rölenin olduğu senaryoda kullanarak Nakagami kanallardaki hata olasılığı performans analizi yapmışlardır.

Daha önceden de belirtildiği gibi, çok yol yayılımından kaynaklanan sönümlemeden en az şekilde etkilenmek için özellikle anten çeşitlemesi kullanılır. Anten çeşitlemesinin diğer yöntemlere göre ucuz olması bunda önemli bir etkendir. Dağıtılmış anten çeşitlemesi aktarma yoluyla gerçekleştirilebilir. Telsiz haberleşmenin yayılım mekanizması, kaynak ve rölede, sanal (dağıtılmış) anten dizilerinin oluşmasını sağlar. Aktarmada kaynak röleyi, bilgisini hedefe yollaması için kullanır.

Uysal ve diğ. [27] ; kaynak, hedef ve röle çok antenli olmak üzere tek röleli bir yapıyı incelemişlerdir. Bu çalışmalarında, farklı aktarma teknikleri için çok antenli yapının olumlu etkilerini gözlemlemişlerdir. Protokol 2'yi sabit kazançlı AF, AF ve DF aktarma tekniklerinde kullanıp çiftsel hata olasılıkları (pairwise error probability, PEP) üst sınırlarını bulmuşlardır. Burada, kaynak-röle ve röle-hedef arasında klasik STBC yapısı kullanılmaktadır.

Kaynaktaki anten sayısı M_S, hedefteki N, rölenin alıcı anten sayısı M_R ve verici anten sayısı M_T ile gösterilirse, DF ve AF aktarma yöntemleri, kaynak ve röle arasındaki SNR çok yüksek değerlerdeyken $N\left(M_T + M_S\right)$ çeşitleme derecesini sağlamaktadır. Bu senaryo, rölenin kaynağa yakın olması durumuna denk gelir. Aynı kabuller altında, sabit kazançlı AF'nin sağladığı çeşitlilik derecesi $M_T \min\left(M_S, N\right) + M_S N$ 'dir. Bu sonuçlar şu anlama gelmektedir: DF ve AF'de,

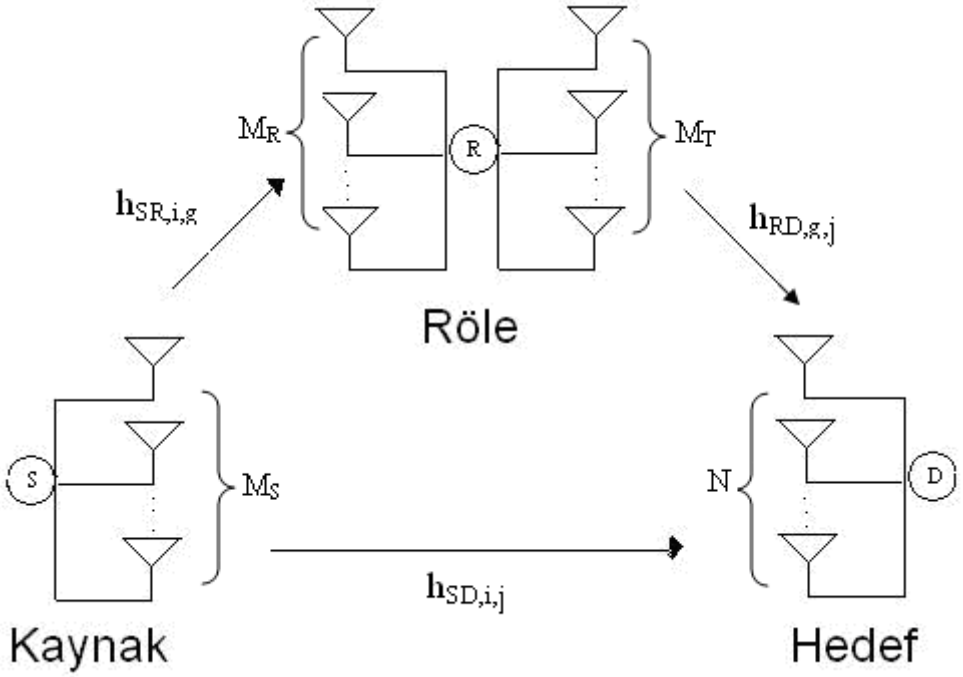
R→D arası aktarma kanalındaki çeşitliliği belirleyen kısım iken, sabit kazançlı AF'de S→R ve R→ D yollarındaki çeşitlemelerden minimum olan aktarma kanalı için belirleyici unsurdur.

Röle ile hedef arası SNR'ın güçlü olduğu durumlarda ise, AF, sabit kazançlı AF ve DF aktarma yöntemlerinin göstereceği çeşitlilik dereceleri sırasıyla $M_S\left(N+M_R\right)$, $M_S\left(N+M_T\right)$ ve NM_S'dir. Bu durum rölenin hedefe yakın olduğu senaryolara karşı düşer. Buradaki sonuçlara göre AF ile sabit kazançlı AF'de aktarma yolunda kaynak ile röle arası, çeşitleme derecesinde etkilidir. DF'de ise çeşitleme derecesi tamamen işbirliksiz senaryonunkiyle aynıdır. Bunun sebebi rölenin hedefe yakınlığından kaynaklanan S→R linkinin zayıf olmasıdır.

4. NAKAGAMİ KANALDA ÇOK ANTENLİ RÖLELİ YAPILAR

4.1 İletim Modeli

Bu çalışmada, uzay-zaman blok kodu (STBC) kullanan röleli yapıların Nakagami kanaldaki hata başarım analizi yapılıp çiftsel hata olasılıkları üst sınırları belirlenmiştir. Ele alınan yapıda (Şekil 4.1) kaynak, kaynağın işaretinin iletimi konusunda ona yardımcı olan röle ve hedef mevcuttur. Bu birimlerin her birinin çok antenli olduğu varsayılmaktadır. Kaynak ile röle, röle ile hedef ve kaynak ile hedef arasındaki kanallar Nakagami dağılmaktadır. İletişim Protokol 2'ye göre yapılmaktadır. Diğer bir ifadeyle, iletişim süresi iki zaman aralığına bölünürse, ilk K zaman aralığında kaynak, M_S tane anteni aracılığıyla MPSK modülasyonlu işaretleri Q/K hızında uzay-zaman blok kodlaması yaparak hedefe ve röleye gönderir (yayın fazı). Burada, Q kaynaktaki M_S tane antenden gönderilen simge çeşidini göstermektedir. K ise kaynağın antenleri aracılığıyla iletim yaptığı zaman aralığını göstermektedir. Bir sonraki K zaman aralığında ise (aktarma fazı), kaynak susarken röle, verici antenleriyle aynı STBC kodlama tekniğini kullanarak kaynaktan aldığı işareti AF yoluyla iletir. AF'de röle, kanalın durum bilgisine sahiptir ve bu bilgiye göre göndereceği işaret üzerinde işlem yapar. Aynı şekilde hedefin de kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki tam kanal bilgisine sahip olduğu varsayılmaktadır. Hedef, $2K$ zaman aralığında, kaynaktan ve röleden aldığı kompleks sönümlemeye (zarfı Nakagami) uğrayan işaretleri birleştirme işleminden geçirdikten sonra en büyük olabilirlikli karar verme kuralına (Maximum Likelihood, ML) göre gönderilen işarete karar verir .



Şekil 4.1 : Çok antenli röleli yapı

$h_{SD,i,j}$, $h_{SR,i,g}$ ve $h_{RD,g,j}$ sırasıyla kaynak-hedef arasındaki *i.* verici antenden *j.* alıcı antene, kaynak-röle arası *i.* verici antenden *g.* alıcı antene ve röle-hedef arası *g.* verici antenden *j.* alıcı antene giden yollardaki kompleks sönümleme katsayılarını göstermektedir.

Yayınlama fazı boyunca hedefteki *j.* ($j = 1,2,\ldots,N$) antende alınan işaret,

$$r_{D,j}^{k} = \sqrt{\frac{E_{SD}}{M_S}} \sum_{i=1}^{M_S} h_{SD,i,j} x_i^k + n_{D,j}^k, \quad k = 1,2,\ldots,K \tag{4.1}$$

biçiminde yazılabilir [27]. Burada E_{SD}, kaynak ve hedef arasındaki yol kayıpları ve olası gölgeleme etkileri hesaba katılarak bulunan hedefteki ortalama enerjiyi belirtmektedir. Bu çalışmada, başka türlü belirtilmediği sürece, n değişkenleri (indisten bağımsız olarak) bağımsız ve özdeş dağılımlı (i.i.d.), sıfır ortalamalı, $N_0/2$ varyanslı kompleks Gauss örnekleri varsayılmaktadır ve toplamsal gürültüyü modellemektedir. Burada x_i^k, STBC kodlanmış ve modüle edilmiş, *i.* antenden *k.* zaman diliminde gönderilen işarettir. Röledeki *g.* alıcı antende ($g = 1,2,\ldots,M_R$) ilk K zaman aralığında alınan işaret,

$$r_{R,g}^{k} = \sqrt{\frac{E_{SR}}{M_S}} \sum_{i=1}^{M_S} h_{SR,i,g} x_i^k + n_{R,g}^k , \qquad k = 1,2,\ldots,K \tag{4.2}$$

olarak yazılabilir. Burada E_{SR}, kaynak ve röle arasındaki yol kayıpları ve olası gölgeleme etkileri hesaba katılarak bulunan röledeki ortalama enerjiyi belirtmektedir. Röle kendisine gelen işareti işleyip hedefe gönderecektir. AF aktarması yapıldığı varsayılmaktadır. Bu aktarma tekniğinin seçilme nedeni sabit kazançlı AF'ye göre kanal durum bilgisi içerdiği için daha iyi performans göstermesidir. DF ile karşılaştırıldığında ise S→R arasındaki SNR güçlü iken ikisinin aynı performans gösterdiği, ancak R→D arası güçlü olup S→R arasının zayıf kaldığı durumlarda DF'nin performansının düşük olduğu bilinmektedir. Buna göre rölenin, kaynak-röle arasındaki kanal durum bilgisine mükemmel bir şekilde sahip olduğu varsayılmaktadır.

