



T.C.

SELÇUK ÜNİVERSİTESİ

FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

TELSİZ SİSTEMLERDE ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ HABERLEŞME

Özgür ÖZDEMİR

DOKTORA TEZİ

Elektrik-Elektronik Mühendisliği
Anabilim Dalını

Haziran-2011
KONYA
Her Hakkı Saklıdır

ÖZET

DOKTORA TEZİ

TELSİZ SİSTEMLERDE ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ HABERLEŞME

Özgür ÖZDEMİR

Selçuk Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektrik-Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Prof. Dr. Saadetdin HERDEM
İkinci Danışman: Doç. Dr. Ali Özgür YILMAZ

2011, 119 Sayfa

Jüri
Danışman Prof. Dr. Saadetdin HERDEM
İkinci Danışman Doç. Dr. Ali Özgür YILMAZ
Doç. Dr. Yüksel ÖZBAY
Yrd. Doç. Dr. Defne AKTAŞ
Yrd. Doç. Dr. S. Sinan GÜLTEKİN

Telekomünikasyon ağlarının spektral verimliliğini artırmak için yapılan araştırma faaliyetleri paket düzeyinde kodlama fikrine dayanan ağ kodlaması kavramını doğurmuştur. İki kullanıcının bir röle yardımıyla bağımsız bilgi alış-verişi yaptığı çift yönlü röleli iletişim (BDR), ağ kodlamasının işbirlikli telsiz ağlardaki önemli uygulamalarındandır. Bununla birlikte röledeki sezim hataları bir şekilde göz önüne alınmaması halinde ağ kodlaması ile sağlanan kazancı sınırlayabilir. Bu tezde en büyük olabilirlik, logaritmik olabilirlik oranı, işbirlikli en büyük oran birleştirmesi ve seçimli aktarma tabanlı BDR kanalları araştırılmıştır. Birinci ve ikinci fazların kullanıcıların iletimlerine ayrıldığı ve üçüncü fazda rölenin ağ kodlanmış bilgi paketini ilettiği üç fazlı iletişim protokolü ele alınmıştır. Analizler ve sayısal sonuçlar, önerilen tasarımların hepsinin röledeki hatalardan kaynaklanan çeşitleme seviyesi düşüşlerini engelleyerek kullanıcılar arasında doğrudan iletimi içeren işbirliksiz sistemden daha iyi performans sağladıklarını göstermektedir. Bu teorik çalışmalara ek olarak, ses-üstü terminallerden oluşan bir deneysel düzenek de gerçekleştirilmiştir. Ses-üstü iletişimin karasal uygulamalarının, bilgisayar destekli etkin bir deneysel ortam sağladığı gösterilmiştir.

Anahtar Kelimeler: Çeşitleme, çift yönlü röleli aktarma, en büyük olabilirlikli sezim, işbirlikli en büyük oran birleştirmesi, karasal ses-üstü haberleşme, logaritmik olabilirlik oranı iletimi, röledeki sezim hataları, seçimli aktarma.

ABSTRACT

Ph.D THESIS

BI-DIRECTIONAL RELAYING IN WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS

Özgür ÖZDEMİR

THE GRADUATE SCHOOL OF NATURAL AND APPLIED SCIENCE OF SELÇUK UNIVERSITY
THE DEGREE OF DOCTOR OF PHILOSOPHY
IN ELECTRICAL AND ELECTRONICS ENGINEERING

Advisor: Prof. Dr. Saadetdin HERDEM
Second Advisor: Doç. Dr. Ali Özgür YILMAZ
2011, 119 Pages

Jury
Advisor Prof. Dr. Saadetdin HERDEM
Second Advisor Doç. Dr. Ali Özgür YILMAZ
Doç. Dr. Yüksel ÖZBAY
Yrd. Doç. Dr. Defne AKTAŞ
Yrd. Doç. Dr. S. Sinan GÜLTEKİN

The research challenges to enhance the spectral efficiency of communication networks revealed the concept of network coding which is based on the idea of coding at packet level. The bi-directional relaying (BDR) in which two user terminals exchange independent information with the help of a relay terminal is among the prominent applications of network coding in wireless cooperative networks. However, the detection errors at the relays may limit the gain due to network coding unless they are accounted for in some way. In this thesis, maximum likelihood, log-likelihood ratio, cooperative maximal ratio combining and selective relaying based BDR channels have been investigated. The three-phase communication protocol is considered where the first and second phases are allotted to the transmissions of the users and the relay broadcasts the network encoded information packet in the third phase. Analyses and numerical results demonstrate that all of the proposed schemes outperform the noncooperative system that involves direct transmission between users by preventing diversity level reduction stemming from errors at relays. In addition to these theoretical studies, an experimental setup consisting of ultrasonic terminals is also implemented. It has been shown that terrestrial applications of the ultrasonic communications provide an effective computer-aided experiment environment.

Keywords: Diversity, bi-directional relaying, maximum likelihood detection, cooperative maximal ratio combining, terrestrial ultrasonic communications, log-likelihood ratio transmission, detection errors at the relay, selective relaying.

ÖNSÖZ

Bu doktora tez çalışması boyunca yardımlarını esirgemeyen Sayın Prof. Dr. Saadetdin HERDEM'e ve Sayın Doç. Dr. Ali Özgür YILMAZ'a teşekkürlerimi ve saygılarımı sunarım. Yoğun çalışma tempom içerisinde gösterdikleri sabır, sağladıkları maddi ve manevi destek için aileme çok teşekkür ederim.

Özgür ÖZDEMİR
KONYA-2011

İÇİNDEKİLER

ÖZET ..... **iv**

ABSTRACT ..... **v**

ÖNSÖZ ..... **vi**

İÇİNDEKİLER ..... **vii**

SİMGELER VE KISALTMALAR ..... **ix**

1. GİRİŞ VE KAYNAK ARAŞTIRMASI **1**

2. SİSTEM MODELİ VE MATERYAL-YÖNTEM **7**

2.1. Sistem Modeli 7
2.2. Deneysel Çalışmalarda Kullanılan Materyal ve Metot 11

3. EN BÜYÜK OLABİLİRLİKLİ KARAR KURALI TABANLI ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ İLETİŞİM **14**

3.1. ML Sezim Tabanlı Karar Kuralları 14
3.1.1. Evre uyumsuz BFSK işaretleşmesi için ML karar kuralı 16
3.1.2. Evre uyumlu BPSK işaretleşmesi için ML karar kuralı 19
3.1.3. DPSK işaretleşmesi için ML karar kuralı 20
3.2. Başarım Analizi 21
3.2.1. Evre uyumsuz BFSK işaretleşmesi için başarım analizi 23
3.2.2. Evre uyumlu BPSK işaretleşmesi için başarım analizi 26
3.3. Benzetim Sonuçları 28

4. LOGARİTMİK OLABİLİRLİK ORANI İLETİMİNE DAYALI ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ İLETİŞİM **37**

4.1. LLR Tabanlı İiletim İçin Karar Kuralı 38
4.2. LLR Tabanlı İletim İçin Performans Analizi 40
4.2.1. $\mathbf{f_1(t)}$ teriminin belirlenmesi 42
4.2.2. $\mathbf{f_2(s)}$ teriminin belirlenmesi 44
4.2.3. $\mathbf{P_{AS}}$ teriminin belirlenmesi 46
4.3. Benzetim Sonuçları 47

5. İŞBİRLİKLİ EN BÜYÜK ORAN BİRLEŞTİRMESİ VE SEÇİMLİ AKTARMA TABANLI ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ İLETİŞİM **51**

5.1. Birleştirme Teknikleri ve En Büyük Oran Birleştirmesi 51
5.2. C-MRC Tekniği 55
5.2.1. C-MRC tekniği için benzetim sonuçları 57
5.3. SR Tabanlı BDR Kanalı 60
5.3.1. MRC tekniği ile iki durumlu SR tabanlı iletim için karar kuralları 61
5.3.2. MRC tekniği ile dört durumlu SR tabanlı iletim için karar kuralları 63

5.3.3. ML karar kuralları kullanılarak SR tekniğinin gerçekleştirilmesi 64
5.3.4. SR tabanlı BDR kanalı için benzetim sonuçları 66

6. KİPLEME ÇÖZ VE İLET TEKNİĞİ İLE ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ HABERLEŞME KANALINDA BÜTÜNLEŞİK AĞ-KANAL KODLAMASI 70

6.1. Sistem Modeli 70
6.2. Bütünleşik Ağ-Kanal Kodlamalı DMF Protokolü İçin Alıcı Yapısı 72
6.3. Bütünleşik Ağ-Kanal Kodlamalı DCF Protokolü İçin Alıcı Yapısı 75
6.4. Benzetim Sonuçları 79

7. SES-ÜSTÜ TELSİZ TERMİNALLER KULLANILARAK ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ İLETİŞİM SENARYOSUNUN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ 82

7.1. Literatürdeki RF Tabanlı Deneysel Çalışmalar 82
7.2. Akustik Kanal 84
7.2.1. Karasal ortamlarda ses-üstü haberleşme 86
7.3. Deney Düzeneği 87
7.3.1. Vericinin çalışması 87
7.3.2. Alıcının çalışması 90
7.3.3. Yükselteç devresi 91
7.3.4. Eş-zamanlama 92
7.3.6. Demodülatör 95
7.4. Deney Ortamı ve BER Ölçüm Sonuçları 95

8. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA 98

8.1. Anlık SNR Bilgisine Göre BER Başarımı Sonuçlarının Karşılaştırılması 98
8.2. Ortalama SNR Bilgisine Göre BER Başarımı Sonuçlarının Karşılaştırılması 100
8.3. DMF ve DCF Algoritmalarının Karşılaştırılması 105
8.4. Deneysel Bulgulara İlişkin Genel Değerlendirmeler 105

9. SONUÇLAR VE ÖNERİLER 107

KAYNAKLAR 110

ÖZGEÇMİŞ 118

SİMGELER VE KISALTMALAR

ARQ/FEC : Otomatik Yeniden Gönderme/Gönderme Yönünde Hata Düzeltimi (Automatic Repeat Request / Forward Error Correction)
BDR : Çift Yönlü Röleli Haberleşme (Bi-directional relaying, Two-Way Relaying)
BER : Bit Hata Oranı (Bit Error Rate)
BFSK : İkili Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (Binary Frequency Shift Keying)
BPSK : İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Binary Phase Shift Keying)
C-MRC : İşbirlikli En Büyük Oran Birleştirmesi (Cooperative Maximal Ratio Combining)
CRC : Çevrimsel Artıklık Kodlaması (Cylic Redundancy Check)
DAB : Veri Toplama Kartı (Data Acquisition Board)
DCF : Kod-Çöz ve İlet (Decode and Forward)
DMF : Kipleme-Çöz ve İlet (Demodulate and Forward)
DPSK : Farksal İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Differential Phase Shift Keying)
FER : Çerçeve Hata Oranı (Frame Error Rate)
FPGA : Alan Programlamalı Kapı Dizileri (Field-Programmable Gate Array)
LACC : Link Uyarlamalı İşbirlikli İletişim (Link-Adaptive Cooperative Communications)
LLR : Logaritmik Olabilirlik Oranı (Log-Likelihood Ratio)
MAC : Ortama Erişim Kontrol (Medium Access Control)
MARC : Çoklu Erişim Röle Kanalı (Multiple Access Relay Channel)
MIMO : Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (Multiple Input Multiple Output)
ML : En Büyük Olabilirlik (Maximum Likelihood)
MRC : En Büyük Oran Birleştirmesi (Maximal Ratio Combining)
OFDM : Dikgen Frekans Bölmeli Çoklama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing)
P-ML : Doğrusallaştırılmış En Büyük Olabilirlik (Piecewise-Linear Maximum Likelihood)
SR : Seçimli Aktarma (Selective Relaying)
SNR : İşaret-Gürültü Oranı (Signal to Noise Ratio)

1. GİRİŞ VE KAYNAK ARAŞTIRMASI

Telsiz iletişimde ortaya çıkan en temel sorun, ortamdaki saçıcı nesnelerin sebep olduğu çok yollu iletimin ve mobil terminallerin hızlı hareketlerinin etkisiyle kanalın zamanla değişen bir karakter sergilemesidir. İşaret gücünün bazen çok düşmesine neden olan ve sönümleme ismi verilen bu problemin çözümünde kullanılan en önemli yöntemlerden birisi çeşitlemedir. Çeşitleme (diversity), iletilmek istenen mesajın çok sayıda kopyasının farklı kanallardan gönderilmesi prensibine dayanmaktadır. Bu yöntem tüm kopyaların eş zamanlı olarak çok şiddetli bir sönümlemeye maruz kalma olasılığını düşürdüğünden iletim kalitesi artmaktadır. Çeşitleme; uzay, zaman, frekans gibi boyutlarda gerçekleştirilebilmektedir. Bu yaklaşımlardan uzay çeşitlemesi sağladığı üstün performans artışı ve diğer çeşitleme teknikleriyle birlikte kullanıma açık olması nedeniyle en önemli olanıdır (Goldsmith, 2005). Uzay çeşitlemesi alıcı ve verici terminallerin her ikisinde birden anten dizileri kullanılarak gerçekleştirildiğinde çok yüksek kapasite artışları sağlamaktadır. Çok-Girişli Çok-Çıkışlı (Multiple Input Multiple Output, MIMO) sistem (Telatar, 1999) olarak isimlendirilen böyle bir haberleşme modelinde, çeşitleme ile başarım artışları sağlanabildiği gibi ayrıca veri hızı, kapasite, spektral verimlilik, bağlantı kalitesi ve düşük verici gücü gereksinimi gibi ihtiyaçlar da karşılanabilir.

MIMO sistemler sağladıkları bu kayda değer avantajlara karşın, her anten için gerekli olan ve kuvvetlendirici, analog-sayısal dönüştürücü gibi elemanlar içeren RF zincirlerinin sayısını artırarak terminal maliyetlerinde ve boyutlarında ciddi artışlara neden olmaktadır. Ayrıca ilintisiz (uncorrelated) işaret alımı yaparak çeşitleme sağlamak, antenlerin taşıyıcı sinyalin dalga-boyuna bağlı olarak belli miktarda uzaklıklarda yerleştirilmesini gerektirir ki birçok sistem için bu kısıt çok sayıda anten kullanımını engeller. Bu durum, birden fazla tek antenli haberleşme terminallerinin bulunduğu bir telsiz iletişim sisteminde dağınık bir şekilde konumlanmış antenler üzerinden uzay çeşitlemesine imkân veren işbirlikli çeşitleme yaklaşımını doğurmuştur. İşbirlikli çeşitlemede, kaynaktan hedefe veri iletiminde kaynağı dinleyen ve röle (relay) olarak isimlendirilen komşu kullanıcıların da görev alması sağlanarak, çok kullanıcılı telsiz ağların doğasında mevcut olan anten çeşitlemesinden faydalanılır. Böylece terminallerde fiziksel anten dizileri kullanmak yerine, sanal anten dizileri oluşturulmak suretiyle çeşitleme kazancı elde edilir. Yapılan araştırmalar, işbirlikli çeşitlemenin belirli bir veri hızına daha az güç tüketimi ile erişilmesine imkân verebildiğini ve ağ

kapsama alanını genişletmede kullanılabileceğini göstermiştir. Bütün bu faktörler telsiz internet erişimi, yeni nesil hücresel mobil haberleşme sistemleri, sensör ve ad-hoc ağlar gibi günümüzün önde gelen telsiz iletişim uygulamalarının gerektirdiği veri hızı seviyelerine ve servis kalitesine ulaşmada işbirlikli iletişimin önemli bir yere sahip olacağını göstermektedir (Laneman ve ark., 2004; Sendonaris ve ark., 2003).

İşbirlikli iletişim ağlarının performansını belirleyen temel faktörler arasında işbirliği yapan toplam terminal sayısının yanı sıra, röle terminallerde gerçekleştirilen işaret işleme yaklaşımına göre genel olarak analog ve sayısal olarak sınıflandırılan aktarma teknikleri de önemli bir yer tutmaktadır. Analog aktarmanın kullanıldığı işbirlikli telsiz ağlarda alınan işaretler ölçeklendirilip hedefe yeniden iletilirken, sayısal aktarmanın kullanıldığı yapılarda semboller sezildikten (detection) sonra aktarılmaktadır. Kodlama teknikleri ve ağ protokolleri ile kullanıma çok yatkın oluşu ve uygulamada pahalı RF zincirleri gerektirmeyişi, sayısal aktarma tekniklerinin analog aktarmaya göre üstün taraflarıdır (Fareed ve Uysal, 2008). Kod-çöz ve ilet (decode and forward, DCF) (Laneman ve ark., 2004), sıkıştır ve ilet (compress and forward) (Kramer ve ark., 2005) ve kipleme-çöz ve ilet (demodulate and forward, DMF) (Eckford ve ark., 2006) protokolleri önde gelen sayısal aktarma tekniklerindendir. Sıkıştır ve ilet protokolü ile DCF protokolü rölede karmaşık kod çözme, kodlama, sıkıştırma işlemleri gerektirirken, DMF protokolünde röle aldığı işaret üzerinde sadece kipleme çözme (demodulation) işlemi gerçekleştirmektedir. Sistem karmaşıklığını, güç ve zaman tüketimini önemli ölçüde azaltan DMF yaklaşımı, literatürde değişik türden birçok kanal kodu ile kullanılmıştır.

Sayısal aktarma tabanlı işbirlikli iletişim sistemlerinde karşılaşılan en önemli problem, röledeki sezim hataları sonucu ortaya çıkan hedef terminal(ler)deki etkin işaret-gürültü oranı (Signal to Noise Ratio, SNR) düşüşleridir. Hata yayılımı (error propagation) olarak isimlendirilen bu durum, sistemin çeşitleme seviyesinde kayda değer azalmalara yol açmaktadır (Onat ve ark., 2008; Elfituri ve ark., 2007). Röleden sadece hatasız algılanan veri bloklarının iletimine izin verildiği CRC (Çevrimsel Artıklık Kodlaması, Cylic Redundancy Check) tabanlı yaklaşımlar, hata yayılımından kaynaklanan performans düşüşlerinin önüne geçmede önerilen yollardan biridir (Hunter ve Nosratinia, 2006). Ancak CRC kodlama, sistemin bant genişliği verimliliğini düşürdüğü gibi, rölede ek kod çözme ve kodlama işlemleri gerektirdiğinden maliyetleri ve karmaşıklığı artırmaktadır. Ayrıca tek bit hatası olsa dahi röleden aktarma işlemi yapılamamaktadır. En büyük olabilirlik tabanlı (Maximum Likelihood, ML) sezim

(Chen ve Laneman, 2006; Liu ve Su, 2007; Su, 2007; Ju ve Kim, 2009; Liu ve Kim, 2009), logaritmik olabilirlik oranı (Log-Likelihood Ratio, LLR) tabanlı iletim (Yang ve Koetter, 2007; Zeitler ve ark., 2008; Özdemir ve Yılmaz, 2010), link uyarlamalı işbirlikli iletişim (Link-Adaptive Cooperative Communications, LACC) (Wang ve ark., 2008), SNR tabanlı seçimli aktarma (Selective Relaying, SR) (Onat ve ark., 2008) ve işbirlikli en büyük oran birleştirmesi (Cooperative Maximal Ratio Combining, C-MRC) (Wang ve ark., 2007) CRC yaklaşımını kullanmaksızın hata yayılımını ortadan kaldırabilen önde gelen tekniklerdir.

ML tabanlı sayısal aktarmalı yaklaşım, röledeki olası tüm sembol sezim durumlarının hedef tarafından göz önüne alınması prensibine dayanır. Bu durumda, iletimde kullanılan işaret kümesinin eleman sayısı arttıkça alıcıdaki ML sezim kuralının karmaşıklığı da üstel olarak artmaktadır. ML tabanlı tekniklerin bir diğer dezavantajı da performans analizinin zorluğudur. Literatürde kaynak-röle-hedeften oluşan üç düğümlü tek yönlü iletim senaryosunun ML sezime dayalı performansını inceleyen birçok çalışma olmasına rağmen, söz konusu çalışmalarda analiz zorluğu nedeniyle kaynak-röle ve röle-hedef arası kanalların ortalama hata olasılığı kullanılmış, performansın tam değerini veren anlık hata olasılığına dayalı matematiksel ifadeler sunulamamıştır. (Chen ve Laneman, 2006; Liu ve Su, 2007; Su, 2007; Liu ve Kim, 2009)'de ikili frekans kaydırmalı anahtarlama (BFSK) ve ikili faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK) gibi ikili modülasyon tekniklerinin ML alıcı durumunda performansları incelenmiştir. (Ju ve Kim, 2009)'de ise ML tekniğinin, ikiden fazla elemanlı işaret kümeleri için performansı irdelenmiş ve basitleştirilmiş bazı karar kuralları verilmiştir.

LLR tabanlı iletimde röle, kaynaktan gönderilen sembollerin logaritmik olabilirliklerini hesaplar ve hedefe olan iletiminde bu değerlere bağlı bir yöntem izler. LLR iletimi yaklaşımı daha çok döngüsel kod çözme (iterative decoding) gerektiren kanal kodlamalı iletim modellerinde kullanılmıştır. Literatürde tek yönlü iletim kanalı (Li ve ark., 2006; Sneessens ve Vandendorpe, 2005), çift yönlü iletim kanalı (Peng ve ark., 2009; Özdemir ve Yılmaz, 2010) ve çok sayıda terminalin bir röle yardımıyla hedefe iletim yaptığı çoklu erişim röle kanalı için (Yang ve Koetter, 2007; Zeitler ve ark., 2008; Zeitler ve ark., 2009) LLR iletimine dayalı bir çok farklı tasarım mevcuttur. Bunlardan (Özdemir ve Yılmaz, 2010)'da ML tekniği ile LLR iletimine dayalı yaklaşım herhangi bir kanal kodu kullanılmadan üç fazlı çift yönlü röleli iletim modeli üzerinde karşılaştırılmış ve iki tekniğin performansının çok yakın olduğu gösterilmiştir.

LACC (Wang ve ark., 2008) ve SR (Onat ve ark., 2008) hata yayılımının neden olduğu performans düşüşlerine karşı önerilen diğer yaklaşımlar arasında önemli bir yer tutmaktadır. LACC yaklaşımı, rölenin gücünün kaynak-röle ve röle-hedef kanallarının kazancına bağlı bir katsayı ile ölçeklendirilmesi fikrine dayanır. SR tekniği ise LACC yaklaşımının özel bir hali olup, rölenin mevcut kanalların durumuna göre iletime geçmesi veya sessiz kalması ile gerçekleştirilir. Her iki teknik de kaynak-röle linki dışında başka linklerin de durum bilgisinin rölede mevcut olmasını gerektirir.

Hata yayılımına karşı kullanılan bir başka yöntem de C-MRC'dir (Wang ve ark., 2007). C-MRC tekniğinde röleden ve hedeften gelen işaretler klasik MRC'de (Proakis, 2000) olduğu gibi ölçeklendirilerek birleştirilir. Ancak C-MRC yaklaşımında klasik MRC'den farklı olarak röleden gelen işaretin çarpıldığı katsayı, kaynak-röle arası iletimin bit hata olasılığı ile orantılı bir şekilde değiştirilmektedir. C-MRC tekniği, LACC, SR ve LLR tabanlı iletim tekniklerinde görülen röledeki işlem yükünü hedefe aktarır. Bu yöntemin bir diğer önemli özelliği de ML yaklaşımında ortaya çıkan ve işaret kümesinin eleman sayısı arttıkça üstel olarak artan hedefteki sezim kuralının karmaşıklığını ortadan kaldırmasıdır.

Gerek sayısal gerekse de analog aktarma tabanlı işbirlikli ağlarda ortaya çıkan bir diğer problem de, mevcut radyo terminallerinin yarı-çift yönlü (half-duplex) çalışma sınırlaması nedeniyle ortaya çıkan ve işbirliği yapan terminal sayısıyla orantılı olarak artan spektral verimlilik kayıplarıdır. Söz konusu bant-genişliği probleminin etkisini azaltan etkin tekniklerden birisi paket düzeyinde kodlama yaklaşımına dayanan ağ kodlamasıdır (Ahlswede ve ark., 2000). Ağ kodlaması üzerine yapılan çalışmaların büyük çoğunluğu telli ağlara (wired networks) odaklanmasına karşın, araştırma sonuçları ağ kodlamasının telsiz ağlardaki uygulamalarının düşük maliyetlerle kayda değer işbirlikli çeşitleme ve spektral verimlilik kazançları sağlayabildiğini göstermektedir (Chen ve ark., 2006). İki kullanıcının ortak bir röle yardımı ile iletişim kurduğu çift yönlü röleli haberleşme (bi-directional relaying, two-way relaying, BDR) ağ kodlamasının önde gelen uygulamalarındandır. Birçok iletişim senaryosunun iki yönlü oluşu ve çok sayıda telsiz terminal içeren büyük telsiz ağ yapılarında ağ kodlamasının performansının belirlenmesinde temel teşkil etme potansiyeli, BDR modelini telsiz ağ kodlamasının önemli uygulamaları arasına sokmuştur. Çift yönlü haberleşme ile ilgili ilk bilgi kuramsal çalışma olan (Shannon, 1961)'de, rölenin bulunmadığı durum için iki yönlü iletişim irdelenmiştir. (Oechtering ve Boche, 2006) ve (Rankov ve Wittneben, 2007)'de iletimde kullanılan zaman aralıklarının sayısına göre

iki, üç ve dört fazlı protokoller biçiminde sınıflandırılan BDR protokollerinden iki fazlı yapı üzerinde çalışılmıştır. Söz konusu çalışmalarda rölede bindirme (superposition) kodlamalı iletim yapılması durumu incelenmiştir. Bindirme tekniğine dayalı sayısal aktarım tabanlı BDR sistemlerinde, yukarıda verilen ağ kodlamalı yaklaşımdan farklı olarak, rölede sezilen kullanıcı sembolleri farklı güç katsayıları ile çarpılıp birleştirilerek iletim yapılmaktadır (Wyrembelski ve ark., 2008). Rankov ve Wittneben (2006) tarafından gerçekleştirilen çalışmada terminallerin tam çift yönlü (full-duplex) olması ve doğrudan iletim kanalının bulunması halinde bindirme kodlamalı iki fazlı iletim protokolü için kapasite sınırları verilmiştir. (Oechtering ve ark., 2007 ve 2008)'de sadece iki fazlı protokol için erişilebilir hız bölgesi verilmiştir. (Oechtering ve ark., 2009)'da çok antenli terminallerden oluşan bir sistemde bindirme yöntemi ile BDR çalışılmıştır. Larsson ve ark.'nın (2006) gerçekleştirdikleri çalışmada ağ kodlamalı üç fazlı protokol için optimum güç ve hız ilişkisini veren bağıntılar türetilmiştir. (Kim ve ark. 2007, Kim ve ark. 2008)'de ağ kodlamalı iki ve üç fazlı iletim protokolleri için servis dışı kalma (kesinti) olasılıkları ve erişilebilir hız sınırları rölede hatasız sezim yapıldığı varsayımı altında hesaplanmıştır. Ağ kodlamasına dayalı BDR kanalı için bilgi kuramsal bir başka çalışma olan (Liu ve Xue, 2008)'de, kullanıcılar arasında doğrudan iletim kanalının bulunmadığı durumda dört ve iki fazlı protokoller için erişilebilir hız bölgeleri verilerek daha geniş bir bölge için iki protokolün birleştirilmesi gerektiği gösterilmiştir. Buna ek olarak çok antenli yapıların ağ kodlamasının performansını nasıl etkileyeceği de söz konusu çalışmada tartışılan konulardandır. Hausl ve Hagenauer'in (2006) çalışmasında üç fazlı BDR durumu için bütünleşik bir ağ-kanal kodlama modeli önerilmiştir. Kanal kodlama tekniği olarak turbo kodlama seçilmiştir. Kullanılan karma (hybrid) ARQ/FEC yapısı ile röleden hatasız iletim yapılması sağlanmış ve önerilen bu model için döngüsel bir kod çözme yaklaşımı verilmiştir. Hou ve ark.'nın (2008) çalışmasında üç fazlı protokol üzerinde dağıtık turbo kodlama yaklaşımı kullanılarak ağ-kanal kodlaması gerçekleştirilmiştir. Kullanıcıların iletim hızlarının asimetrik seçildiği bu çalışmada, CRC ile hata yayılımı engellenmiştir. (Nguyen ve ark., 2010)'da ağ kodlamalı iki fazdan oluşan iletim protokolü durumunda hata yayılımını engellemek üzere rölede LLR tabanlı bir güvenilirlik eşiği tanımlanmıştır. Ju ve Kim (2010) tarafından gerçekleştirilen çalışmada ise ağ kodlamalı iki fazlı BDR yapısının ML performans analizi sunulmuştur.

Literatürde bir kaynaktan bir veya daha fazla sayıda röle yardımıyla bir hedefe veri iletildiği tek yönlü iletişim sistemlerinin ML, LLR, SR ve C-MRC tabanlı

performansına ilişkin çok sayıda çalışma bulunmaktadır. Buna karşın ağ kodlama tekniklerinin kullanıldığı BDR yaklaşımının adı geçen tasarımlarla ile birlikte kullanımı bildiğimiz kadarıyla henüz irdelenmemiştir. Bu nedenle bu tez çalışmasında üç fazlı BDR senaryosunun kanal kodlamasız ve kanal kodlamalı DMF protokolü ile ML, LLR, SR ve C-MRC tabanlı iletim performansını veren teorik analizler ve sayısal sonuçlar sunulmuştur. Bunlara ek olarak işbirlikli iletişim sistemlerinin performansının deneysel olarak gözlemlenebileceği ses-üstü kanalda çalışan telsiz terminaller tasarlanmış ve BDR kanalı oluşturulan test düzeneğinde denenmiştir. Performans analizlerinin ve sayısal sonuçların gösterdiği başarım artışı deneysel sonuçlarla da doğrulanmıştır.

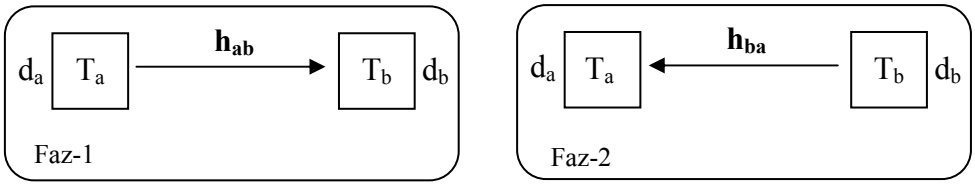
Bölüm 2'de performans analizlerinde ve benzetimlerde göz önüne alınan sistem modeli ile deneysel çalışmalarda kullanılan materyal ve metot ile verilmiştir. Bölüm 3'te BDR kanalının ML performans analizi sunulmuştur. Bölüm 4'te LLR iletimine dayalı bir model sunulmuş ve bu modelin teorik analizi gerçekleştirilmiştir. C-MRC ve SR tekniklerinin ağ kodlamalı BDR kanal için uyarlandığı ve tam çeşitleme kazancının sağlandığını gösteren benzetim sonuçları Bölüm 5'te verilmiştir. Bölüm 6'da DMF ve DCF protokolleri bütünleşik ağ-kanal kodlamalı durum için ele alınmıştır. Bölüm 7'de ses-üstü terminaller kullanılarak tasarlanan deney düzeneği tanıtılarak BDR modeli için elde edilen ölçüm sonuçları sunulmuştur. Bölüm 8'de ML, LLR, SR ve C-MRC tabanlı BDR modellerinin birbirlerine karşı üstün ve zayıf yönleri tartışılmıştır.

2. SİSTEM MODELİ VE MATERYAL-YÖNTEM

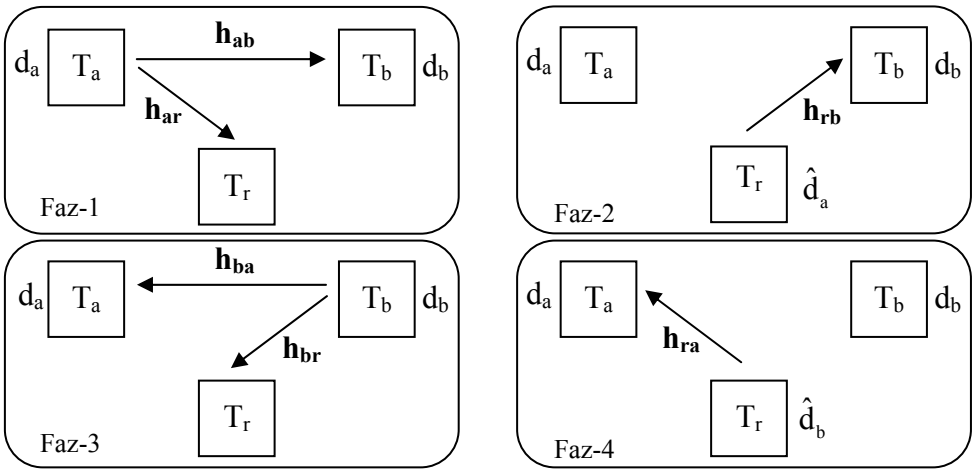
Röle terminallerinin kaynaktan aldığı mesajı kopyalayıp ilettiği klasik işbirlikli telsiz ağların aksine, ağ kodlamalı (Ahlswede ve ark., 2000) işbirlikli telsiz iletişim sistemlerinde röle düğümleri aldıkları işaretleri birleştirip yeni paketler oluşturarak hedeflere iletim yapmaktadır. Bu şekilde iletilen paket sayısı azaltılarak ağ kapasitesinde artış, gecikmenin veya tampon belleğinin azalması, yönlendirmenin basitleşmesi, paket iletim gücünün düşmesi gibi birçok önemli avantaj elde edilmektedir (Fu ve ark., 2010; Chou ve Wu 2007; Chen ve ark. 2006). İki kullanıcının ortak bir röle yardımıyla karşılıklı bilgi alış-verişi yaptığı BDR, ağ kodlamasının işbirlikli telsiz ağlardaki önemli bir uygulamasıdır. Bu bölümde BDR kanalı için teorik çalışmalarda incelenen sistem modeli ile deneysel çalışmalarda kullanılan materyal ve yöntem verilmiştir.

2.1. Sistem Modeli

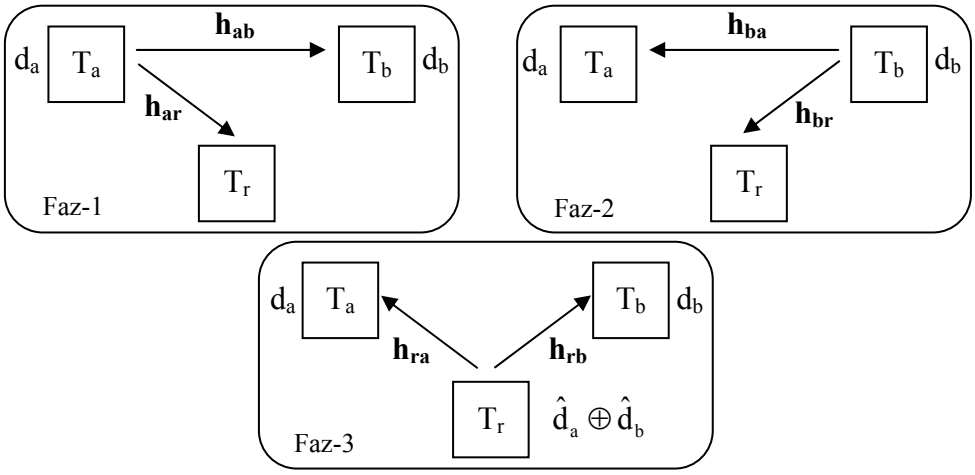
T_a ve T_b birbirlerine veri iletmek isteyen kullanıcılar olsun. Şekil 2.1.i.'de gösterilen klasik yaklaşımda önce T_a daha sonra T_b veri iletimini gerçekleştirir. Kullanıcılara yardım edebilecek üçüncü bir terminalin bulunması halinde Şekil 2.1.ii.'de verilen dört fazlı iletim modeli kullanılabilir. Bu iletim protokolünün ilk fazında T_a verisini dinlemedeki T_r kullanıcısına iletir. İkinci fazda ise röle terminal T_r, ilk fazda elde ettiği işaretin bir kopyasını T_b kullanıcısına gönderir. Üçüncü ve dördüncü fazlarda aynı işlem T_b kullanıcısının bilgisinin T_a kullanıcısına iletimi için tekrarlanır. Dört fazlı iletimdeki ikinci ve dördüncü adımlar birleştirilerek Şekil 2.1.iii.'deki üç fazlı protokol elde edilir. Bu protokolün ilk iki fazında sırasıyla T_a ve T_b terminalleri iletim yaparken röle bu iletimleri dinleyip çözer. Üçüncü fazda çözülen veri bitleri XOR işlemi ile birleştirilerek (ağ kodlaması) dinlemedeki kullanıcılara iletilir. İlk iki fazda kullanıcıların birbirlerinin verilerini dinleyebilmeleri durumunda üç fazlı protokol çeşitleme kazancı da sağlar. Şekil 2.1.iv.'de verilen iki fazlı ağ kodlamalı protokolde ise toplam iletişim süresi ikiye ayrılır. İlk fazda her iki kullanıcı da eş zamanlı olarak iletimde, röle dinlemededir. Röle girişime uğramış işaretlerden kullanıcıların verisini çözüp XOR işlemi ile birleştirdikten sonra ikinci fazda dinlemedeki terminallere iletir. İki fazlı protokol özellikle kullanıcıların birbirlerinin verisini doğrudan alamadıkları durumlarda etkin bir çözüm sunar.