Röleye gelen işaretlere ilk işlem olarak uzay-zaman filtrelemesi daha sonra ise birleştirme yapılarak,

$$\tilde{s}_{R,q} = \sqrt{\frac{E_{SR}}{M_S}} \beta_{SR} s_q + \eta_q , q = 1,\ldots,Q \tag{4.3}$$

elde edilir [27]. s_q, kaynaktaki antenlerden çıkan s simgelerinden q.'yü gösterir. Burada,

$$\beta_{SR} = \left(\sum_{g=1}^{M_R} \sum_{i=1}^{M_S} \left| h_{SR,i,g} \right|^2 \right)^{\frac{1}{2}} \tag{4.4}$$

dir. η_q, 0 ortalamalı, boyut başına $N_0/2$ varyanslı, kompleks Gauss'tur. Röle çıkışında ortalama birim enerjiyi sağlamak için (4.3) ifadesi $\left(\beta_{SR}^2 E_{SR} / M_S + N_0\right)^{\frac{1}{2}}$ ile normalize edilirse aşağıdaki sonuç ortaya çıkar:

$$\breve{s}_{R,q} = \sqrt{\frac{E_{SR} / M_S}{\beta_{SR}^2 E_{SR} / M_S + N_0}} \beta_{SR} s_q + \frac{1}{\sqrt{\beta_{SR}^2 E_{SR} / M_S + N_0}} \eta_q . \tag{4.5}$$

$\breve{s}_{R,1}$, $\breve{s}_{R,2}$, …, $\breve{s}_{R,Q}$ işaretleri Q/K hızlı STBC ile kodlanır ve hedefe gönderilir. $\breve{s}_{R,g}^{\ell}$ röledeki g. verici antenden i. zamanda çıkan işaret olsun. Röleden hedefe iletim

yapıldığına göre, bu işlemler ikinci K zaman aralığında olacaktır. Hedefteki *j.* antende, *l.* zaman diliminde alınan işaret,

$$r_{D,j}^{\ell} = \sqrt{\frac{E_{RD}}{M_T}} \sum_{g=1}^{M_T} h_{RD,g,j} \breve{s}_{R,g}^{\ell} + n_{D,j}^{\ell} \qquad \textbf{(4.6)}$$

olur. Burada E_{RD}, röle ve hedef arasındaki yol kayıpları ve olası gölgeleme etkileri hesaba katılarak bulunan hedefteki ortalama enerjiyi belirtmektedir ve $l = K+1, K+2, \ldots, 2K$ olup $j = 1,2,\ldots,N$ şeklindedir. Hedef, aldığı işarete uzay-zaman filtrelemesinden sonra birleştirme yapar ve aşağıdaki sonuç elde edilir:

$$\tilde{s}_{D,q} = \sqrt{\frac{E_{RD}}{M_T}} \beta_{RD} \breve{s}_{R,q} + \tilde{\eta}_{D,q}, q = 1,\ldots,Q, j = 1,\ldots, N. \qquad \textbf{(4.7)}$$

$\tilde{\eta}_{D,q}$ burada yine 0 ortalamalı kompleks Gauss'tur. (4.5), (4.7)'de yerine yazılırsa,

$$\tilde{s}_{D,q} = \sqrt{\frac{E_{SR}E_{RD}}{M_T M_S \left(\beta_{SR}^2 E_{SR}/M_S + N_0\right)}} \beta_{RD}\beta_{SR} s_q + \hat{n}_{D,q} \qquad \textbf{(4.8)}$$

olduğu gösterilebilir. Burada $\hat{n}_{D,q}$,

$$\hat{n}_{D,q} = \sqrt{\frac{E_{RD}}{M_T \left(\beta_{SR}^2 E_{SR}/M_S + N_0\right)}} \beta_{RD}\eta_q + \tilde{n}_{D,q} \qquad \textbf{(4.9)}$$

olup, 0 ortalamalı ve aşağıdaki varyansa sahip kompleks Gauss bir terimdir [27]:

$$E\left[\left|\hat{n}_{D,q}\right|^2 / \beta_{RD}, \beta_{SR}\right] = N_0 \left(1 + \frac{E_{RD}\beta_{RD}^2}{M_T \left(\beta_{SR}^2 E_{SR}/M_S + N_0\right)}\right) \qquad \textbf{(4.10)}$$

Gürültünün varyansını boyut başına $N_0/2$'ye eşitlemek için hedefte alınan işaret olan (4.7) ifadesi,

$$\left(1 + \frac{\beta_{RD}^2 E_{RD}}{M_T \left(\beta_{SR}^2 E_{SR}/M_S + N_0\right)}\right)^{\frac{1}{2}} \qquad \textbf{(4.11)}$$

ile çarpılır. Gerekli işlemler yapıldığında şöyle bir ifade elde edilir:

$$\breve{s}_{D,q} = \sqrt{\alpha}\beta_{RD}\beta_{SR}s_q + \tilde{n}_{D,q} \text{ , q = 1,2,…,N} \quad \textbf{(4.12)}$$

elde edilir. Burada,

$$\alpha = \frac{\left(E_{SR}/N_0\right)E_{RD}}{\left(M_T\beta_{SR}^2\left(E_{SR}/N_0\right)+M_SM_T\right)+M_S\beta_{RD}^2\left(E_{RD}/N_0\right)} \quad \textbf{(4.13)}$$

olarak tanımlanmaktadır. *N* tane antenden alınan işaretler en sonda en büyük olabilirlikli karar vericiye verilir.

4.2 PEP Analizi ve Çeşitleme Derecesi

Bu bölümde, hedef ve rölede kanal durum bilgisi bilinen, kuvvetlendir-aktar yöntemi kullanılan; kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arası kanallar Nakagami olan yapının çiftsel hata olasılıkları üst sınırı belirlenip farklı senaryolar için çeşitleme derecesi tespit edilecektir.

Kaynaktan çıkan kod kelimeleri vektörü ile alıcıda çözülen kod kelimeleri vektörleri $s = \left[s_1, s_2, ..., s_Q\right]^T$ ve $\overline{s}_D = \left[\overline{s}_1, \overline{s}_2, ..., \overline{s}_Q\right]^T$ şeklinde gösterilirse ve ML kodçözücüsü kullanılırsa koşullu PEP,

$$P\left(s, \overline{s}_D / h_{SR,i,g}, h_{RD,g,j}, h_{SD,i,j}, i = 1,...,M_s, g = 1,...,M_T, j = 1,...,N\right) = Q\left(\sqrt{\frac{d^2\left(s,\overline{s}_D\right)}{2N_0}}\right) \quad \textbf{(4.14)}$$

olarak verilebilir. Burada $d^2\left(s,\overline{s}_D\right)$ karesel Öklid uzaklığını, $Q(.)$ ise $Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}}\int_x^\infty e^{-t^2/2}dt$ olarak tanımlanan Q fonksiyonunu göstermektedir. (4.14)'e , $Q(x) \le e^{-x^2/2}$ ile verilen Chernoff eşitsizliğini uygularsak gösterilebilir ki,

$$P\left(s,\overline{s}_D/h_{SR,i,g},h_{RD,g,j},h_{SD,i,j},i=1,...,M_s,g=1,...,M_T,j=1,...,N\right)$$

$$\leq \exp\left(-\frac{d^2\left(s,\overline{s}_D\right)}{4N_0}\right) \tag{4.15}$$

elde edilir. Rölede ve hedefte kanala dair bilgiler bilindiğine göre, çiftsel hata olasılığı üst sınırını daha açık bir ifadeye dönüştürmek için $d^2\left(s,\overline{s}_D\right)$ şu şekilde yazılabilir:

$$d^2\left(s,\overline{s}_D\right)=d^2_{S\to D}\left(s,\overline{s}_D\right)+d^2_{S\to R\to D}\left(s,\overline{s}_D\right)\ . \tag{4.16}$$

S→R→D kaynak-röle-hedef, S→D kaynak-hedef yolunu göstermek üzere, S→R→D ve S→D yollarına ilişkin karesel Öklid uzaklıkları üzerinde gerekli işlemler yapıldığında aşağıdaki sonuca ulaşılır:

$$d^2\left(s,\overline{s}_D\right)=\frac{\lambda E_{SD}}{M_S}\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_s}\left|h_{SD,i,j}\right|^2+\lambda\sum_{j=1}^{N}\alpha\sum_{g=1}^{M_T}\left|h_{RD,g,j}\right|^2\beta_{SR}^2\ . \tag{4.17}$$

Burada λ,

$$\lambda=\left|s_1-\overline{s}_{D,1}\right|^2+...+\left|s_Q-\overline{s}_{D,Q}\right|^2 \tag{4.18}$$

ve α da (4.13) ile belirtildiği gibidir. β_{SR} ise (4.4)'teki gibidir. $d^2\left(s,\overline{s}_D\right)$ ifadesi farklı SNR kabulleriyle birlikte incelenirse çiftsel hata olasılıkları bu durumlara göre bulunup çeşitleme dereceleri tespit edilebilir.

4.2.1 Kaynak-röle arasında yüksek SNR olması durumu

Kaynak ile rölenin arasındaki SNR'ın yüksek olması, uygulamalarda bu iki birimin birbirine yakın olması anlamına gelir. Burada, işlem kolaylığı açısından, kaynak-hedef arası ve röle-hedef arası güçler birbiriyle eşit tutularak $E_{SR}/N_0 \gg E_{SD}/N_0 = E_{RD}/N_0$ varsayımı yapılacaktır. Bu durumda, karesel Öklid uzaklığında yer alan α,

$$\alpha = E_{RD}\left(M_T \beta_{SR}^2\right)^{-1} \tag{4.19}$$

şeklinde bulunur. (4.17)'deki ifadede yeni α değeri yerine yazıldığında,

$$d^2\left(s,\overline{s}_D\right) = \frac{\lambda E_{SD}}{M_s}\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SD,i,j}\right|^2 + \frac{\lambda E_{SD}}{M_T}\sum_{j=1}^{N}\sum_{g=1}^{M_T}\left|h_{RD,g,j}\right|^2 \tag{4.20}$$

ifadesi elde edilir. (4.15) ile verilen koşullu PEP ifadesinde, sönümleme katsayılarına ilişkin terimler üzerinden ortalama alınarak koşul ortadan kaldırılabilir ve böylece ortalama PEP elde edilebilir. (4.20)'den görüldüğü gibi, sönümleme katsayılarına ilişkin terim $\left|h_{SD,i,j}\right|^2$ ve $\left|h_{RD,g,j}\right|^2$ olup $\left|h_{SD,i,j}\right|$ ve $\left|h_{RD,g,j}\right|$ Nakagami dağılımlı iken, $\left|h_{SD,i,j}\right|^2$ ve $\left|h_{RD,g,j}\right|^2$,

$$P_{Gamma}\left(\gamma\right) = \frac{m^m \gamma^{m-1}}{\overline{\gamma}^m \Gamma\left(m\right)}\exp\left(-\frac{m\gamma}{\overline{\gamma}}\right) \quad , \quad \gamma \geq 0 \tag{4.21}$$

olasılık yoğunluk fonksiyonu ile verilen Gamma dağılımlıdır. Burada $\overline{\gamma}$ ortalama SNR'ı göstermektedir. m ise Nakagami dağılımındaki m değişkenini ifade etmektedir. Gamma dağılımının moment üretme fonksiyonu (moment generation function, MGF) aşağıdaki gibidir:

$$M_{Gamma}\left(s\right) = \left(1 - \frac{s\overline{\gamma}}{m}\right)^{-m} . \tag{4.22}$$