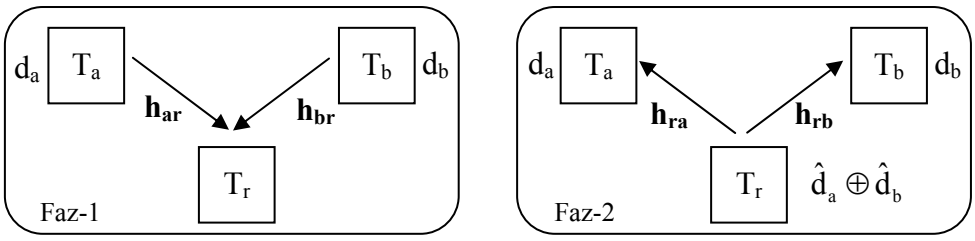
(i) Rölesiz iki yönlü iletim



(ii) Dört fazdan oluşan klasik BDR protokolü



(iii) Üç fazlı ağ kodlamalı BDR protokolü



(iv) İki fazlı ağ kodlamalı BDR protokolü

Şekil 2.1. BDR modeli için kullanılan protokol tipleri

Bu tez çalışmasında kanalın zamanda dik üç alt kanala ayrılarak birinci ve ikinci fazların kullanıcılara, üçüncü fazın rölenin ağ kodlamalı iletimine tahsis edildiği Şekil 2.1.iii.'de verilen üç fazlı iletim modeli incelenmiştir. Tüm terminallerin aynı anda hem alıcı hem verici olarak çalışamadığı yarı-çift yönlü, tek antenli birimlerin olduğu durum ele alınmıştır. Bu aslında günümüzde gerçek hayattaki uygulamalara en yakın durumdur.

Aşağıda verilen ifadelerde CN(m, σ^2), ortalaması m ve boyut başına varyansı $\sigma^2/2$ olan karmaşık Gauss rastlantı değişkenini göstermektedir. E_s sembol iletim enerjisini, h_{ij} (i, j $\in$ {a, b, r}), CN(0, σ_{ij}^2) şeklinde modellenen i-j terminalleri arası sönümleme katsayısını belirtmektedir. Kanallarda karşılıklılık (reciprocity) prensibinin (Smith, 2004; Jungnickel ve ark., 2004) geçerli olduğu durum ($h_{ij} = h_{ji}$) ele alınmıştır. Sönümleme katsayıları bağımsızdır ve aksi belirtilmedikçe üç fazlık iletim boyunca sabit alınmış, karşılıklı veri alış-verişi bittikten sonra değiştirilerek yarı-durağan (quasi-static) kanal modeli incelenmiştir. N bitlik bloklardan oluşan ve eşit olasılıklı kullanıcı veri dizileri $d_i(n)$ (i $\in$ {a, b, r}) için iletilen sembol dizileri

$$x_i(n) = \begin{cases} (-1)^{d_i(n)} & \text{, BPSK için} \\ \begin{bmatrix} 1-d_i(n) \\ d_i(n) \end{bmatrix} & \text{, Evre uyumsuz BFSK için} \\ x_i(n-1)(-1)^{d_i(n)} & \text{, DPSK için} \end{cases} \qquad (2.1)$$

ile belirlenmektedir. z_f^k (k $\in$ {a, b, r}, f $\in$ {1, 2, 3}) ise k terminalinde f fazında alınan işarete eklenen ve CN(0, N_0) biçiminde modellenen toplamsal beyaz Gauss kanal gürültüsünü belirtmektedir. i-j terminalleri arası işaret gürültü oranının anlık ve ortalama değerleri ise sırasıyla $\gamma_{ij} = |h_{ij}|^2 E_s / N_0$ ve $\overline{\gamma}_{ij} = \sigma_{ij}{}^2 E_s / N_0$ şeklinde tanımlanmaktadır.

İlk zaman diliminde, T_a kullanıcısının iletimini dinleyen T_b ve T_r terminallerinde gözlenen işaretler sırasıyla

$$y_b^1(n) = h_{ab}\sqrt{E_s}\,x_a(n) + z_b^1(n), \qquad (2.2)$$

$$y_r^1(n) = h_{ar}\sqrt{E_s}x_a(n) + z_r^1(n) \tag{2.3}$$

şeklindedir. Benzer şekilde ikinci zaman diliminde T_b kullanıcısı verisini dinlemedeki T_a ve T_r'ye iletir. Bu zaman dilimi sonunda alıcı terminallerde sırasıyla

$$y_a^2(n) = h_{ab}\sqrt{E_s}x_b(n) + z_a^2(n), \tag{2.4}$$

$$y_r^2(n) = h_{br}\sqrt{E_s}x_b(n) + z_r^2(n) \tag{2.5}$$

işaretleri elde edilir.

Üçüncü faz iletimi kullanılan yönteme bağlı olarak değişmektedir. ML ve C-MRC tabanlı iletimlerde röle (2.3) ve (2.5) ifadelerinde verilen işaretleri demodüle ederek sırasıyla $\hat{d}_a(n)$ ve $\hat{d}_b(n)$ veri dizilerini elde eder. Bu veri dizilerinin XOR işlemi ile birleştirilmesi ile oluşturulan ağ kodlanmış $d_r(n) = \hat{d}_a(n) \oplus \hat{d}_b(n)$ [1] dizisine karşı gelen ve (2.1) ile belirlenen $x_r(n)$ sembol dizisi üçüncü fazda iletilir ve kullanıcılarda

$$y_a^3(n) = h_{ar}\sqrt{E_s}x_r(n) + z_a^3(n), \tag{2.6}$$

$$y_b^3(n) = h_{br}\sqrt{E_s}x_r(n) + z_b^3(n) \tag{2.7}$$

işaretleri meydana gelir.

LLR iletimine dayalı modelde röle, birinci ve ikinci faz iletimleri sonucu oluşan işaretlerden sırasıyla T_a ve T_b kullanıcılarının veri bitlerinin olabilirliklerini gösteren $\Lambda[y_r^1(n) \mid d_a(n)]$ ve $\Lambda[y_r^2(n) \mid d_b(n)]$ terimlerini belirleyerek

$$\begin{aligned} L_r(n) = \operatorname{sign}\left\{\Lambda\left[y_r^1(n) \mid d_a(n)\right]\right\} \operatorname{sign}\left\{\Lambda\left[y_r^2(n) \mid d_b(n)\right]\right\} \times \\ \min\left\{\left|\Lambda\left[y_r^1(n) \mid d_a(n)\right]\right|, \left|\Lambda\left[y_r^2(n) \mid d_b(n)\right]\right|\right\} \end{aligned} \tag{2.8}$$

[1] Bu çalışmadaki ağ kodlama işlemlerinin tamamı ikili Galois alanında GF(2) yapılmaktadır. Diğer alanlarda da çalışmalar yapılabilir (Wang ve Giannakis, 2008; Lei ve ark., 2009).

ifadesi ile tanımlanan (Zeitler ve ark., 2008) ağ kodlanmış veri bloğunun olabilirlik oranını hesaplar. Burada min(.) operatörü minimumu değeri, sign(.) operatörü ise işareti vermektedir. Üçüncü fazda bu bilgi dinlemedeki kullanıcılara

$$y_a^3(n) = h_{ar} A_{LLR} L_r(n) + z_a^3(n)\,, \tag{2.9}$$

$$y_b^3(n) = h_{br} A_{LLR} L_r(n) + z_b^3(n) \tag{2.10}$$

şeklinde iletilir. Yukarıda verilen ifadelerde

$$A_{LLR} = \sqrt{E_s / \left[\frac{1}{N} \sum_{i=1}^{N} \left| L_r(n) \right|^2 \right]} \tag{2.11}$$

olarak alınmaktadır. A_{LLR} terimi N bitten oluşan bloğun iletiminde harcanan enerjinin E_sN olarak sabitlenmesini sağlamak için kullanılmaktadır ve her N bitlik paket için ayrı ayrı hesaplanarak geri besleme kanalı üzerinden kullanıcılara iletilmektedir.

SR tekniğinde röle

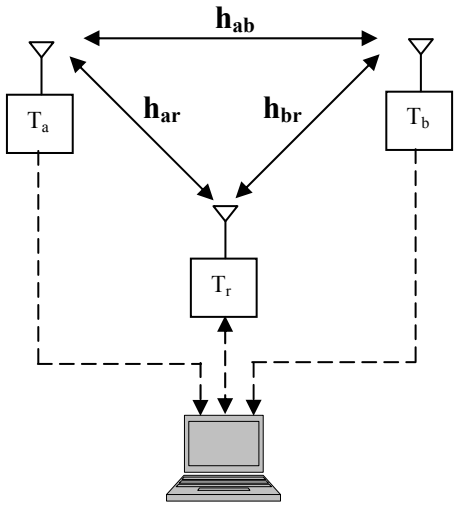
$$P(\varepsilon_{e2e} \mid a_0) \underset{a_0}{\overset{a_1}{\gtrless}} P(\varepsilon_{e2e} \mid a_1) \tag{2.12}$$

ile verilen metriği kullanarak üçüncü fazda ağ kodlanmış bloğu iletip iletmeyeceğine karar verir. Burada a_0 ve a_1 sırasıyla rölenin sessiz kalması ve iletim yapması olaylarını, $P(\varepsilon_{e2e} \mid a_0)$ ve $P(\varepsilon_{e2e} \mid a_1)$ ise sırasıyla rölenin sessiz kalması ve iletim yapması halinde uçtan uca bit hata olasılığını göstermektedir. Söz konusu karar geri besleme kanalı ile kullanıcılara iletilmektedir.

2.2. Deneysel Çalışmalarda Kullanılan Materyal ve Metot

İşbirlikli iletişim tekniklerinin performansını deneysel olarak belirlemek üzere ses-üstü kanalda çalışan terminaller oluşturulmuştur. Bu terminallerin her birisi, elektriksel işaretleri ses-üstü işaretlere dönüştüren bir ses-üstü verici dönüştürücüsü ile alınan ses-üstü işaretleri elektriksel işarete çeviren bir ses-üstü alıcı dönüştürücüsü içermektedir.

Alıcı ve verici dönüştürücülerin merkez frekansı 40 kHz olup, 1 kHz civarında bir bant genişliğine sahiptirler. Ses-üstü alıcı dönüştürücüsünün çıkışındaki elektriksel işaretleri kuvvetlendirmek için bir yükselteç kullanılmıştır (Ersagun 2009). Ses-üstü dönüştürücülere ve yükseltece ek olarak her düğüm, analog/sayısal ve sayısal/analog



Şekil 2.2. Merkezi olarak kontrol edilen üç terminalli telsiz ağ



Şekil 2.3. NI USB-6211 model DAB

dönüştürme işlemleri için birer veri toplama kartı (Data Acquisiton Board, DAB) birimine sahiptirler. Kullanıcı veri paketlerinin oluşturulması ve farksal kodlama, terminal iletim güçlerinin kontrolü, taşıyıcı işaretlere ait örneklerin oluşturularak DAB'ın sürülmesi, çerçeve ve sembol senkronizasyonu, farksal demodülasyon, protokol fazlarının yönetimi ise Şekil 2.2'deki gibi her bir düğümün bağlı olduğu bir merkezi bilgisayar ile gerçekleştirilmektedir.

Terminallerde kullanılan NI USB-6211 tipi DAB'ın dış görünümü Şekil 2.3.'te verilmiştir. Merkezi bilgisayarın USB kapılarına bağlanan bu kart 16 analog giriş, 2 analog çıkış, 4 sayısal giriş ve 4 sayısal çıkış içermektedir. Çözünürlüğü 16-bit olup örnekleme frekansı 250 kHz'e kadar çıkabilen bu DAB, terminal alıcı olarak çalışırken kuvvetlendirici çıkışındaki alınan analog işaretin örneklenerek merkezi bilgisayara gönderilmesi işlemini gerçekleştirir. Terminal verici konumunda çalışırken ise bilgisayar tarafından oluşturulan taşıyıcı işarete ilişkin örneklerin birleştirilerek modüleli taşıyıcı işaretin elde edilmesinde görev alır. Bu işlemler için DAB'ın sırasıyla analog giriş ve analog çıkış kapıları aktif hale getirilmektedir.

3. EN BÜYÜK OLABİLİRLİKLİ KARAR KURALI TABANLI ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ İLETİŞİM

Bu bölümde hata yayılımından kaynaklanan performans düşüşlerini ortadan kaldırmak üzere, üç fazlı sayısal aktarmalı sistem için evre uyumlu BPSK, evre uyumsuz BFSK ve farksal BPSK modülasyonu (DPSK) durumunda en büyük olabilirlik sezim tabanlı karar kuralları sunulmuştur. Evre uyumlu BPSK ve evre uyumsuz BFSK modülasyonlarının durağan Rayleigh sönümlemeli kanallarda kanal kodlamasız iletim için BER ifadeleri türetilmiş ve benzetimlerle de elde edilen ifadeler doğrulanmıştır. DPSK modülasyonu için ise sayısal sonuçlar verilmiştir.

3.1. ML Sezim Tabanlı Karar Kuralları

Bu bölümde, Materyal ve Metot bölümünde önerilen sistem modeli için evre uyumlu BPSK, evre uyumsuz BFSK ve DPSK modülasyon durumlarında tam çeşitleme kazancı sağlayan ML tabanlı karar kuralları verilecektir. Söz konusu karar kuralları, T_b terminalinde birinci ve üçüncü fazlarda oluşan doğrudan gelen işaret $y_b^1(n)$ ve röleden gelen işaret $y_b^3(n)$ üzerinden tanımlanarak T_b terminali için elde edilecektir. Sunulan yaklaşım $y_a^2(n)$ ve $y_a^3(n)$ işaretlerine uygulanmak suretiyle kolaylıkla T_a terminaline uyarlanabilir.

Veri bitlerinin eşit olasılıklı olması durumunda bilinen bir $d_b(n)$ biti için ML karar kuralı

$$\Lambda\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_b(n)\right] = \ln\left\{\frac{p\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_a(n)=0, d_b(n)\right]}{p\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_a(n)=1, d_b(n)\right]}\right\} \begin{array}{c} d_a(n)=0 \\ > \\ < \\ d_a(n)=1 \end{array} 0 \quad (3.1)$$

ile tanımlanır. Kanallar ve gürültü terimleri bağımsız olduğundan bu ifade

$$\Lambda\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_b(n)\right] = \ln\left\{\frac{p\left[y_b^1(n) \mid d_a(n)=0\right] p\left[y_b^3(n) \mid d_a(n)=0, d_b(n)\right]}{p\left[y_b^1(n) \mid d_a(n)=1\right] p\left[y_b^3(n) \mid d_a(n)=1, d_b(n)\right]}\right\} \begin{matrix} d_a(n)=0 \\ > \\ < \\ d_a(n)=1 \end{matrix} 0 \quad (3.2)$$

şeklinde yazılabilir. Yukarıda geçen $p\left[y_b^1(n) \mid d_a(n)=i\right]$ ve $p\left[y_b^3(n) \mid d_a(n)=i, d_b(n)\right]$terimleri i = 0,1 durumları için sırasıyla doğrudan ve röleden gelen işaretlerin koşullu olabilirlik fonksiyonlarıdır. ML karar kuralının türetilmesinde en kritik nokta rölede oluşan hataların kullanıcılarda dikkate alınmasıdır. Bunun için $p\left[y_b^3(n) \mid d_a(n), d_b(n)\right]$ terimi

$$p\left[y_b^3(n) \mid d_a(n), d_b(n)\right] = \begin{cases} \varepsilon_r p\left[y_b^3(n) \mid d_r(n)=1\right] + (1-\varepsilon_r) p\left[y_b^3(n) \mid d_r(n)=0\right], & d_a(n)=d_b(n) \text{ için} \\ \varepsilon_r p\left[y_b^3(n) \mid d_r(n)=0\right] + (1-\varepsilon_r) p\left[y_b^3(n) \mid d_r(n)=1\right], & d_a(n)\neq d_b(n) \text{ için,} \end{cases} \quad (3.3)$$

şeklinde düzenlenir. Burada

$$\varepsilon_r = (1-\varepsilon_a)\varepsilon_b + \varepsilon_a(1-\varepsilon_b) \quad (3.4)$$

olup, röleden hatalı iletim yapma olasılığını göstermektedir. ε_a ve ε_b ise ortalama ve anlık değerleri sırasıyla

$$\varepsilon_{i-ort} = \begin{cases} 1/(2+\overline{\gamma}_{ir}) & , \text{ Evre uyumsuz BFSK için} \\ 0.5\left(1-\sqrt{\overline{\gamma}_{ir}/(1+\overline{\gamma}_{ir})}\right) & , \text{ BPSK için} \\ 1/(2+2\overline{\gamma}_{ir}) & , \text{ DPSK için} \end{cases} \quad (3.5)$$

$$\varepsilon_{i-anlık} = \begin{cases} 0.5\exp(-0.5\gamma_i) & , \text{ Evre uyumsuz BFSK için} \\ Q\left(\sqrt{2\gamma_i}\right) & , \text{ BPSK için} \end{cases}$$

ile belirlenen (Proakis, 2000), birinci ve ikinci fazlarda röledeki $d_a(n)$ ve $d_b(n)$ veri bloklarının sezim hata olasılıklarıdırlar. (3.5) ifadesinde i $\in$ {a, b} ve $Q(x)=\left(1/\sqrt{2\pi}\right)\int_x^{\infty}\exp\left(-t^2/2\right)dt$ şeklindedir (Proakis, 2000). Bu durumda röleden hatalı iletim olasılığının ortalama ve anlık değerleri sırasıyla

$$\varepsilon_{r-ort}=\left(1-\varepsilon_{a-ort}\right)\varepsilon_{b-ort}+\left(1-\varepsilon_{b-ort}\right)\varepsilon_{a-ort}, \tag{3.6}$$

$$\varepsilon_{r-anlık}=\left(1-\varepsilon_{a-anlık}\right)\varepsilon_{b-anlık}+\left(1-\varepsilon_{b-anlık}\right)\varepsilon_{a-anlık} \tag{3.7}$$

ile hesaplanır.

3.1.1. Evre uyumsuz BFSK işaretleşmesi için ML karar kuralı

Evre uyumsuz BFSK modülasyonu durumunda $d_i(n)$ (i $\in$ {a, b, r}) veri bitlerinin 0 ve 1 değerleri için iletilen sembol dizileri sırasıyla $x_i(n)=\begin{bmatrix}1 & 0\end{bmatrix}^T$ ve $x_i(n)=\begin{bmatrix}0 & 1\end{bmatrix}^T$ şeklinde iki elemanlı vektörler ile temsil edilebilir. Bu durumda alınan işaret $y_j^p(n)=\begin{bmatrix}y_{j,1}^p(n) & y_{j,2}^p(n)\end{bmatrix}^T$ (p $\in$ {1, 2, 3}) biçiminde olup, birinci ve ikinci frekans alt bantlarına ilişkin bileşenler sırasıyla

$$y_{j,1}^p(n)=h_{ij}\sqrt{E_s}\left[1-d_i(n)\right]+z_{j,1}^p(n), \tag{3.8}$$

$$y_{j,2}^p(n)=h_{ij}\sqrt{E_s}d_i(n)+z_{j,2}^p(n) \tag{3.9}$$

ile belirlenir (j $\in$ {a, b, r}). (3.8) ve (3.9) ifadeleri göz önüne alındığında $p\left[y_b^1(n)\,|\,d_a(n)\right]$ ve $p\left[y_b^3(n)\,|\,d_r(n)\right]$ koşullu olabilirlik terimleri sırasıyla

$$p\left[y_b^1(n)\,|\,d_a(n)\right]=\begin{cases}\dfrac{1}{\pi^2N_0\left(E_s\sigma_{ab}^2+N_0\right)}\exp\left(-\dfrac{\left|y_{b,1}^1(n)\right|^2}{E_s\sigma_{ab}^2+N_0}-\dfrac{\left|y_{b,2}^1(n)\right|^2}{N_0}\right), & d_a(n)=0 \text{ için}\\ \dfrac{1}{\pi^2N_0\left(E_s\sigma_{ab}^2+N_0\right)}\exp\left(-\dfrac{\left|y_{b,1}^1(n)\right|^2}{N_0}-\dfrac{\left|y_{b,2}^1(n)\right|^2}{E_s\sigma_{ab}^2+N_0}\right), & d_a(n)=1 \text{ için}\end{cases} \tag{3.10}$$

$$p\left[y_b^3(n) \mid d_r(n) \right] = \begin{cases} \dfrac{1}{\pi^2 N_0 \left(E_s \sigma_{br}^2 + N_0 \right)} \exp\left(- \dfrac{\left| y_{b,1}^3(n) \right|^2}{E_s \sigma_{br}^2 + N_0} - \dfrac{\left| y_{b,2}^3(n) \right|^2}{N_0} \right), & d_r(n) = 0 \text{ için} \\ \dfrac{1}{\pi^2 N_0 \left(E_s \sigma_{br}^2 + N_0 \right)} \exp\left(- \dfrac{\left| y_{b,1}^3(n) \right|^2}{N_0} - \dfrac{\left| y_{b,2}^3(n) \right|^2}{E_s \sigma_{br}^2 + N_0} \right), & d_r(n) = 1 \text{ için} \end{cases} \tag{3.11}$$

şeklinde verilebilir. Bu ifadeler (3.2)'de yerine konarak gerekli düzenlemeler yapıldığında, evre uyumsuz BFSK işaretleşmesi durumunda üç fazlı ağ kodlamalı BDR için ML karar kuralı

$$\Lambda\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_b(n) \right] = t_0(n) + (-1)^{d_b(n)} f\left[t_1(n), \varepsilon_r \right] \underset{d_a(n)=1}{\overset{d_a(n)=0}{\gtrless}} 0 \tag{3.12}$$

olarak elde edilir. Burada

$$t_0(n) = \frac{E_s \sigma_{ab}^2 \left(\left| y_{b,1}^1(n) \right|^2 - \left| y_{b,2}^1(n) \right|^2 \right)}{\left(E_s \sigma_{ab}^2 + N_0 \right) N_0}, \tag{3.13}$$

$$t_1(n) = \frac{E_s \sigma_{br}^2 \left(\left| y_{b,1}^3(n) \right|^2 - \left| y_{b,2}^3(n) \right|^2 \right)}{\left(E_s \sigma_{br}^2 + N_0 \right) N_0} \tag{3.14}$$

ve

$$f(x, \varepsilon_r) = \ln\left[\frac{(1-\varepsilon_r)e^x + \varepsilon_r}{(1-\varepsilon_r) + \varepsilon_r e^x} \right] \tag{3.15}$$

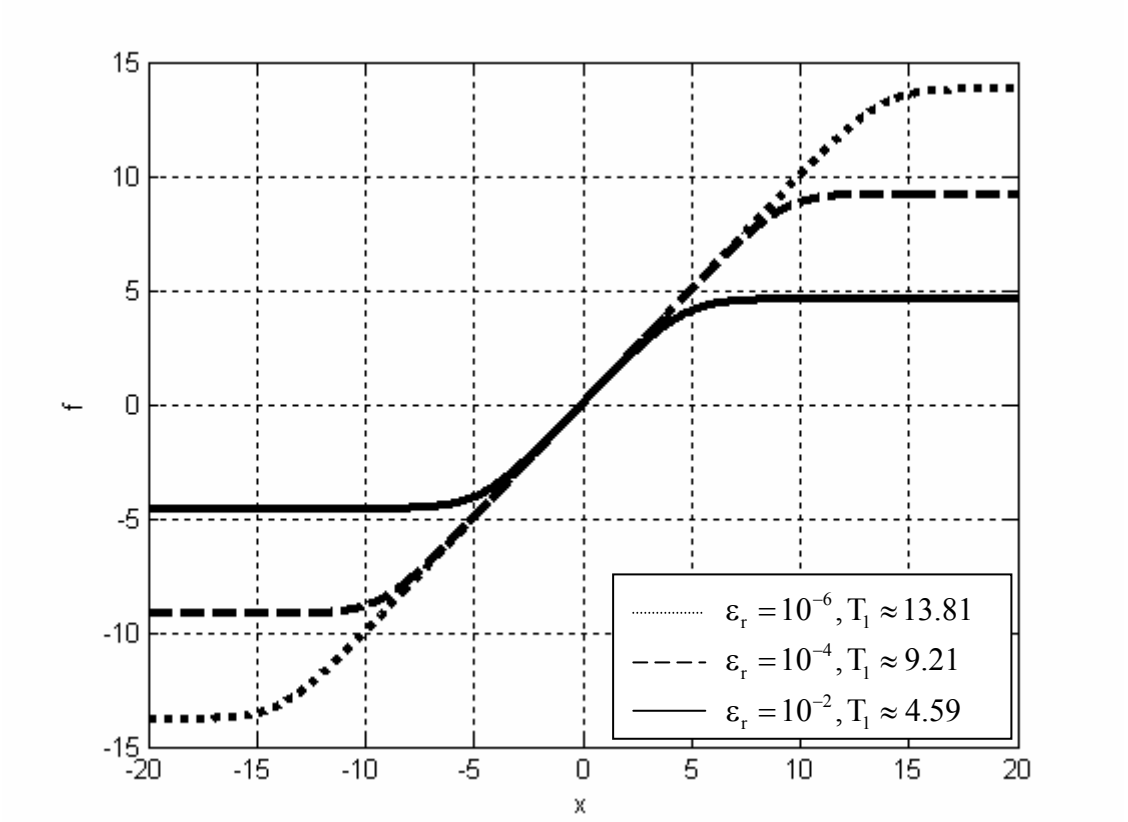
şeklindedir. (3.15) ifadesindeki $f(x, \varepsilon_r)$ fonksiyonunun ihmal edilebilecek düzeyde bir performans kaybı karşılığında

$$f\left(x, \varepsilon_r\right) \approx f_{PML}\left(x, \varepsilon_r\right) = \begin{cases} -T_1, & x \le -T_1 \\ x, & -T_1 \le x \le T_1 \\ T_1, & x \ge T_1 \end{cases} \tag{3.16}$$

biçiminde doğrusallaştırılarak (piece-wise linearalization), hem karar kuralının hem de performans analizinin basitleştirilebileceği (Laneman ve Wornell, 2000; Chen ve Laneman, 2006)'de gösterilmiştir. Yukarıda verilen doğrusallaştırılmış fonksiyonda

$$T_l = \ln\left[(1-\varepsilon_r)/\varepsilon_r\right] \tag{3.17}$$

alınmaktadır. Şekil 3.1.'de doğrusallaştırma işleminin uygunluğunu gösteren eğriler verilmiştir.



Şekil 3.1. Değişik ε_r değerleri için $f(x,\varepsilon_r)$ fonksiyonu

(3.16) ifadesi (3.12)'da yerine konulduğu takdirde doğrusallaştırılmış ML (piecewise-linear ML, P-ML) karar kuralı (Chen ve Laneman, 2006)

$$\Lambda_P\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_b(n)\right] = t_0(n) + (-1)^{d_b(n)} f_{PML}\left[t_l(n), \varepsilon_r\right] \begin{array}{c} d_a(n)=0 \\ > \\ < \\ d_a(n)=1 \end{array} 0 \tag{3.18}$$

olarak elde edilir.

3.1.2. Evre uyumlu BPSK işaretleşmesi için ML karar kuralı

Evre uyumlu BPSK işaretleşmesi için $p\left[y_b^1(n) \mid d_a(n) \right]$ ve $p\left[y_b^3(n) \mid d_r(n) \right]$ terimleri

$$p\left[y_b^1(n) \mid d_a(n) \right] = \frac{1}{\pi N_0} \exp\left[- \frac{\left| y_b^1(n) - (-1)^{d_a(n)} h_{ab} \sqrt{E_s} \right|^2}{N_0} \right], \tag{3.19}$$

$$p\left[y_b^3(n) \mid d_r(n) \right] = \frac{1}{\pi N_0} \exp\left[- \frac{\left| y_b^3(n) - (-1)^{d_r(n)} h_{br} \sqrt{E_s} \right|^2}{N_0} \right] \tag{3.20}$$

ile belirlenir. Bu ifadeler (3.3) ifadesi kullanılıp (3.2)'de yerine konarak gerekli düzenlemeler yapıldığında evre uyumlu BPSK işaretleşmesi durumunda üç fazlı ağ kodlamalı BDR kanalı için ML ve P-ML karar kuralları sırasıyla

$$\Lambda\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_b(n) \right] = t_0(n) + (-1)^{d_b(n)} f\left[t_1(n), \varepsilon_r \right] \begin{array}{c} d_a(n) = 0 \\ > \\ < \\ d_a(n) = 1 \end{array} 0, \tag{3.21}$$

$$\Lambda_P\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_b(n) \right] = t_0(n) + (-1)^{d_b(n)} f_{PML}\left[t_1(n), \varepsilon_r \right] \begin{array}{c} d_a(n) = 0 \\ > \\ < \\ d_a(n) = 1 \end{array} 0 \tag{3.22}$$

şeklinde elde edilir. Burada

$$t_0(n) = \frac{4\sqrt{E_s}\, \mathrm{Re}\left[y_b^1(n) h_{ab}^* \right]}{N_0}, \tag{3.23}$$

$$t_1(n) = \frac{4\sqrt{E_s}\, \mathrm{Re}\left[y_b^3(n) h_{br}^* \right]}{N_0} \tag{3.24}$$

olarak verilebilir. (3.23) ve (3.24) ifadelerinde $(.)^*$ operatörü eşlenik almaktadır.

3.1.3. DPSK işaretleşmesi için ML karar kuralı

İletimde DPSK kullanıldığından kullanıcılar verilerini

$$x_a(n) = x_a(n-1)(-1)^{d_a(n)}, \tag{3.25}$$

$$x_b(n) = x_b(n-1)(-1)^{d_b(n)} \tag{3.26}$$

biçiminde kodlamaktadır. Yukarıdaki farksal kodlama işleminde n = 1, 2, ... , N olup referans semboller $x_a(0) = 1$ ve $x_b(0) = 1$ biçimindedir. Bu durumda (2.2) ve (2.7) ifadeleriyle verilen $y_b^1(n)$ ve $y_b^3(n)$ işaretleri, ardışık iki sembol arasındaki bu ilişki göz önüne alınarak aşağıdaki gibi yeniden düzenlenebilir:

$$y_b^1(n) = y_b^1(n-1)(-1)^{d_a(n)} + \tilde{z}_b^1(n), \tag{3.27}$$

$$y_b^3(n) = y_b^3(n-1)(-1)^{d_r(n)} + \tilde{z}_b^3(n). \tag{3.28}$$

Bu ifadelerde $\tilde{z}_b^1(n) = z_b^1(n) - z_b^1(n-1)(-1)^{d_a(n)}$ ve $\tilde{z}_b^3(n) = z_b^3(n) - z_b^3(n-1)(-1)^{d_r(n)}$ olup koşullu dağılımları CN(0, $2N_0$) biçimindedir. Dolayısıyla $y_b^1(n)$ ve $y_b^3(n)$ terimlerinin koşullu olabilirlikleri sırasıyla

$$p\left[y_b^1(n) \mid y_b^1(n-1), d_a(n)\right] = \frac{1}{2\pi N_0}\exp\left[-\frac{\left|y_b^1(n) - (-1)^{d_a(n)} y_b^1(n-1)\right|^2}{2N_0}\right], \tag{3.29}$$

$$p\left[y_b^3(n) \mid y_b^3(n-1), d_r(n)\right] = \frac{1}{2\pi N_0}\exp\left[-\frac{\left|y_b^3(n) - (-1)^{d_r(n)} y_b^3(n-1)\right|^2}{2N_0}\right] \tag{3.30}$$

olarak verilebilir. Bu koşullu olabilirlik ifadeleri (3.3) ifadesi kullanılarak (3.2)'de yerine konursa,

$$t_0(n) = \mathrm{Re}\left\{ \frac{2y_b^1(n)\left[y_b^1(n-1)\right]^*}{N_0} \right\}, \tag{3.31}$$

$$t_1(n) = \mathrm{Re}\left\{ \frac{2y_b^3(n)\left[y_b^3(n-1)\right]^*}{N_0} \right\} \tag{3.32}$$

olmak üzere sırasıyla

$$\Lambda\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_b(n)\right] = t_0(n) + (-1)^{d_b(n)} f\left[t_1(n), \varepsilon_r\right] \begin{array}{c} d_a(n)=0 \\ > \\ < \\ d_a(n)=1 \end{array} 0, \tag{3.33}$$

$$\Lambda_P\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_b(n)\right] = t_0(n) + (-1)^{d_b(n)} f_{PML}\left[t_1(n), \varepsilon_r\right] \begin{array}{c} d_a(n)=0 \\ > \\ < \\ d_a(n)=1 \end{array} 0 \tag{3.34}$$

biçimindeki ML ve P-ML karar kuralları elde edilir.

3.2. Başarım Analizi

Bu bölümde üç fazlı ağ kodlamalı BDR protokolünün evre uyumsuz BFSK ve evre uyumlu BPSK işaretleşmeleri için kapalı-form bit hata oranı (BER) ifadeleri sunulacaktır. Analizlerde P-ML karar kuralı kullanılacaktır. Bu yaklaşım ML karar kuralının doğrusal olmayan yapısından kaynaklanan analiz zorluklarını ortadan kaldırmakla beraber, sonraki bölümlerde verilen benzetim sonuçlarından da görüleceği üzere kayda değer bir performans kaybına yol açmamaktadır.

ML ve P-ML karar kurallarının röleden hatalı iletim yapma olasılığını gösteren ε_r parametresi, sistem karmaşıklığının belirlenmesi üzerinde çok etkilidir. Kullanıcılarda bu parametrenin anlık değeri olan $\varepsilon_{r-anlık}$ 'nın kullanılması halinde

$$\Lambda_{OPT}\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_b(n)\right] = t_0(n) + (-1)^{d_b(n)} f\left[t_1(n), \varepsilon_{r-anlık}\right] \underset{d_a(n)=1}{\overset{d_a(n)=0}{>}} 0, \qquad (3.35)$$

$$\Lambda_{P-OPT}\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_b(n)\right] = t_0(n) + (-1)^{d_b(n)} f_{PML}\left[t_1(n), \varepsilon_{r-anlık}\right] \underset{d_a(n)=1}{\overset{d_a(n)=0}{>}} 0 \qquad (3.36)$$

şeklindeki optimum ML ve P-ML karar kuralları elde edilir. Bu karar kurallarında anlık hata olasılıklarının kullanımı, kullanıcı terminallerdeki hesaplama yükünü ve sistem geri besleme bilgisinin miktarını önemli ölçüde artırır. Karar kuralında anlık hata olasılıkları yerine ortalama hata olasılıklarının kullanılması ile

$$\Lambda_{ALT}\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_b(n)\right] = t_0(n) + (-1)^{d_b(n)} f\left[t_1(n), \varepsilon_{r-ort}\right] \underset{d_a(n)=1}{\overset{d_a(n)=0}{>}} 0, \qquad (3.37)$$

$$\Lambda_{P-ALT}\left[y_b^1(n), y_b^3(n) \mid d_b(n)\right] = t_0(n) + (-1)^{d_b(n)} f_{PML}\left[t_1(n), \varepsilon_{r-ort}\right] \underset{d_a(n)=1}{\overset{d_a(n)=0}{>}} 0 \qquad (3.38)$$

biçimindeki optimal-altı ML ve P-ML karar kuralları oluşturulabilir. Optimal-altı ML ve P-ML karar kurallarının sistem karmaşıklığını önemli ölçüde azaltırken, ciddi başarım düşüşlerine neden olmadığı ileriki bölümlerde verilmiş olan benzetim sonuçlarında görülmektedir. Bu bölümde, kullanıcı terminallerdeki hesaplama yükünü ve gerekli geri besleme bilgisinin miktarını düşürerek sistem karmaşıklığında kayda değer azalmalar sağlayan optimal-altı P-ML karar kuralı için başarım analizleri sunulmuştur.

BER analizleri, $d_a(n)=0$ ve $d_b(n)=0$ durumunda T_b terminalindeki hata olasılığı elde edilerek gerçekleştirilmiştir. P_b ile gösterilen bu olasılık, simetri ve toplam

olasılık kuralı gereği sistemin bit hata olasılığına karşılık gelmektedir. (3.38) ifadesinden de görüldüğü gibi $d_a(n)=0$ ve $d_b(n)=0$ olması halinde $t_0(n)+f_{PML}\left[t_1(n),\varepsilon_{r-ort}\right]<0$ olayı hata oluşturmaktadır. (3.16) ifadesinde verilmiş olan $f_{PML}(x,\varepsilon_r)$ fonksiyonunun tanım ifadesinden yararlanılarak P_b terimi

$$P_b = P_1 + P_2 + P_3 \tag{3.39}$$

biçiminde üç kısma ayrılabilir (Chen ve Laneman, 2006; Liu ve Kim, 2009). Burada

$$P_1 = \Pr\left\{t_0(n) < T_1, t_1(n) < -T_1\right\}, \tag{3.40}$$

$$P_2 = \Pr\left\{t_0(n) < -T_1, t_1(n) > T_1\right\}, \tag{3.41}$$

$$P_3 = \Pr\left\{t_0(n) + t_1(n) < 0, -T_1 \le t_1(n) \le T_1\right\}, \tag{3.42}$$

$$\Pr\left\{t_1(n) < -T_1\right\} = (1-\varepsilon_r)\Pr\left\{t_1(n) < -T_1 \mid d_r(n)=0\right\} + \varepsilon_r \Pr\left\{t_1(n) < -T_1 \mid d_r(n)=1\right\}, \tag{3.43}$$

$$\Pr\left\{t_1(n) > T_1\right\} = (1-\varepsilon_r)\Pr\left\{t_1(n) > T_1 \mid d_r(n)=0\right\} + \varepsilon_r \Pr\left\{t_1(n) > T_1 \mid d_r(n)=1\right\}, \tag{3.44}$$

$$\varepsilon_r = \varepsilon_{r-ort} \tag{3.45}$$

biçimindedir. Aşağıda verilen başarım analizlerinde, (3.40)-(3.42) ifadeleri evre uyumsuz BFSK ve evre uyumlu BPSK modülasyonları için belirlenerek sistemin BER başarımını veren kapalı-form ifadeler elde edilmiştir.

3.2.1. Evre uyumsuz BFSK işaretleşmesi için başarım analizi

Evre uyumsuz BFSK işaretleşmesi durumunda (3.40)-(3.44) ifadelerindeki olasılık terimlerini belirlemek için (3.13)-(3.14) ifadelerindeki t_0 ve t_1 rastlantı değişkenlerinin istatiksel dağılımları belirlenmelidir. (3.8) ve (3.9) ifadelerinden görüldüğü gibi, birinci ve üçüncü fazlarda ($p \in \{1, 3\}$) iki frekans alt-bandı için T_b terminalinde oluşan $y_{b,1}^p(n)$ ve $y_{b,2}^p(n)$ işaretleri sırasıyla $CN(0, \left[1-d_i(n)\right]E_s\sigma_j^2 + N_0)$ ve $CN(0, d_i(n)E_s\sigma_j^2 + N_0)$ biçimindeki rastlantı değişkenleri ile modellenebilir (p = 1 için i = a ve j = ab, p = 3 için i = r ve j = br). $\left|y_{b,1}^p(n)\right|^2$ rastlantı değişkenleri ($p \in \{1, 3\}$) üstel dağılımlı olduğundan, (3.13) ve (3.14) ifadeleri t_0 ve t_1 rastlantı değişkenlerinin

parametreleri farklı iki üstel dağılımlı rastlantı değişkeninin farkı olduklarını göstermektedir. Parametreleri λ ve λ' olan üstel dağılımlı iki rastlantı değişkenin farkı olan bir t rastlantı değişkeninin olasılık yoğunluk (probability density function) ve birikimli dağılım fonksiyonları (cumulative distribution function) sırasıyla

$$f(\lambda,\lambda',t)=\begin{cases}\dfrac{\lambda\lambda'}{\lambda+\lambda'}e^{\lambda' t} & t\le 0\\ \dfrac{\lambda\lambda'}{\lambda+\lambda'}e^{-\lambda t} & t\ge 0\end{cases} \tag{3.46}$$

$$F(\lambda,\lambda',t)=\begin{cases}\dfrac{\lambda}{\lambda+\lambda'}e^{\lambda' t} & t\le 0\\ 1-\dfrac{\lambda'}{\lambda+\lambda'}e^{-\lambda t} & t\ge 0\end{cases} \tag{3.47}$$

şeklindedir (Chen ve Laneman, 2006). (3.8)-(3.9) ifadelerinden görüldüğü gibi $d_a(n) = 0$ için $\left|y_{b,1}^{1}(n)\right|^2$ ve $\left|y_{b,2}^{1}(n)\right|^2$ terimleri, parametreleri sırasıyla $\frac{1}{\overline{\gamma}_{ab}}$ ve $\frac{1}{\overline{\gamma}_{ab}}+1$ olan üstel rastlantı değişkenleridir. Bu durumda $d_a(n) = 0$ için $t_0(n)$ rastlantı değişkeninin birikimli dağılım fonksiyonu $\lambda_{ab}=\frac{1}{\overline{\gamma}_{ab}}$ ve $\lambda'_{ab}=\frac{1}{\overline{\gamma}_{ab}}+1$ olmak üzere $F\left(\lambda_{ab},\lambda'_{ab},t\right)$ olur. Bu nedenle $\Pr\left\{t_0(n)<T_1\right\}$ ifadesi

$$\Pr\left\{t_0(n)<T_1\right\}=F\left(\lambda_{ab},\lambda'_{ab},T_1\right) \tag{3.48}$$

olarak elde edilir. Benzer şekilde $\lambda_{br}=\frac{1}{\overline{\gamma}_{br}}$, $\lambda'_{br}=\frac{1}{\overline{\gamma}_{br}}+1$ olmak üzere

$$\Pr\left\{t_0(n)<-T_1\right\}=F\left(\lambda_{ab},\lambda'_{ab},-T_1\right), \tag{3.49}$$

$$\Pr\left\{t_1(n)<-T_1\right\}=\left(1-\varepsilon_{r-ort}\right)F\left(\lambda_{br},\lambda'_{br},-T_1\right)+\varepsilon_{r-ort}F\left(\lambda'_{br},\lambda_{br},-T_1\right), \tag{3.50}$$

$$\Pr\left\{t_1(n)>T_1\right\}=\left(1-\varepsilon_{r-ort}\right)\left[1-F\left(\lambda_{br},\lambda'_{br},T_1\right)\right]+\varepsilon_{r-ort}\left[1-F\left(\lambda'_{br},\lambda_{br},T_1\right)\right] \tag{3.51}$$

yazılabilir. (3.48)-(3.51) ifadeleri (3.40) ve (3.41)'da yerine konduğunda

$$P_1=F\left(\lambda_{ab},\lambda'_{ab},T_1\right)\left[\left(1-\varepsilon_{r-ort}\right)F\left(\lambda_{br},\lambda'_{br},-T_1\right)+\varepsilon_{r-ort}F\left(\lambda'_{br},\lambda_{br},-T_1\right)\right], \tag{3.52}$$

$$P_2 = F\left(\lambda_{ab}, \lambda'_{ab}, -T_1\right)\left\{\left(1-\varepsilon_{r-ort}\right)\left[1-F\left(\lambda_{br}, \lambda'_{br}, T_1\right)\right]+\varepsilon_{r-ort}\left[1-F\left(\lambda'_{br}, \lambda_{br}, T_1\right)\right]\right\}. \quad (3.53)$$

bulunur. (3.42) ifadesini belirlemek için ise P_3 terimi

$$P_3 = P_{3,1} + P_{3,2} + P_{3,3} + P_{3,4} \quad (3.54)$$

şeklinde dört bileşene ayrılır. Bu bileşenler

$$P_{3,1} = \Pr\left\{t_0(n) + t_1(n) < 0, -T_1 \le t_1(n) \le 0, E\right\}, \quad (3.55)$$

$$P_{3,2} = \Pr\left\{t_0(n) + t_1(n) < 0, 0 \le t_1(n) \le T_1, E\right\}, \quad (3.56)$$

$$P_{3,3} = \Pr\left\{t_0(n) + t_1(n) < 0, -T_1 \le t_1(n) \le 0, \bar{E}\right\}, \quad (3.57)$$

$$P_{3,4} = \Pr\left\{t_0(n) + t_1(n) < 0, 0 \le t_1 \le T_1, \bar{E}\right\} \quad (3.58)$$

biçiminde olup, E ve $\bar{E}$ sırasıyla röleden hatalı ve hatasız iletim olaylarını göstermektedir. (3.55) ifadesinde verilen $P_{3,1}$ terimi

$$P_{3,1} = \Pr\{E\}\Pr\left\{t_0(n) + t_1(n) < 0, -T_1 \le t_1(n) \le 0 \mid E\right\} \quad (3.59)$$

olarak yazılabilir. Burada $\Pr\{E\} = \varepsilon_{r-ort}$ ve

$$\Pr\left\{t_0(n) + t_1(n) < 0, -T_1 \le t_1(n) \le 0 \mid E\right\} = \int_{-T_1}^{0}\int_{-\infty}^{-t_1} f\left(\lambda_{ab}, \lambda'_{ab}, t_0\right) f\left(\lambda'_{br}, \lambda_{br}, t_1\right) dt_0 dt_1 \quad (3.60)$$

biçimindedir. (3.60) ile verilen integral (3.46) kullanılarak hesaplandığında

$$P_{3,1} = \varepsilon_{r-ort} \times G_1\left(\lambda_{ab}, \lambda'_{ab}, \lambda_{br}, \lambda'_{br}, T_1\right) \quad (3.61)$$

bulunur. (3.61) ifadesinde geçen beş parametreli G_1 fonksiyonu

$$G_1\left(\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4,T\right)=\frac{\lambda_4\left(1-e^{-T\lambda_3}\right)}{\left(\lambda_3+\lambda_4\right)}-\frac{\lambda_2\lambda_3\lambda_4\left(1-e^{-T\left(\lambda_1+\lambda_3\right)}\right)}{\left(\lambda_1+\lambda_2\right)\left(\lambda_3+\lambda_4\right)\left(\lambda_1+\lambda_3\right)} \tag{3.62}$$

olarak yazılabilir. Benzer bir yaklaşımla $P_{3,2}$, $P_{3,3}$ ve $P_{3,4}$ terimleri hesaplandığında

$$P_{3,2}=\varepsilon_{r-ort}\times G_2\left(\lambda_{ab},\lambda'_{ab},\lambda_{br},\lambda'_{br},T_1\right), \tag{3.63}$$

$$P_{3,3}=\left(1-\varepsilon_{r-ort}\right)\times G_1\left(\lambda_{ab},\lambda'_{ab},\lambda'_{br},\lambda_{br},T_1\right), \tag{3.64}$$

$$P_{3,4}=\left(1-\varepsilon_{r-ort}\right)\times G_2\left(\lambda_{ab},\lambda'_{ab},\lambda'_{br},\lambda_{br},T_1\right) \tag{3.65}$$

elde edilir. Yukarıda verilen G_2 fonksiyonu

$$G_2\left(\lambda_1,\lambda_2,\lambda_3,\lambda_4,T\right)=\frac{\lambda_1\lambda_3\lambda_4\left(1-e^{-T\left(\lambda_2+\lambda_4\right)}\right)}{\left(\lambda_1+\lambda_2\right)\left(\lambda_3+\lambda_4\right)\left(\lambda_2+\lambda_4\right)} \tag{3.66}$$

şeklindedir.

3.2.2. Evre uyumlu BPSK işaretleşmesi için başarım analizi

Evre uyumlu BPSK işaretleşmesi durumunda (3.23) ifadesinden görüleceği üzere $t_0(n)$ rastlantı değişkeni ortalaması $m_0=4E_s\left|h_{ab}\right|^2/N_0$ ve varyansı $\delta_0^2=2m_0$ olan Normal dağılımlı bir yapıdadır. Aynı istatiksel yapıya sahip olan $t_1(n)$ rastlantı değişkeninin ise ortalaması $m_1=4E_s\left|h_{br}\right|^2\left(1-2d_r\left(n\right)\right)/N_0$ ve varyansı $\delta_1^2=2m_1$ olarak verilebilir. Bu nedenle

$$\Pr\left\{x_1<t_0\left(n\right)<x_2\right\}=E_{|h_{ab}|}\left\{\Pr\left(x_1<t_0\left(n\right)<x_2\,|\,|h_{ab}|\right)\right\}, \tag{3.77}$$

$$\Pr\left\{x_1<t_1\left(n\right)<x_2\right\}=E_{|h_{br}|}\left\{\Pr\left(x_1<t_1\left(n\right)<x_2\,|\,|h_{br}|\right)\right\} \tag{3.78}$$

yazılabilir. Burada $E_{|h_i|}[.]$ ($i\in\{ab,\ br\}$), $|h_i|$ rastlantı değişkeni üzerinden beklenen değer alma operatörü ve

$$\Pr\left(x_1 < t_0(n) < x_2 \,|\, |h_{ab}|\right) = \frac{1}{4|h_{ab}|\sqrt{\frac{E}{N_0}}} \int_{x_1}^{x_2} \exp\left[-\frac{\left(t_0(n) - \frac{\left(1-2d_a(n)\right)4E|h_{ab}|^2}{N_0} \right)^2}{\frac{16E}{N_0}|h_{ab}|^2} \right] dt_0(n), \quad (3.79)$$

$$\Pr\left(x_1 < t_1(n) < x_2 \,|\, |h_{br}|\right) = \frac{1}{4|h_{br}|\sqrt{\frac{E}{N_0}}} \int_{x_1}^{x_2} \exp\left[-\frac{\left(t_1(n) - \frac{\left(1-2d_r(n)\right)4E|h_{br}|^2}{N_0} \right)^2}{\frac{16E}{N_0}|h_{br}|^2} \right] dt_1(n) \quad (3.80)$$

olarak verilebilir. $|h_{br}|$ ve $|h_{ab}|$ terimlerinin parametreleri sırasıyla $\sigma_{br}/\sqrt{2}$ ve $\sigma_{ab}/\sqrt{2}$ olan Rayleigh dağılımlı rastlantı değişkenleri oldukları göz önüne alınarak (3.79) ve (3.80) ifadeleri sırasıyla (3.77) ve (3.78)'de yerine konursa

$$\Pr\left\{x_1 < t_0(n) < x_2\right\} = \mu_{ab} I\left(x_1, x_2, \frac{1-2d_a(n)}{2}, \frac{\sqrt{\lambda'_{ab}}}{2} \right), \quad (3.81)$$

$$\Pr\left\{x_1 < t_1(n) < x_2\right\} = \mu_{br} I\left(x_1, x_2, \frac{1-2d_r(n)}{2}, \frac{\sqrt{\lambda'_{br}}}{2} \right) \quad (3.82)$$

elde edilir. Burada $\mu_{br} = \frac{1}{4\sqrt{\overline{\gamma}_{br}\left(\overline{\gamma}_{br}+1\right)}}$, $\mu_{ab} = \frac{1}{4\sqrt{\overline{\gamma}_{ab}\left(\overline{\gamma}_{ab}+1\right)}}$ ve

$$I(x_1, x_2, x_3, x_4) = \int_{x_1}^{x_2} \exp\left[x_3 t - x_4 |t|\right] dt = \begin{cases} \frac{\exp[(x_3+x_4)x_2] - \exp[(x_3+x_4)x_1]}{(x_3+x_4)} & x_1 < x_2 \le 0 \\ \frac{1-\exp[(x_3+x_4)x_1]}{(x_3+x_4)} + \frac{\exp[(x_3-x_4)x_2]-1}{x_3-x_4} & x_1 < 0 < x_2 \\ \frac{\exp[(x_3-x_4)x_2] - \exp[(x_3-x_4)x_1]}{(x_3-x_4)} & 0 \le x_1 < x_2. \end{cases} \quad (3.83)$$

olarak verilebilir. (3.81)-(3.82) kullanılarak (3.40)-(3.42) ile verilen P_1, P_2 ve P_3 terimleri

$$P_1 = \mu_{ab} I\left(-\infty, T_1, 0.5, \frac{\sqrt{\lambda'_{ab}}}{2}\right)\left[(1-\varepsilon_{r-ort})\mu_{br} I\left(-\infty, -T_1, 0.5, \frac{\sqrt{\lambda'_{br}}}{2}\right) + \varepsilon_{r-ort}\mu_{br} I\left(-\infty, -T_1, -0.5, \frac{\sqrt{\lambda'_{br}}}{2}\right)\right], \quad (3.84)$$

$$P_2 = \mu_{ab} I\left(-\infty, -T_1, 0.5, \frac{\sqrt{\lambda'_{ab}}}{2}\right)\left\{(1-\varepsilon_{r-ort})\left[1-\mu_{br} I\left(-\infty, T_1, 0.5, \frac{\sqrt{\lambda'_{br}}}{2}\right)\right] + \varepsilon_{r-ort}\left[1-\mu_{br} I\left(-\infty, T_1, -0.5, \frac{\sqrt{\lambda'_{br}}}{2}\right)\right]\right\}, \quad (3.85)$$

$$P_3 = \frac{2\mu_{br}\mu_{ab}\varepsilon_{r-ort}}{1+\sqrt{\lambda'_{ab}}} I\left(0, T_1, -\frac{\sqrt{\lambda'_{ab}}}{2}-1, \frac{\sqrt{\lambda'_{br}}}{2}\right) + \frac{4\mu_{br}\mu_{ab}\sqrt{\lambda'_{ab}}\varepsilon_{r-ort}}{\lambda'_{ab}-1} I\left(-T_1, 0, -0.5, \frac{\sqrt{\lambda'_{br}}}{2}\right) +$$
$$\frac{2\mu_{br}\mu_{ab}\varepsilon_{r-ort}}{\left(1-\sqrt{\lambda'_{ab}}\right)} I\left(-T_1, 0, \frac{\sqrt{\lambda'_{ab}}}{2}-1, \frac{\sqrt{\lambda'_{br}}}{2}\right) + \frac{2\mu_{br}\mu_{ab}(1-\varepsilon_{r-ort})}{1+\sqrt{\lambda'_{ab}}} I\left(0, T_1, -\frac{\sqrt{\lambda'_{ab}}}{2}, \frac{\sqrt{\lambda'_{br}}}{2}\right) + \quad (3.86)$$
$$\frac{4\mu_{br}\mu_{ab}\sqrt{\lambda'_{ab}}(1-\varepsilon_{r-ort})}{\lambda'_{ab}-1} I\left(-T_1, 0, 0.5, \frac{\sqrt{\lambda'_{br}}}{2}\right) + \frac{2\mu_{br}\mu_{ab}(1-\varepsilon_{r-ort})}{\left(1-\sqrt{\lambda'_{ab}}\right)} I\left(-T_1, 0, \frac{\sqrt{\lambda'_{ab}}}{2}, \frac{\sqrt{\lambda'_{br}}}{2}\right)$$

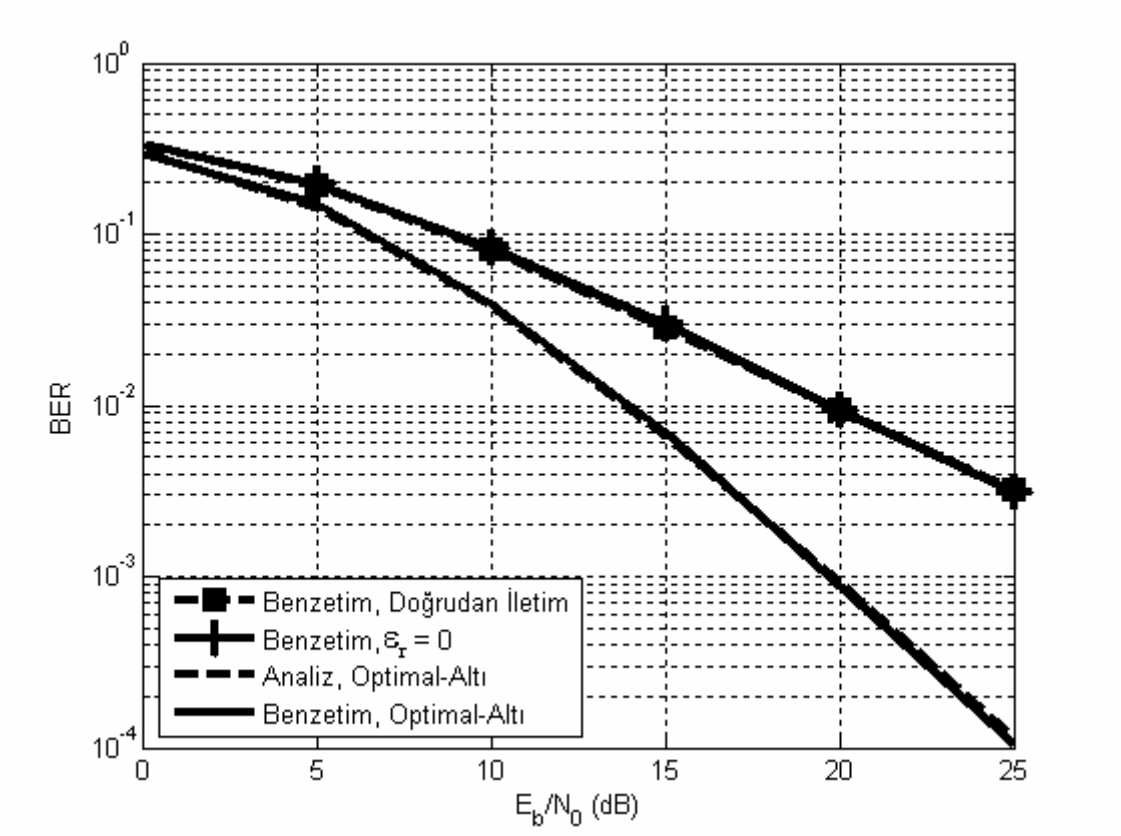
şeklinde belirlenir.

3.3. Benzetim Sonuçları

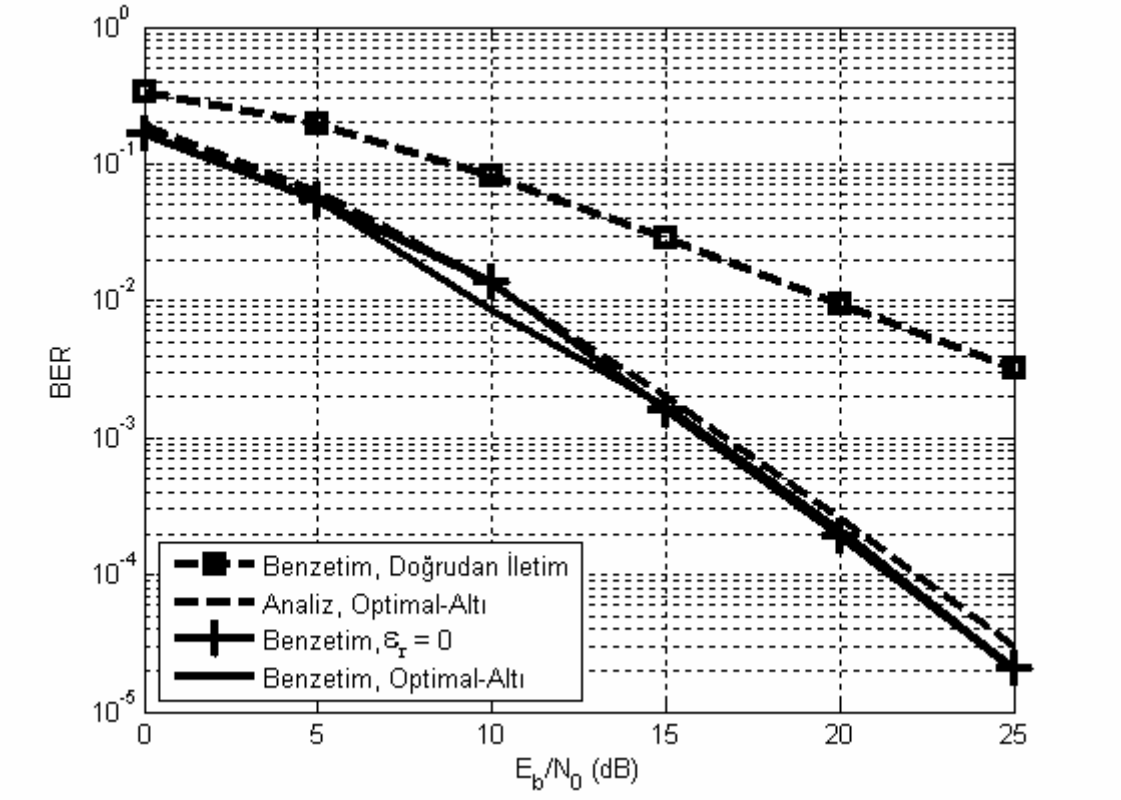
Bu bölümde, gerçekleştirilen başarım analizini doğrulamak üzere Rayleigh sönümlemeli kanallar için elde edilmiş benzetim sonuçları sunulacaktır. Benzetimler, kullanıcı terminallerin ve rölenin bir doğru üzerinde olduğu varsayılarak gerçekleştirilmiştir (Chen ve Laneman, 2006). T_i kullanıcısı ile röle terminal arası mesafe d_{ir} ($i \in \{a,b\}$), kullanıcı terminaller arası mesafe olan d_{ab} ile normalize edilerek $d_{ar} + d_{br} = 1$ olması sağlanmıştır. T_a - T_r, T_b - T_r, T_a - T_b linklerine ilişkin yol kaybı değişkeni v = 4 alınarak $\sigma_{ar}^2 = d_{ar}^{-v}$, $\sigma_{br}^2 = d_{br}^{-v}$ ve $\sigma_{ab}^2 = d_{ab}^{-v}$ şeklinde tanımlanmıştır. Böylece propagasyon olayı sonucu farklı uzaklıklarda oluşacak alınan güç değerleri bir model ile göz önüne alınmış olmaktadır (Goldsmith, 2005; Rappaport, 2002). Şekil 3.2.-Şekil 3.10 ile verilen eğrilerde bağımsız kanal katsayılarının üç fazlık iletim boyunca sabit kalıp daha sonra değiştiği yarı-durağan (quasi-static) Rayleigh sönümlemesi durumu ele alınmıştır. Şekil 3.11 ve Şekil 3.12'deki eğriler ise üç fazlık iletimin sadece birinci ve ikinci fazında, sadece kullanıcı-röle arası bağımsız kanal katsayıları her sembolün iletiminde değiştirilip, diğer durumlarda (1. ve 2. fazda T_a - T_b ve üçüncü fazda kullanıcı-röle linkleri) paket içinde sabit kanal katsayısı kullanılarak elde edilmiştir. Paket uzunluğu N = 100 alınmıştır. İletilen paket sayısı, ortalama BER değeri ile bir kullanıcıdan iletilen toplam veri biti sayısının çarpımı en az 200 olacak şekilde seçilmiştir. Her bir bitlik veri iletimi için ağda harcanan enerjinin 1'e normalize edildiği

eşit güçlü iletim durumu incelenmiş ve BDR sistemi klasik rölesiz doğrudan iletim senaryosu ile karşılaştırılmıştır. Sağlıklı bir karşılaştırma yapabilmek için doğrudan iletimdeki bit enerjisi ($E_s = E_b$) BDR protokolündeki bit enerjisinden 1.5 kat fazla alınmıştır. BDR protokolünün başarımı, röledeki hata olasılığının anlık değerinin kullanıldığı optimum durum (Benzetim, Optimum), röledeki hata olasılığının ortalama değerinin kullanıldığı optimal-altı durum (Benzetim, Optimal-Altı ve Analiz, Optimal-Altı) ve röledeki hata olasılığının kullanıcılarda göz önüne alınmadığı durum (Benzetim, $\varepsilon_r = 0$) için sunulmuştur. Bu bölümde verilen tüm başarım eğrileri T_b terminalindeki başarımı göstermektedir. Bu koşullar altında d_{ar} = d mesafesi için T_a terminalindeki ortalama BER, d_{br} = d mesafesinde T_b terminalinde oluşacak ortalama bit hata oranına özdeş olacaktır. Eğrilerdeki SNR karşılaştırmaları ise 10^{-3} değerindeki ortalama BER için yapılmıştır.

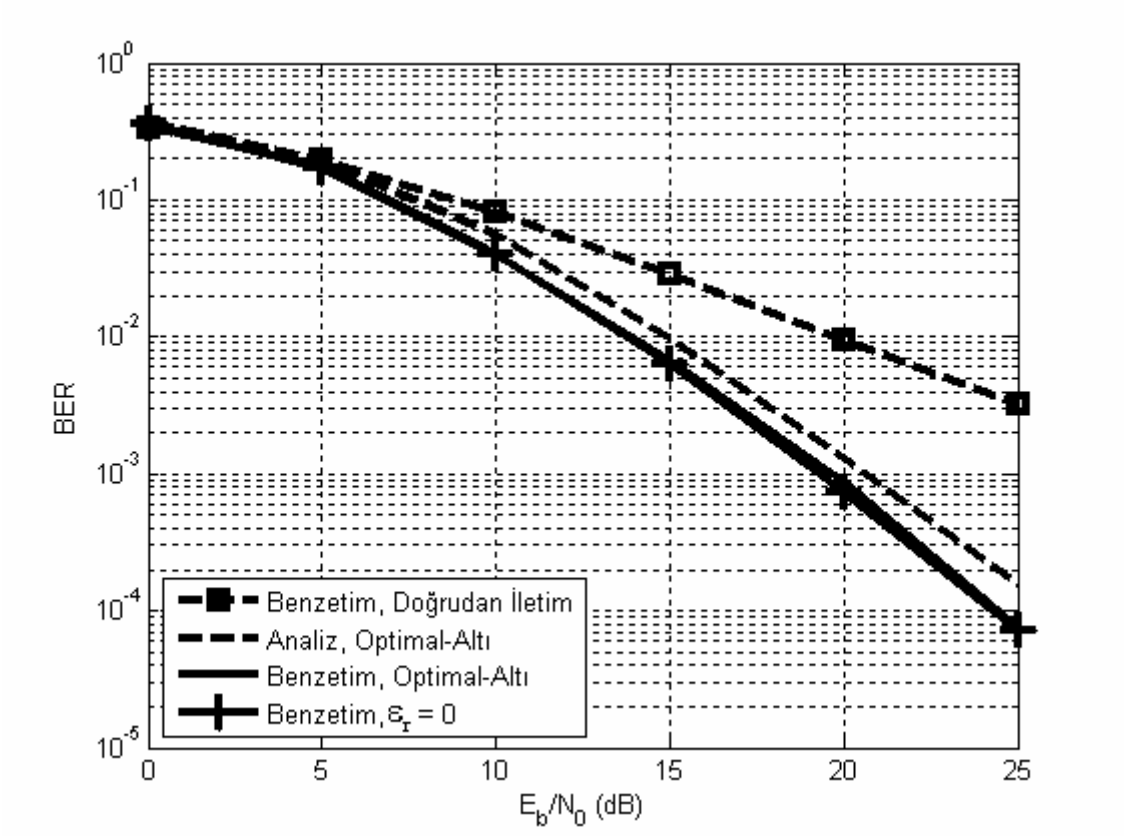
Şekil 3.2.-3.4., Şekil 3.5.-3.7. ve Şekil 3.8.-3.10.'da sırasıyla evre uyumsuz BFSK, evre uyumlu BPSK ve DPSK işaretleşmeleri için d_{br} = 0.1, 0.5, 0.9 mesafelerinde T_b terminalinde benzetim yoluyla elde edilen ortalama BER eğrileri verilmiştir. BFSK ve DPSK işaretleşmelerinde evre uyumsuz sezim söz konusu olduğundan, bu işaretleşmelere ilişkin verilen eğrilerde optimum durum bulunmamaktadır. DPSK işaretleşmesi için bir başarım analizi yapılmadığından sadece sayısal sonuçlar sunulmuştur. Verilen şekillerin tümü, her üç durumda da BDR yapısına ilişkin eğrilerin eğimlerinde doğrudan iletime göre belirgin bir iyileşmenin varlığını göstermektedir. (Chen ve Laneman, 2006)'de verilen tek yönlü röleli iletim modeline benzer şekilde d_{br} = 0.5 durumu diğer iki durumdan daha iyi başarım sağlamaktadır. Söz konusu şekillerde P-ML karar kuralına ilişkin verilen benzetim sonuçları, arada kayda değer bir başarım farkı bulunmadığından ML karar kuralı için de geçerlidir.