$E_{SD}/N_0 \gg 1$ kabul edilerek; (4.20), (4.15)'te yerine yazılırsa ve $\left|h_{SD,i,j}\right|^2$ ve $\left|h_{RD,g,j}\right|^2$'ye göre beklenen değeri alınırsa, çiftsel hata olasılığı üst sınırı,

$$P\left(s,\overline{s}_D / h_{SR,i,g}, h_{RD,g,j}, h_{SD,i,j}, i = 1,...,M_s, g = 1,...,M_T, j = 1,...,N\right)$$
$$\leq \exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_s}\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SD,i,j}\right|^2 - \frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_T}\sum_{j=1}^{N}\sum_{g=1}^{M_T}\left|h_{RD,g,j}\right|^2\right) \text{ iken,} \tag{4.23}$$

$$P\left(s,\overline{s}_D\right)\le\int_0^{\infty}\int_0^{\infty}\exp\left(-\frac{d^2\left(s,\overline{s}_D\right)}{4N_0}\right)p\left(\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right)p\left(\left|h_{RD,g,j}\right|^2\right)d_{\left|h_{SD,i,j}\right|^2}d_{\left|h_{RD,g,j}\right|^2}$$

$$\le\int_0^{\infty}\int_0^{\infty}\exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0M_s}\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SD,i,j}\right|^2-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0M_T}\sum_{j=1}^{N}\sum_{g=1}^{M_T}\left|h_{RD,g,j}\right|^2\right)p\left(\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right)p\left(\left|h_{RD,g,j}\right|^2\right)d_{\left|h_{SD,i,j}\right|^2}d_{\left|h_{RD,g,j}\right|^2}$$

$$\le\int_0^{\infty}\exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0M_s}\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right)p\left(\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right)d_{\left|h_{SD,i,j}\right|^2}$$

$$\cdot\int_0^{\infty}\exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0M_T}\sum_{j=1}^{N}\sum_{g=1}^{M_T}\left|h_{RD,g,j}\right|^2\right)p\left(\left|h_{RD,g,j}\right|^2\right)d_{\left|h_{RD,g,j}\right|^2}$$

$$\le\prod_{j=1}^{N}\prod_{i=1}^{M_S}\int_0^{\infty}\exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0M_s}\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right)p\left(\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right)d_{\left|h_{SD,i,j}\right|^2}$$

$$\cdot\prod_{j=1}^{N}\prod_{g=1}^{M_T}\int_0^{\infty}\exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0M_T}\left|h_{RD,g,j}\right|^2\right)p\left(\left|h_{RD,g,j}\right|^2\right)d_{\left|h_{RD,g,j}\right|^2}$$

Gamma dağılımın MGF'sinden yararlanarak,

$$P\left(s,\overline{s}_D\right)\le\left(\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0M_Sm}\right)^{-NM_Sm}\left(\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0M_Tm}\right)^{-NM_Tm} \qquad \textbf{(4.24)}$$

biçiminde elde edilir. Buradan da görüldüğü üzere çeşitleme derecesi $Nm\left(M_S+M_T\right)$ şeklindedir. Uygulamalarda birimlerdeki gerçeklemenin basit olması ve maliyetin ucuza gelmesi açısından kaynaktaki anten sayısı ile röledeki anten sayıları eşit seçilebilmektedir.

4.2.2 Röle-hedef arasında yüksek SNR olması durumu

Röle ile hedef arasındaki SNR'ın yüksek olması uygulamalarda bu iki birimin birbirine yakın olması anlamına gelir. Kaynak-hedef arası ve kaynak-röle arası güçler birbiriyle eşit tutularak $E_{RD}/N_0\gg E_{SD}/N_0=E_{SR}/N_0$ varsayımı yapılacaktır. Bu durumda, karesel Öklid uzaklığında yer alan α,

$$\alpha = \frac{E_{SR}}{M_s \beta_{RD}^2} \tag{4.25}$$

olur. (4.25)'teki ifadede yeni α değeri ile β_{RD}^2 ve β_{SR}^2 değerleri yerine yazıldığında,

$$d^2\left(s,\overline{s}_D\right) = \frac{\lambda E_{SD}}{M_S}\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SD,i,j}\right|^2 + \frac{\lambda E_{SR}}{M_S}\sum_{g=1}^{M_R}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SR,i,g}\right|^2 \tag{4.26}$$

ifadesi elde edilir. Burada, $\left|h_{SD,i,j}\right|^2$ ve $\left|h_{SR,i,g}\right|^2$ Gamma dağılmakta ve ayrıca $E_{SD}/N_0 \gg 1$ kabul edilmektedir. (4.26), (4.15)'te yerine yazılırsa çiftsel hata olasılığı üst sınırı,

$$P\left(s,\overline{s}_D / h_{SR,i,g}, h_{RD,g,j}, h_{SD,i,j}, i=1,...,M_s, g=1,...,M_T, j=1,...,N\right)$$

$$\le \exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_s}\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SD,i,j}\right|^2 - \frac{\lambda E_{SR}}{4N_0 M_S}\sum_{i=1}^{M_S}\sum_{g=1}^{M_R}\left|h_{SR,i,g}\right|^2\right) \text{ iken,}$$

$$P\left(s,\overline{s}_D\right) \le \int_0^\infty\int_0^\infty \exp\left(-\frac{d^2\left(s,\overline{s}_D\right)}{4N_0}\right) p\left(\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right) p\left(\left|h_{SR,i,g}\right|^2\right) d_{\left|h_{SD,i,j}\right|^2} d_{\left|h_{SR,i,g}\right|^2}$$

$$\le \int_0^\infty\int_0^\infty \exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_s}\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SD,i,j}\right|^2 - \frac{\lambda E_{SR}}{4N_0 M_S}\sum_{i=1}^{M_S}\sum_{g=1}^{M_R}\left|h_{SR,i,g}\right|^2\right) p\left(\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right) p\left(\left|h_{SR,i,g}\right|^2\right) d_{\left|h_{SD,i,j}\right|^2} d_{\left|h_{SR,i,g}\right|^2}$$

$$\le \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_s}\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right) p\left(\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right) d_{\left|h_{SD,i,j}\right|^2}$$

$$\cdot \int_0^\infty \exp\left(-\frac{\lambda E_{SR}}{4N_0 M_S}\sum_{i=1}^{M_S}\sum_{g=1}^{M_R}\left|h_{SR,i,g}\right|^2\right) p\left(\left|h_{SR,i,g}\right|^2\right) d_{\left|h_{SR,i,g}\right|^2}$$

$$\le \prod_{j=1}^{N}\prod_{i=1}^{M_S}\int_0^\infty \exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_s}\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right) p\left(\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right) d_{\left|h_{SD,i,j}\right|^2}$$

$$\cdot \prod_{i=1}^{M_S}\prod_{g=1}^{M_R}\int_0^\infty \exp\left(-\frac{\lambda E_{SR}}{4N_0 M_S}\left|h_{SR,i,g}\right|^2\right) p\left(\left|h_{SR,i,g}\right|^2\right) d_{\left|h_{SR,i,g}\right|^2} \tag{4.27}$$

olur. Gamma dağılımın MGF'sinden yararlanarak,

$$P\left(s,\overline{s}_D\right) \le \left(\frac{E_{SD}}{4N_0M_Sm}\right)^{-m\left(NM_S+M_RM_S\right)} \left(\lambda\right)^{-m\left(NM_S+M_RM_S\right)} \quad . \tag{4.28}$$

olarak bulunur. Buradan da görüldüğü üzere çeşitleme derecesi $m\left(NM_S+M_RM_S\right)$ olup, anten sayısı ve *m* parametresi ile artmaktadır.

4.2.3 Kaynak-röle arasında çok düşük SNR olması durumu

$E_{SR}/N_0 \to 0$ durumunda, kaynak ile röle arasında iyi bir iletişim söz konusu olmayabilir. O yüzden bu durumu performansın nasıl olacağını ayrıca incelemekte fayda vardır. $E_{SD}/N_0 = E_{RD}/N_0 \gg 1$ kabulüyle,

$$\alpha = \frac{E_{SR}}{M_s\beta_{RD}^2} \tag{4.29}$$

bulunur. $d^2\left(s,\overline{s}_D\right)$ ifadesi ise,

$$d^2\left(s,\overline{s}_D\right) = \frac{\lambda E_{SD}}{M_S}\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SD,i,j}\right|^2 + \frac{\lambda E_{SR}}{M_S}N\sum_{g=1}^{M_R}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SR,i,g}\right|^2 \tag{4.30}$$

şeklinde bulunur. Buradan (4.30), (4.15)'te yerine yazılarak (4.23) ve (4.27)'deki işlemler uygulanırsa PEP,

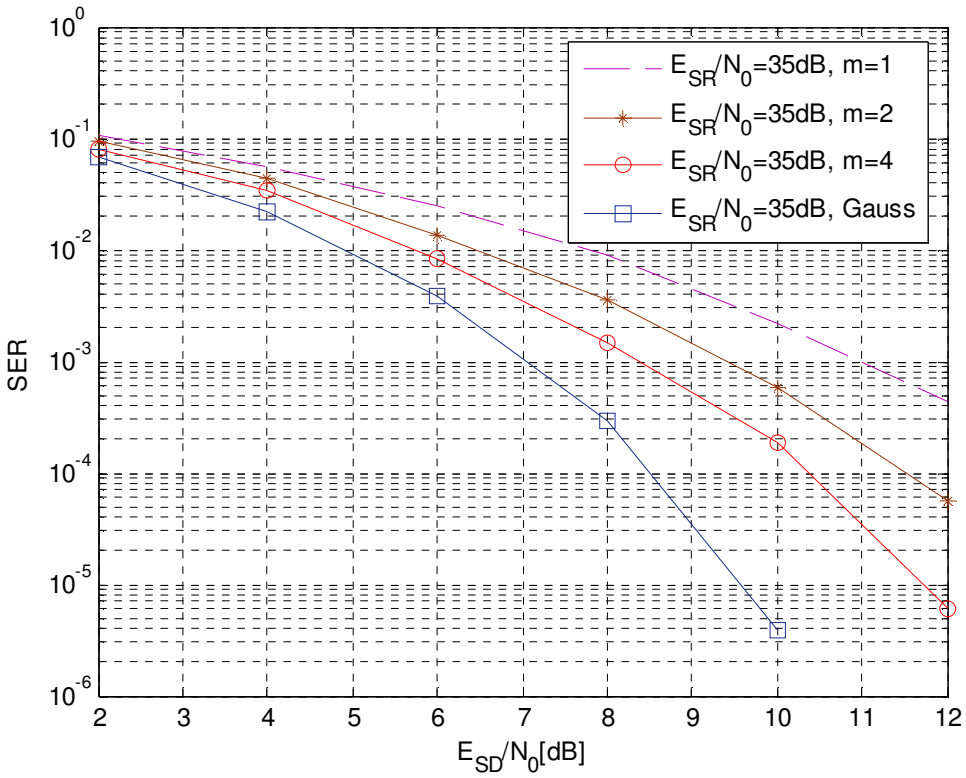
$$P\left(s,\overline{s}_D\right) \le \left(\frac{E_{SD}}{4N_0M_Sm}\right)^{-mNM_S}\left(1+\frac{\lambda NE_{SR}}{4N_0M_Sm}\right)^{-mM_RM_S} \tag{4.31}$$

biçiminde elde edilir. $E_{SR}/N_0 \to 0$ olduğu için, E_{SD}/N_0'lı ifade asimptotik performansı belirler. Dolayısıyla çeşitleme derecesi mNM_S'dir. Başka bir deyişle, böyle bir durumda kaynak-hedef arasındaki yol çeşitleme derecesini belirler.

4.3 Bilgisayar Benzetim Sonuçları

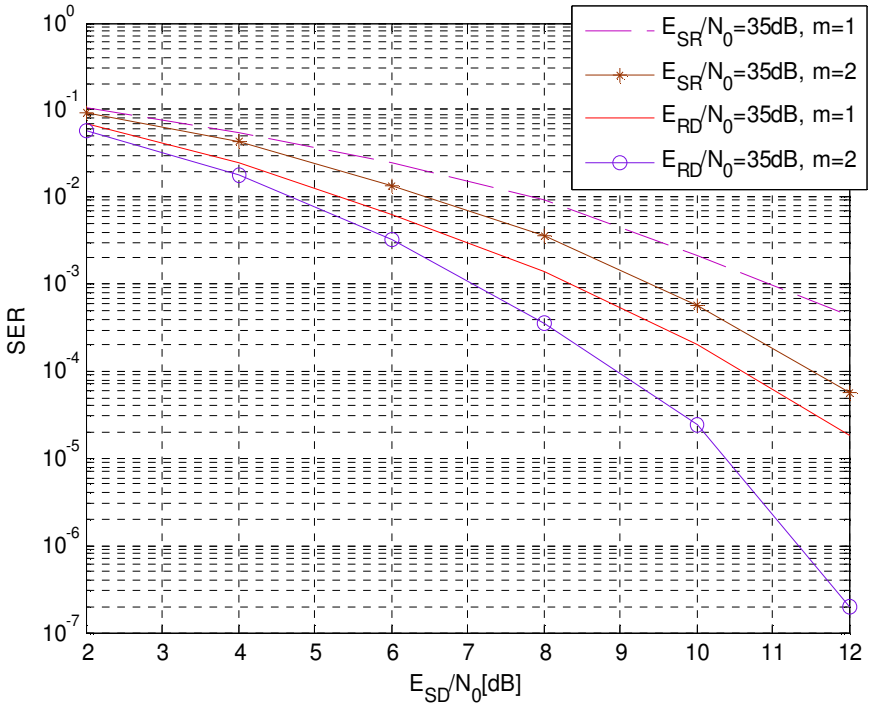
Ele alınan sistemin simge hata performansı, Nakagami kanalda, farklı E_{SD}/N_0 varsayımları altında incelenmiştir. Benzetimlerde $M_S = M_R = M_T = 2$, $N = 1$ alınmıştır. Aksi belirtilmediği sürece QPSK modülasyonu kullanılmıştır.

Nakagami-*m*'de *m* değerinin 1 olması Rayleigh kanala denk gelmektedir. *m* değerinin büyümesi durumunda ise kanal Gauss kanala yaklaşır. MATLAB programıyla yapılan benzetimde de bu durumu doğrulayan sonuçlar elde edilmiştir (Şekil 4.2).



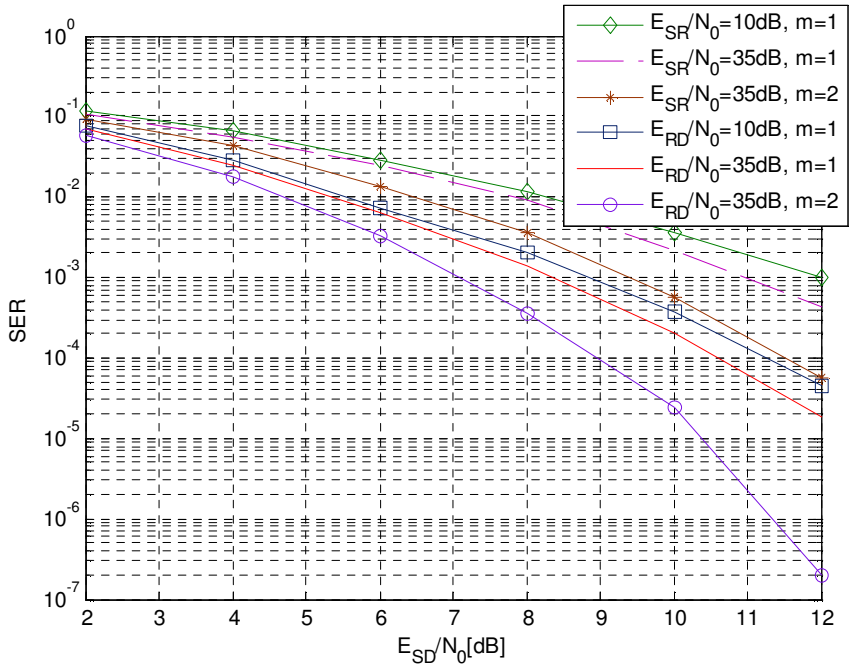
Şekil 4.2 : Farklı *m* değerlerine göre sistemin performansı

Rölenin kaynağa yakın olması ve rölenin hedefe yakın olması durumları ayrı ayrı incelenmiştir. Bilindiği üzere, $E_{SR}/N_0 \gg E_{SD}/N_0 = E_{RD}/N_0$ rölenin kaynağa yakın olması durumunu ifade etmektedir. Bu durum bir bakıma verici çeşitlemesinin sağlanacağı anlamına gelmektedir. $E_{RD}/N_0 \gg E_{SD}/N_0 = E_{SR}/N_0$ ise rölenin hedefe yakın olduğunu gösterir ve bu durumda alıcı çeşitlemesinin sağlanacağı sonucu çıkarılabilir. Şekil 4.3'te verilen, benzetim sonuçlarından da görülebileceği üzere, alıcı çeşitlemesinin sağlandığı durum olan rölenin hedefe yakın olduğu senaryo daha iyi performans göstermektedir.



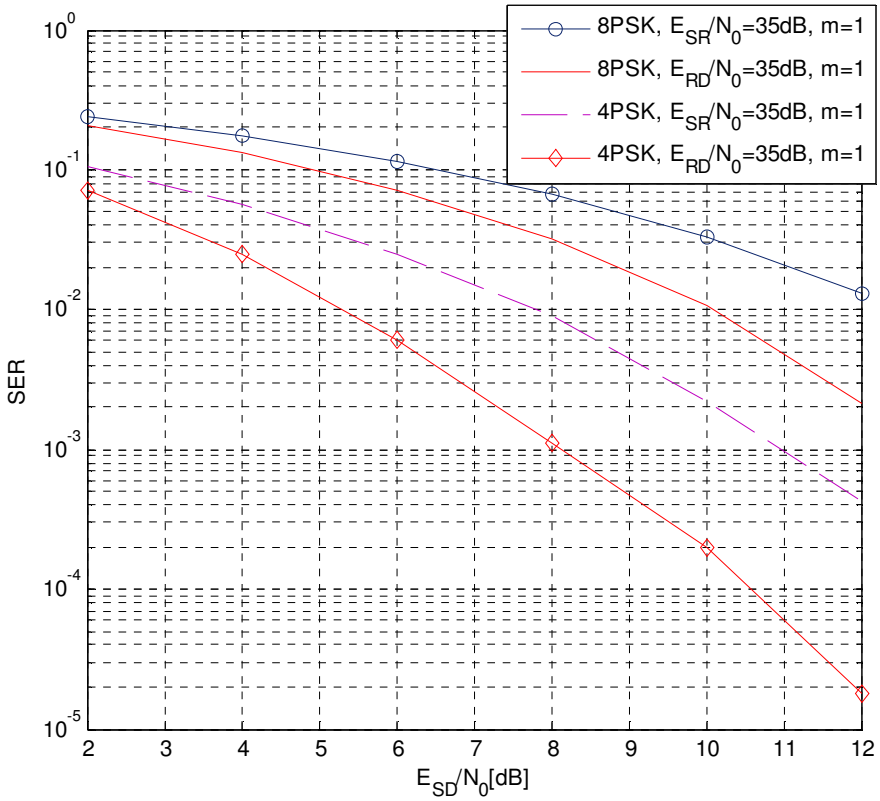
Şekil 4.3 : Kaynak-röle ile röle-hedef arası SNR'ın iyi olması durumunda SER

Şekil 4.4'te, $E_{SR}/N_0 = 35\,dB$ ve $E_{SR}/N_0 = 10dB$ olması durumu ile $E_{RD}/N_0 = 35\,dB$ ve $E_{RD}/N_0 = 10dB$ durumları incelenmektedir. Buradan, birimler arası SNR'ın düşmesi durumunda hata olasılığının kötüye gittiği görülmektedir.



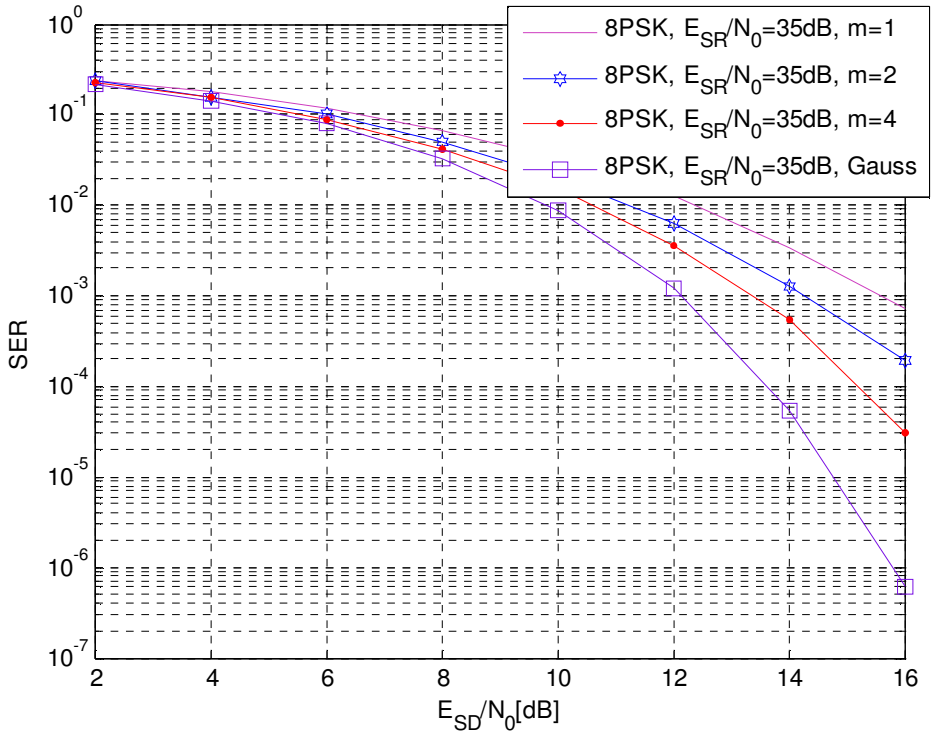
Şekil 4.4 : Kaynak-röle ve röle-hedef arası SNR'ların yüksekliğine göre SER

Şekil 4.5'te QPSK ve 8PSK modülasyonlarıyla Rayleigh kanalda elde edilen benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Görüldüğü gibi, modülasyonun düzey sayısı arttıkça performans kötüleşmektedir.