Şekil 3.2. Evre-uyumsuz BFSK işaretleşmesi için başarım eğrileri ($d_{br} = 0.1$)



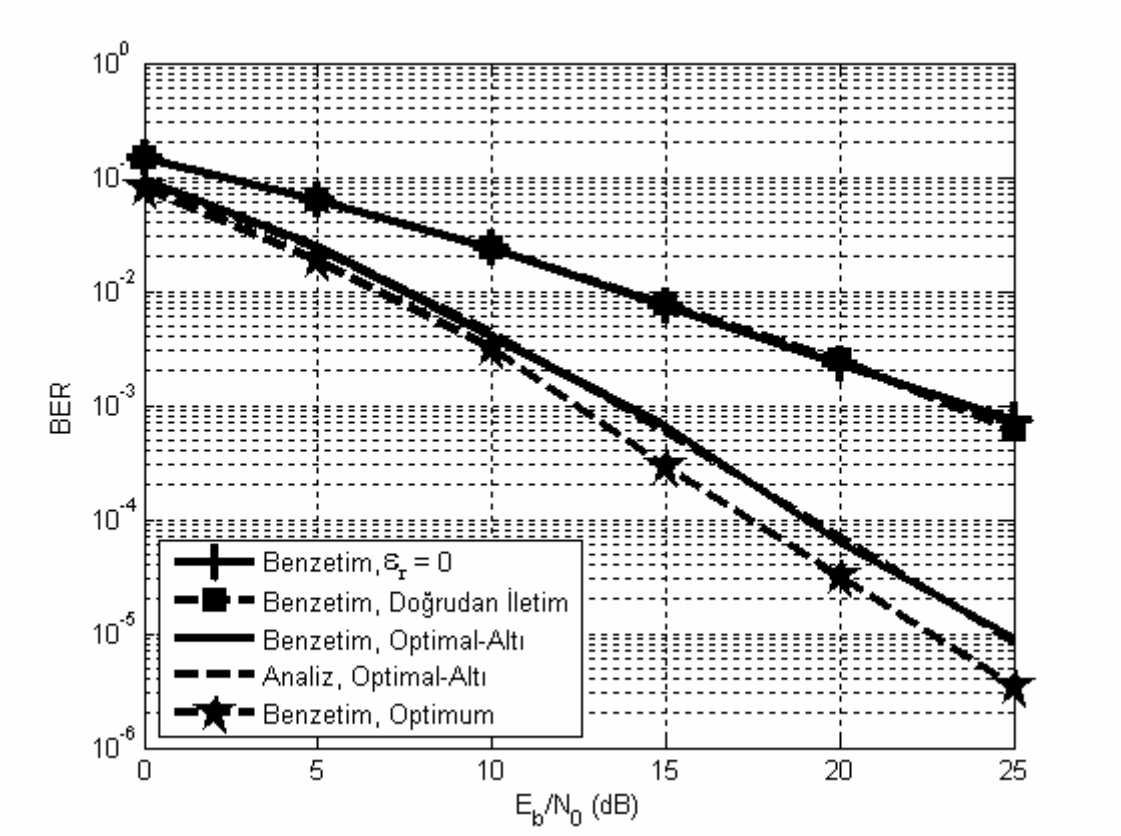
Şekil 3.3. Evre-uyumsuz BFSK işaretleşmesi için başarım eğrileri ($d_{br} = 0.5$)



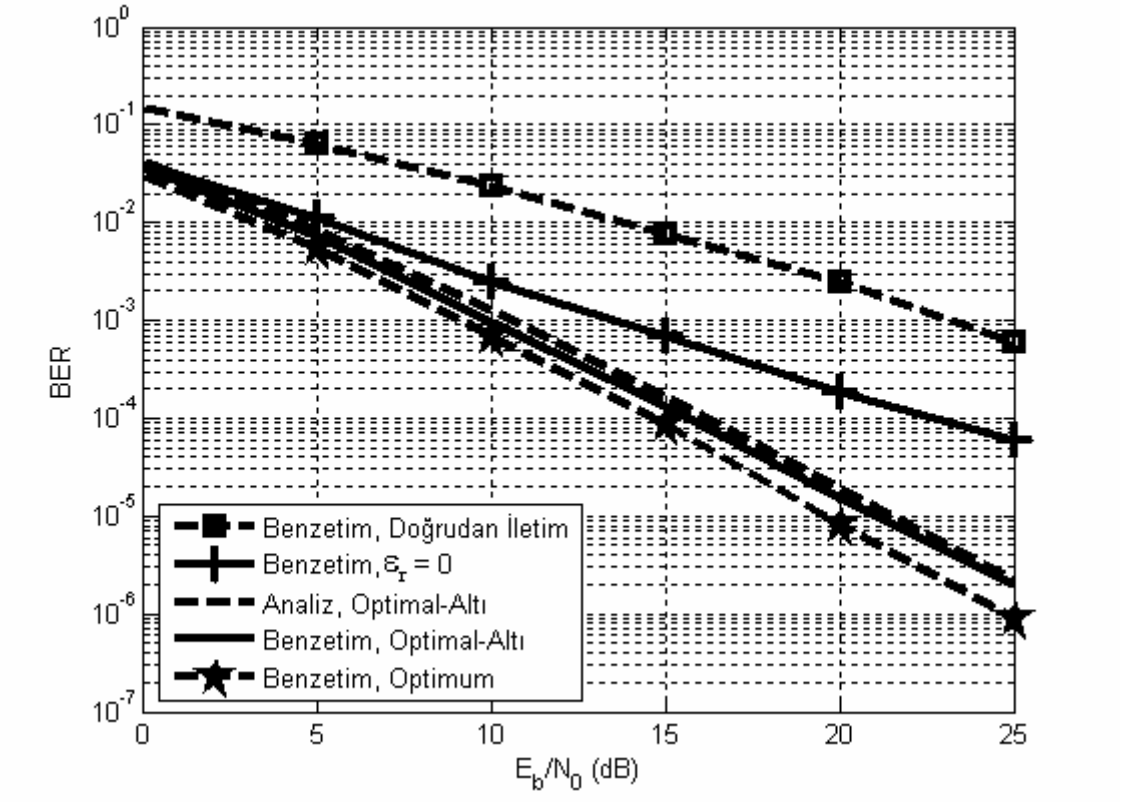
Şekil 3.4. Evre-uyumsuz BFSK işaretleşmesi için başarım eğrileri ($d_{br} = 0.9$)

Şekil 3.5.-Şekil 3.7.'de BSPK işaretleşmesi için verilen başarım eğrilerinden de görüldüğü üzere, sırasıyla (3.36) ve (3.38) ifadelerinde verilen anlık kanal bilgisinin kullanımına göre optimum ve optimal-altı karar kuralları arasındaki başarım farkı rölenin konumuna bağlı olarak yaklaşık 1-2 dB düzeyindedir.

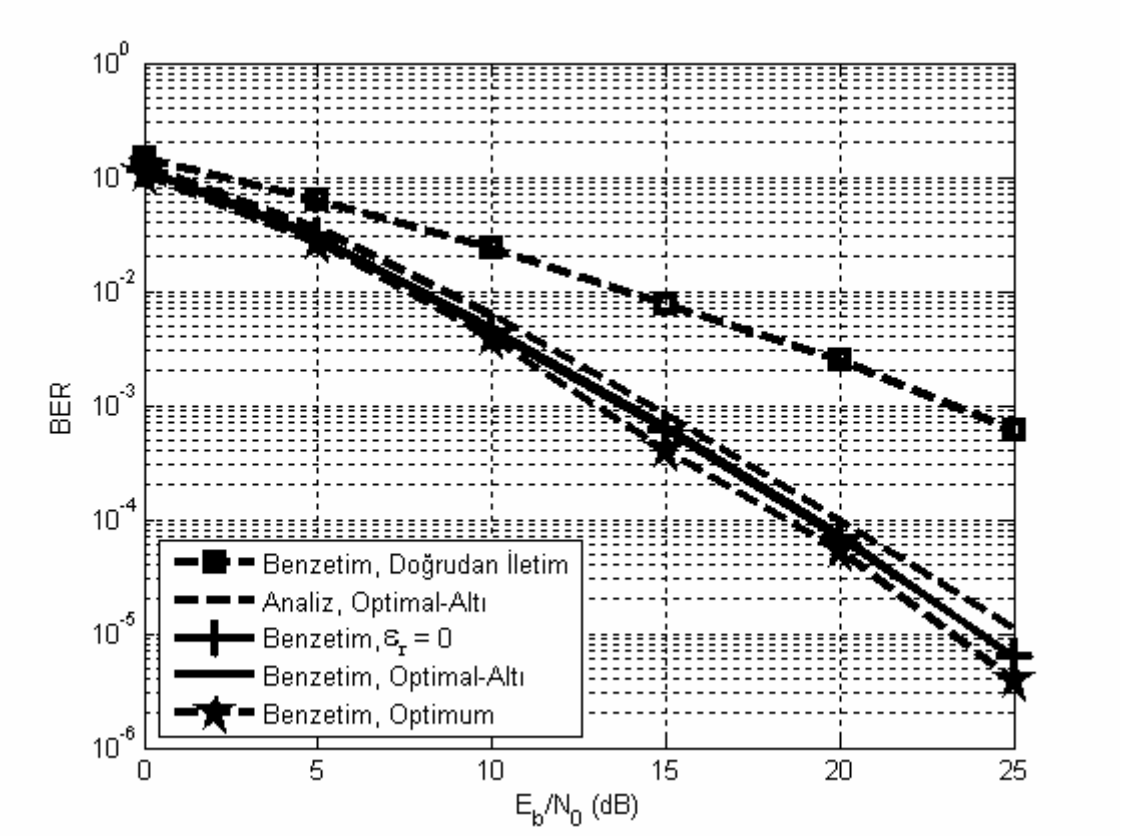
Röledeki algılama hatalarının göz önüne alınmaması ($\varepsilon_r = 0$ durumu) halinde ortaya çıkan çeşitleme kaybı da yapılan benzetimlerle Şekil 3.2.-3.10.'da gösterilmiştir. Şekil 3.5.'te $d_{br} = 0.1$ konumda BPSK işaretleşmesi için verilen başarım eğrilerinde, BDR eğrisi ile doğrudan iletim eğrisinin $\varepsilon_r = 0$ durumunda örtüşerek çeşitleme kazancının ortadan kalktığı görülmektedir. $d_{br} = 0.5$ için Şekil 3.6.'da verilen benzetim eğrilerinde ise, hedefte $\varepsilon_r = 0$ alınması halinde doğrudan iletime göre sadece SNR kazancının elde edildiği ve çeşitleme kazancının sağlanamadığı ortaya konmuştur. Şekil 3.7.'de ise, birinci fazda röledeki sezim hatası olasılığının oldukça küçük olduğu $d_{br} = 0.9$ durumunda, $\varepsilon_r = 0$ alınmasının T_b terminalinde bir çeşitleme kaybı oluşturmadığı gösterilmiştir.



Şekil 3.5. Evre-uyumlu BPSK işaretleşmesi için başarım eğrileri ($d_{br} = 0.1$)

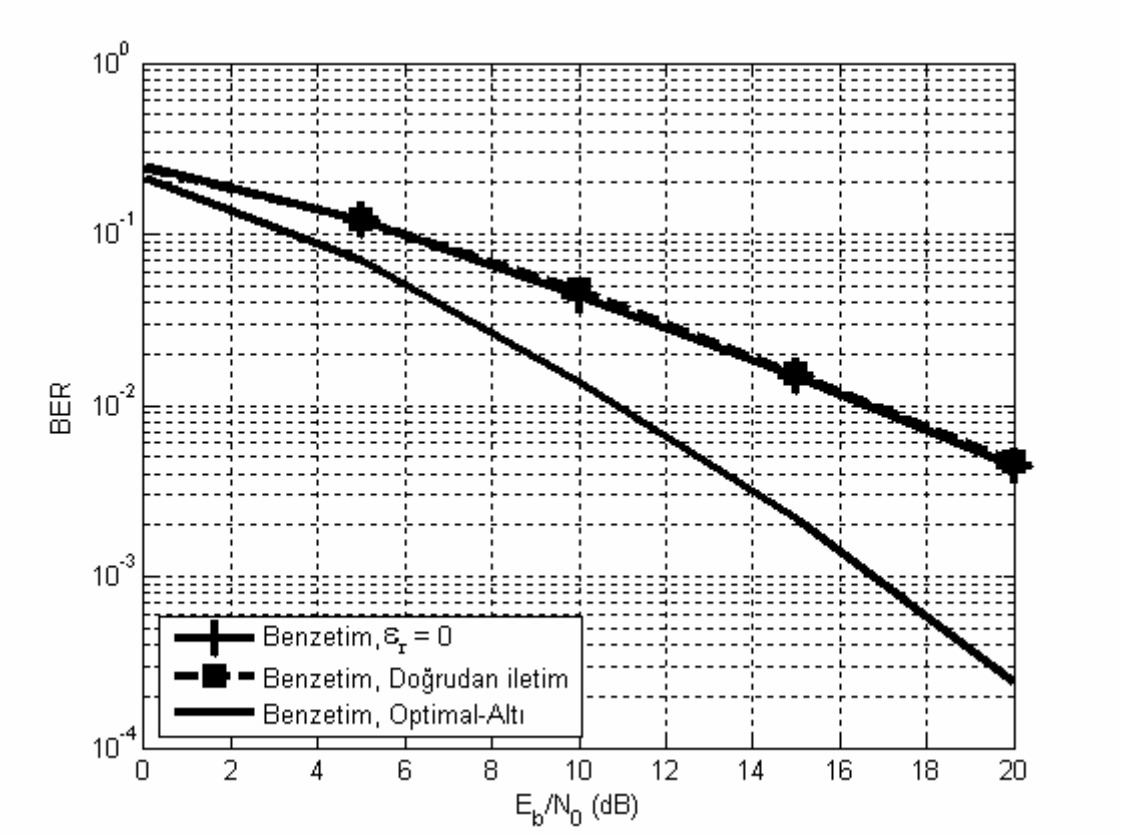


Şekil 3.6. Evre-uyumlu BPSK işaretleşmesi için başarım eğrileri ($d_{br} = 0.5$)

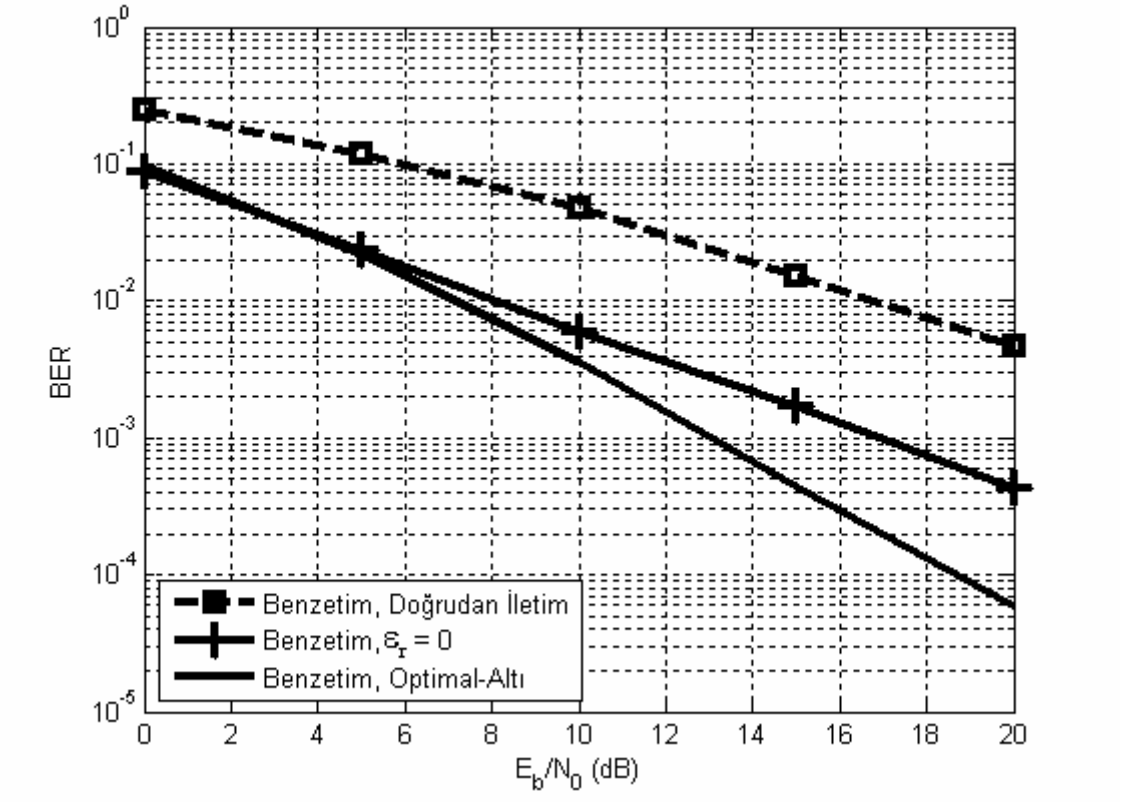


Şekil 3.7. Evre-uyumlu BPSK işaretleşmesi için başarım eğrileri ($d_{br} = 0.9$)

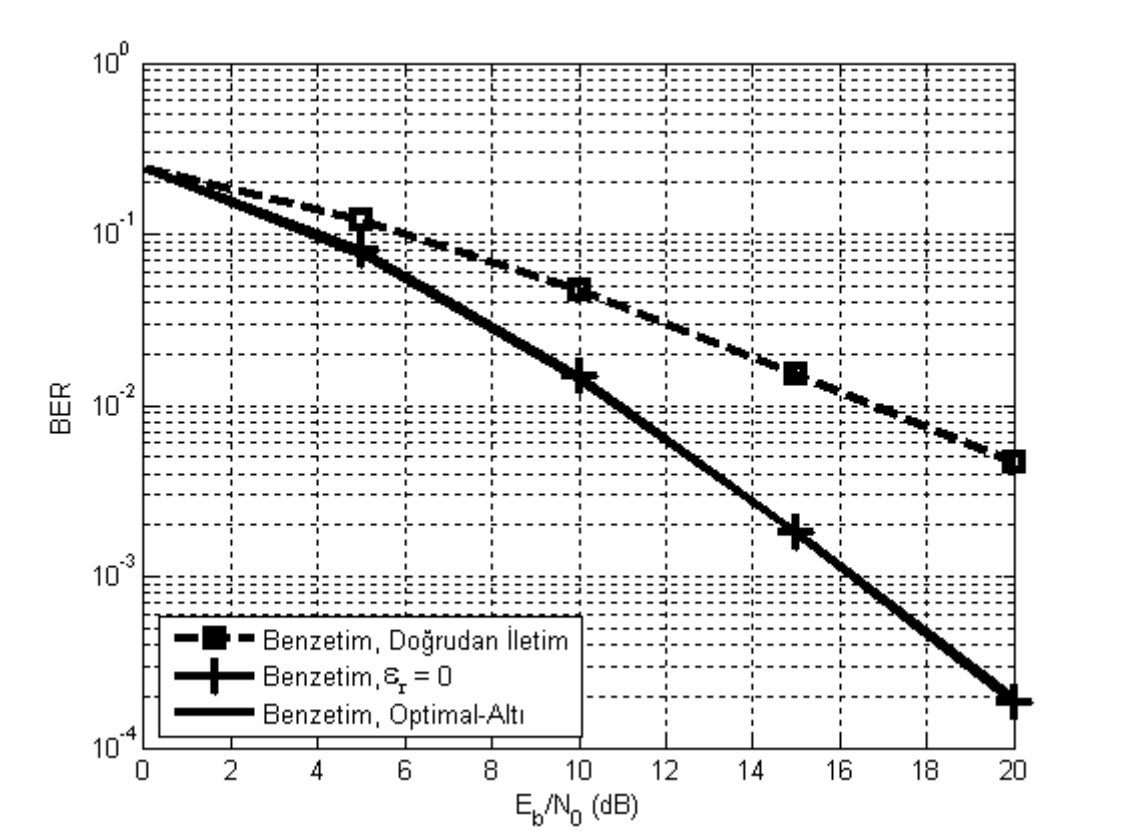
Aynı durum evre uyumsuz BFSK ve DPSK işaretleşmesi için verilen benzetim eğrilerinde de görülmektedir. Evre uyumlu BPSK ve DPSK işaretleşmelerinde $\varepsilon_r = 0$ alınması halinde çeşitleme kazancı sadece $d_{br} = 0.9$ durumunda elde edilirken evre uyumsuz BFSK modülasyonunda $d_{br} = 0.5$ ve $d_{br} = 0.9$ durumlarında elde edilmektedir. Bu sonuçlar ML sezim tabanlı iletimin hata yayılımı ile mücadelede etkin bir teknik olduğunu ve her iki kullanıcı terminalde de tam çeşitleme kazancını koruyarak BDR yapısının başarımını artırdığını ortaya koymaktadır.



Şekil 3.8. DPSK işaretleşmesi için başarım eğrileri ($d_{br} = 0.1$)

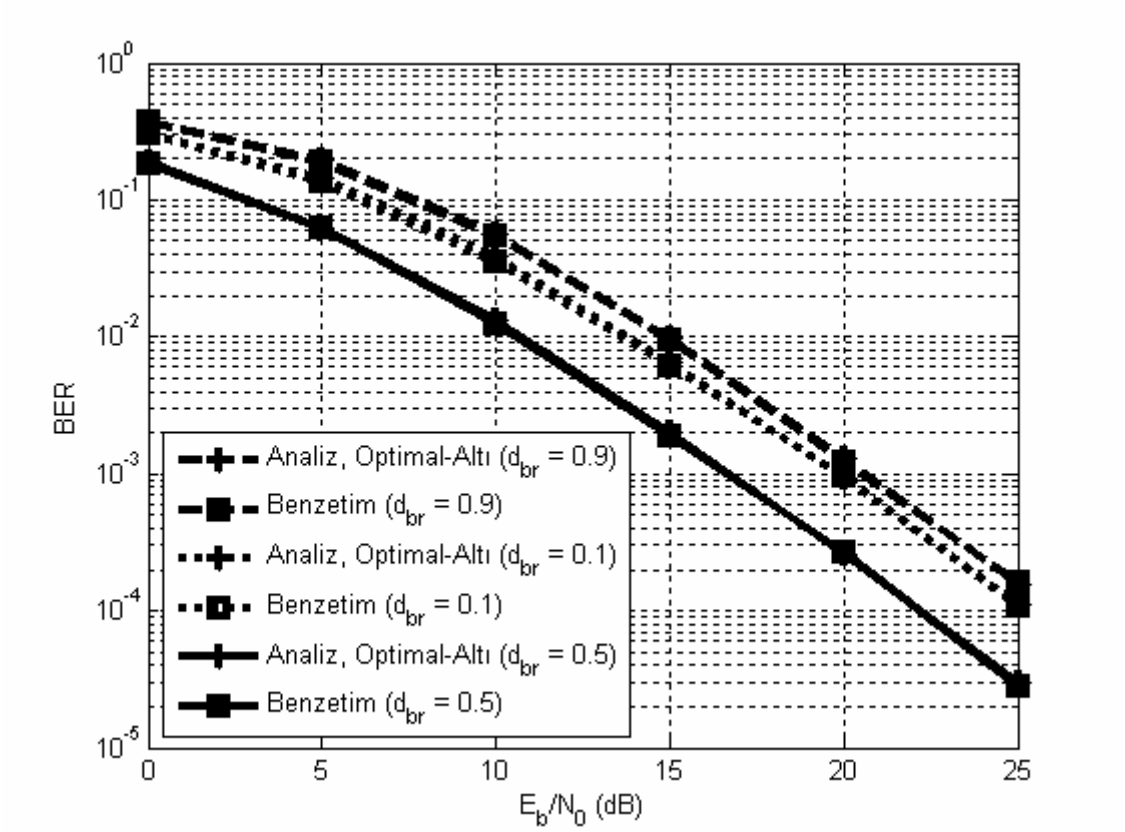


Şekil 3.9. DPSK işaretleşmesi için başarım eğrileri ($d_{br} = 0.5$)

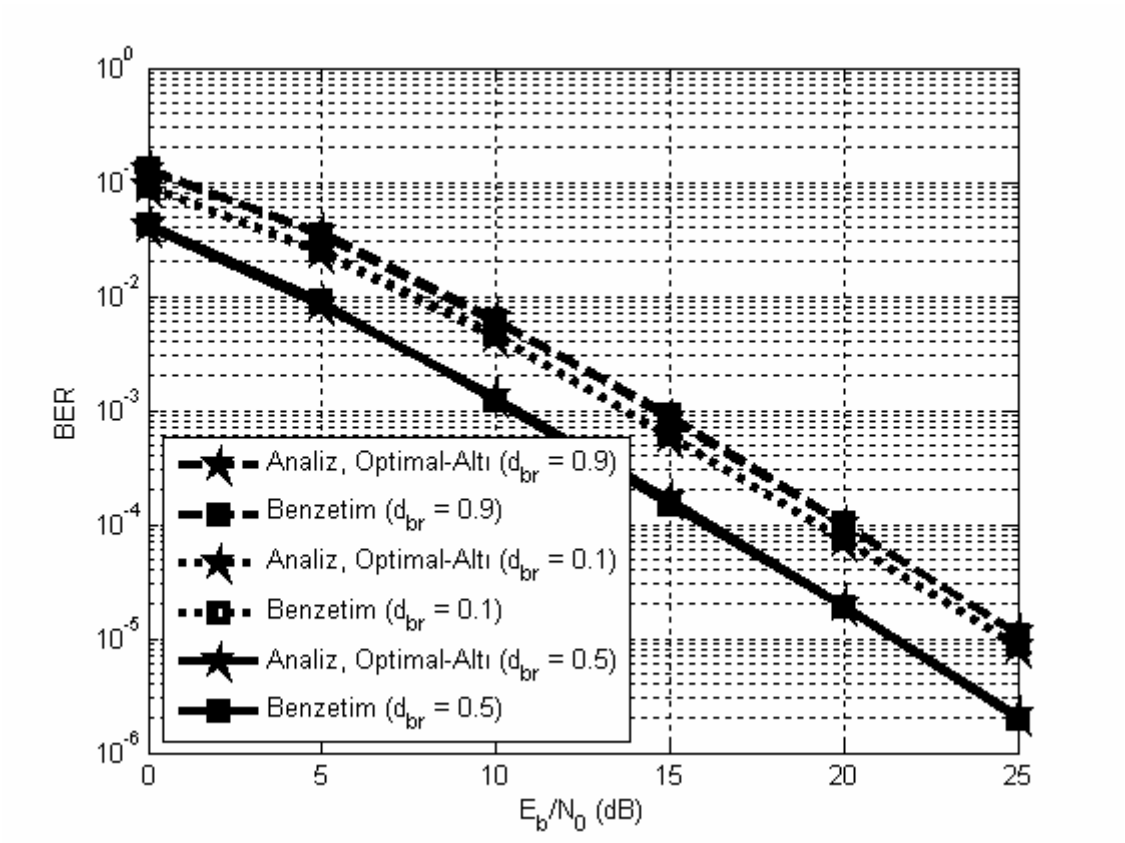


Şekil 3.10. DPSK işaretleşmesi için başarım eğrileri ($d_{br} = 0.9$)

Başarım eğrilerinde dikkat çeken diğer bir nokta ise, analitik sonuçlar ile benzetim sonuçları arasındaki d_{br} değeri ile birlikte artan SNR farkıdır. Benzetimlerde röleden hatalı iletim yapma olasılığı $\varepsilon_{r\text{-anlık}}$ ile verilen anlık değere yakınsarken, analizde bu değer (3.6) ile verilen ortalama değer olarak alındığından bu beklenen bir sonuçtur. Analitik sonuçların doğruluğunu daha net bir biçimde belirleyebilmek için, benzetimlerde iletim protokolünün birinci ve ikinci fazında sadece kullanıcı-röle arası bağımsız kanal katsayıları her sembolün iletiminde değiştirilerek $\varepsilon_{r\text{-}a} = \varepsilon_{r\text{-ort}}$ olması sağlanabilir. Şekil 3.11. ve Şekil 3.12., sırasıyla evre uyumsuz BFSK ve evre uyumlu BPSK işaretleşmeleri için bu yöntem ile elde edilen sayısal sonuçları göstermektedir. Bu sonuçlar bir önceki bölümde verilen teorik analizi doğrulamaktadır. Buna ek olarak söz konusu sonuçlar, geri besleme vb. konularda getirdiği maliyetler hesaba katıldığında anlık kanal durum bilgisi ile demodülasyonun sağladığı kazancın, ortalama değer kullanılarak yapılan demodülasyona göre çok küçük olduğunu göstermektedir.



Şekil 3.11. Evre uyumsuz BFSK işaretleşmesi durumunda ortalama BER için sayısal ve analitik sonuçlar



Şekil 3.12. Evre Uyumlu BPSK işaretleşmesi durumunda ortalama BER için sayısal ve analitik sonuçlar

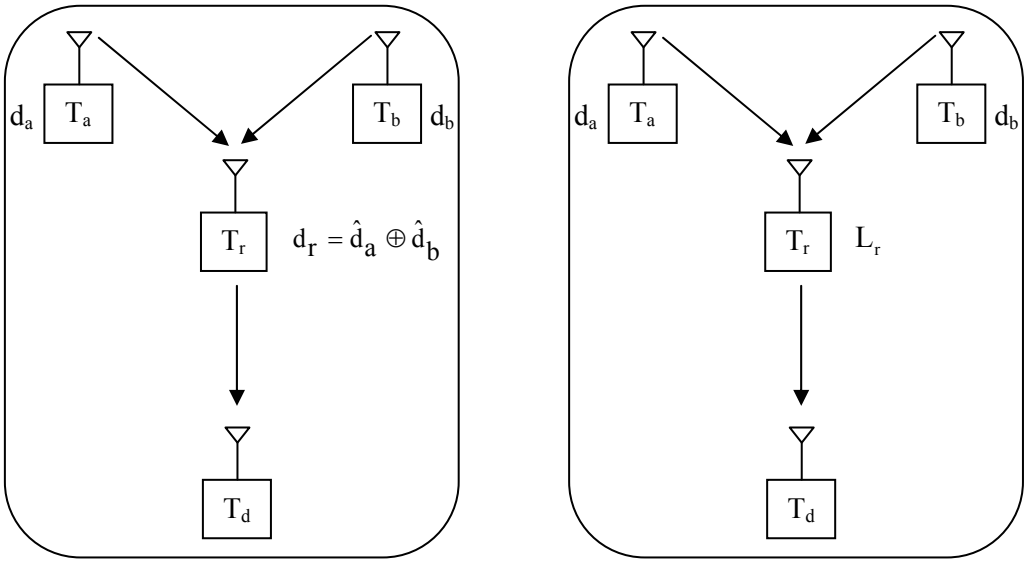
4. LOGARİTMİK OLABİLİRLİK ORANI İLETİMİNE DAYALI ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ İLETİŞİM

İşbirlikli iletişim sistemlerinde performans düşüşlerini ortadan kaldırmakta kullanılan bir diğer yaklaşım da logaritmik olabilirlik oranı (Log-Likelihood Ratio, LLR) iletimine dayanan metotlardır. LLR temelli tekniklerde rölede, veri veya kod sözcük bitlerine ilişkin logaritmik olabilirlik oranları belirlenir ve hedefe olan iletimde bu değerlere bağlı bir strateji izlenir.

Klasik işbirlikli çeşitleme kanalları için LLR tabanlı iletim metotlarının incelendiği çalışmalara örnek olarak (Li ve ark., 2006) ve (Sneessens ve Vandendorpe, 2005) verilebilir. (Yang ve Koetter, 2007)'de ise çok sayıda kaynağın ortak bir hedefe bir röle üzerinden iletim yaptığı ve iki kaynaklı durum için yapısı Şekil.4.1.'de verilen çoklu erişim röle kanalı (Multiple Access Relay Channel, MARC) üzerinde ağ kodlaması yapılmış mesajın LLR değerinin (Şekil 4.1.'de L_r ile gösterilmiştir) hedefe analog olarak gönderilmesi yaklaşımı kullanılmıştır. İncelenen sistem modelinde her iki kaynağın da 0 ve 1 bitlerini eşit olasılıklarla ürettiği, tüm kanalların sönümlemesiz Gauss kanalı ve noktadan noktaya girişimsiz olduğu varsayılmıştır. Rölede çözüm hataları yapılsa bile ağ kodlaması kazancı sağlanabilen bu yöntem, kullanılan iletim gücü hesaba katıldığında dezavantajlı hale gelmektedir. Zeitler ve ark.'nın (2009) çalışmasında ise kaynakta işaret gücü kısıtlaması altında LLR değerlerinin iletiminde kullanılabilecek nicemleme tabanlı yeni bir strateji önerilerek alıcı performansının daha da iyileşmesi sağlanmıştır. Bu yaklaşımda rölede hesaplanan LLR değerleri nicemlenerek iletilmektedir. Bir diğer LLR tabanlı çalışma olan (Nguyen ve ark., 2010)'da, ağ kodlamalı iki fazdan oluşan BDR modelinde hata yayılımını kontrol altında tutabilmek için rölede bir güvenirlilik eşiği tanımlanmıştır. Söz konusu yöntemde rölede kullanıcılardan gönderilen bitlerin logaritmik olabilirlik oranları belirlenmekte ve eşik ile karşılaştırılarak güvenilir olmayan bitler elenirken güvenilir bitler aktarılmaktadır. Bu çalışmada önerilen bu yapının performansı analiz edilmiş ve kanal kodlamasız ve bütünleşik ağ-kanal kodlamalı iletimler için sayısal sonuçlar verilmiştir.

Bu bölümde BPSK işaretleşmesi durumunda üç fazlı BDR kanalı için LLR iletimine dayalı bir model sunularak, bu modelin tam çeşitleme kazancı sağladığını gösteren performans analizi ve sayısal sonuçlar verilecektir. Önerilen yöntem (Yang ve Koetter, 2007)'deki gibi ağ kodlanmış verinin LLR değerinin analog olarak

gönderimine dayanmakta, ancak röledeki işlem yükünü düşük tutma amacıyla kanal kodlaması uygulanmamaktadır. Yang ve Koetter'in (2007) çalışmasında ortaya çıkan iletim gücü problemini çözmek için Zeitler ve ark.'nın (2009) önerdiği nicemleme tekniği yerine normalizasyon tercih edilmiştir. Nguyen ve ark.'nın (2010) çalışmasından farklı olarak üç fazlı BDR protokolü incelenmiş ve LLR değeri bir eşik ile karşılaştırılmadan normalize edilerek doğrudan işaret gücünde gönderilmiştir.



Şekil 4.1. Çoklu erişim röle kanalı (Multiple access relay channel, MARC)

4.1. LLR Tabanlı İletim İçin Karar Kuralı

Bölüm-2'de verilen LLR iletimine dayalı sistem modeline göre üç iletim fazının sonunda T_a, T_b ve T_r terminallerinde oluşacak işaretler

$$y_b^1(n) = h_{ab}\sqrt{E_s}x_a(n) + z_b^1(n), \tag{4.1}$$

$$y_r^1(n) = h_{ar}\sqrt{E_s}x_a(n) + z_r^1(n), \tag{4.2}$$

$$y_a^2(n) = h_{ab}\sqrt{E_s}x_b(n) + z_a^2(n), \tag{4.3}$$

$$y_r^2(n) = h_{br}\sqrt{E_s}x_b(n) + z_r^2(n), \tag{4.4}$$

$$y_a^3(n) = h_{ar}A_{LLR}L_r(n) + z_r^3(n), \tag{4.5}$$

$$y_b^3(n) = h_{br}A_{LLR}L_r(n) + z_r^3(n) \tag{4.6}$$

biçimindedir. Yukarıdaki ifadelerde $L_r(n)$, ağ kodlanmış $x_r(n)$ sembolünün LLR değerini göstermekte olup

$$L_r(n) \approx \text{sign}\left[L_1(n)\right]\text{sign}\left[L_2(n)\right]\min\left\{\left|L_1(n)\right|,\left|L_2(n)\right|\right\} \tag{4.7}$$

olarak verilebilir (Zeitler ve ark., 2008; Zeitler ve ark., 2009). Son fazdaki toplam iletim enerjisinin E_sN olarak sabitlenmesini sağlamak üzere tanımlanan A_{LLR} normalizasyon terimi

$$A_{LLR} = \sqrt{E_s / \left[\frac{1}{N}\sum_{i=1}^{N}\left|L_r(n)\right|^2\right]} \tag{4.8}$$

ile belirlenir. (4.7) ifadesinde $L_1(n)$ ve $L_2(n)$ terimleri rölede oluşan olabilirlik terimleri olup BPSK işaretleşmesi için sırasıyla

$$L_1(n) = \frac{4\sqrt{E_s}\,\text{Re}\left[y_r^1(n)h_{ar}^*\right]}{N_0}, \tag{4.9}$$

$$L_2(n) = \frac{4\sqrt{E_s}\,\text{Re}\left[y_r^2(n)h_{br}^*\right]}{N_0} \tag{4.10}$$

biçiminde elde edilirler.

T_b terminali için karar kuralı

$$(-1)^{d_b(n)}\hat{L}_r(n) + L_d(n) \begin{array}{c} d_a(n)=0 \\ > \\ < \\ d_a(n)=1 \end{array} 0 \tag{4.11}$$

olarak verilebilir. Burada $\hat{L}_r(n)$ terimi röleden iletilen $L_r(n)$ teriminin LS (Least Squares) kestirimi olup

$$\hat{L}_r(n) = \mathrm{Re}\left[y_b^3(n) h_{br}^* / \left(|h_{br}|^2 . A_{LLR} \right) \right] \tag{4.12}$$

şeklinde belirlenir. (4.6) ifadesi (4.12)'de yerine konulduğunda

$$\hat{L}_r(n) = L_r(n) + \mathrm{Re}\left[\frac{z_b^3(n) h_{br}^*}{|h_{br}|^2 A_{LLR}} \right] \tag{4.13}$$

bulunur. (4.11) ifadesindeki $L_d(n)$ terimi doğrudan gelen işaretten elde edilen ve

$$L_d(n) = \frac{4\sqrt{E_s}\,\mathrm{Re}\left[y_b^1(n) h_{ab}^* \right]}{N_0} \tag{4.14}$$

ile hesaplanan LLR değerini göstermektedir.

Benzer işlemler T_a terminalinde $y_a^2(n)$ ve $y_a^3(n)$ işaret bileşenleri üzerinde de gerçekleştirilerek çift yönlü iletim tamamlanır.