Şekil 4.5 : QPSK-8PSK modülasyonlarına göre SER

Nakagami-*m* dağılan kanaldaki *m*'in farklı değerleri için 8PSK modülasyonuyla elde edilen sonuçlar ise Şekil 4.6'daki gibidir. *m* değerinin artmasıyla birlikte hata performansında iyileşme söz konusudur. *m* değeri arttıkça eğri Gauss kanala yaklaşır.



Şekil 4.6 : 8PSK'da farklı *m* değerleri ve Gauss durumunda SER

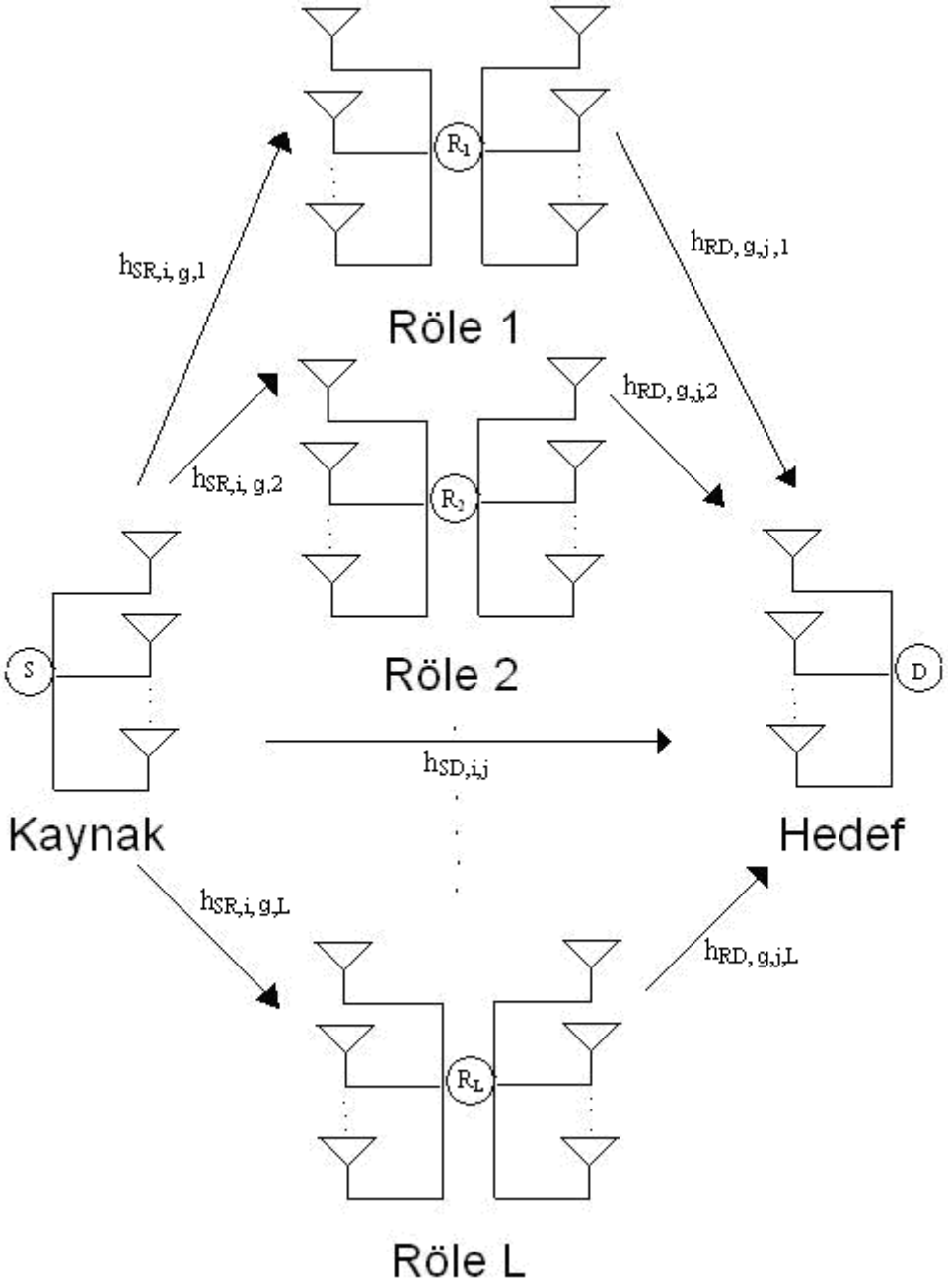
5. NAKAGAMİ KANALDA ÇOK ANTENLİ ÇOK RÖLELİ YAPILAR

Bu bölümde, 4. bölümde incelenen tek röleli yapı genelleştirilerek çok röleli durum incelenecektir. Çok röleli yapı sayesinde hedefte kaynaktaki işarete dair bilgi artacaktır. Bir tane röledeki SNR'ın kötü olması durumunda tek röleli yapının daha çok kaynak-hedef arasındaki yolun performansına bağlı olduğu PEP analiziyle gösterilmişti. Bu durumdan kurtulmak için çok röleli yapı iyi bir çözüm olmaktadır. Tek röle için kaynak-röle arası performans kötü iken, diğer kaynak-röle yolları için performans iyi ise PEP ve çeşitleme derecesi kaynak-hedef arasına bağlı olmaktan çıkar ve performans iyileşir. Bu yapıda, kaynaktan çıkan işaretler farklı rölelerden geçerek hedefe iletilmektedir. Böylece hedefe bir röleden gelen işaret kötü olsa da diğer rölelerden gelen işaretlerin iyi olması bu durumu telafi etmekte ve hedefte gönderilen işarete karar verilirken tek röleli duruma göre çok daha iyi bir sonuç elde edilmektedir.

5.1 İletim Modeli

Bu çalışmada Şekil 5.1'de gösterilen L röleli yapı ele alınmıştır. Çok röleli yapıda kanalların ortogonal olduğu varsayılarak işlem yapılmaktadır. Bir başka deyişle, ilk zaman aralığında kaynak, antenleri aracılığıyla uzay-zaman blok kodlarını kullanarak hedefe ve röleye göndereceği işareti yayınlamaktadır. İkinci zaman aralığında birinci röle kaynaktan aldığı işareti daha önceki bölümde olduğu gibi kanal durum bilgisine göre işleme tabi tutup hedefe iletir. Diğer röleler o aşamada beklemededir. Üçüncü zaman aralığında ikinci röle aynı işlemi yaparak hedefe doğru iletim yapar. Bu şekilde her röle ayrı ayrı zaman dilimlerinde iletim yaparlar, diğerleri o sırada susar.

Her bir birimin iletim yaptığı zaman aralığı (periyot) K zaman diliminden oluşmaktadır. Toplam röle sayısı L diye gösterilirse; hedef, $(L+1)K$ zaman diliminde, kaynaktan ve rölelerden aldığı Nakagami-m sönümlemesine uğrayan işaretleri birleştirme işleminden geçirdikten sonra en büyük olabilirlikli karar verme kuralına (ML) göre gönderilen işarete karar verir.



Şekil 5.1 : Çok röleli yapı

$h_{SD,i,j}$, $h_{SR,i,g,r}$ ve $h_{RD,g,j,r}$ sırasıyla kaynak-hedef arasındaki *i.* verici antenden *j.* alıcı antene, kaynak ve *r.* röle arası *i.* verici antenden *g.* alıcı antene ve *r.* röle ve hedef arası *g.* verici antenden *j.* alıcı antene giden yollardaki kompleks sönümleme katsayılarını göstermektedir. İşlem kolaylığı açısından E_{SR}, E_{RD} değerleri ile M_R ve M_T değerleri her rölede eşit varsayılmaktadır.

Hedefte kaynaktan alınan işaret (4.1)'de elde edilmişti. *r.* rölenin *g.* anteninin *k.* zaman diliminde alacağı işaret ise aşağıdaki gibi olur:

$$r_{R,g,r}^{k} = \sqrt{\frac{E_{SR}}{M_S}} \sum_{i=1}^{M_S} h_{SR,i,g,r} x_i^k + n_{R,g,r}^k \qquad k = 1,2,\ldots,K. \tag{5.1}$$

Burada *k*, kaynaktaki antenlerin gönderim yaptığı her bir zaman dilimini göstermektedir. Başka türlü belirtilmediği sürece, *n* değişkenleri (indisten bağımsız olarak) bağımsız ve özdeş dağılımlı (i.i.d.), sıfır ortalamalı, $N_0/2$ varyanslı kompleks Gauss örnekleridir ve toplamsal gürültüyü modellemektedir. Her bir rölede 4. bölümde anlatılan işlemler gerçekleştirildikten sonra *r.* röleden gönderilecek olan simgeler şu şekilde gösterilebilir:

$$\breve{s}_{R,q,r} = \sqrt{\frac{E_{SR}/M_S}{\beta_{SR,r}^2 E_{SR}/M_S + N_0}} \beta_{SR,r} s_q + \frac{1}{\sqrt{\beta_{SR,r}^2 E_{SR}/M_S + N_0}} \eta_{q,r} \quad . \tag{5.2}$$

Hedefte *r.* röleden *(r+1).* zaman aralığında (*K* zaman dilimlik) alınacak olan işaret,

$$r_{D,j,r}^{\ell_r} = \sqrt{\frac{E_{RD}}{M_T}} \sum_{g=1}^{M_T} h_{RD,g,j,r} \breve{s}_{R,g,r}^{\ell_r} + n_{D,j}^{\ell_r} \tag{5.3}$$

şeklindedir. Burada l_r, *r.* rölenin *(r+1).* zaman aralığındaki *K* zaman diliminden *l.*'sini göstermektedir. Kısacası *(L+1)* zaman aralığında hedefte alınacak olan işaretler aşağıdaki gibi olur:

$$r_{D,j}^{k} = \sqrt{\frac{E_{SD}}{M_S}} \sum_{i=1}^{M_S} h_{SD,i,j} x_i^k + n_{D,j}^k, \qquad k = 1,2,\ldots,K, \tag{5.4}$$

$$r_{D,j,1}^{\ell_1} = \sqrt{\frac{E_{RD}}{M_T}} \sum_{g=1}^{M_T} h_{RD,g,j,1} \breve{s}_{R,g,1}^{\ell_1} + n_{D,j}^{\ell_1}, \quad l_1 = K+1, K+2,\ldots,2K \ , \tag{5.5}$$

.
.
.

$$r_{D,j,L}^{\ell_L} = \sqrt{\frac{E_{RD}}{M_T}} \sum_{g=1}^{M_T} h_{RD,g,j,L} \breve{s}_{R,g,L}^{\ell_L} + n_{D,j}^{\ell_L}, \quad l_L = LK+1, LK+2,\ldots,(L+1)K \tag{5.6}$$

5.2 PEP Analizi ve Çeşitleme Derecesi

Bu bölümde, Nakagami kanalda, kuvvetlendir-aktar yöntemini kullanan, çok röleli sistemin çiftsel hata olasılığı analizi yapılıp değişik durumlar için çeşitleme dereceleri tespit edilecektir.