4.2. LLR Tabanlı İletim İçin Performans Analizi

Bu bölümde üç fazlı ağ kodlamalı BDR protokolünün evre uyumlu BPSK işaretleşmesi için kapalı-form yaklaşık BER analizi sunulacaktır. Performans analizi, $d_a(n) = 0$ ve $d_b(n) = 0$ durumunda T_b terminalindeki BER ifadesi bulunarak gerçekleştirilmiştir. Bu olasılık, simetri ve toplam olasılık kuralı gereği sistemin bit hata olasılığına karşılık gelmektedir. (4.11) ifadesinde verilen karar kuralından da görüldüğü gibi $d_a(n) = 0$ ve $d_b(n) = 0$ olması halinde

$$L_d(n) + L_r(n) + z_L(n) < 0 \tag{4.15}$$

olayı hata oluşturmaktadır. (4.15) ifadesindeki $z_L(n)$ gürültü terimi

$$z_L(n) = \mathrm{Re}\left[\frac{z_b^3(n)h_{br}^*}{|h_{br}|^2 A_{LLR}}\right] \tag{4.16}$$

şeklindedir. Sistemin BER ifadesi ise

$$P_{LLR} = \Pr\{L_d(n) + L_r(n) + z_L(n) < 0\} \tag{4.16}$$

biçiminde verilebilir. Burada $\Pr\{\ \}$ operatörü olasılık değerini belirtmektedir. $z_L(n)$ ve $L_r(n)$ rastlantı değişkenlerinin bağımlılığından kaynaklanan analiz güçlüğünü ortadan kaldırmak üzere, gürültü terimi ihmal edilerek

$$L_{AS}(n) = L_d(n) + L_r(n) \tag{4.18}$$

rastlantı değişkeni tanımlanabilir. Bu durumda

$$P_{AS} = \Pr\{L_{AS}(n) < 0\} \tag{4.19}$$

olasılığı hesaplanarak, bu olasılığın BER için bir alt sınır teşkil ettiği gösterilmelidir. Bunun için $L_{AS}(n)$ rastlantı değişkeninin

$$F_{AS}(y) = \int_{|h_{ab}|=0}^{\infty}\int_{|h_{ar}|=0}^{\infty}\int_{|h_{br}|=0}^{\infty}\int_{s=-\infty}^{\infty}\int_{t=-\infty}^{y-s} f_{L_d}(t\,||h_{ab}|) f_{L_r}(s\,||h_{ar}|,|h_{br}|)\times \tag{4.20}$$
$$f_h(h_{ab}) f_h(h_{ar}) f_h(h_{br})\,dt\,ds\,d|h_{br}|\,d|h_{ar}|\,d|h_{ab}|$$

biçiminde tanımlanan birikimli dağılım fonksiyonu bulunmalıdır. (4.20) ifadesinde $f_{L_d}(t\,||h_{ab}|)$; h_{ab} sönümleme katsayısının bilinmesi halinde $L_d(n)$ rastlantı değişkeninin, $f_{L_r}(s\,||h_{ar}|,|h_{br}|)$; h_{ar} ve h_{br} sönümleme katsayılarının bilinmesi durumunda $L_r(n)$ rastlantı değişkeninin, $f_h(h_{ij})$ ise ($i \in \{a, b, r\}$) $|h_{ij}|$ rastlantı değişkeninin olasılık yoğunluk fonksiyonlarını göstermektedir. Bu durumda (4.20) ifadesi

$$F_{AS}(y) = \int_{s=-\infty}^{\infty} \int_{t=-\infty}^{y-s} f_1(t) f_2(s) \, dt \, ds \tag{4.21}$$

biçiminde düzenlenebilir. Burada

$$f_1(t) = \int_{|h_{ab}|=0}^{\infty} f_{L_d}\left(t \,|\, |h_{ab}|\right) f_h(h_{ab}) \, d|h_{ab}|, \tag{4.22}$$

$$f_2(s) = \int_{|h_{ar}|=0}^{\infty} \int_{|h_{br}|=0}^{\infty} f_{L_r}\left(s \,|\, |h_{ar}|, |h_{br}|\right) f_h(h_{ar}) f_h(h_{br}) \, d|h_{br}| \, d|h_{ar}| \tag{4.23}$$

ve

$$f_h(h_{ij}) = \frac{2|h_{ij}|}{\sigma_{ij}^2} \exp\left[-\frac{|h_{ij}|^2}{\sigma_{ij}^2} \right] \tag{4.24}$$

ile belirlenmektedir.

Kapalı-form performans alt sınırını elde edebilmek için (4.22) ile verilen $f_1(t)$ terimi ve (4.23) ile verilen $f_2(s)$ terimi belirlenerek (4.21) ifadesinde yerine konmalıdır.

4.2.1. $f_1(t)$ teriminin belirlenmesi

Doğrudan gelen işaretten elde edilen LLR değerini belirten ve (4.14) ifadesinde verilen $L_d(n)$ rastlantı değişkeni $d_a(n) = 0$ için (4.1) göz önüne alınarak

$$\begin{aligned} L_d(n) &= \frac{4\sqrt{E_s}}{N_0} \mathrm{Re}\left\{ \left[h_{ab}\sqrt{E_s} + z_b^1(n) \right] . h_{ab}^* \right\} \\ &= \frac{4E_s|h_{ab}|}{N_0} \left[|h_{ab}| + \mathrm{Re}\left(\frac{z_b^1(n) h_{ab}^*}{|h_{ab}|\sqrt{E_s}} \right) \right] \end{aligned} \tag{4.25}$$

biçiminde düzenlenebilir. $z_b^l(n)$ terimi CN(0, N_0) dağılımlı olduğundan, $d_a(n)=0$ için $L_d(n)$ rastlantı değişkeni, ortalaması $\frac{4E_s|h_{ab}|^2}{N_0}$ varyansı $\frac{8E_s|h_{ab}|^2}{N_0}$ olan Normal dağılımlı bir yapıda olur. Bu durumda

$$f_{L_d}(t\,|\,|h_{ab}|)=\frac{\exp\left[-\frac{\left(t-\frac{4E_s|h_{ab}|^2}{N_0}\right)^2}{\frac{16E_s|h_{ab}|^2}{N_0}}\right]}{\sqrt{\frac{16\pi E_s|h_{ab}|^2}{N_0}}} \tag{4.26}$$

olarak verilebilir. (4.26) ve (4.24) ifadeleri (4.22)'de yerine konduğunda

$$f_l(t)=\int_{|h_{ab}|=0}^{\infty}\frac{\exp\left[-\frac{\left(t-\frac{4E_s|h_{ab}|^2}{N_0}\right)^2}{\frac{16E_s|h_{ab}|^2}{N_0}}\right]}{\sqrt{\frac{16\pi E_s|h_{ab}|^2}{N_0}}}\frac{2|h_{ab}|}{\sigma_{ab}^2}\exp\left[-\frac{|h_{ab}|^2}{\sigma_{ab}^2}\right]d|h_{ab}| \tag{4.27}$$

elde edilir. (4.27) ifadesi

$$\int_0^{\infty}\exp\left(-ax^2-\frac{b}{x^2}\right)dx=\frac{1}{2}\sqrt{\frac{\pi}{a}}\exp\left(-2\sqrt{ab}\right) \qquad [a>0,\quad b>0] \tag{4.28}$$

ile verilen özdeşlik (Gradshteyn ve Ryzhik, 1994, 3.325) kullanılarak yeniden düzenlenirse $L_d(n)$ rastlantı değişkeninin olasılık yoğunluk ($f_{L_d}(t)=f_l(t)$)fonksiyonu

$$f_1(t)=\frac{\exp\left[\frac{t}{2}-\frac{|t|}{2}\sqrt{\left(\frac{E_s}{N_0}+\frac{1}{\sigma_{ar}^2}\right)\frac{N_0}{E_s}}\right]}{4\sigma_{ar}^2\sqrt{\frac{E_s}{N_0}\left(\frac{E_s}{N_0}+\frac{1}{\sigma_{ar}^2}\right)}} \tag{4.29}$$

olarak elde edilir.

4.2.2. $f_2(s)$ teriminin belirlenmesi

(Anastasopoulos, 2001)'de geçen (4) ifadesi kullanılarak

$$\begin{aligned} f_{L_r}\left(s\,|\,|h_{ar}|,|h_{br}|\right) &= f_{L_1}\left(s\,|\,|h_{ar}|\right)\left(1-F_{L_2}\left(s\,|\,|h_{br}|\right)\right)+f_{L_2}\left(s\,|\,|h_{br}|\right)\left(1-F_{L_1}\left(s\,|\,|h_{ar}|\right)\right)+ \\ &\quad f_{L_1}\left(-s\,|\,|h_{ar}|\right)F_{L_2}\left(-s\,|\,|h_{br}|\right)+f_{L_2}\left(-s\,|\,|h_{br}|\right)F_{L_1}\left(-s\,|\,|h_{ar}|\right), \qquad s>0 \\ f_{L_r}\left(s\,|\,|h_{ar}|,|h_{br}|\right) &= f_{L_1}\left(s\,|\,|h_{ar}|\right)\left(1-F_{L_2}\left(-s\,|\,|h_{br}|\right)\right)+f_{L_2}\left(s\,|\,|h_{br}|\right)\left(1-F_{L_1}\left(-s\,|\,|h_{ar}|\right)\right)+ \\ &\quad f_{L_1}\left(-s\,|\,|h_{ar}|\right)F_{L_2}\left(s\,|\,|h_{br}|\right)+f_{L_2}\left(-s\,|\,|h_{br}|\right)F_{L_1}\left(s\,|\,|h_{ar}|\right), \qquad s<0 \end{aligned} \tag{4.30}$$

yazılabilir. Burada

$$f_{L_1}\left(s\,|\,|h_{ar}|\right)=\frac{\exp\left[-\frac{\left(s-\frac{4E_s|h_{ar}|^2}{N_0}\right)^2}{\frac{16E_s|h_{ar}|^2}{N_0}}\right]}{\sqrt{\frac{16\pi E_s|h_{ar}|^2}{N_0}}}, \tag{4.31}$$

$$f_{L_2}\left(s\,|\,|h_{br}|\right)=\frac{\exp\left[-\frac{\left(s-\frac{4E_s|h_{br}|^2}{N_0}\right)^2}{\frac{16E_s|h_{br}|^2}{N_0}}\right]}{\sqrt{\frac{16\pi E_s|h_{br}|^2}{N_0}}}, \tag{4.32}$$

$$F_{L_1}\left(s\,|\,|h_{ar}|\right)=\int_{-\infty}^{s}\frac{\exp\left[-\frac{\left(t-\frac{4E_s|h_{ar}|^2}{N_0}\right)^2}{\frac{16E_s|h_{ar}|^2}{N_0}}\right]}{\sqrt{\frac{16\pi E_s|h_{ar}|^2}{N_0}}}dt \tag{4.33}$$

ve

$$F_{L_2}\left(s\,|\,|h_{br}|\right)=\int_{-\infty}^{s}\frac{\exp\left[-\frac{\left(t-\frac{4E_s|h_{br}|^2}{N_0}\right)^2}{\frac{16E_s|h_{br}|^2}{N_0}}\right]}{\sqrt{\frac{16\pi E_s|h_{br}|^2}{N_0}}}dt \tag{4.34}$$

olarak verilebilir. (4.30)-(4.34) ifadeleri ile (4.23)'deki integral hesaplanırsa $L_r(n)$ rastlantı değişkeninin olasılık yoğunluk ($f_{L_r}(s)=f_2(s)$)fonksiyonu

$$f_2(s)=\frac{\exp(k_{1a}s)}{k_{3a}}-\frac{\exp(k_{1a}s)}{k_{3a}k_{3b}k_{2b}}-\frac{\exp\left[(k_{1a}+k_{1b})s\right]}{k_{3a}k_{3b}k_{1b}}+\frac{\exp(k_{1a}s)}{k_{3a}k_{3b}k_{1b}}+\frac{\exp(k_{1b}s)}{k_{3b}}-\frac{\exp(k_{1b}s)}{k_{3a}k_{3b}k_{2a}}-$$
$$\frac{\exp\left[(k_{1a}+k_{1b})s\right]}{k_{3a}k_{3b}k_{1a}}+\frac{\exp(k_{1b}s)}{k_{3a}k_{3b}k_{1a}}+\frac{\exp\left[-(k_{2a}+k_{2b})s\right]}{k_{3a}k_{3b}k_{2b}}+\frac{\exp\left[-(k_{2a}+k_{2b})s\right]}{k_{3a}k_{3b}k_{2a}}\qquad s>0 \tag{4.35}$$

$$f_2(s)=\frac{\exp(k_{2a}s)}{k_{3a}}-\frac{\exp(k_{2a}s)}{k_{3a}k_{3b}k_{2b}}-\frac{\exp\left[(k_{2a}-k_{1b})s\right]}{k_{3a}k_{3b}k_{1b}}+\frac{\exp(k_{2a}s)}{k_{3a}k_{3b}k_{1b}}+\frac{\exp(k_{2b}s)}{k_{3b}}-\frac{\exp(k_{2b}s)}{k_{3a}k_{3b}k_{2a}}-$$
$$\frac{\exp\left[(k_{2b}-k_{1a})s\right]}{k_{3a}k_{3b}k_{1a}}+\frac{\exp(k_{2b}s)}{k_{3a}k_{3b}k_{1a}}+\frac{\exp\left[(k_{2b}-k_{1a})s\right]}{k_{3a}k_{3b}k_{2b}}+\frac{\exp\left[(k_{2a}-k_{1b})s\right]}{k_{3a}k_{3b}k_{2a}}\qquad s<0$$

biçiminde bulunur. (4.35) ifadesinde

$$k_{1a}=\frac{1}{2}\left(1-\sqrt{\left(\frac{E_s}{N_0}+\frac{1}{\sigma_{ar}^2}\right)\frac{N_0}{E_s}}\right),\ k_{2a}=\frac{1}{2}\left(1+\sqrt{\left(\frac{E_s}{N_0}+\frac{1}{\sigma_{ar}^2}\right)\frac{N_0}{E_s}}\right),\ k_{3a}=4\sigma_{ar}^2\sqrt{\frac{E_s}{N_0}\left(\frac{E_s}{N_0}+\frac{1}{\sigma_{ar}^2}\right)},$$
$$k_{1b}=\frac{1}{2}\left(1-\sqrt{\left(\frac{E_s}{N_0}+\frac{1}{\sigma_{br}^2}\right)\frac{N_0}{E_s}}\right),\ k_{2b}=\frac{1}{2}\left(1+\sqrt{\left(\frac{E_s}{N_0}+\frac{1}{\sigma_{br}^2}\right)\frac{N_0}{E_s}}\right),\ k_{3b}=4\sigma_{br}^2\sqrt{\frac{E_s}{N_0}\left(\frac{E_s}{N_0}+\frac{1}{\sigma_{br}^2}\right)} \tag{4.36}$$

şeklindedir.

4.2.3. P_{AS} teriminin belirlenmesi

Sistemin performans alt sınırının belirlenebilmesi için (4.29) ve (4.35) ifadeleri (4.21)'de yerine konmalıdır. Bu işlem yapılarak söz konusu ifadedeki integral hesaplandığında

$$\begin{aligned}
F_{AS}(y) = {} & H_1(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{1a},k_{3a},y) - H_1(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{1a},k_{2b}k_{3a}k_{3b},y) - \\
& H_1(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{1a}+k_{1b},k_{1b}k_{3a}k_{3b},y) + H_1(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{1a},k_{1b}k_{3a}k_{3b},y) + \\
& H_1(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{1b},k_{3b},y) - H_1(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{1b},k_{2a}k_{3a}k_{3b},y) - \\
& H_1(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{1a}+k_{1b},k_{1a}k_{3a}k_{3b},y) + H_1(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{1b},k_{1a}k_{3a}k_{3b},y) + \\
& H_1(k_{1d},k_{2d},k_{3d},-k_{2a}-k_{2b},k_{2b}k_{3a}k_{3b},y) + H_1(k_{1d},k_{2d},k_{3d},-k_{2a}-k_{2b},k_{2a}k_{3a}k_{3b},y) + \\
& H_2(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{2a},k_{3a},y) - H_2(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{2a},k_{2b}k_{3a}k_{3b},y) - \\
& H_2(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{2a}-k_{1b},k_{1b}k_{3a}k_{3b},y) + H_2(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{2a},k_{1b}k_{3a}k_{3b},y) + \\
& H_2(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{2b},k_{3b},y) - H_2(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{2b},k_{2a}k_{3a}k_{3b},y) - \\
& H_2(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{2b}-k_{1a},k_{1a}k_{3a}k_{3b},y) + H_2(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{2b},k_{1a}k_{3a}k_{3b},y) + \\
& H_2(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{2b}-k_{1a},k_{2b}k_{3a}k_{3b},y) + H_2(k_{1d},k_{2d},k_{3d},k_{2a}-k_{1b},k_{2a}k_{3a}k_{3b},y)
\end{aligned} \tag{4.37}$$

bulunur. Burada

$$H_1(x_1,x_2,x_3,x_4,x_5,y) = \begin{cases}
\dfrac{\exp(x_2y)}{x_2x_3x_5(x_2-x_4)} + \\
\left\{ \dfrac{\left[1-\exp(x_1y)\right]}{x_1x_3x_5(x_4-x_1)} + \dfrac{x_1\left[x_2(1-\exp(x_4y)) - x_4(1-\exp(x_2y))\right]}{x_2x_3x_4x_5(x_2-x_4)(x_4-x_1)} \right. \\
\left. \dfrac{\left[x_2^2(-1+\exp(x_4y)) - x_4^2(-1+\exp(x_2y))\right]}{x_2x_3x_4x_5(x_2-x_4)(x_4-x_1)} \right\} u(y), & \begin{matrix} x_1 \neq x_4 \\ x_1<0 \\ x_2>0 \\ x_3>0 \\ x_4<0 \\ x_5>0 \end{matrix} \\
\dfrac{\exp(x_2y)}{x_2x_3x_5(x_2-x_4)} + \left\{ \dfrac{(x_2-x_4)}{x_2x_3x_5x_4^2} - \dfrac{\exp(x_2y)}{x_2x_3x_5(x_2-x_4)} + \right. \\
\left. \dfrac{\exp(x_4y)\left[2x_4 - x_2 + (x_2-x_4)x_4y\right]}{x_3x_5x_4^2(x_2-x_4)} \right\} u(y) & \begin{matrix} x_1 = x_4 \\ x_1<0 \\ x_2>0 \\ x_3>0 \\ x_4<0 \\ x_5>0 \end{matrix}
\end{cases} \tag{4.38}$$

$$H_2(x_1,x_2,x_3,x_4,x_5,y)=\begin{cases}\dfrac{x_1^2-x_1x_2-x_1x_4+x_2x_4-x_2x_4\exp(x_1y)}{x_1x_2x_3x_4x_5(x_1-x_4)} & ,x_2\neq x_4>0,\quad y>0\\ \dfrac{x_2\exp(x_4y)(x_2-x_1)+x_4\exp(x_2y)(x_1-x_4)}{x_2x_3x_4x_5(x_4-x_1)(x_2-x_4)} & ,x_2\neq x_4>0,\quad y\le 0\\ \dfrac{(x_1-x_4)^2-x_4^2\exp(x_1y)}{x_1x_3x_4^2x_5(x_1-x_4)} & ,x_2=x_4>0,\quad y>0\\ \dfrac{\exp(x_4y)\left[x_1-x_1x_4y+x_4(x_4y-2)\right]}{x_3x_4^2x_5(x_1-x_4)} & ,x_2=x_4>0,\quad y\le 0\end{cases} \tag{4.39}$$

$$k_{1d}=\frac{1}{2}\left(1-\sqrt{\left(\frac{E_s}{N_0}+\frac{1}{\sigma_{ab}^2}\right)\frac{N_0}{E_s}}\right),\ k_{2d}=\frac{1}{2}\left(1+\sqrt{\left(\frac{E_s}{N_0}+\frac{1}{\sigma_{ab}^2}\right)\frac{N_0}{E_s}}\right),\ k_{3d}=4\sigma_{ab}^2\sqrt{\frac{E_s}{N_0}\left(\frac{E_s}{N_0}+\frac{1}{\sigma_{ab}^2}\right)} \tag{4.40}$$

ve

$$u(y)=\begin{cases}1 & ,y\ge 0\\ 0 & ,\text{diğer}\end{cases} \tag{4.41}$$

olarak tanımlıdır. (4.19) ifadesi ile belirlenen BER alt sınırı ise

$$P_{AS}=F_{AS}(0) \tag{4.42}$$

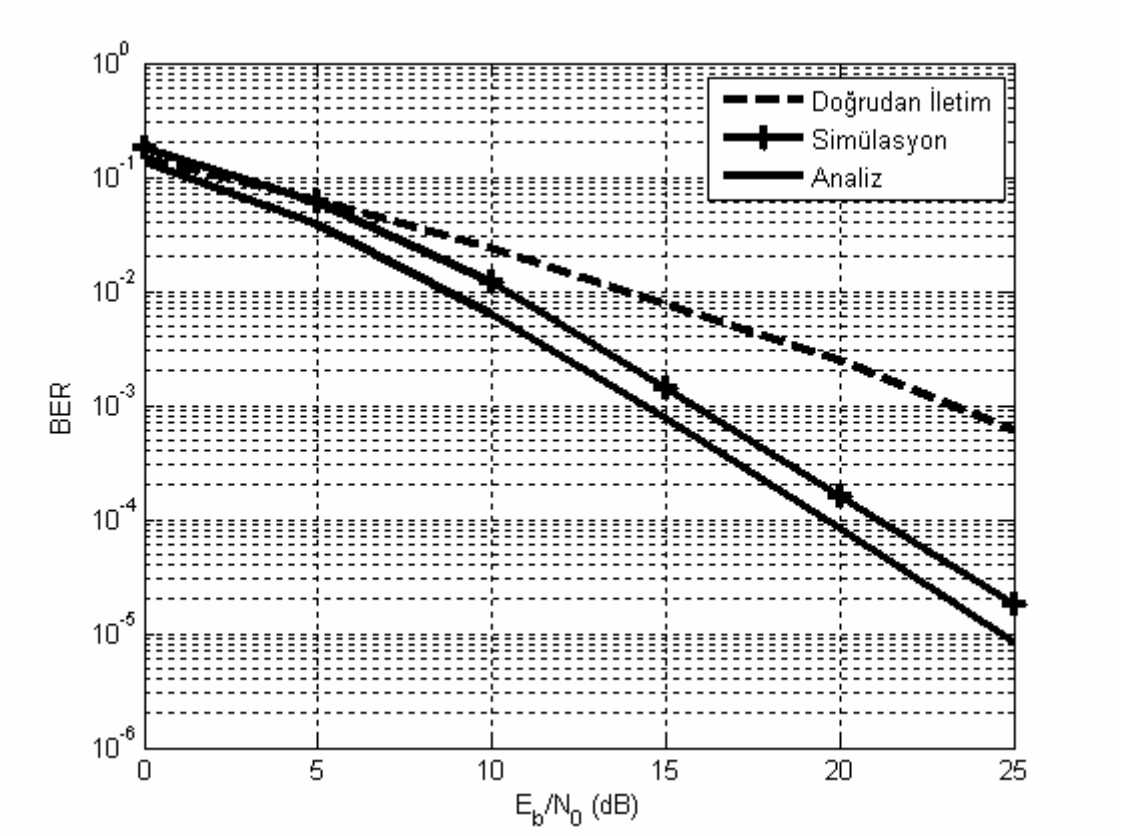
ile elde edilir.

4.3. Benzetim Sonuçları

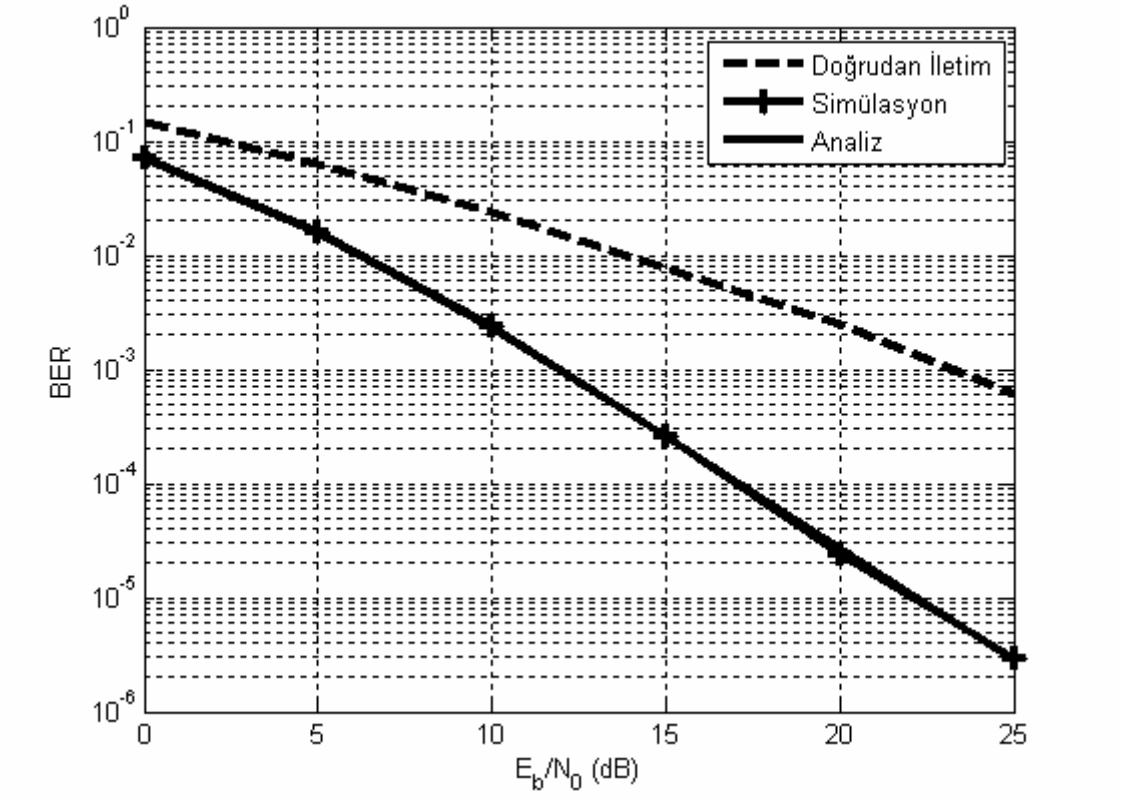
Bu bölümde, gerçekleştirilen başarım analizini doğrulamak üzere simetrik ve asimetrik kanal durumu için benzetim sonuçları sunulacaktır. Simetrik kanal yapısında $\sigma_{ab}^2=\sigma_{ar}^2=\sigma_{br}^2=1$ alınmıştır. Asimetrik kanal yapısına ilişkin sayısal sonuçlar, ML karar kuralı için gerçekleştirilen benzetimlerde olduğu gibi kullanıcı terminallerin ve rölenin bir doğru üzerinde olduğu varsayılarak elde edilmiştir. T_i kullanıcısı ile röle terminali arası mesafe d_{ir} ($i \in \{a,b\}$), kullanıcı terminaller arası mesafe olan d_{ab} ile normalize edilerek $d_{ar} + d_{br} = 1$ olması sağlanmıştır. T_a - T_r, T_b - T_r, T_a - T_b linklerine ilişkin yol kaybı değişkeni v = 4 alınarak $\sigma_{ar}^2=d_{ar}^{-v}$, $\sigma_{br}^2=d_{br}^{-v}$ ve $\sigma_{ab}^2=d_{ab}^{-v}$ şeklinde tanımlanmıştır. Bağımsız kanal katsayılarının üç fazlık iletim boyunca sabit kalıp daha sonra değiştiği yarı-durağan Rayleigh sönümlemesi durumu ele alınmıştır. Paket

uzunluğu N = 100 seçilmiştir. Her bir bitlik veri iletimi için ağda harcanan enerjinin 1'e normalize edildiği eşit enerjili iletim durumu incelenmiş ve BDR sistemi klasik rölesiz doğrudan iletim senaryosu ile karşılaştırılmıştır. Tutarlı bir karşılaştırma yapabilmek için doğrudan iletimdeki bit enerjisi ($E_b = E_s$) BDR protokolündeki bit enerjisinden 1.5 kat fazla alınmıştır. Bu bölümde verilen tüm performans eğrileri T_b terminalindeki performansı göstermektedir. Bu koşullar altında d_{ar} = d mesafesi için T_a terminalindeki ortalama BER d_{br} = d mesafesinde T_b terminalinde oluşacak ortalama bit hata oranına özdeş olacaktır.

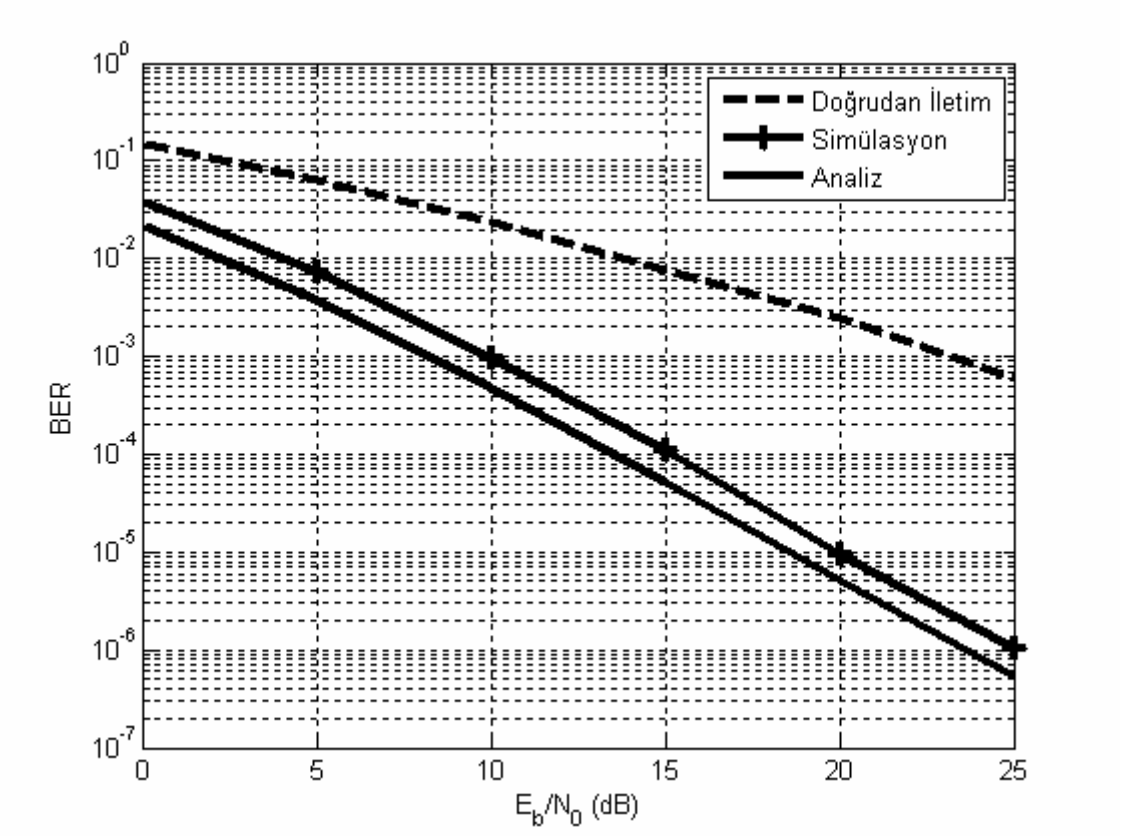
Şekil 4.2.-Şekil 4.5. ile verilen performans eğrilerinden görüldüğü gibi, gerek simetrik gerekse de asimetrik kanal durumunda LLR tabanlı iletime ilişkin eğrilerin eğimi doğrudan iletime göre daha yüksektir. Bu durum, ağ kodlanmış verinin LLR değerlerinin iletimine dayalı stratejinin çeşitleme kazancı sağladığını göstermektedir. Analizle elde edilen performans alt sınırının sayısal sonuçlara yakınlığı ise değişik ağ konfigürasyonları için farklılık göstermektedir. Şekil 4.2.'den de görüldüğü gibi simetrik kanal durumunda aradaki fark yaklaşık 1.5 dB civarındadır. Asimetrik yapı için sayısal ve analitik sonuçların karşılaştırılması Şekil 4.3.-4.5'de verilmiştir. Bu şekillerden de görüldüğü gibi $d_{br} = 0.1$ durumunda analiz sonucu ile benzetim sonucu çakışırken, $d_{br} = 0.5$ ve $d_{br} = 0.9$ durumlarında sırasıyla 1.5 dB ve 2.5 dB civarında bir SNR farkı oluşmaktadır. Dikkat çeken nokta, analiz sonucuyla benzetim sonuçları arasında sadece bir SNR farkı gözlenmesidir. Bu gözlem sayesinde elde edilen kapalı formdaki ifadelerin kullanılmasının çeşitleme kazancı ve sistemin başarımı hakkında yaklaşık bir bilgi sahibi olma açısından faydalı olacağı söylenebilir.



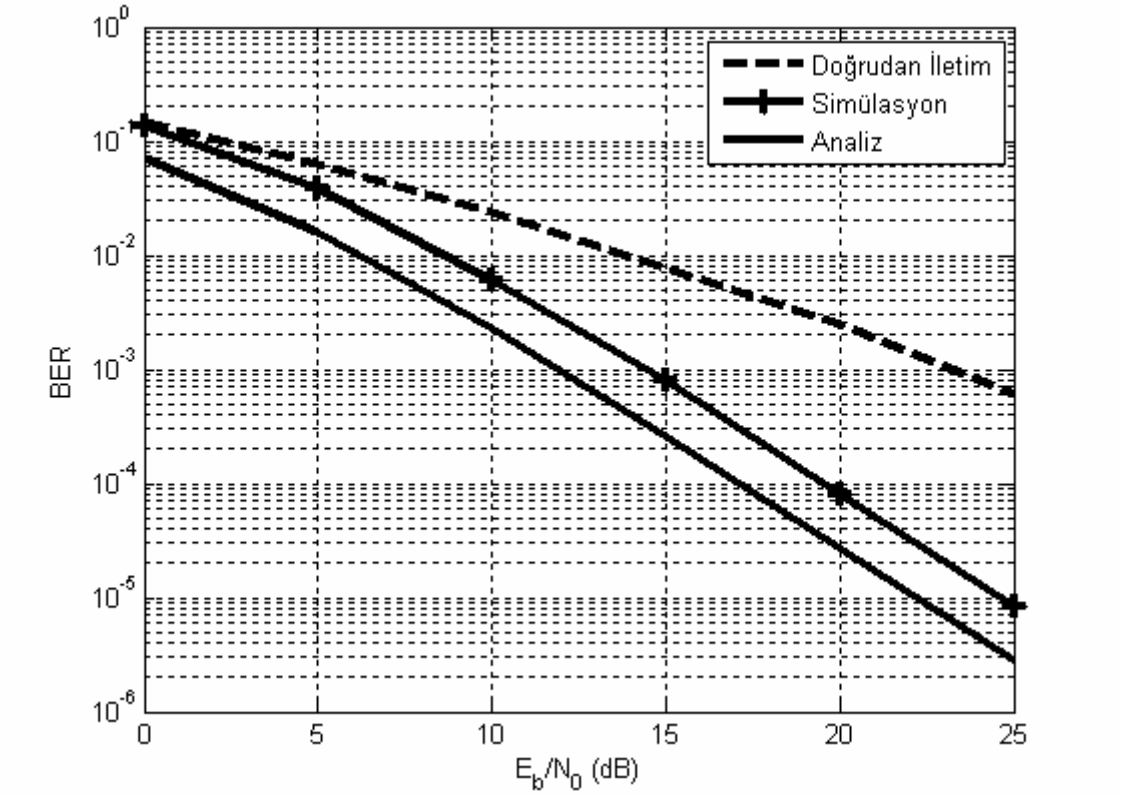
Şekil 4.2. Simetrik kanal durumu için başarım eğrileri



Şekil 4.3. d_{br} = 0.1 için başarım eğrileri



Şekil 4.4. d_{br} = 0.5 için başarım eğrileri



Şekil 4.5. d_{br} = 0.9 için başarım eğrileri

5. İŞBİRLİKLİ EN BÜYÜK ORAN BİRLEŞTİRMESİ VE SEÇİMLİ AKTARMA TABANLI ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ İLETİŞİM

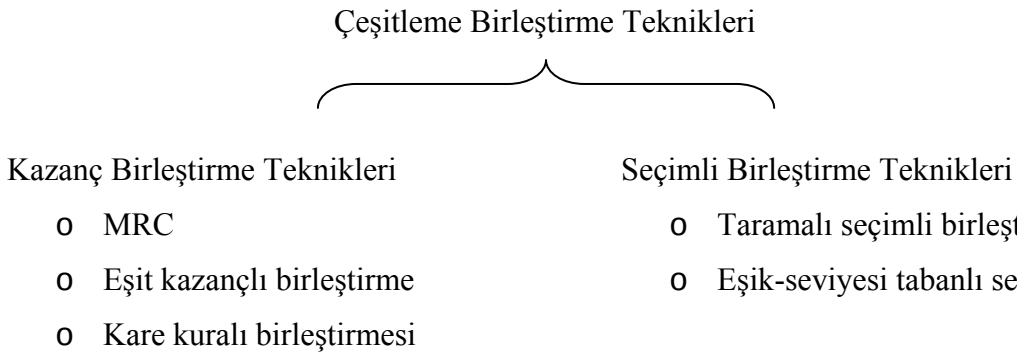
Bu bölümde klasik MRC tekniği alıcı anten çeşitlemeli bir sistem üzerinde anlatıldıktan sonra C-MRC yaklaşımı (Wang ve ark., 2007) verilerek bu tekniğin BDR ağına uyarlanışı açıklanmıştır. Buna ek olarak SR iletim yönteminin (Onat ve ark., 2008) BDR kanalındaki performansı iki ayrı model sunularak incelenmiştir. Her iki tekniğin de BDR kanalında doğrudan iletime göre önemli başarım artışı sağladığı sayısal sonuçlar ile ortaya konmuştur.