Q, M_S tane antenden K zaman diliminde gönderilen işaret sayısı olmak üzere, kaynaktan çıkan kod kelimeleri vektörü ile alıcıda hatalı olarak çözülen kod kelimeleri vektörleri $s=\left[s_1,s_2,...,s_Q\right]^T$ ve $\overline{s}_D=\left[\overline{s}_1,\overline{s}_2,...,\overline{s}_Q\right]^T$ şeklinde gösterilirse ve ML kodçözücüsü kullanılırsa koşullu PEP,

$$P\left(s,\overline{s}_D/h_{SR,i,g,r},h_{RD,g,j,r},h_{SD,i,j},i=1,...,M_s,g=1,...,M_T,j=1,...,N,r=1,...,L\right) \leq \exp\left(-\frac{d^2\left(s,\overline{s}_D\right)}{4N_0}\right) \quad \textbf{(5.7)}$$

şeklinde yazılabilir. $d^2\left(s,\overline{s}_D\right)$ ifadesi ise,

$$d^2\left(s,\overline{s}_D\right)=d^2_{S\to D}\left(s,\overline{s}_D\right)+\sum_{r=1}^{L}d^2_{S\to R\to D,r}\left(s,\overline{s}_D\right) \quad \textbf{(5.8)}$$

dir. Karesel Öklid uzaklıkları yerine yazılıp işlem yapıldığında,

$$d^2\left(s,\overline{s}_D\right)=\frac{\lambda E_{SD}}{M_S}\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_s}\left|h_{SD,i,j}\right|^2+\sum_{r=1}^{L}\lambda\sum_{j=1}^{N}\alpha_r\sum_{g=1}^{M_T}\left|h_{RD,g,j,r}\right|^2\beta^2_{SR,r} \quad \textbf{(5.9)}$$

sonucuna ulaşılabilir. Burada λ, (4.18) ile verilen ifade iken, α_r $r.$ röledeki α değeridir:

$$\alpha_r=\frac{\left(E_{SR}/N_0\right)E_{RD}}{\left(M_T\beta^2_{SR,r}\left(E_{SR}/N_0\right)+M_SM_T\right)+M_S\beta^2_{RD,r}\left(E_{RD}/N_0\right)} \quad . \quad \textbf{(5.10)}$$

$\beta_{SR,r}$ ise,

$$\beta_{SR,r} = \left(\sum_{g=1}^{M_R} \sum_{i=1}^{M_S} \left| h_{SR,i,g,r} \right|^2 \right)^{\frac{1}{2}} \quad \textbf{(5.11)}$$

şeklindedir. $d^2\left(s,\overline{s}_D\right)$ ifadesi farklı SNR kabulleriyle birlikte incelenirse çiftsel hata olasılıkları bu durumlara göre çıkarılıp çeşitleme dereceleri tespit edilebilir.

5.2.1 Kaynak ve röleler arasında yüksek SNR olması durumu

Kaynak ile rölelerin arasındaki SNR'ın yüksek olması, uygulamalarda bu birimlerin birbirine yakın olması anlamına gelir. Burada, işlem kolaylığı açısından, kaynak-hedef arası ve röleler ile hedef arası güçler birbiriyle eşit tutularak $E_{SR}/N_0 \gg E_{SD}/N_0 = E_{RD}/N_0$ varsayımı yapılacaktır. Bu durumda, karesel Öklid uzaklığında yer alan *r.* röledeki α_r ,

$$\alpha_r = E_{RD}\left(M_T \beta_{SR,r}^2\right)^{-1} \quad \textbf{(5.12)}$$

bulunur. $d^2\left(s,\overline{s}_D\right)$ ise,

$$d^2\left(s,\overline{s}_D\right) = \frac{\lambda E_{SD}}{M_s} \sum_{j=1}^{N} \sum_{i=1}^{M_S} \left| h_{SD,i,j} \right|^2 + \sum_{r=1}^{L} \frac{\lambda E_{SD}}{M_T} \sum_{j=1}^{N} \sum_{g=1}^{M_T} \left| h_{RD,g,j,r} \right|^2 \quad \textbf{(5.13)}$$

şeklindedir. Bulunan karesel Öklid uzaklığı ifadesi yerine yazıldığında PEP,

$$P\left(s,\overline{s}_D / h_{SR,i,g}, h_{RD,g,j}, h_{SD,i,j}, i=1,...,M_s, g=1,...,M_T, j=1,...,N\right)$$

$$\leq \exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_s} \sum_{j=1}^{N} \sum_{i=1}^{M_S} \left| h_{SD,i,j} \right|^2 - \sum_{r=1}^{L} \frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_T} \sum_{j=1}^{N} \sum_{g=1}^{M_T} \left| h_{RD,g,j,r} \right|^2 \right) \text{ iken,} \quad \textbf{(5.14)}$$

$$P\left(s,\overline{s}_D\right) \leq \int_0^\infty \int_0^\infty \exp\left(-\frac{d^2\left(s,\overline{s}_D\right)}{4N_0} \right) p\left(\left| h_{SD,i,j} \right|^2 \right) p\left(\left| h_{RD,g,j,r} \right|^2 \right) d_{\left| h_{SD,i,j} \right|^2} d_{\left| h_{RD,g,j,r} \right|^2}$$

$$\leq \int_0^{\infty}\int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_s} \sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_S} \left|h_{SD,i,j}\right|^2 - \sum_{r=1}^{L} \frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_T} \sum_{j=1}^{N}\sum_{g=1}^{M_T} \left|h_{RD,g,j,r}\right|^2 \right) p\left(\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right) p\left(\left|h_{RD,g,j,r}\right|^2\right) d_{\left|h_{SD,i,j}\right|^2} d_{\left|h_{RD,g,j,r}\right|^2}$$

$$\leq \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_s} \sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_S} \left|h_{SD,i,j}\right|^2 \right) p\left(\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right) d_{\left|h_{SD,i,j}\right|^2}$$

$$\cdot \int_0^{\infty} \exp\left(-\sum_{r=1}^{L} \frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_T} \sum_{j=1}^{N}\sum_{g=1}^{M_T} \left|h_{RD,g,j,r}\right|^2 \right) p\left(\left|h_{RD,g,j,r}\right|^2\right) d_{\left|h_{RD,g,j,r}\right|^2}$$

$$\leq \prod_{j=1}^{N}\prod_{i=1}^{M_S} \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_s} \left|h_{SD,i,j}\right|^2 \right) p\left(\left|h_{SD,i,j}\right|^2\right) d_{\left|h_{SD,i,j}\right|^2}$$

$$\cdot \prod_{r=1}^{L}\prod_{j=1}^{N}\prod_{g=1}^{M_T} \int_0^{\infty} \exp\left(-\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_T} \left|h_{RD,g,j,r}\right|^2 \right) p\left(\left|h_{RD,g,j,r}\right|^2\right) d_{\left|h_{RD,g,j,r}\right|^2}$$

olur. Gamma dağılımının MGF'sinden yararlanarak,

$$P\left(s, \overline{s}_D\right) \leq \left(\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_S m} \right)^{-NM_S m} \left(\frac{\lambda E_{SD}}{4N_0 M_T m} \right)^{-NM_T mL} \qquad \textbf{(5.15)}$$

şeklinde bulunur. Görülür ki çeşitleme derecesi $Nm\left(M_S + LM_T\right)$'dir.

5.2.2 Röleler ve hedef arasında yüksek SNR olması durumu

Röleler ile hedef arasındaki SNR'ın yüksek olması uygulamalarda bu birimlerin birbirine yakın olması anlamına gelir. Kaynak-hedef arası ve kaynak-röle arası güçler birbiriyle eşit tutularak $E_{RD}/N_0 \gg E_{SD}/N_0 = E_{SR}/N_0$ varsayımı yapılacaktır. Bu durumda, karesel Öklid uzaklığında yer alan α_r,

$$\alpha_r = \frac{E_{SR}}{M_s \beta_{RD_r}^2} \qquad \textbf{(5.16)}$$

bulunur. $d^2\left(s, \overline{s}_D\right)$ ifadesi ise,

$$d^2\left(s,\overline{s}_D\right)=\frac{\lambda E_{SD}}{M_S}\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SD,i,j}\right|^2+\sum_{r=1}^{L}\frac{\lambda E_{SR}}{M_S}\sum_{g=1}^{M_R}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SR,i,g,r}\right|^2 \quad \textbf{(5.17)}$$

şeklindedir. Elde edilen $d^2\left(s,\overline{s}_D\right)$ ile (5.14)'teki işlemlerin benzeri yapılarak oluşturulan yeni PEP,

$$P\left(s,\overline{s}_D\right)\le\left(\frac{E_{SD}}{4N_0M_Sm}\right)^{-m\left(NM_S+LM_RM_S\right)}\left(\lambda\right)^{-m\left(NM_S+LM_RM_S\right)} \quad \textbf{(5.18)}$$

şeklindedir. Çeşitleme derecesi PEP ifadesinden görüldüğü üzere $m\left(NM_S+LM_RM_S\right)$ dir.