5.1. Birleştirme Teknikleri ve En Büyük Oran Birleştirmesi

Etkinliğini çeşitleme dallarındaki işaret kopyalarının tümünün birden derin bir sönümlemeye maruz kalma ihtimalinin zayıflığından alan çeşitleme tekniklerinin performansını belirleyen en önemli unsur, alıcıda kullanılan birleştirme teknikleridir. Alıcıdaki SNR değerini en yüksek yapmanın hedeflendiği birleştirme teknikleri genel olarak kazanç birleştirme teknikleri ve seçimli birleştirme teknikleri olmak üzere iki kategoriye ayrılabilir. Kazanç birleştirme teknikleri, çeşitleme dallarındaki işaret bileşenlerinin belirli katsayılarla çarpılıp toplanmasına (ağırlıklandırma işlemi, weighting) dayanır. Bu teknikler, MRC, eşit kazançlı birleştirme ve kare kuralı birleştirmesi olmak üzere başlıca üç başlık altında incelenebilir (Vucetic ve Yuan, 2003; Durgin, 2002). Seçimli birleştirmenin ise taramalı seçimli birleştirme ve eşik-seviyesi tabanlı seçimli birleştirme şeklinde temel olarak iki biçimi mevcuttur. Genel olarak kazanç birleştirme teknikleri seçimli birleştirme tekniklerine göre daha üstün bir performans vermesine karşın, pratikte sistem karmaşıklık düzeyini ve maliyetleri artıran yapıdadırlar. Bu sınıflandırma Şekil 5.1.'de özetlenmiştir (Vucetic ve Yuan, 2003; Durgin, 2002).

MRC, işaret kopyalarının ilgili kanalın kazancının eşleniği ile çarpılıp toplanması ile gerçekleştirilir. Adı geçen diğer yaklaşımlara göre en yüksek SNR değerini verdiğinden optimum birleştirme yaklaşımı olarak bilinir (Vucetic ve Yuan, 2003; Durgin, 2002; Kühn, 2006). Alıcıda kanalların hem genlik hem de faz bilgisinin kullanılması, MRC tekniğini çok genlikli ve çok fazlı işaret kümelerinin kullanıldığı iletim senaryolarına uygun hale getirmektedir (Kühn, 2006). Bununla birlikte, kanal kestirim algoritmalarının kullanımını gerektirmesi kayda değer bir sistem karmaşıklığı

artışına neden olmaktadır. Bir diğer dezavantajı ise kanal kestirim hatası durumunda önemli performans düşüşlerine yol açmasıdır (Kühn, 2006).



Şekil 5.1. Çeşitleme birleştirme teknikleri için bir sınıflandırma

Eşit kazançlı birleştirmede, çeşitleme dallarındaki bağımsız sönümlemeye uğramış işaret bileşenleri kanal fazı ile belirlenen bir ağırlıklandırma işlemi ile birleştirilerek çeşitleme kazancı elde edilir. Bu yaklaşımdaki ağırlıklandırma işleminde sadece kanal faz bilgisi kullanıldığından MRC tekniğine göre daha düşük bir başarım veren, ancak karmaşıklığı daha düşük bir alıcı yapısı elde edilmektedir. Bununla birlikte kanal genlik bilgisinin birleştirmede yer almaması, ASK ve QAM gibi çok genlikli işaret kümeleri ile iletim yapılan sistemlerde eşit kazançlı birleştirme tekniğinin kullanılamaması sonucunu doğurmaktadır (Kühn, 2006).

Kazanç birleştirme tekniklerinden bir diğeri olan kare kuralı birleştirmesi, faz bilgisinin tam olarak kestirilemediği hızlı değişen kanallara uygun bir yaklaşımdır (Kühn, 2006). Ağırlıklandırma, işaret bileşenlerinin kendi eşlenikleri ile çarpılması ile gerçekleştirilir. Sadece dik kipleme türlerinde uygulanabilen kare kuralı birleştirmesi tekniği evre uyumsuz bir alıcı yapısı doğurmaktadır (Kühn, 2006; Proakis 2000). MRC ve eşit kazançlı birleştirme yaklaşımlarına göre daha düşük bir performans sunar.

Seçimli birleştirme tekniklerinden olan taramalı seçimli birleştirme, her sembol aralığında bağımsız sönümlenmiş işaretlerden en büyük SNR değerine sahip olanının seçilerek diğerlerinin ihmal edilmesi prensibine dayanır. Sistem karmaşıklığını oldukça düşüren bir tekniktir. Hesaplama maliyetlerini daha da aşağı seviyelere çekebilmek için pratikte belirlenmesi zor olan işaret-gürültü oranı yerine, doğrudan toplam işaret gücüne bakılabilmektedir (Vucetic ve Yuan, 2003).

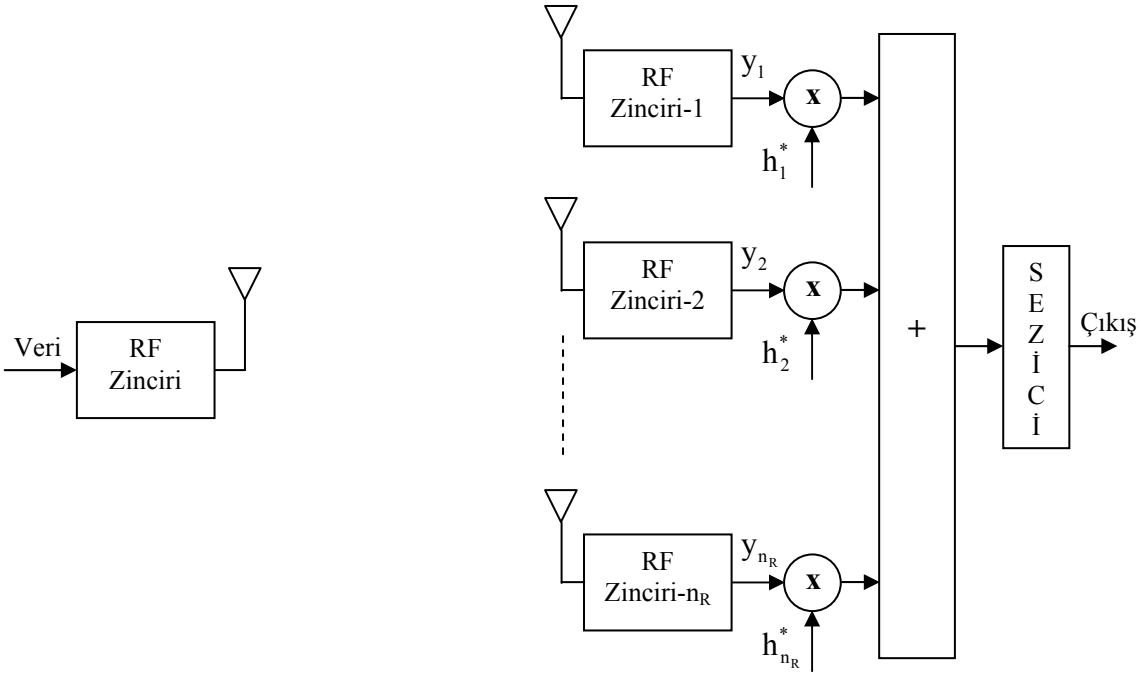
Eşik-seviyesi tabanlı seçimli birleştirmede gelen tüm çeşitleme dalları taranarak önceden belirlenmiş bir eşik seviyesinin üzerinde güce sahip olan dallardan birisi

seçilir. Seçilen çeşitleme dalındaki işaret gücü söz konusu eşik seviyenin altına düşmedikçe diğer çeşitleme dallarına geçiş yapılmaz. Bu yaklaşım taramalı seçimli birleştirmeye göre daha basit bir alıcı yapısı sunar.

Şekil 5.2.'de alıcıda MRC tekniğinin kullanıldığı alıcı anten çeşitlemeli (tek girdili-çok çıktılı sistem) bir yapı görülmektedir. Bu yapıdaki MRC bloğunun çıkışında oluşan işaret

$$y = \sum_{i=1}^{n_R} y_i h_i^* \tag{5.1}$$

biçimindedir.



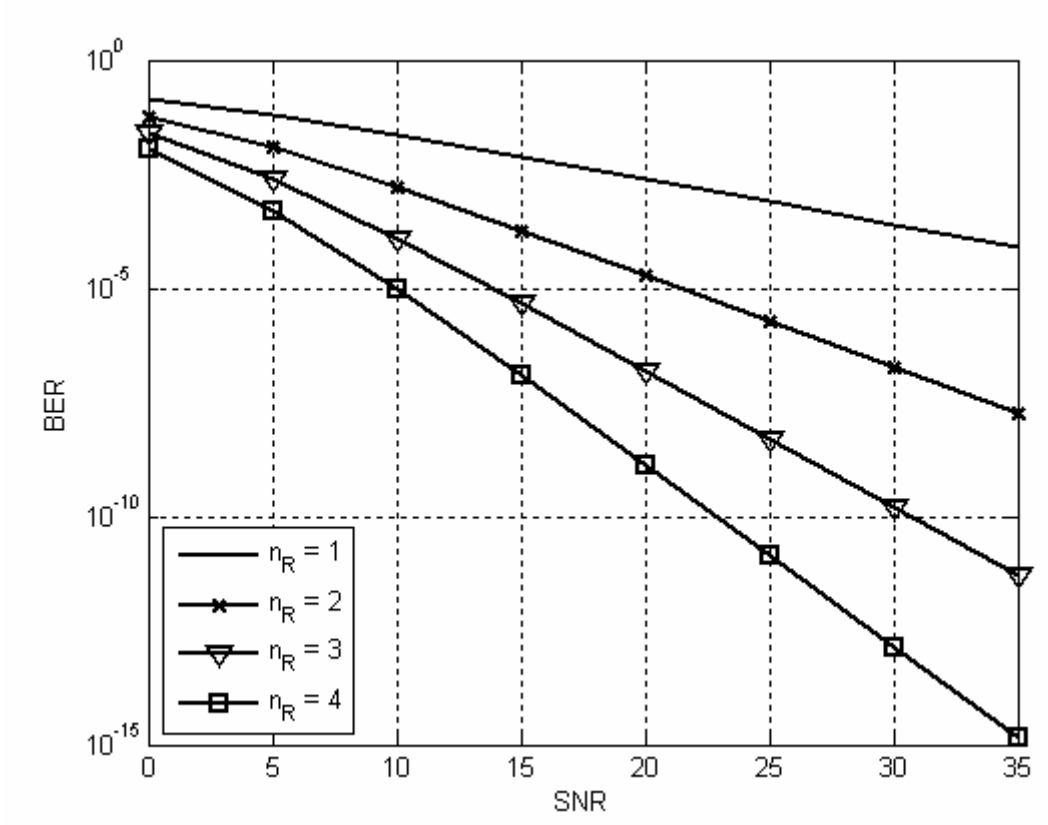
Şekil 5.2. MRC tekniğinin kullanıldığı tek girdili-çok çıktılı sistem

Burada h_i, i numaralı alıcı antendeki sönümleme katsayısını gösterirken,

$$y_i = h_i \sqrt{E_s} s + z_i \tag{5.2}$$

ile belirlenen y_i bu antende oluşan işareti, n_R alıcı anten sayısını, z_i toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü, s vericiden gönderilen işareti ve E_s verici gücünü göstermektedir.

Bu durumda i. çeşitleme dalında oluşan SNR'nin anlık ve ortalama değeri sırasıyla $\gamma_i = \frac{|h_i|^2 E_s}{N_0}$ ve $\overline{\gamma}_i = \frac{E\left[|h_i|^2\right] E_s}{N_0}$ ifadeleri ile elde edilir.



Şekil 5.3. MRC tekniğinin kullanıldığı alıcı anten çeşitlemeli sistemin BPSK işaretleşmesi ile başarım eğrileri

Tüm çeşitleme dallarının özdeş dağılımlı olduğu göz önüne alınırsa $\overline{\gamma} = \overline{\gamma}_1 = \overline{\gamma}_2 = ... = \overline{\gamma}_{n_R}$ olarak alınabilir. Bu durumda BPSK işaret kümesi için alıcıdaki ortalama BER

$$P_b = \left[\frac{1}{2}\left(1 - \sqrt{\frac{\overline{\gamma}}{1+\overline{\gamma}}}\right)\right]^{n_R} \sum_{k=0}^{n_R-1} \binom{n_R - 1 + k}{k} \left[\frac{1}{2}\left(1 + \sqrt{\frac{\overline{\gamma}}{1+\overline{\gamma}}}\right)\right]^{k} \tag{5.3}$$

ifadesi ile belirlenir (Vucetic ve Yuan 2003; Proakis, 2000). Şekil 5.3.'te Rayleigh sönümlemeli kanallarda BPSK işaretleşmesi durumunda değişik n_R değerleri için klasik MRC tekniğinin başarım eğrileri verilmiştir. Söz konusu eğrilerden de görüldüğü gibi, alıcı anten sayısı arttıkça çeşitleme kazancını gösteren asimptotik eğim de artmaktadır.

5.2. C-MRC Tekniği

Bölüm 3'de verilen ML tabanlı sayısal aktarmalı yaklaşım, röledeki olası tüm sembol sezim durumlarının hedef tarafından göz önüne alınarak gönderilen sembol için karar verilmesi prensibine dayanır (Ju ve Kim., 2009). İletimde kullanılan işaret kümesinin eleman sayısı arttıkça alıcıdaki ML sezim kuralının karmaşıklığı da üstel olarak artmaktadır. ML yaklaşımında ortaya çıkan bu karmaşıklığı ortadan kaldıran tekniklerden birisi işbirlikli en büyük oran birleştirmesidir (C-MRC). C-MRC tekniğinde (Wang ve ark., 2007) röleden ve hedeften gelen işaretler klasik MRC'de olduğu gibi ölçeklendirilerek birleştirilir. Ancak C-MRC yaklaşımında klasik MRC'den farklı olarak röleden gelen işaretin çarpıldığı katsayı, kaynak-röle arası iletime ilişkin BER değeri ile orantılı bir şekilde değiştirilmektedir. Böylelikle sezim karmaşıklığı rölede ölçeklendirmeye gerek kalmadan ve kullanılan işaret kümesinin boyutundan bağımsız olarak önemli ölçüde düşürülerek hata yayılımından kaynaklanan performans kayıpları ortadan kaldırılmaktadır (Wang ve ark., 2007).

Bölüm 2.1.'de de belirtildiği gibi C-MRC tabanlı üç fazlı iletim protokolü sonunda terminallerde oluşacak işaretler

$$y_b^1(n) = h_{ab}\sqrt{E_s}x_a(n) + z_b^1(n), \tag{5.4}$$

$$y_r^1(n) = h_{ar}\sqrt{E_s}x_a(n) + z_r^1(n), \tag{5.5}$$

$$y_a^2(n) = h_{ab}\sqrt{E_s}x_b(n) + z_a^2(n), \tag{5.6}$$

$$y_r^2(n) = h_{br}\sqrt{E_s}x_b(n) + z_r^2(n), \tag{5.7}$$

$$y_a^3(n) = h_{ar}\sqrt{E_s}x_r(n) + z_a^3(n), \tag{5.8}$$

$$y_b^3(n) = h_{br}\sqrt{E_s}x_r(n) + z_b^3(n) \tag{5.9}$$

olarak verilebilir. C-MRC yaklaşımında, kullanıcıya doğrudan gelen işaret ile röleden gelen işaret, SNR değeri artacak biçimde belirli katsayılarla çarpılarak birleştirilir. (Wang ve ark., 2007)'deki (8) ifadesinde tek yönlü röleli iletişim kanalı için verilen birleştirme işlemi, bu tez çalışmasında T_b terminalinde BDR için

$$x'_a(n) = \arg\min_{x(n)\in A_M} \left| w_d y_b^1(n) x^*(n) + w_r y_b^3(n) \left[x'_r(n) \right]^* - \sqrt{E_s} \left(w_d h_{ab} + w_r h_{br} \right) \right|^2 \qquad (5.10)$$

biçiminde genelleştirilmiştir. Burada $x'_r(n)$ röleden gönderilmesi muhtemel sembol olup, x(n) sembolüne karşı gelen veri bloğu ile T_b terminalinden ikinci fazda gönderilmiş olan veri bloğunun XOR işlemi ile birleştirilmesi ile oluşan ağ kodlanmış bloğa karşı gelen sembolü göstermektedir. $A_M = \{\exp(j2\pi m/M), m = 0, 1, ..., M-1\}$ M-PSK sembol kümesidir. (.)* operatörü ise eşlenik işlemini belirtmektedir. Klasik MRC yaklaşımında $w_d = h_{ab}^*$ ve $w_r = h_{br}^*$ olarak alınmaktadır. Ancak söz konusu katsayıların bu şekilde seçilmesi önemli performans kayıpları oluşturmaktadır (Elfituri ve ark., 2007). C-MRC tekniğinde ise $w_d = h_{ab}^*$ olarak alınırken röleden gelen işarete ilişkin katsayı

$$w_r = \gamma_e h_{br}^* / \gamma_{br} \qquad (5.11)$$

şeklindedir (Wang ve ark., 2007). Burada γ_e terimi T_a-T_r-T_b linkinin eşdeğer SNR değeri olup

$$\gamma_e = P_{BER}^{-1} \left[P_{BER}^E (\gamma_{ar}, \gamma_{br}) \right] \qquad (5.12)$$

ile belirlenmektedir (Wang ve ark., 2007). (5.12) ifadesinde geçen T_a-T_r-T_b linkinin eşdeğer BER değeri

$$P_{BER}^E (\gamma_{ar}, \gamma_{br}) = \left\{ P_{BER}(\gamma_{ar}) \left[1 - P_{BER}(\gamma_{br}) \right] \right\} \left\{ P_{BER}(\gamma_{br}) \left[1 - P_{BER}(\gamma_{ar}) \right] \right\} \qquad (5.13)$$

biçiminde tanımlanmaktadır (Wang ve ark., 2007). $P_{BER}(\gamma)$ ise M-PSK kiplemesi için anlık BER fonksiyonudur. BPSK işaretleşmesi için bu fonksiyon $P_{BER}(\gamma) = Q\left(\sqrt{2\gamma}\right)$ ile belirlenir (Proakis, 2000). (5.13) ifadesini hesaplayabilmek için T_b terminalinin h_{ar} sönümleme katsayısını bilmesinin gerekliliğinden doğan işaretleşme yoğunluğu,

eşdeğer BER hesabında T_a-T_r linkinin anlık BER değerinin yerine ortalama BER ifadesi $\overline{P}_{BER}(\overline{\gamma}_{ar})$ kullanılarak azaltılabilir. Bu durumda yeni eşdeğer BER fonksiyonu

$$\overline{P}^{E}_{BER}(\overline{\gamma}_{ar},\gamma_{br}) = \left\{\overline{P}_{BER}(\overline{\gamma}_{ar})\left[1-P_{BER}(\gamma_{br})\right]\right\}\left\{P_{BER}(\gamma_{br})\left[1-\overline{P}_{BER}(\overline{\gamma}_{ar})\right]\right\} \qquad (5.14)$$

halini alır. T_a-T_r-T_b linkinin eşdeğer BER değerinin belirlenmesinde her iki kanalın ortalama BER fonksiyonunun kullanılması durumunda ise

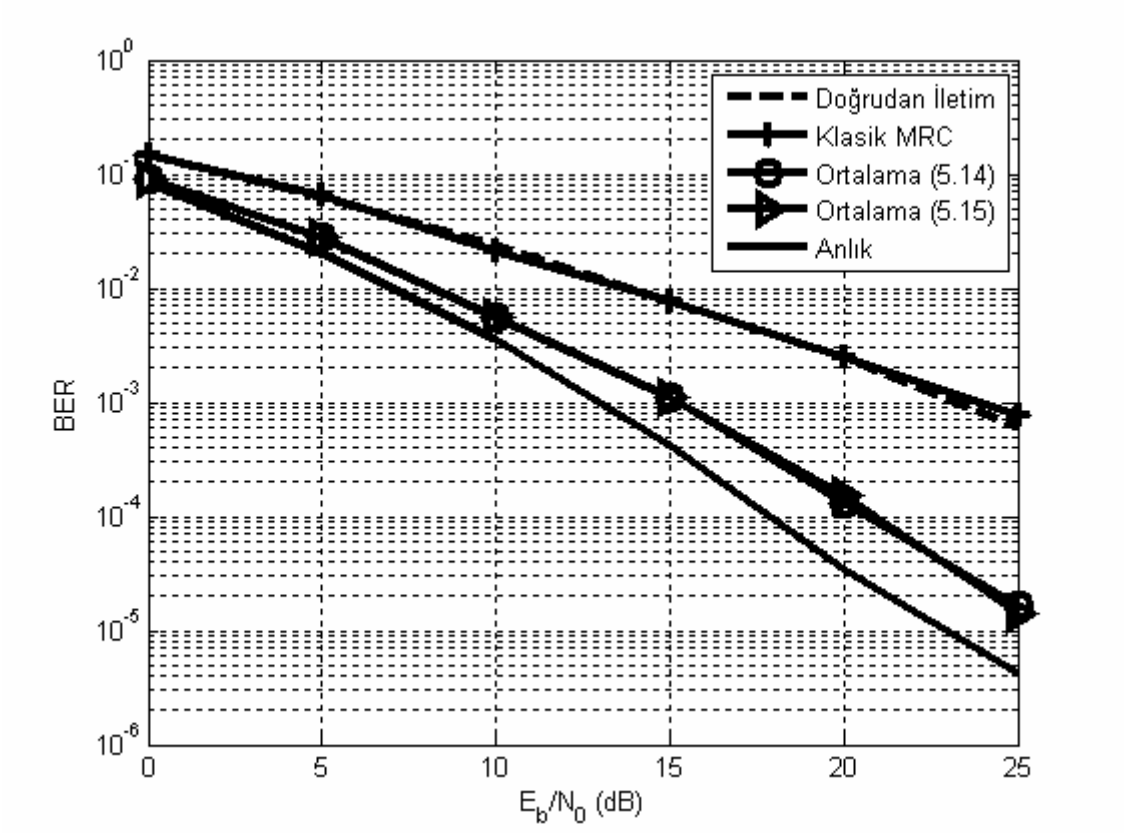
$$\overline{P}'^{E}_{BER}(\overline{\gamma}_{ar},\overline{\gamma}_{br}) = \left\{\overline{P}_{BER}(\overline{\gamma}_{ar})\left[1-\overline{P}_{BER}(\overline{\gamma}_{br})\right]\right\}\left\{\overline{P}_{BER}(\overline{\gamma}_{br})\left[1-\overline{P}_{BER}(\overline{\gamma}_{ar})\right]\right\} \qquad (5.15)$$

elde edilir. Buradaki $\overline{P}_{BER}(\overline{\gamma}_{ar})$ ve $\overline{P}_{BER}(\overline{\gamma}_{br})$ değerlerini BPSK işaretleşmesi için veren ifadeler (3.5)'de sunulmuştur.

5.2.1. C-MRC tekniği için benzetim sonuçları

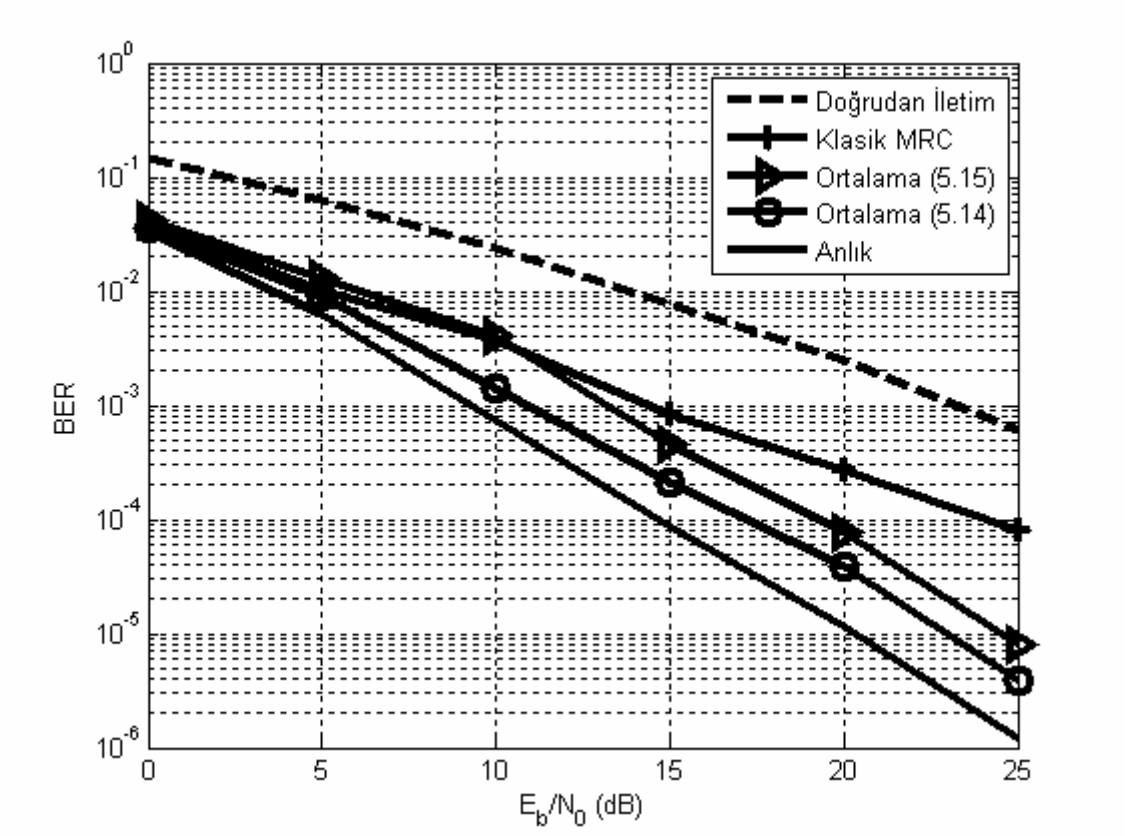
Bu bölümde, C-MRC için elde edilmiş benzetim sonuçları sunulacaktır. Benzetimler, önceki bölümlerde olduğu gibi kullanıcı terminallerin ve rölenin bir doğru üzerinde olduğu varsayılarak gerçekleştirilmiştir. T_i kullanıcısı ile röle terminal arası mesafe d_{ir} ($i \in \{a, b\}$), kullanıcı terminaller arası mesafe olan d_{ab} ile normalize edilerek $d_{ar} + d_{br} = 1$ olması sağlanmıştır. T_a-T_r, T_b-T_r, T_a-T_b linklerine ilişkin yol kaybı değişkeni v = 4 alınarak $\sigma^2_{ar} = d^{-v}_{ar}$, $\sigma^2_{br} = d^{-v}_{br}$ ve $\sigma^2_{ab} = d^{-v}_{ab}$ şeklinde tanımlanmıştır. Bağımsız kanal katsayılarının üç fazlık iletim boyunca sabit kalıp daha sonra değiştiği yarı-durağan (quasi-static) Rayleigh sönümlemesi durumu ele alınmıştır. Paket uzunluğu N = 100 seçilmiştir. İletilen paket sayısı, ortalama BER değeri ile bir kullanıcıdan iletilen toplam veri biti sayısının çarpımı en az 100 olacak şekilde seçilmiştir. İletimde BPSK işaretleşmesi kullanılmıştır. Sonuçlar rölesiz iletim ile karşılaştırılmıştır. Sağlıklı bir mukayese yapabilmek için doğrudan iletimdeki bit enerjisi ($E_b = E_s$) BDR protokolündeki bit enerjisinden 1.5 kat fazla alınmıştır. Bu bölümde verilen tüm performans eğrileri T_b terminalindeki performansı göstermektedir. Bu koşullar altında d_{ar} = d mesafesi için T_a terminalindeki ortalama BER d_{br} = d mesafesinde T_b terminalinde oluşacak ortalama bit hata oranına özdeş olacaktır.

Kullanıcılarda ele alınan birleştirme yaklaşımları arasındaki SNR karşılaştırmaları 10^{-3} değerindeki BER seviyeleri için yapılmıştır.



Şekil 5.4. d_{br} = 0.1 için ortalama BER eğrileri

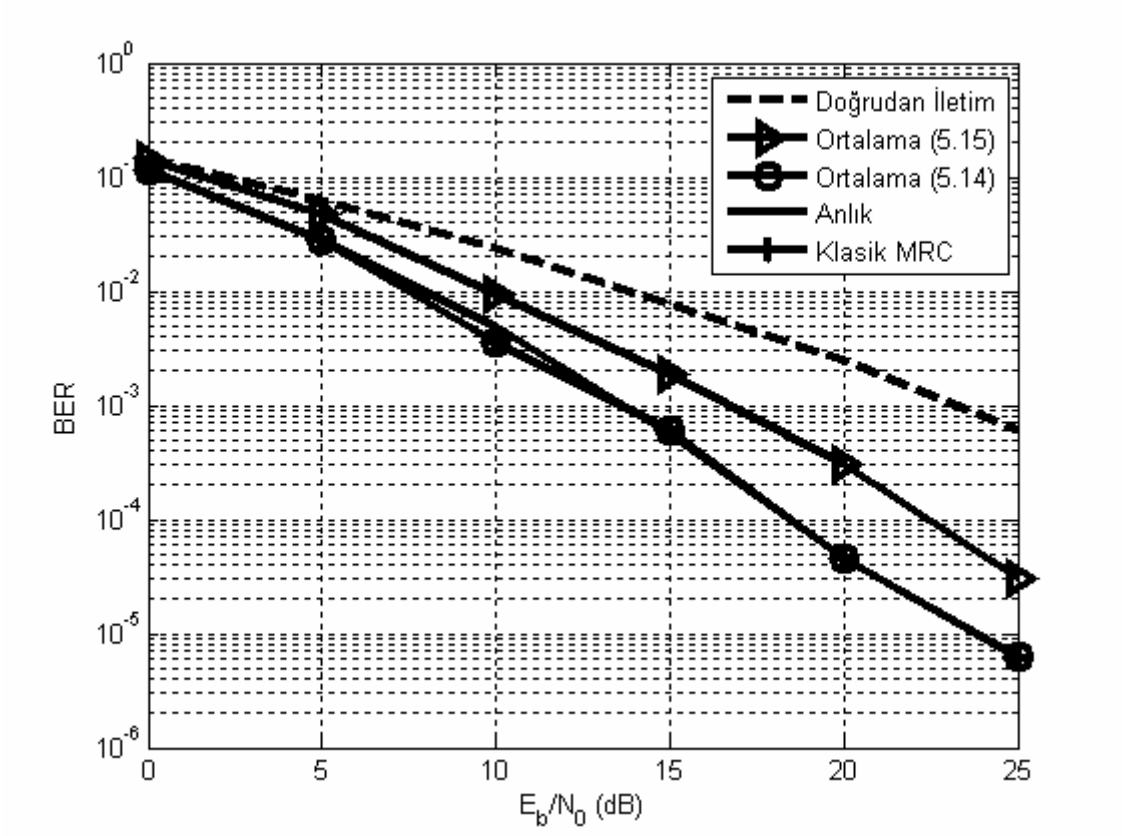
Şekil 5.4.'te d_{br} = 0.1 için ortalama BER eğrileri verilmiştir. Eğrilerden görüldüğü gibi, gerek ortalama bit hata olasılıklarına gerekse de anlık bit hata olasılığına dayanan ve (5.13-5.15) ifadeleri ile belirlenen her üç C-MRC stratejisi de doğrudan iletime göre asimptotik eğimi artırarak önemli başarım artışı sağlamaktadır. Eşdeğer bit hata olasılığı kavramının kullanılmadığı klasik MRC yaklaşımı ise sistemde doğrudan gelen işaretten bağımsız sönümlemeye uğramış röle işareti bulunmasına rağmen hata yayılımının etkisini ortadan kaldıramayarak çeşitleme kazancı sunamamakta ve doğrudan iletim ile hemen hemen aynı başarımı vermektedir. T_a-T_r-T_b linkinin eşdeğer bit hata olasılığının (5.13) ifadesi ile verilen anlık değerinin kullanılması halinde, aynı performansı veren ortalama bit hata olasılıklarının kullanıldığı yaklaşımlara göre yaklaşık 2.5 dB'lik bir SNR kazancı sağlanarak en iyi başarım elde edilmektedir.



Şekil 5.5. d_{br} = 0.5 için ortalama BER eğrileri

Şekil 5.5.'te d_{br} = 0.5 konumu için elde edilen benzetim sonuçları görülmektedir. C-MRC tabanlı modeller burada da tam çeşitleme kazancı vermiştir. Anlık SNR bilgisine dayalı model, (5.14) ve (5.15) ifadelerinde verilen ortalama SNR bilgisine dayalı modellere göre sırasıyla yaklaşık 1.5 ve 4 dB'lik iyileşme sağlamaktadır. Rölede ilk iki fazda oluşan ortalama SNR, d_{br} = 0.1 konumuna göre çok daha yüksek olduğundan klasik MRC doğrudan iletime göre yaklaşık 8 dB'lik iyileşme sağlamasına rağmen çeşitleme kazancı vermemektedir.

Şekil 5.6.'da d_{br} = 0.9 durumunda elde edilen ortalama BER eğrileri gösterilmiştir. Bu durumda T_b terminaline göre kaynak durumunda olan T_a terminali röle terminale oldukça yakın olduğundan kaynak-röle arası kanalın ortalama SNR değeri oldukça yüksek ve bit hata olasılığı son derece düşüktür. Bu nedenle klasik MRC ve (5.14) ifadesi ile elde edilen ortalama SNR'a dayalı C-MRC modeli anlık SNR'a dayalı C-MRC modeli ile aynı performansı vermiştir. (5.15) ifadesine dayalı iletim modelinde ise tam çeşitleme kazancı elde edilmesine rağmen diğer iki yaklaşıma göre yaklaşık 3 dB'lik bir kayıp söz konusudur.



Şekil 5.6. d_{br} = 0.9 için ortalama BER eğrileri

5.3. SR Tabanlı BDR Kanalı

Sayısal aktarım tekniklerinin kullanıldığı işbirlikli telsiz ağlarda hata yayılımının oluşturduğu performans düşüşlerini ortadan kaldırmak üzere önerilen SR yaklaşımında, röle iletimi kaynak-röle arası kanalın durumuna bağlıdır. (Laneman ve ark., 2004)'de önerilen SR yönteminde, ilgili alıcılarda kanal durum bilgisinin bulunduğu varsayımı altında kaynak-röle arası kanal kazancının belli bir eşik değerinin üzerinde olduğu durumlarda rölenin iletime geçmesi, aksi durumlarda doğrudan iletim yapılması halinde hata yayılımından kaynaklanan çeşitleme kazancı kayıplarının ortadan kaldırılabileceği bilgi kuramsal olarak gösterilmiştir. (Onat ve ark., 2008)'de ise rölede BER hesabına dayalı bir SR yaklaşımı önerilerek, röledeki değişik kanal durum bilgisi seviyeleri için bu yaklaşımın performansı incelenmiştir.

Bu bölümde MRC ve ML tabanlı iki SR tekniği üç fazlı BDR kanalına uygulanmıştır. MRC tabanlı SR iki ayrı model halinde uyarlanarak elde edilen sayısal sonuçlar sunulmuştur. İlk modelde röle için iletim yapmamak ve ağ kodlanmış veriyi iletmek olmak üzere iki durum söz konusudur. İkinci modelde ise bu durumlara ek olarak sadece T_a kullanıcısının verisini iletme durumu ve sadece T_b kullanıcısının

verisini iletme durumu olmak üzere iki durum daha eklenmekte ve dört durumlu model elde edilmektedir. Aşağıda verilen bölümlerde her iki model için BPSK işaretleşmesi durumunda karar kuralları verilmiş ve benzetim sonuçları sunulmuştur.