5.2.3 Kaynak ve röleler arasında çok düşük SNR olması durumu

Tüm röleler için $E_{SR}/N_0\to 0$ durumunda, $E_{SD}/N_0=E_{RD}/N_0\gg 1$ kabulüyle,

$$\alpha_r=\frac{E_{SR}}{M_s\beta_{RD,r}^2} \quad \textbf{(5.19)}$$

bulunur. α_r ifadesi $d^2\left(s,\overline{s}_D\right)$'de yerine yazılırsa,

$$d^2\left(s,\overline{s}_D\right)=\frac{\lambda E_{SD}}{M_S}\sum_{j=1}^{N}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SD,i,j}\right|^2+\sum_{r=1}^{L}\frac{\lambda E_{SR}}{M_S}N\sum_{g=1}^{M_R}\sum_{i=1}^{M_S}\left|h_{SR,i,g,r}\right|^2 \quad \textbf{(5.20)}$$

bulunur. PEP ifadesi ise,

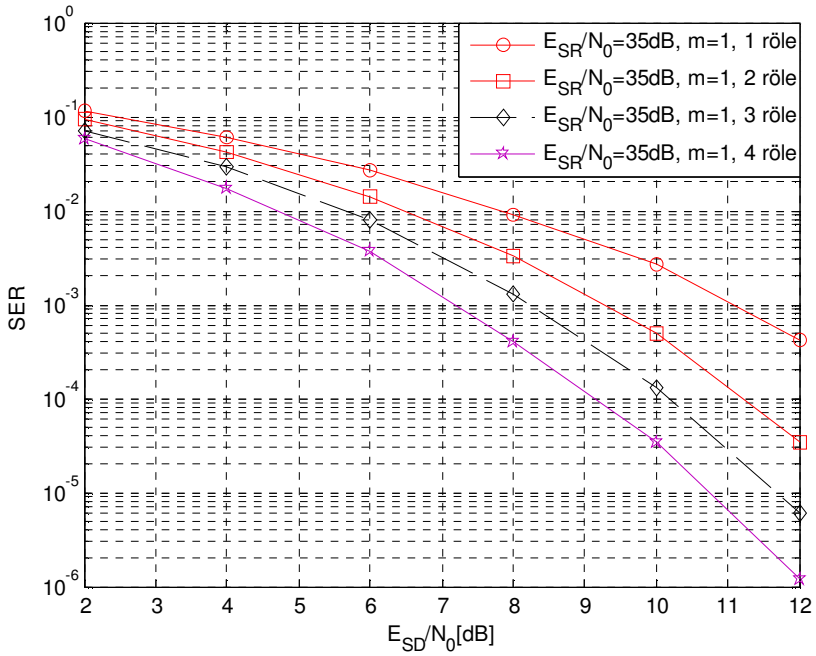
$$P\left(s,\overline{s}_D\right)\le\left(\frac{E_{SD}}{4N_0M_Sm}\lambda\right)^{-mNM_S}\left(1+\frac{\lambda NE_{SR}}{4N_0M_Sm}\right)^{-mLM_RM_S} \quad \textbf{(5.21)}$$

şeklindedir. Tüm röleler için $E_{SR}/N_0\to 0$ olduğu için, E_{SD}/N_0'lı ifade asimptotik performansı belirler. Dolayısıyla çeşitleme derecesi mNM_S'dir. Başka bir deyişle, böyle bir durumda kaynak-hedef arasındaki yol çeşitleme derecesini belirler ve çok röle kullanmanın anlamı yoktur. Ancak tek bir röle için $E_{SR}/N_0\to 0$ ve diğer

rölelerde kaynak-röle arası SNR yüksek ise çeşitleme derecesi $Nm\left(M_S+\left(L-1\right)M_T\right)$ olur. Böylece çok röle kullanarak çeşitleme kazancı sağlanmaktadır.

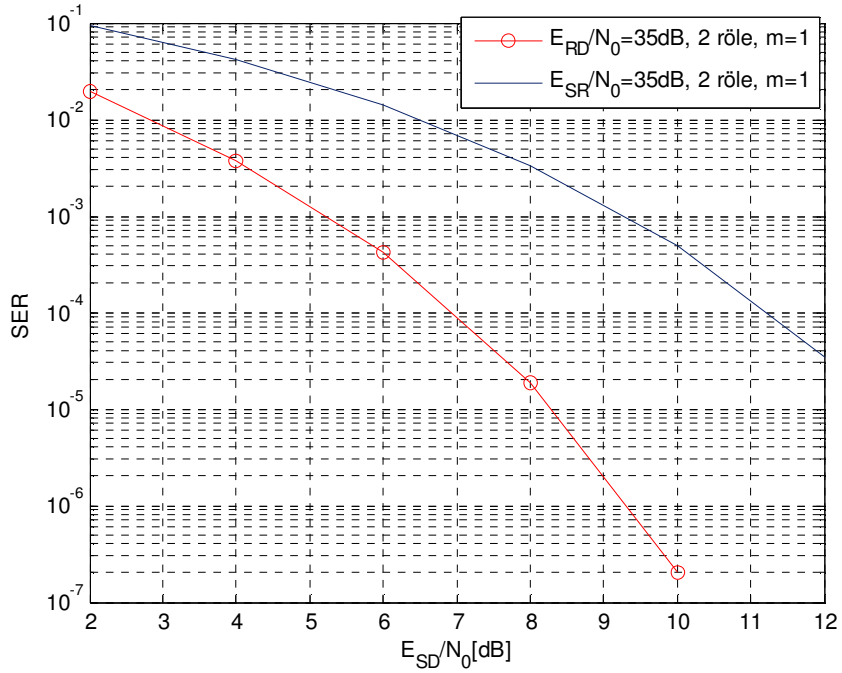
5.3 Bilgisayar Benzetim Sonuçları

Çok röle kullanarak tek röleli duruma göre hata performansının iyileşeceği PEP analizi ile önceki bölümlerde gösterilmişti. Bilgisayar benzetimi sonuçları da yapılan analizi desteklemektedir. Şekil 5.2'de tek röle durumu ile çok röleli durumun karşılaştırması yapılmaktadır. Özellikle yüksek SNR'lara çıkıldığında röle sayısının artması hata olasılığının oldukça düşmesini sağlamaktadır. Çeşitleme kazancının bir göstergesi olarak röle sayısı arttıkça hata eğrisindeki eğim de artmaktadır.



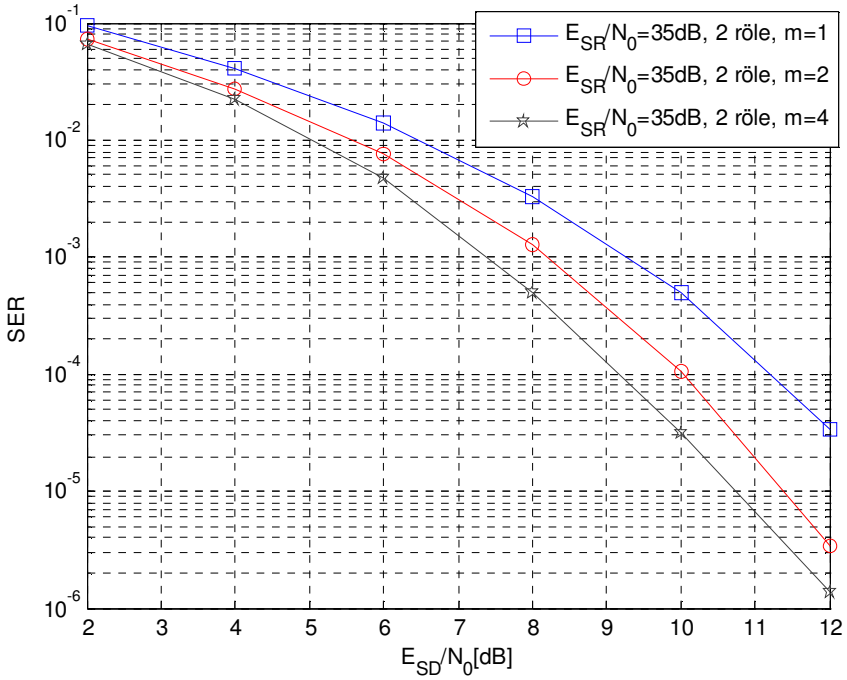
Şekil 5.2 : E_{SR}/N_0=35dB ve m=1 iken, röle sayısına göre SER

Röle hedef arası SNR'ın yüksek olması durumunun, kaynak röle arasındaki SNR'ın yüksek olması durumundan daha iyi performans verdiği tek röle için gösterilmişti. Benzer sonuçların çok röleli durum için de geçerli olduğu Şekil 5.3'ten görülmektedir.



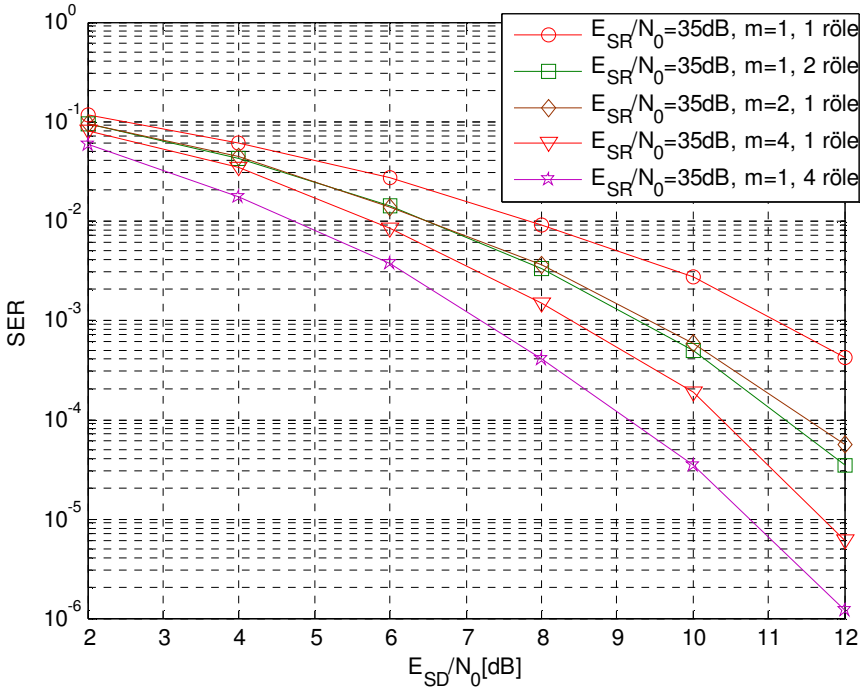
Şekil 5.3 : Çok röleli yapıda kaynak-röle ve röle-hedef arası SNR'lara göre SER

Nakagami-m kanalda, *m* değerinin artmasıyla birlikte çok röleli yapının *m*=1 durumunda gösterdiği performanstan daha da iyi sonuçlar elde edilir (Şekil 5.4).