5.3.1. MRC tekniği ile iki durumlu SR tabanlı iletim için karar kuralları

Önceki bölümlerde verildiği gibi ilk iki fazın sonunda terminallerde oluşan işaretler

$$y_b^1(n) = h_{ab}\sqrt{E_s}x_a(n) + z_b^1(n), \tag{5.16}$$

$$y_r^1(n) = h_{ar}\sqrt{E_s}x_a(n) + z_r^1(n), \tag{5.17}$$

$$y_a^2(n) = h_{ab}\sqrt{E_s}x_b(n) + z_a^2(n), \tag{5.18}$$

$$y_r^2(n) = h_{br}\sqrt{E_s}x_b(n) + z_r^2(n) \tag{5.19}$$

şeklindedir. İki durumlu SR tekniğinde röle

$$P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_0) \underset{a_0}{\overset{a_1}{\gtrless}} P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_1) \tag{5.20}$$

ile verilen metriği kullanarak üçüncü fazda ağ kodlanmış bloğu iletip iletmeyeceğine karar verir. Burada a_0 ve a_1 sırasıyla rölenin sessiz kalması ve iletim yapması olaylarını, $P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_0)$ ve $P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_1)$ ise sırasıyla rölenin sessiz kalması ve iletim yapması halinde uçtan uca BER değerini göstermektedir (Onat ve ark., 2008). Söz konusu karar, geri besleme kanalı ile kullanıcılara iletilmektedir. Rölenin iletim yapması halinde doğrudan gelen ve röleden gelen işaretler (Onat ve ark., 2008)'de olduğu gibi MRC yöntemi ile birleştirilmektedir. Bu şartlar altında rölenin sessiz kalması halinde BPSK işaretleşmesi için sistemin uçtan uca BER ifadesi

$$P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_0) = Q\left(\sqrt{2(\gamma_{ab})}\right) \tag{5.21}$$

şeklinde olur. Rölenin iletim yapması halinde bu olasılık

$$P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_1) = 0.5\left[1 - P_a(\varepsilon_e \mid a_1)\right]P_b(\varepsilon_e \mid a_1) + 0.5\left[1 - P_b(\varepsilon_e \mid a_1)\right]P_a(\varepsilon_e \mid a_1) + P_a(\varepsilon_e \mid a_1)P_b(\varepsilon_e \mid a_1) \quad (5.22)$$

olarak bulunur. Burada $P_a(\varepsilon_e \mid a_1)$ ve $P_b(\varepsilon_e \mid a_1)$ sırasıyla röleden iletim yapılması durumunda T_a ve T_b terminallerinin iletimi ile oluşacak BER değerlerini göstermektedir ve

$$P_a(\varepsilon_e \mid a_1) = P(\varepsilon_{ar})P_a(\varepsilon_{prop}) + \left[1 - P(\varepsilon_{ar})\right]P_a(\varepsilon_{coop}), \quad (5.23)$$

$$P_b(\varepsilon_e \mid a_1) = P(\varepsilon_{br})P_b(\varepsilon_{prop}) + \left[1 - P(\varepsilon_{br})\right]P_b(\varepsilon_{coop}) \quad (5.24)$$

ile belirlenir (Onat ve ark., 2008). (5.23) ve (5.24) ifadelerinde $P(\varepsilon_{ir})$, T_i-T_r linkinin ($i \in \{a, b\}$), $P_i(\varepsilon_{coop})$ ve $P_i(\varepsilon_{prop})$ ise sırasıyla röleden hatasız ve hatalı iletim yapılması halinde (cooperative error, error propagation) T_i kullanıcısında oluşacak BER ifadelerini belirtmekte olup

$$P(\varepsilon_{ir}) = Q\left(\sqrt{2\gamma_{ir}}\right), \quad (5.25)$$

$$P_i(\varepsilon_{coop}) = Q\left(\sqrt{2\left(\gamma_{ab} + \gamma_{jr}\right)}\right), \quad (5.26)$$

$$P_i(\varepsilon_{prop}) = Q\left(\frac{\gamma_{ab} - \gamma_{jr}}{\sqrt{\left(\gamma_{ab} + \gamma_{jr}\right)/2}}\right) \quad (5.27)$$

biçiminde hesaplanırlar (Onat ve ark., 2008). Yukarıdaki ifadelerde $i, j \in \{a, b\}$ ve $i \neq j$ şeklindedir. (5.26) ve (5.27) ifadeleri kullanıcılarda MRC ile birleştirme yapılması durumu için geçerlidir. Bu ifadeler farklı bir yöntem kullanılması halinde yeniden düzenlenmelidirler.

(5.21)-(5.27) ifadeleri ile elde edilen yapı, kullanıcılar arası kanala ait durum bilgisinin anlık değerinin (h_{ab}) rölede bulunmasını gerektirir. Bu durum sistemdeki geri besleme kanalının yükünü önemli ölçüde artırır. Bu yükü azaltmak üzere doğrudan kanala ait ortalama SNR değerini kullanan yeni bir karar kuralı geliştirilebilir. Bunun için (5.21)-(5.27) ifadelerindeki anlık olasılıklar sırasıyla

$$\overline{P}_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_0) = 0.5\left(1-\sqrt{\overline{\gamma}_{ab}/(1+\overline{\gamma}_{ab})}\right), \tag{5.28}$$

$$\overline{P}_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_1) = 0.5\left[1-\overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_1)\right]\overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_1) + 0.5\left[1-\overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_1)\right]\overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_1) + \overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_1)\overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_1), \tag{5.29}$$

$$\overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_1) = P(\varepsilon_{ar})\overline{P}_a(\varepsilon_{prop}) + \left[1-P(\varepsilon_{ar})\right]\overline{P}_a(\varepsilon_{coop}), \tag{5.30}$$

$$\overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_1) = P(\varepsilon_{br})\overline{P}_b(\varepsilon_{prop}) + \left[1-P(\varepsilon_{br})\right]\overline{P}_b(\varepsilon_{coop}), \tag{5.31}$$

$$P(\varepsilon_{ir}) = Q\left(\sqrt{2\gamma_{ir}}\right), \tag{5.32}$$

$$\overline{P}_i(\varepsilon_{coop}) = \exp\left(\gamma_{jr}/\sigma_{ab}^2\right)h\left(\gamma_{jr},\sigma_{ab}^2\right), \tag{5.33}$$

$$\overline{P}_i(\varepsilon_{prop}) \approx 1-\exp\left(-\gamma_{jr}/\sigma_{ab}^2\right) \tag{5.34}$$

şeklinde yeniden düzenlenir (Onat ve ark., 2008). (5.32)-(5.34) ifadelerinde i, j ∈ {a, b} (i ≠ j) ve

$$h(x,y) = \exp(-x/y)Q\left(\sqrt{2x}\right) - \sqrt{\frac{y}{1+y}}Q\left(\sqrt{2x\left(1+\frac{1}{y}\right)}\right) \tag{5.35}$$

biçimindedir (Onat ve ark., 2008).

5.3.2. MRC tekniği ile dört durumlu SR tabanlı iletim için karar kuralları

İki durumlu SR tabanlı BDR kanalı için sırasıyla (5.21) ve (5.22) ifadeleri ile verilen rölenin sessiz kalması ve iletim yapması halinde uçtan uca bit hata olasılık ifadeleri dört durumlu model içinde geçerlidir. Sadece T_a kullanıcısının verisini iletme durumu (a_2) ve sadece T_b kullanıcısının verisini iletme durumuna (a_3) ilişkin uçtan uca bit hata olasılık ifadeleri ise sırasıyla

$$P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_2) = 0.5\left[1-P_a(\varepsilon_e \mid a_1)\right]P_b(\varepsilon_e \mid a_0) + 0.5\left[1-P_b(\varepsilon_e \mid a_0)\right]P_a(\varepsilon_e \mid a_1) + P_a(\varepsilon_e \mid a_1)P_b(\varepsilon_e \mid a_0), \tag{5.36}$$

$$P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_3) = 0.5\left[1-P_b(\varepsilon_e \mid a_1)\right]P_a(\varepsilon_e \mid a_0) + 0.5\left[1-P_a(\varepsilon_e \mid a_0)\right]P_b(\varepsilon_e \mid a_1) + P_b(\varepsilon_e \mid a_1)P_a(\varepsilon_e \mid a_0) \tag{5.37}$$

olarak alınabilir. (5.36) ve (5.37) ifadelerinde $P_a(\varepsilon_e \mid a_0)$ ve $P_b(\varepsilon_e \mid a_0)$ olasılıkları birbirlerine eşit olup doğrudan iletim kanalının anlık bit hata olasılığını veren $Q\left(\sqrt{2(\gamma_{ab})}\right)$ ile belirlenir. Röle sahip olduğu kanal durum bilgileri ile $P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_0)$, $P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_1)$, $P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_2)$ ve $P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_3)$ olasılıklarını hesaplayarak iletim stratejisini belirler. Karar verdiği stratejiyi geri besleme kanalı üzerinden kullanıcılara bildirir.

Sistemin işaretleşme yükünü azaltmak üzere iki durumlu model için önerilen yaklaşım dört durumlu modelde de uygulanırsa a_2 ve a_3 durumları için olasılık ifadeleri

$$\overline{P}_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_2) = 0.5\left[1-\overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_1)\right]\overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_0) + 0.5\left[1-\overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_0)\right]\overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_1) + \overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_1)\overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_0), \quad (5.38)$$

$$P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_3) = 0.5\left[1-\overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_1)\right]\overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_0) + 0.5\left[1-\overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_1)\right]\overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_0) + \overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_1)\overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_0) \quad (5.39)$$

elde edilir. Yukarıdaki ifadelerde $\overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_0)$ ve $\overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_0)$ olasılıkları birbirlerine eşit olup $0.5\left(1-\sqrt{\overline{\gamma}_{ab}/(1+\overline{\gamma}_{ab})}\right)$ ile belirlenir. Bu ifadelerde geçen diğer terimler (5.30)-(5.35)'de verilmiştir.

5.3.3. ML karar kuralları kullanılarak SR tekniğinin gerçekleştirilmesi

Kullanıcılarda MRC dışında başka teknikler kullanılarak SR tabanlı BDR gerçekleştirilebilir. Bu alternatiflerden bir tanesi ML tekniğidir. ML yaklaşımının kullanımı halinde iki durumlu SR için rölede hesaplanacak olasılık terimleri

$$P_a(\varepsilon_e \mid a_1) \approx \left[1-Q\left(\frac{T_1-4\gamma_{ab}}{\sqrt{8\gamma_{ab}}}\right)\right] g_1\left(-T_1, 4\gamma_{br}, 8\gamma_{br}, \varepsilon_r\right) + \left[1-Q\left(\frac{-T_1-4\gamma_{ab}}{\sqrt{8\gamma_{ab}}}\right)\right] g_2\left(T_1, 4\gamma_{br}, 8\gamma_{br}, \varepsilon_r\right), \quad (5.40)$$

$$P_b(\varepsilon_e \mid a_1) \approx \left[1-Q\left(\frac{T_1-4\gamma_{ab}}{\sqrt{8\gamma_{ab}}}\right)\right] g_1\left(-T_1, 4\gamma_{ar}, 8\gamma_{ar}, \varepsilon_r\right) + \left[1-Q\left(\frac{-T_1-4\gamma_{ab}}{\sqrt{8\gamma_{ab}}}\right)\right] g_2\left(T_1, 4\gamma_{ar}, 8\gamma_{ar}, \varepsilon_r\right), \quad (5.41)$$

$$P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_0) = Q\left(\sqrt{2(\gamma_{ab})}\right), \quad (5.42)$$

$$P_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_1) = 0.5\left[1 - P_a(\varepsilon_e \mid a_1)\right]P_b(\varepsilon_e \mid a_1) + 0.5\left[1 - P_b(\varepsilon_e \mid a_1)\right]P_a(\varepsilon_e \mid a_1) + P_a(\varepsilon_e \mid a_1)P_b(\varepsilon_e \mid a_1) \quad (5.43)$$

olarak verilebilir. BPSK işaretleşmesi için verilen bu ifadelerde

$$g_1(a,b,c,d) = (1-d)\left[1 - Q\left(\frac{a-b}{\sqrt{c}}\right)\right] + d\left[1 - Q\left(\frac{a+b}{\sqrt{c}}\right)\right], \quad (5.44)$$

$$g_2(a,b,c,d) = (1-d)Q\left(\frac{a-b}{\sqrt{c}}\right) + d\left[1 - Q\left(\frac{a+b}{\sqrt{c}}\right)\right] \quad (5.45)$$

şeklindedir. Bu tez çalışmasında sistemdeki işaretleşme yükünü azaltacak ortalama hata olasılığına bağlı bir tasarım elde etmek için (5.40)-(5.43) ifadeleri

$$\overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_1) \approx \left[1 - Q\left(\frac{T_1' - 4\overline{\gamma}_{ab}}{\sqrt{8\overline{\gamma}_{ab}}}\right)\right] g_1\left(-T_1', 4\overline{\gamma}_{br}, 8\overline{\gamma}_{br}, \varepsilon_r'\right) + \left[1 - Q\left(\frac{-T_1' - 4\overline{\gamma}_{ab}}{\sqrt{8\overline{\gamma}_{ab}}}\right)\right] g_2\left(T_1', 4\overline{\gamma}_{br}, 8\overline{\gamma}_{br}, \varepsilon_r'\right), \quad (5.46)$$

$$\overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_1) \approx \left[1 - Q\left(\frac{T_1'' - 4\overline{\gamma}_{ab}}{\sqrt{8\overline{\gamma}_{ab}}}\right)\right] g_1\left(-T_1'', 4\overline{\gamma}_{ar}, 8\overline{\gamma}_{ar}, \varepsilon_r''\right) + \left[1 - Q\left(\frac{-T_1'' - 4\overline{\gamma}_{ab}}{\sqrt{8\overline{\gamma}_{ab}}}\right)\right] g_2\left(T_1'', 4\overline{\gamma}_{ar}, 8\overline{\gamma}_{ar}, \varepsilon_r''\right), \quad (5.47)$$

$$\overline{P}_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_0) = 0.5\left(1 - \sqrt{\overline{\gamma}_{ab}(1+\overline{\gamma}_{ab})}\right), \quad (5.48)$$

$$\overline{P}_{sistem}(\varepsilon_{e2e} \mid a_1) = 0.5\left[1 - \overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_1)\right]\overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_1) + 0.5\left[1 - \overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_1)\right]\overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_1) + \overline{P}_a(\varepsilon_e \mid a_1)\overline{P}_b(\varepsilon_e \mid a_1) \quad (5.49)$$

biçiminde düzenlenmesi önerilmiştir. Yukarıdaki ifadelerde

$$\varepsilon' = (1 - \varepsilon_{a-ort})\varepsilon_{b-anlik} + (1 - \varepsilon_{b-anlik})\varepsilon_{a-ort}, \quad (5.50)$$

$$\varepsilon'' = (1 - \varepsilon_{a-anlık})\varepsilon_{b-ort} + (1 - \varepsilon_{b-ort})\varepsilon_{a-anlık}, \quad (5.51)$$

$$T_1' = \ln\left[(1-\varepsilon_r')/\varepsilon_r'\right], \quad (5.52)$$

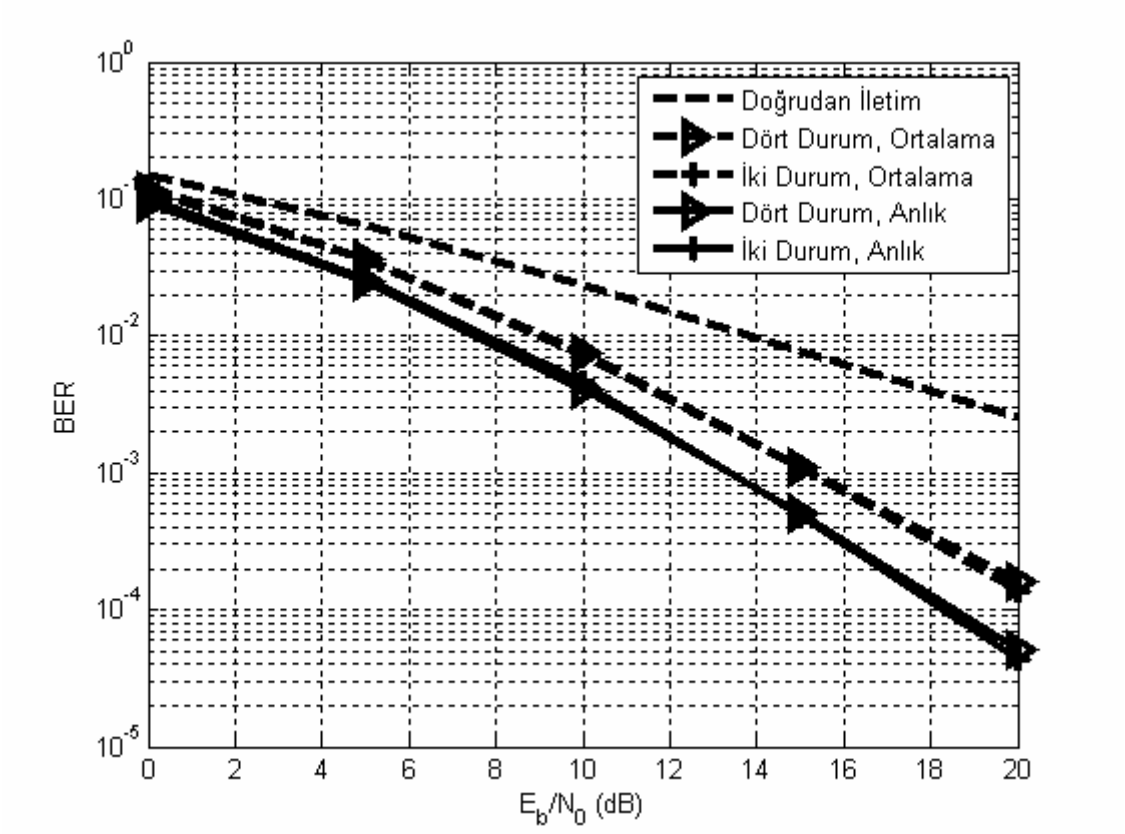
$$T_1'' = \ln\left[(1-\varepsilon_r'')/\varepsilon_r''\right] \quad (5.53)$$

olarak alınmaktadır. $\varepsilon_{a-anlık}$, ε_{a-ort}, $\varepsilon_{b-anlık}$, ε_{b-ort} ifadeleri (3.5)'te verilmiştir.

5.3.4. SR tabanlı BDR kanalı için benzetim sonuçları

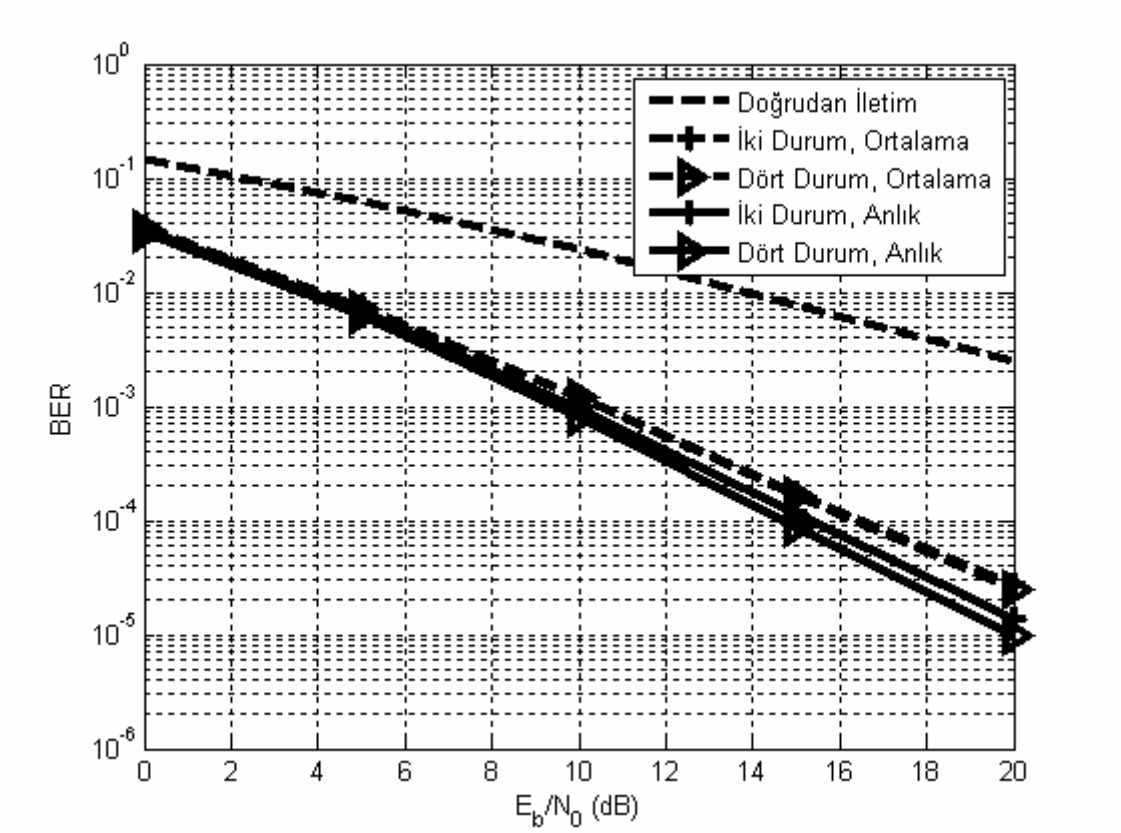
Bu bölümde SR tabanlı BDR kanalı için Rayleigh sönümlemeli kanallarda BPSK işaretleşmesi ile elde edilen benzetim sonuçları sunulacaktır. Benzetimlerde, T_b terminalindeki ortalama BER değerleri verilecek olup önceki bölümlerde ele alınan senaryonun tamamıyla aynısı kullanılacaktır. SNR karşılaştırmaları 10^{-3} değerindeki BER seviyeleri için yapılmıştır.

Şekil 5.7.'de SR tabanlı BDR için d_{br} = 0.1 konumunda ortalama BER eğrileri verilmiştir. Eğrilerden görüldüğü gibi SR tabanlı üç fazlı BDR protokolü tam çeşitleme kazancı sunmaktadır. Doğrudan iletim kanalının ortalama SNR değerinin kullanılması halinde anlık SNR bilgisine dayalı yaklaşıma göre 2 dB civarında bir performans kaybı oluşmaktadır. İki ve dört durumlu model yaklaşık aynı performansı vermektedir.

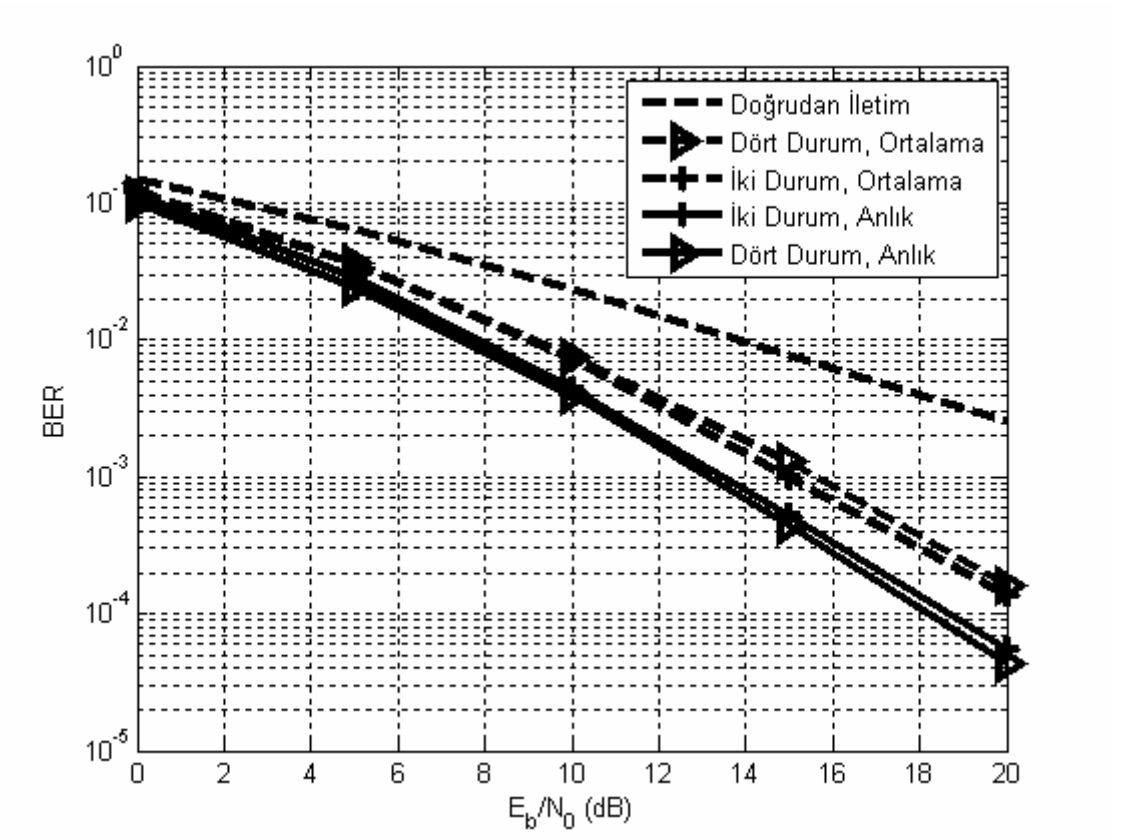


Şekil 5.7. SR tabanlı BDR modeli için ortalama BER eğrileri (d_{br} = 0.1)

Şekil 5.8.'de d_{br} = 0.5 konumunda SR tabanlı iletime ilişkin ortalama BER eğrileri verilmiştir. Bu konumda da SR tabanlı üç fazlı BDR protokolüne ilişkin eğrilerin asimptotik eğimi doğrudan iletime göre yüksektir ve uygulanan SR yaklaşımı tam çeşitleme kazancı sunmaktadır. Ortalama SNR bilgisine dayalı model, anlık SNR



Şekil 5.8. SR tabanlı BDR modeli için ortalama BER eğrileri (d_{br} = 0.5)

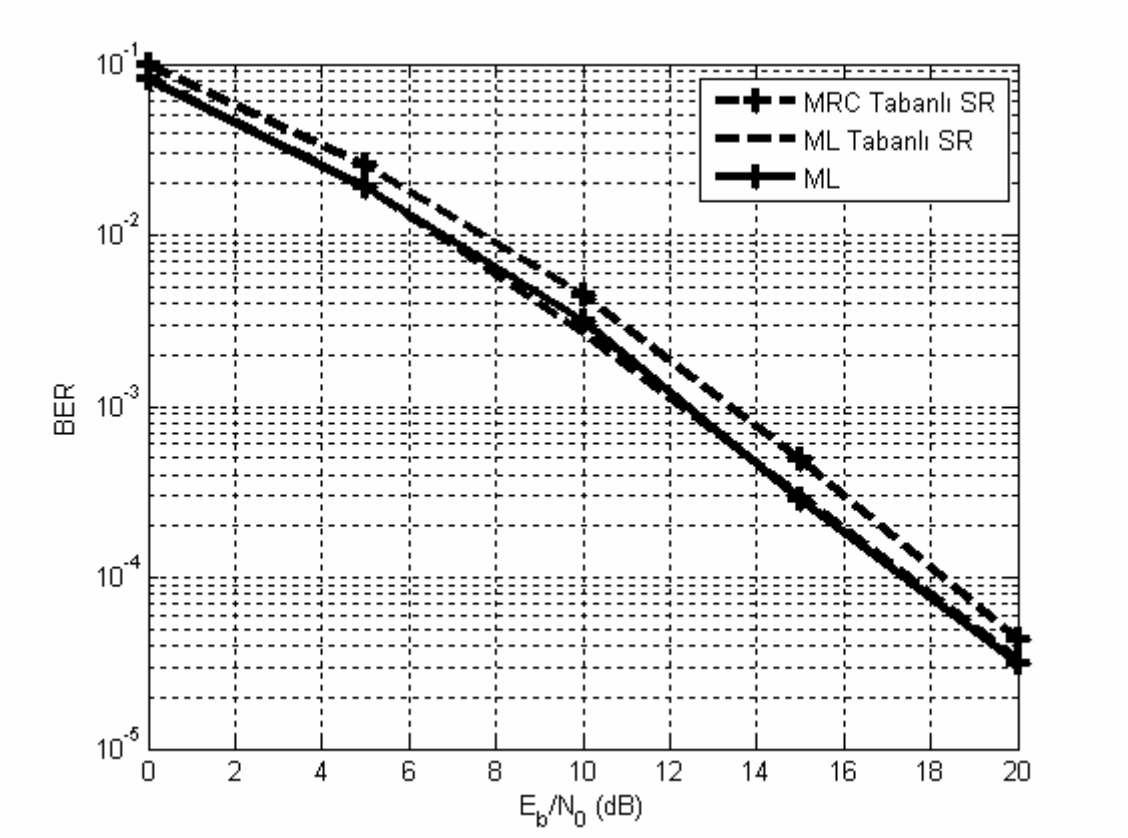


Şekil 5.9. SR tabanlı BDR modeli için ortalama BER eğrileri (d_{br} = 0.9)

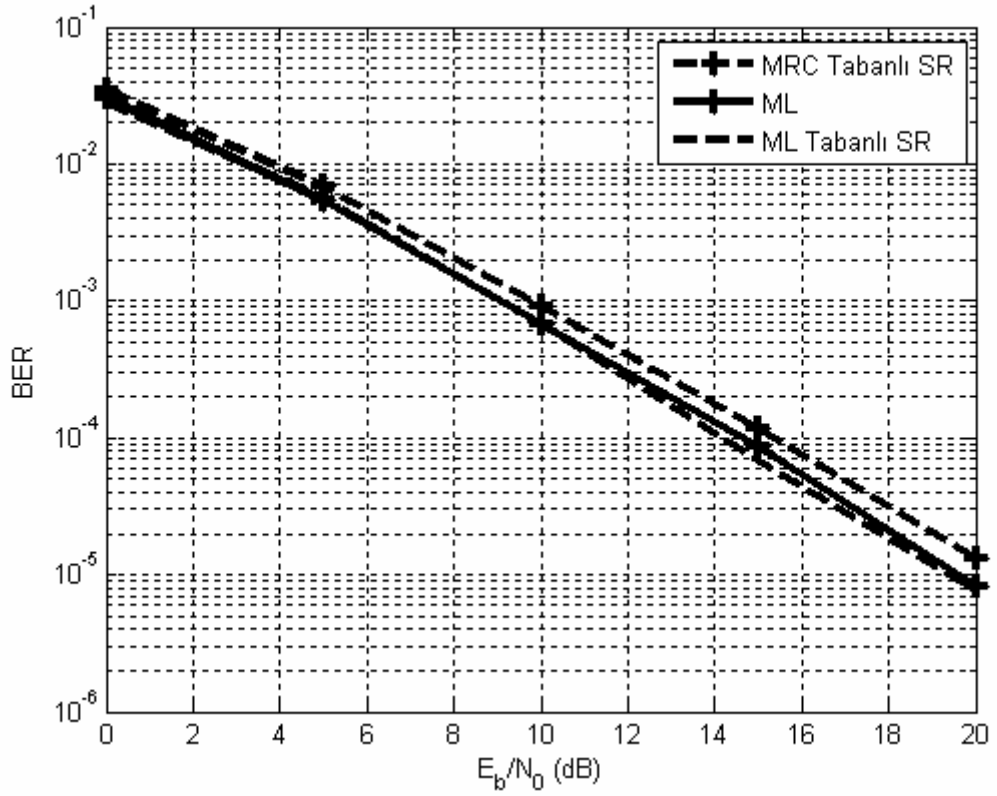
bilgisine dayalı modele göre 1 dB düzeyinde daha düşük bir başarım sunarken, iki ve dört durumlu modeller yaklaşık aynı performansı sağlamaktadır.

Şekil 5.9.'da d_{br} = 0.9 konumunda elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Eğrilerden görüldüğü gibi SR tabanlı üç fazlı BDR protokolü bu durumda da tam çeşitleme kazancı sağlamaktadır. Ortalama SNR kullanımı durumunda iki durumlu strateji dört durumlu stratejiye göre yaklaşık 0.5 dB, anlık SNR kullanımı durumunda ise dört durumlu strateji iki durumlu stratejiye göre 0.3 dB civarında bir başarım iyileşmesi sağlamaktadır. Doğrudan kanalın anlık değerine dayalı SR yaklaşımları, ortalama değere dayalı SR yaklaşımlarına göre 2 dB civarında SNR kazancı sunmaktadır.

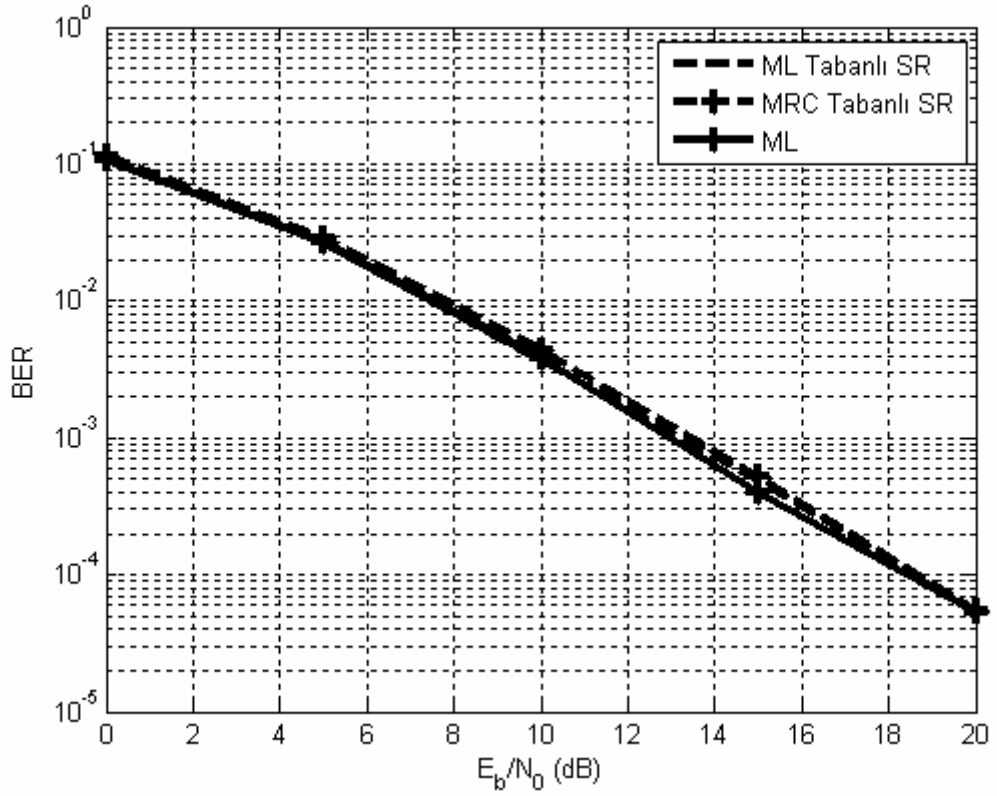
Şekil 5.10.- Şekil 5.12.'de sırasıyla d_{br} = 0.1, d_{br} = 0.5, d_{br} = 0.9 konumlarında MRC tabanlı SR, ML tabanlı SR ve ML karar kuralları ile BDR yapısının başarım eğrileri verilmiştir. Söz konusu şekillerden de görüldüğü gibi ML tabanlı SR tekniği ile ML tekniği yaklaşık aynı performansı vermektedir. ML tabanlı SR, MRC tabanlı SR yaklaşımına göre d_{br} = 0.1, d_{br} = 0.5 konumları için sırasıyla 1 ve 0.5 dB düzeyinde bir iyileşme sağlamaktadır. d_{br} = 0.9 durumunda ise tüm teknikler hemen hemen aynı başarımı vermektedir.