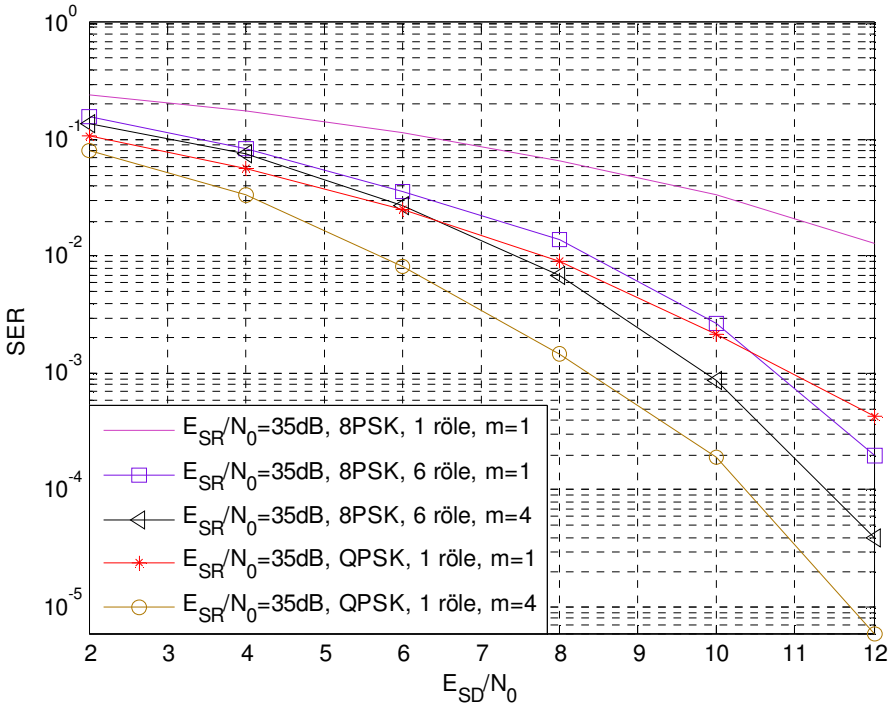
Şekil 5.4 : Çok röleli yapıda *m* değerinin artmasıyla elde edilen SER

Şekil 5.5'te farklı *m* değerleri ve röle sayılarına ilişkin SER eğrileri görülmektedir. Buradan anlaşılabileceği üzere, röle sayısını arttırmak, *m* değerinin artmasına göre hata performansının iyileşmesinde daha fazla olumlu etkide bulunmaktadır.



Şekil 5.5 : Röle sayısının ve *m* değerinin SER'e etkisi

Şekil 5.6'da QPSK ve 8PSK'nın farklı röle sayıları ve *m* değerleriyle performans karşılaştırmaları yapılmaktadır. Buradan, 8PSK kullanımının getireceği hata performans kaybının röle sayısı arttırılarak giderilebileceği görülmektedir. Yüksek *m* değerlerinde QPSK'nın hata performansının yakalanabilmesi için düşük *m* değerlerindeki duruma göre daha fazla röle kullanımına ihtiyaç vardır.



Şekil 5.6 : QPSK ve 8PSK'nın karşılaştırılması

6. SONUÇ

Bu tezde, STBC kodlamalı tek ve çok röleli yapıların MPSK modülasyonlu işaretler kullanılarak, Nakagami kanallarda PEP analizleri yapılmış, farklı SNR durumları için çeşitleme dereceleri tespit edilmiş ve hata performans analizleri gerçeklenmiştir.

Nakagami kanalda, *m* değerinin artmasıyla kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki kanalların Gauss olması durumunun gösterdiği performansa yakınlaşıldığı görülmüştür.

Röle-hedef arası SNR'ın yüksek olduğu durumda elde edilen hata performansının, kaynak-röle arası SNR'ın yüksek olduğu durumdaki performanstan daha iyi sonuç verdiği gözlemlenmiştir. Bilindiği üzere, röle-hedef arası SNR'ın yüksek olması bir anlamda alıcı çeşitlemesine karşı düşmektedir. Alıcı çeşitlemesinin hata performansının verici çeşitlemesine göre iyi olduğu düşünülürse elde edilen sonuçlar bu durumu destekler niteliktedir.

Röle sayısının artmasıyla birlikte, tek röleli duruma göre çeşitleme derecesinin arttığı gösterilmiştir. Hata performansında da tek röleli duruma göre büyük iyileşmeler olduğu benzetim sonuçlarıyla doğrulanmıştır. Çok röleli yapıda da *m* değerinin artmasıyla birlikte Gauss kanala yaklaşan bir hata performansı gözlemlenmiştir.

m değeri kanalı modellemeye yardımcı olurken, röle sayısını arttırmanın hata performansının iyileşmesine getireceği katkı *m* değerinin artmasının getireceği katkıdan daha yüksek olduğu gösterilmiştir.

QPSK ve 8PSK'nın farklı röle sayıları ve *m* değerleriyle performans karşılaştırmaları yapılmıştır. Buradan, 8PSK kullanımının getireceği hata performans kaybının röle sayısı arttırılarak giderilebileceği gösterilmiştir.

Bu çalışmada kullanılan röleli yapılar, işbirlikli çeşitlemeye uyarlanıp röleler ve kaynak işbirliği yaparak birbirlerinin işaretlerini iletecek şekilde bir yapı oluşturulabilir. Ayrıca Nakagami kanal yapısında genelleştirmeye gidilerek sistem, Weibull veya genelleştirilmiş Gamma dağılımlı kanala uyarlanabilir.

KAYNAKLAR

[1] **Shannon, C. E.,** 1948. A mathematical Theory of Communication, *Bell System Technical Journal*, vol. 27, pp. 379-423, 623-656.

[2] **Vucetic, B. and Yuan, J.,** 2003. Space-Time Coding, *Wiley, New York.*

[3] **Telatar, E.,** 1999. Capacity of Multi-antenna Gaussian Channels, *European Transactions on Telecommunications*, vol. 10**,** no. 6**,** pp. 585-595.

[4] **Tarokh, V., N. Seshadri , R. Calderbank**, 1998. Space-time Codes for High Data Rate Wireless Communications: Performance Criterion and Code Construction, *IEEE Trans. Inform. Theory*.

[5] **Alamouti**, **S.M.,** 1998. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communication, *IEEE Journal of Selected Areas in Communications*, vol. 16, no. 8.

[6] **Uysal, M. and Muhaidat, S.,** 2004. Maximum-Likelihood Detection for Distributed Space-Time Block Coding, *IEEE VTC'04-Fall, Los Angeles, California, USA*.

[7] **Laneman, J. N. and Wornell, G. W.,** 2003. Distributed Space-time-coded Protocols for Exploiting Cooperative Diversity in Wireless Networks, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 49, no. 10, pp. 2415-2425.

[8] **Nabar, R. U., Bölcskei, Helmut, Kneubuhler, F. W.,** 2004. Fading Relay Channels: Performance Limits and Space-time Signal Design, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, vol. 22, no. 6, pp. 1099-1109.

[9] **Sendonaris, A., Erkip, E. and Aazhang, B.,** 2003. User Cooperation Diversity. Part I. System description, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no.11, pp. 1927-1938.

[10] **Sendonaris, A., Erkip, E. and Aazhang, B.,** 2003. User Cooperation Diversity. Part II. Implementation Aspects and Performance Analysis, *IEEE Transactions on Communications*, vol. 51, no.11, pp. 1939-1948.

[11] **Janani, M., Hedayat, A., Hunter, T. E. and Nosratinia, A.,** 2004. Coded Co-operation in Wireless Communications: Space-time Transmission and Iterative Decoding, *IEEE Transaction on Signal Processing*, vol. 52, no. 2, pp. 362-371.

[12] **Laneman, J. N., Tse, D. N. C. and Wornell, G. W.,** 2004. Cooperative Diversity in Wireless Networks: Efficient Protocols and Outage Behavior, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 50, no. 12, pp. 3062-3080.

[13] **Azarian,K., Gamal, H. E. and Schniter, P.,** 2005. On the Achievable Diversity-vs-Multiplexing Tradeoff in Cooperative Channels, *IEEE Transaction on Information Theory*, vol. 51, pp. 4152-4172.

[14] **Wang, B., Zhang, J. and Host-Madsen**, **A.,** 2005. On the Capacity of MIMO Relay Channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, no. 1, pp. 29–43.

[15] **Yiu, S., Schober, R. and Lampe, L.**, 2005. Distributed Space-time Block Coding for cooperative networks with multiple-antenna nodes, *in Proc. Of IEEE Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing (CAMSAP), Puerto Vallarta, Mexico*.

[16] **Jing, Y. and Hassibi**, **B.,** 2005. Cooperative Diversity in Wireless Relay Networks with Multiple-antenna Nodes, *in Proc. of IEEE International Symposium on Information Theory, Japan*.

[17] **Sklar B.**, 1997. Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems, *IEEE Communications Magazine*, pp. 90- 109.

[18] **Stüber, G. L.**, 2000. Principles of Mobile Communication, *Kluwer Academic Publishers*.

[19] **Laneman, J. N. and Wornell**, **G. W.,** 2000. Exploiting Distributed Spatial Diversity in Wireless Networks, *in Proc. Allerton Conf. Communications, Control, and Computing, Monticello, IL.*

[20] **Van der Meulen, E. C.**, 1971. Three-terminal Communication Channels, *Advances in Applied Probability*, vol. 3, no. 1, pp. 120-154.

[21] **Cover, T. M. and Gamal, A. A. E.,** 1996. Capacity Theorems for Degree from the University of Texas at Dallas in 1996, and the Relay Channel, *IEEE Trans. Information Theory*, vol. 25, a Ph.D. degree from the University of Texas at Dallas inno. 5, Sept. 1979, pp. 572 84.

[22] **Schein, B. and Gallager, R. G.,** 2000. The Gaussian Parallel Relay Network, *in Proc. of International Symposium on Information Theory, Sorrento, Italy*, pp. 22.

[23] **Gastpar, M. and Vetterli**, **M.,** 2005. On the Capacity of Large Gaussian Relay Networks, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. 51, issue. 3, pp. 765-779.

[24] **Bölcskei, H., Nabar, R. U., Oyman, Ö. and Paulraj**, **A. J.,** 2006. Capacity Scaling Laws in MIMO Relay Networks, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 5, no. 6, pp. 1433-1444.

[25] **Zhao Q., Li H., Wang P.**, 2008. Performance of Cooperative Relay with Binary Modulation in Nakagami-m Fading Channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, vol.57, no.5, pp. 3310-3315.

[26] **Simon M. K., Alaouini M.,** Digital Communication Over Fading Channels

[27] **Muhaidat, S. and Uysal**, **M.,** 2008. Cooperative Diversity with Multiple-Antenna Nodes in Fading Relay Channels, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, vol. 7, no. 8, pp. 3036-3046.

[28] **E.Yılmaz**, 2004. Uzay Zaman Blok Kodlarında Verici Anten Seçimi, *İTÜ*.

[29] **Url-1** < *http://en.wikipedia.org/wiki/Fading* >, alındığı tarih 03.05.2009.

[30] **Url-2** < *http://en.wikipedia.org/wiki/Rayleigh_distribution* >, alındığı tarih 03.05.2009.

[31] **Url-3** < *http://en.wikipedia.org/wiki/Rice_distribution* >, alındığı tarih 03.05.2009.

[32] **Url-4** < *www.skydsp.com/.../4thyrthesis/chapter1.htm* >, alındığı tarih 03.05.2009

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad:	Asya MAHMUTOĞLU
Doğum Yeri ve Tarihi:	Kabil/Afganistan 23.10.1984
Lisans Üniversite:	Kadir Has Üniversitesi