Şekil 5.10 ML ve MRC tekniklerine dayalı SR yaklaşımlarının başarım karşılaştırması (d_{br} = 0.1)



Şekil 5.11. ML ve MRC tekniklerine dayalı SR yaklaşımlarının başarım karşılaştırması (d_{br} = 0.5)



Şekil 5.12. ML ve MRC tekniklerine dayalı SR yaklaşımlarının başarım karşılaştırması (d_{br} = 0.9)

6. KİPLEME ÇÖZ VE İLET TEKNİĞİ İLE ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ HABERLEŞME KANALINDA BÜTÜNLEŞİK AĞ-KANAL KODLAMASI

Kipleme-çöz ve ilet (demodulate and forward, DMF) tekniği, kod-çöz ve ilet (decode and forward, DCF) (Laneman ve ark., 2004) yaklaşımına alternatif olarak ortaya atılmış bir sayısal aktarma protokolüdür ve DCF protokolünün gerektirdiği karmaşık kod çözme işlemlerini ortadan kaldırmak üzere önerilmiştir (Eckford ve ark., 2006). DMF tekniğinde röle aldığı işaret üzerinde sadece kipleme çözme (demodülasyon, demodulation) işlemi gerçekleştirmektedir. Böylece röledeki kod çözme işlemlerinden doğan sistem karmaşıklığını, güç ve zaman tüketimini önemli ölçüde azaltmaktadır. (Eckford ve ark., 2006) ve (Eckford ve Adve, 2006) ile verilen çalışmalarda DMF yaklaşımı sırasıyla LDGM (Low Density Generator Matrix) (Oenning ve Moon, 2001) ve RA (Repeat Accumulate) kodlar (Divsalar ve ark., 1998) ile kullanılmıştır. (Eckford ve ark., 2008)'de rölenin kaynağın verisinin yanı sıra kendine ait veriyi de ilettiği bir algoritma, DMF tekniği ile birlikte kullanılarak analizleri gerçekleştirilmiştir. Li ve Shi'nin (2010) çalışmasında çok kullanıcılı erişim röle kanalında bütünleşik ağ-kanal kodlamasına dayalı DMF modeli verilmiştir.

Bölüm-3, Bölüm-4 ve Bölüm-5'te BDR kanalının kodlamasız durum için ML, LLR ve C-MRC performansı verilmişti. Bu bölümde BDR kanalı için DMF tekniği ile ML, LLR ve C-MRC tabanlı bütünleşik-ağ kanal kodlaması modeli sunulacaktır. Kanal kodu olarak bir katlamalı kod (convolutional code) kullanılacaktır. Önerilen sistemin verdiği çeşitleme ve kodlama kazancının seviyesi Rayleigh sönümlemeli kanalda gerçekleştirilen benzetimlerle belirlenecektir.

6.1. Sistem Modeli

T_i ($i \in \{a, b\}$) kullanıcısının N bitten oluşan veri dizisi d_i, k girişli p çıkışlı kod oranı R = k/p olan bir (p, k) katlamalı kodlayıcı ile kodlanmak üzere $d_i = \left[d_i^1 \quad d_i^2 \quad ... \quad d_i^L \right]$ biçiminde, her birisi $d_i^j = \left[d_{i,1}^j \quad d_{i,2}^j \quad ... \quad d_{i,k}^j \right]$ (j = 1, 2, ... , L) ile temsil edilen L = N/k adet veri bloğuna ayrılmış olsun. d_i^j veri bloğunun kodlayıcı çıkışında oluşturduğu kod sözcüğü $c_i^j = \left[c_{i,1}^j \quad c_{i,2}^j \quad ... \quad c_{i,p}^j \right]$ ile, bu kod sözcüklerinin meydana getirdiği kod sözcük dizisi ise $c_i = \left[c_i^1 \quad c_i^2 \quad ... \quad c_i^L \right]$ ile gösterilmektedir.

$x_i = \left[x_i^1 \quad x_i^2 \quad ... \quad x_i^L \right]$, kanal kodlamalı iletimde c_i^j kod sözcüklerine karşı gelen $x_i^j = \left[x_{i,1}^j \quad x_{i,2}^j \quad ... \quad x_{i,p'}^j \right]$ (j = 1, 2, ... , L) sembol bloklarının oluşturduğu sembol dizisidir. Burada $A_M = \left\{ \exp\left(j2\pi m / M \right),\ m = 0, 1, ..., M-1 \right\}$ iletimde kullanılan M-PSK sembol kümesini belirtmektedir ve $p' = p / \log_2 M$ şeklindedir.

İlk zaman diliminde, T_a kullanıcısı iletimde olup, dinlemedeki T_b ve T_r terminallerinde gözlenen işaretler sırasıyla

$$y_b^1(n) = h_{ab}\sqrt{E_s}\,x_a(n) + z_b^1(n), \tag{6.1}$$

$$y_r^1(n) = h_{ar}\sqrt{E_s}\,x_a(n) + z_r^1(n) \tag{6.2}$$

olarak verilebilir. Benzer şekilde ikinci zaman diliminde T_b kullanıcısı verisini dinlemedeki T_a ve T_r terminallerine iletir. Bu zaman dilimi sonunda alıcı terminallerde sırasıyla

$$y_a^2(n) = h_{ab}\sqrt{E_s}\,x_b(n) + z_a^2(n), \tag{6.3}$$

$$y_r^2(n) = h_{br}\sqrt{E_s}\,x_b(n) + z_r^2(n) \tag{6.4}$$

işaretleri elde edilir. Önceki bölümlerde verilen kanal kodlamasız iletim modellerinde olduğu gibi üçüncü faz iletimi kullanılan yönteme bağlı olarak değişmektedir. ML ve C-MRC tabanlı bütünleşik ağ-kanal kodlamalı DMF iletim modellerinde röle $y_r^1(n)$ ve $y_r^2(n)$ işaretleri üzerinde kod çözme işlemi yerine çok daha basit olan kipleme çözme işlemini uygulayarak sırasıyla $\hat{x}_a$ ve $\hat{x}_b$ M-PSK sembol dizilerini oluşturur. Bu sembol dizilerine karşı gelen veri bitlerinin doğrudan XOR işlemi ile birleştirilmesi ile elde edilen ağ kodlanmış x_r dizisi üçüncü fazda iletilir ve kullanıcılarda

$$y_a^3(n) = h_{ar}\sqrt{E_s}\,x_r(n) + z_a^3(n), \tag{6.5}$$

$$y_b^3(n) = h_{br}\sqrt{E_s}\,x_r(n) + z_b^3(n) \tag{6.6}$$

işaretleri oluşur.

LLR iletimine dayalı modelde röle birinci ve ikinci faz iletimleri sonucu elde ettiği işaretlerden T_a ve T_b kullanıcılarının kod sözcük bitlerinin olabilirlikleri $\Lambda\left[y_r^1(n)\,|\,c_a(n)\right]$ ve $\Lambda\left[y_r^2(n)\,|\,c_b(n)\right]$ ile

$$L_r(n) = \text{sign}\left\{\Lambda\left[y_r^1(n)\,|\,c_a(n)\right]\right\}\text{sign}\left\{\Lambda\left[y_r^2(n)\,|\,c_b(n)\right]\right\}\times \min\left\{\left|\Lambda\left[y_r^1(n)\,|\,c_a(n)\right]\right|,\left|\Lambda\left[y_r^2(n)\,|\,c_b(n)\right]\right|\right\} \tag{6.7}$$

şeklinde belirlenen ağ kodlanmış veri bloğunun olabilirlik oranını hesaplar ve üçüncü fazda bu bilgiyi dinlemedeki kullanıcılara

$$y_a^3(n) = h_{ar}A_{LLR}L_r(n) + z_a^3(n), \tag{6.8}$$

$$y_b^3(n) = h_{br}A_{LLR}L_r(n) + z_b^3(n) \tag{6.9}$$

biçiminde iletilir. Yukarıda verilen ifadelerde

$$A_{LLR} = \sqrt{E_s / \left[\frac{R}{N}\sum_{i=1}^{N/R}\left|L_r(n)\right|^2\right]} \tag{6.10}$$

olarak alınmaktadır. A_{LLR} terimi son fazdaki toplam iletim enerjisinin E_sN/R olarak sabitlenmesi için kullanılmaktadır.

6.2. Bütünleşik Ağ-Kanal Kodlamalı DMF Protokolü İçin Alıcı Yapısı

Bu alt bölümde yukarıda verilen bütünleşik ağ-kanal kodlamalı DMF yapısı için ML, C-MRC ve LLR tabanlı alıcı yapıları sunulacaktır. T_b terminali için verilecek olan ifadeler $y_a^2(n)$ ve $y_a^3(n)$ işaretleri üzerinde uygulanarak çift yönlü iletim gerçekleştirilebilir.

Kanal kodlamasız iletim halinde, ML tabanlı BDR modeli için T_b terminalindeki karar kuralı

$$x'_a(n) = \underset{x(n),x_r(n),x_e(n)\in A_M, x_r(n)\neq x_e(n)}{\arg\min} \left\{ (1-\varepsilon_r) \exp\left[-\frac{\left| y_b^1(n) - h_{ab}\sqrt{E_s}\,x(n) \right|^2}{\pi N_0} - \right.\right.$$
$$\left.\left. \frac{\left| y_b^3(n) - h_{br}\sqrt{E_s}\,x_r(n) \right|^2}{\pi N_0} \right] + \varepsilon_r \exp\left[-\frac{\left| y_b^1(n) - h_{ab}\sqrt{E_s}\,x(n) \right|^2}{\pi N_0} - \frac{\left| y_b^3(n) - h_{br}\sqrt{E_s}\,x_e(n) \right|^2}{\pi N_0} \right] \right\} \quad (6.11)$$

biçimindedir. Burada

$$\varepsilon_r = \left[1 - P_{BER}(\gamma_{ar})\right] P_{BER}(\gamma_{br}) + \left[1 - P_{BER}(\gamma_{br})\right] P_{BER}(\gamma_{ar}) \quad (6.12)$$

ile belirlenen röleden hatalı iletim yapma olasılığını, $P_{BER}(\gamma_{ar})$ ve $P_{BER}(\gamma_{br})$ sırasıyla birinci ve ikinci fazda rölede hatalı karar verme olasılıklarını göstermektedir. DMF yaklaşımında röle kod çözme işlemi yerine kipleme çözme işlemi gerçekleştirdiği için röleden hatalı iletim yapma olasılığı kanal kodlamasız iletim durumundaki gibi tespit edilmektedir. $x_r(n)$ ağ kodlanmış sembolü, $x_e(n) \neq x_r(n)$ ise rölede karar verilmesi olası hatalı sembolü göstermektedir. (6.11) ifadesi, iletimde kullanılan işaret kümesinin eleman sayısı olan M değerinin artması ile birlikte hedefteki hesaplama karmaşıklığının da üstel olarak artacağını göstermektedir. BPSK modülasyonu için (M = 2) bu hesaplama karmaşıklığı minimum düzeye iner ve (6.11) ile belirlenen ML algılayıcı yapısı

$$x'_a(n) = \underset{x(n)\in A_2}{\arg\min} \left\{ \frac{(1-\varepsilon_r)}{\pi N_0} \exp\left[-\frac{\left| y_b^1(n) - h_{ab}\sqrt{E_s}\,x(n) \right|^2}{\pi N_0} - \frac{\left| y_b^3(n) - h_{br}\sqrt{E_s}\,x(n) \right|^2}{\pi N_0} \right] + \right.$$
$$\left. \frac{\varepsilon_r}{\pi N_0} \exp\left[-\frac{\left| y_b^1(n) - h_{ab}\sqrt{E_s}\,x(n) \right|^2}{\pi N_0} - \frac{\left| y_b^3(n) + h_{br}\sqrt{E_s}\,x(n) \right|^2}{\pi N_0} \right] \right\} \quad (6.13)$$

halini alır (Wang ve ark., 2007).

Katlamalı kodlamalı BPSK iletim halinde (6.13) ifadesinden faydalanılarak DMF modeli için T_b terminalindeki durum geçiş metrikleri

$$p_m\left(s_a^j \to s_a^{j+1}\right) = p\left(d_a^j\right) \prod_{n=(j-1)p+1}^{j.p} \left\{ \frac{(1-\varepsilon_r)}{\pi N_0} \exp\left[-\frac{\left|y_b^1(n) - h_{ab}\sqrt{E_s}x_a(n)\right|^2}{\pi N_0} - \frac{\left|y_b^3(n) - h_{br}\sqrt{E_s}x_a(n)\right|^2}{\pi N_0} \right] + \right.$$
$$\left. \frac{\varepsilon_r}{\pi N_0} \exp\left[-\frac{\left|y_b^1(n) - h_{ab}\sqrt{E_s}x_a(n)\right|^2}{\pi N_0} - \frac{\left|y_b^3(n) + h_{br}\sqrt{E_s}x_a(n)\right|^2}{\pi N_0} \right] \right\} \quad (6.14)$$

ile belirlenebilir. Burada s_a^j kafesin bulunduğu durumu, d_a^j gelen veri bloğunu, $p\left(d_a^j\right)$ bu bloğun olasılığını, s_a^{j+1} ise kafesin bir sonraki durumunu göstermektedir. (6.14) ifadesinde verilen durum geçiş metrik terimi Viterbi veya MAP (Maximum a Posteriori Probability) algoritmalarında kullanılarak kod çözme işlemi gerçekleştirilir.

Kanal kodlamasız iletim modeli için bir önceki bölümde verilen C-MRC yaklaşımı DMF iletimin çözümüne uyarlanabilir. Bunun için katlamalı kodlamalı iletimlerin kod çözümünde kullanılan durum geçiş metrikleri

$$p_m\left(s_a^j \to s_a^{j+1}\right) = p\left(d_a^j\right) \prod_{n=(j-1)p+1}^{j.p} \frac{\exp\left[-\left|y_{C-MRC}(n) - m_D\right|^2 / N_0' \right]}{\pi N_0'} \quad (6.15)$$

şeklinde yeniden düzenlenmiştir. T_b kullanıcısı için $y_{C-MRC}(n)$ ile verilen birleştirilmiş işaret ile bu işarete ilişkin (6.15) ifadesinde geçen m_D ve N_0' parametreleri sırasıyla

$$y_{C-MRC}(n) = w_d y_b^1(n) x_a^*(n) + w_r y_b^3(n) x_r^*(n), \quad (6.16)$$

$$m_D = \left(w_d h_{ab} + w_r h_{br}\right)\sqrt{E_s}, \quad (6.17)$$

$$N_0' = \left(w_d h_{ab} + \left|w_r\right|^2\right) N_0 \quad (6.18)$$

ile belirlenir. Kodlamalı durumda rölede kod çözme yerine kipleme çözme işlemi yapıldığından (6.16)-(6.18) ifadelerinde geçen birleştirme katsayıları w_d ve w_r, bir önceki bölümde verilmiş olan kodlamasız durumdaki gibi elde edilmektedir.

LLR iletimine dayalı bütünleşik ağ-kanal kodlamalı DMF tekniği için alıcı yapısı oluşturulurken öncelikle üçüncü fazda alınan işaret üzerinde

$$\hat{L}_r(n) = \mathrm{Re}\left[y_{br}^3(n) h_{br}^* / \left(|h_{br}|^2 A_{LLR} \right) \right] \tag{6.19}$$

işlemi yapılarak kod sözcük bitlerinin LLR değerleri kestirilir. Benzer şekilde doğrudan gelen işaretten kod sözcük bitlerine ilişkin LLR değerleri

$$L_d(n) = \frac{4\sqrt{E_s}\,\mathrm{Re}\left[y_b^1(n) h_{ab}^* \right]}{N_0} \tag{6.20}$$

ile elde edilir. (6.20) ve (6.19) ifadeleri kullanılarak

$$p_m\left(s_a^j \rightarrow s_a^{j+1}\right) = p\left(d_a^j\right) \sum_{n=(j-1)p+1}^{j.p} \left[x_a(n) L_d(n) + x_r(n) \hat{L}_r(n) \right] \tag{6.21}$$

biçiminde durum geçiş metrikleri elde edilir.

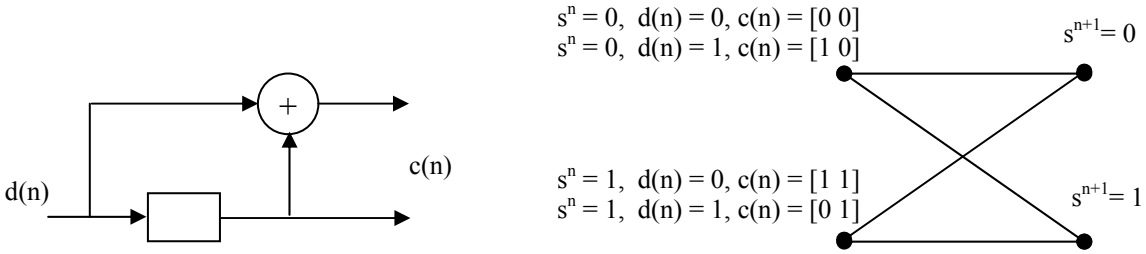
6.3. Bütünleşik Ağ-Kanal Kodlamalı DCF Protokolü İçin Alıcı Yapısı

Bu bölümde röledeki kod çözme işlemlerinin doğurduğu sistem karmaşıklığını azaltmak üzere ortaya atılan DMF protokolünün başarımını, diğer bir sayısal aktarma tekniği olan DCF protokolü ile karşılaştırmak üzere ML yaklaşımına dayalı bütünleşik ağ-kanal kodlamalı DCF alıcı yapısı sunulmuştur.

Önerilen yapıyı daha anlaşılır bir şekilde açıklayabilmek üzere kullanıcıların verilerini kodlayıcı ve kafes yapısı Şekil 6.1.'de verilen iki durumlu, kod oranı 1/2 ve üreteç matrisi $(3,1)_{oktal}$ olan katlamalı kodu (Lin ve Costello, 2004) kullanarak kodladıkları bir iletim senaryosu ele alınacaktır. DCF yaklaşımında röle ilk iki faz sonunda aldığı işaretleri çözerek $\hat{d}_a(n)$ ve $\hat{d}_b(n)$ bloklarını elde eder. $d_r(n) = \hat{d}_a(n) \oplus \hat{d}_b(n)$ işlemi ile ağ kodlanmış veri bloğunu oluşturur. Daha sonra $d_r(n)$ veri bloğunu Şekil 6.1.'deki yapıyı kullanarak kodlar ve elde ettiği $x_r(n)$ sembol dizisini üçüncü fazda dinlemedeki kullanıcılara iletir. Kullanıcılar, doğrudan

gelen işaret ile röleden gelen işareti kafes birleştirme adını vereceğimiz bir teknik ile oluşturulmuş yeni kafes üzerinde Viterbi veya MAP algoritmalarını uygulayıp çözerek çift yönlü iletimi tamamlarlar.

Şekil 6.2.'de 00, 01, 10 ve 11 olmak üzere dört durum içeren birleştirilmiş kafes verilmiştir. Bu durum numaralandırmasında ilk rakam ve ikinci rakam sırasıyla karşı kullanıcıdaki kafes durumuna ve röledeki kafes durumuna karşılık gelmektedir.



(i) Kodlayıcı (ii) Kafes Yapı

Şekil 6.1. $(3,1)_{oktal}$ katlamalı kodlayıcı ve kafes yapısı

Birleştirilmiş kafes üzerindeki 00 → 10 geçişi, karşı kullanıcıdan gelen işarete ilişkin kafeste 0 durumundan 1 durumuna ve röleden gelen işarete ilişkin kafeste 0 durumundan 0 durumuna geçiş olaylarının meydana gelmesini göstermektedir. T_a terminalinde bir n anında 0 durumundan 1 durumuna geçiş olayının olasılığı

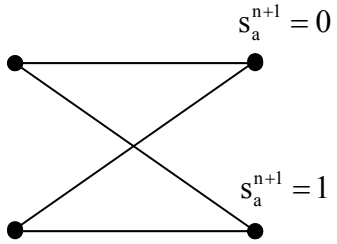
$$p\left(s_a^n = 0 \to s_a^{n+1} = 1\right) = p\left[d_a(n) = 1\right] p\left[y_b^1(2n-1) \mid x_a(2n-1) = -1\right] \times p\left[y_b^1(2n) \mid x_a(2n) = 1\right] \tag{6.22}$$

olarak verilebilir. Bu geçiş T_a terminalinde oluşurken, $d_b(n) = 0$ için röleden gelen işarete ilişkin kafeste 0 durumundan 0 durumuna geçiş olayının meydana gelmesi olasılığı

$$p\left[s_r^n = 0 \to s_r^{n+1} = 0 \mid d_b(n) = 0,\, d_a(n) = 1\right] = p\left[d_r(n) = 0,\, d_a(n) = 1 \mid d_b(n) = 0\right] p\left[y_b^3(2n-1) \mid x_r(2n-1) = 1\right] p\left[y_b^3(2n) \mid x_r(2n) = 1\right] \tag{6.23}$$

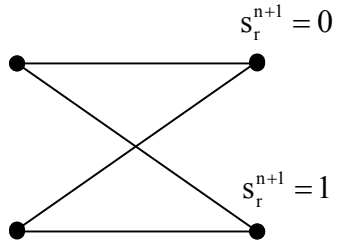
ile belirlenir. Kullanıcıların veri bloklarının bağımsız olduğu göz önüne alınırsa

$s_a^n = 0,\ d_a(n) = 0,\ c_a^n = [0 \quad 0]$
$s_a^n = 0,\ d_a(n) = 1,\ c_a^n = [1 \quad 0]$
$s_a^n = 1,\ d_a(n) = 0,\ c_a^n = [1 \quad 1]$
$s_a^n = 1,\ d_a(n) = 1,\ c_a^n = [0 \quad 1]$



(i) T_a terminalinden gelen işarete ilişkin kafes

$s_r^n = 1,\ d_r(n) = 0, c_r^n = [0 \quad 0]$
$s_r^n = 0,\ d_r(n) = 1, c_r^n = [1 \quad 0]$
$s_a^n = 1,\ d_r(n) = 0,\ c_r^n = [1 \quad 1]$
$s_r^n = 1,\ d_r(n) = 1,\ c_r^n = [0 \quad 1]$



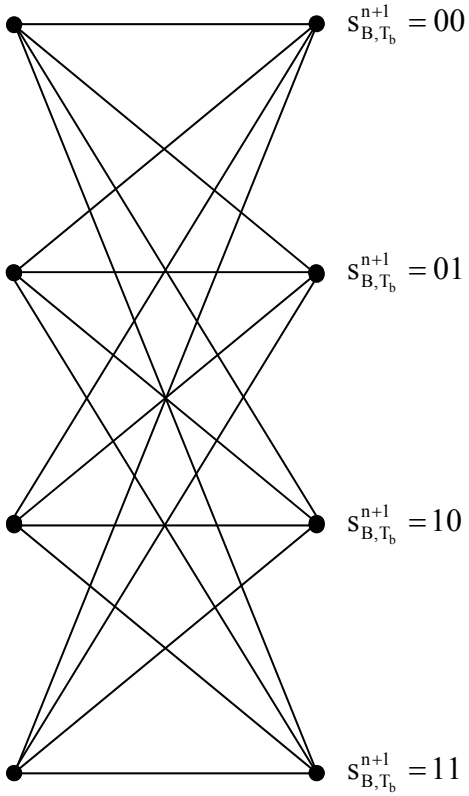
(ii) T_r terminalinden gelen işarete ilişkin kafes

$s_{B,T_b}^n = 00, d_a(n) = 0, d_r(n) = 0, c_{B,T_b}^n = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$
$s_{B,T_b}^n = 00, d_a(n) = 0, d_r(n) = 1, c_{B,T_b}^n = [0 \quad 0 \quad 1 \quad 0]$
$s_{B,T_b}^n = 00, d_a(n) = 1, d_r(n) = 0, c_{B,T_b}^n = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 0]$
$s_{B,T_b}^n = 00, d_a(n) = 1, d_r(n) = 1, c_{B,T_b}^n = [1 \quad 0 \quad 1 \quad 0]$

$s_{B,T_b}^n = 01, d_a(n) = 0, d_r(n) = 0, c_{B,T_b}^n = [0 \quad 0 \quad 1 \quad 1]$
$s_{B,T_b}^n = 01, d_a(n) = 0, d_r(n) = 1, c_{B,T_b}^n = [0 \quad 0 \quad 0 \quad 1]$
$s_{B,T_b}^n = 01, d_a(n) = 1, d_r(n) = 0, c_{B,T_b}^n = [1 \quad 0 \quad 1 \quad 1]$
$s_{B,T_b}^n = 01, d_a(n) = 1, d_r(n) = 1, c_{B,T_b}^n = [1 \quad 0 \quad 0 \quad 1]$

$s_{B,T_b}^n = 10, d_a(n) = 0, d_r(n) = 0, c_{B,T_b}^n = [1 \quad 1 \quad 0 \quad 0]$
$s_{B,T_b}^n = 10, d_a(n) = 0, d_r(n) = 1, c_{B,T_b}^n = [1 \quad 1 \quad 1 \quad 0]$
$s_{B,T_b}^n = 10, d_a(n) = 1, d_r(n) = 0, c_{B,T_b}^n = [0 \quad 1 \quad 0 \quad 0]$
$s_{B,T_b}^n = 10, d_a(n) = 1, d_r(n) = 1, c_{B,T_b}^n = [0 \quad 1 \quad 1 \quad 0]$

$s_{B,T_b}^n = 11, d_a(n) = 0, d_r(n) = 0, c_{B,T_b}^n = [1 \quad 1 \quad 1 \quad 1]$
$s_{B,T_b}^n = 11, d_a(n) = 0, d_r(n) = 1, c_{B,T_b}^n = [1 \quad 1 \quad 0 \quad 1]$
$s_{B,T_b}^n = 11, d_a(n) = 1, d_r(n) = 0, c_{B,T_b}^n = [0 \quad 1 \quad 1 \quad 1]$
$s_{B,T_b}^n = 11, d_a(n) = 1, d_r(n) = 1, c_{B,T_b}^n = [0 \quad 1 \quad 0 \quad 1]$



(iii) T_b terminalindeki birleştirilmiş kafes

Şekil 6.2. T_b terminalinde birleştirilmiş kafesin elde edilmesi

$$p\left[d_r(n)=0, d_a(n)=1 \mid d_b(n)=0\right]=p\left[d_a(n)=1\right]p\left[d_r(n)=0 \mid d_a(n)=1, d_b(n)=0\right] \quad (6.24)$$

yazılabilir. (6.24) ifadesinde

$$p\left[d_r(n)=0 \mid d_a(n)=1,\ d_b(n)=0\right]=(1-\varepsilon_a)\varepsilon_b+\varepsilon_a(1-\varepsilon_b) \quad (6.25)$$

şeklindedir. Burada ε_a ve ε_b sırasıyla birinci ve ikinci fazda rölede meydana gelen BER değerini göstermektedir. İletimde katlamalı kodlama kullanıldığından bu olasılıkların anlık değerleri için bir üst sınır

$$\varepsilon_a < \sum_{d=d_f}^{\infty} B_d f'\left(\frac{d_f R E_b}{N_0}\right)\exp\left(-dR\left|h_{ar}\right|^2 E_b / N_0\right), \quad (6.26)$$

$$\varepsilon_b < \sum_{d=d_f}^{\infty} B_d f'\left(\frac{d_f R E_b}{N_0}\right)\exp\left(-dR\left|h_{br}\right|^2 E_b / N_0\right) \quad (6.27)$$

biçiminde verilebilir (Lin ve Costello, 2004). Burada

$$f'(x)=Q\left(\sqrt{2x}\right)\exp(x) \quad (6.28)$$

olmak üzere (Lin ve Costello, 2004), E_b bit enerjisini, R=k/p kod oranını, d_f katlamalı kodun serbest uzaklığını ve

$$B(X)=\sum_d B_d X^d \quad (6.29)$$

bit ağırlık numaralandırma fonksiyonunu (bit weight enumerating function) göstermektedir. Bu fonksiyonun katsayıları B_d, ağırlığı d olan kod sözcüklerini veren veri bloğundaki sıfırdan farklı toplam bit sayısını temsil etmektedir (Lin ve Costello, 2004).

Yukarıdaki ifadeler doğrultusunda birleştirilmiş kafeste 00 $\rightarrow$ 10 geçişinin olasılığı

$$p\left(s_{B,T_b}^{n}=00\rightarrow s_{B,T_b}^{n+1}=10\right)=p\left(s_{a}^{n}=0\rightarrow s_{a}^{n+1}=1\right)p\left(s_{r}^{n}=0\rightarrow s_{r}^{n+1}=0\mid d_{b}\left(n\right)=0,d_{a}\left(n\right)=1\right) \quad (6.30)$$

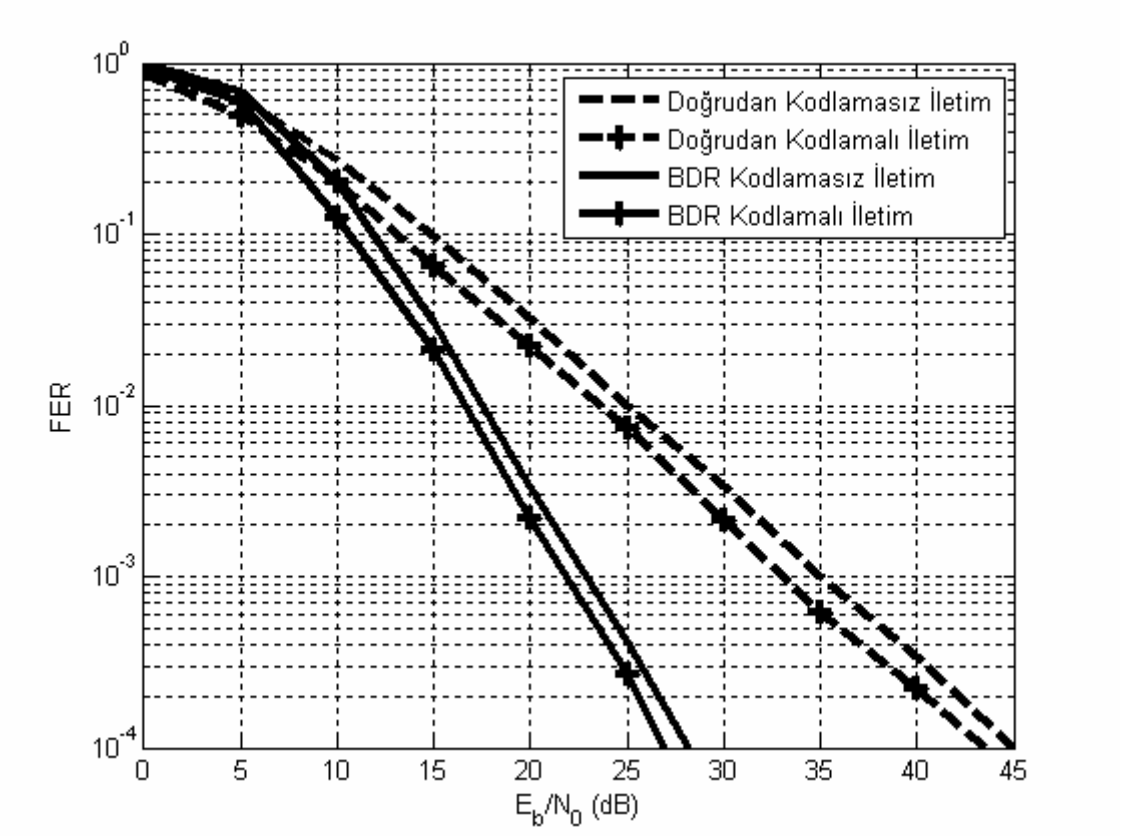
olarak elde edilir. Burada s_{B,T_b}^{n} terimi n anında T_b terminalinde oluşturulan birleştirilmiş kafesin durumunu göstermektedir. Benzer şekilde diğer durum geçiş olasılıkları da belirlenerek kod çözme işlemi tamamlanır.

6.4. Benzetim Sonuçları

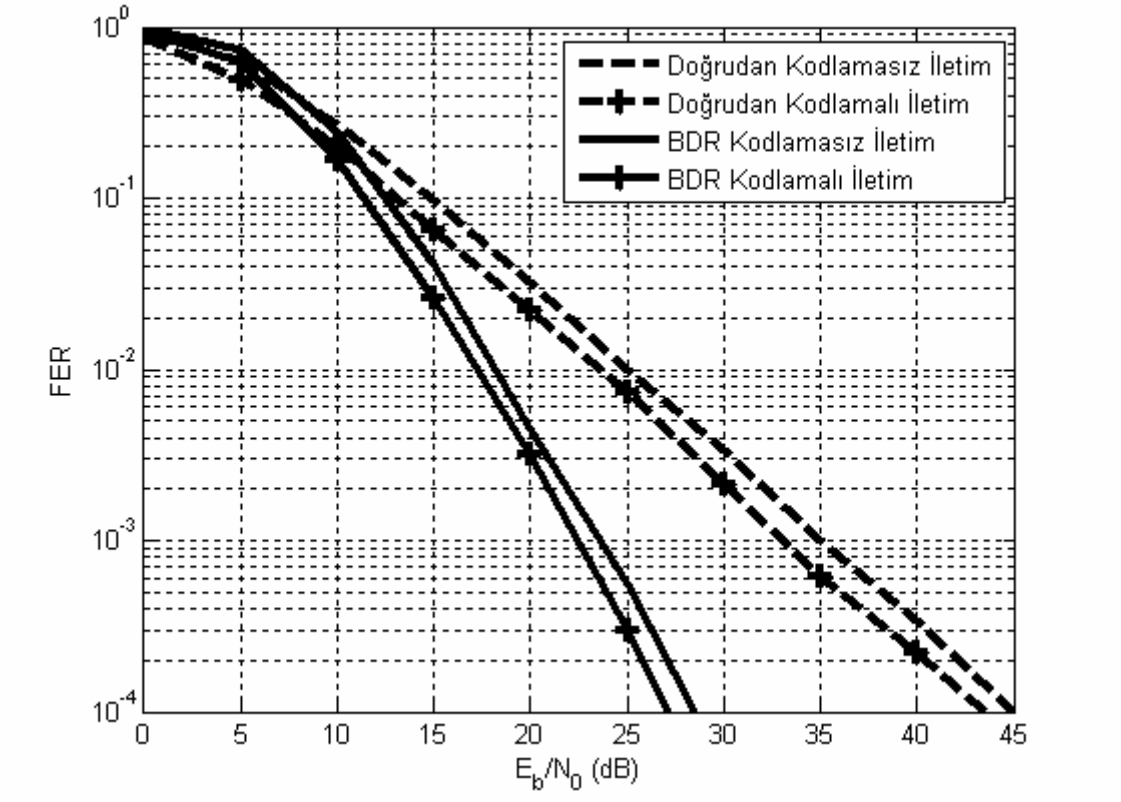
Bu bölümde önerilen ML, C-MRC ve LLR tabanlı DMF yaklaşımının tam çeşitleme kazancı sağladığını gösteren benzetim sonuçları sunulacaktır. Benzetimlerde BPSK işaretleşmesi kullanılmıştır. $\sigma_{ar}=\sigma_{br}=\sigma_{ab}=1$ alınarak simetrik kanal durumu değerlendirilmiştir. Bağımsız kanal katsayılarının üç fazlık iletim boyunca sabit kalıp daha sonra değiştiği yarı-durağan Rayleigh sönümlemesi durumu ele alınmıştır. Çerçeve uzunluğu N = 100 seçilmiştir. İletilen çerçeve sayısı, ortalama çerçeve hata olasılığı (Frame Error Rate, FER) değeri ile bir kullanıcıdan iletilen toplam veri biti sayısının çarpımı en az 50 olacak şekilde seçilmiştir. Simetrik kanal yapısı iki kullanıcıda da aynı performansı oluşturacağından eğrilerde bir terminalde meydana gelecek ortalama FER değeri verilmiştir. Sonuçlar rölesiz doğrudan iletim ile karşılaştırılmıştır. Sağlıklı bir mukayese yapabilmek için doğrudan iletimde bit başına düşen enerji, röleli iletime göre 1.5 kat fazla alınmıştır. Kanal kodlamalı durumda terminallerde Şekil 6.1.'de verilen iki durumlu katlamalı kodlayıcı (Lin ve Costello, 2004) kullanılmıştır. Performans karşılaştırmaları 10^{-4} değerinde ortalama FER için yapılmıştır.

Şekil 6.3.-Şekil 6.5.'te sırasıyla ML, C-MRC ve LLR tabanlı DMF yaklaşımlarına ilişkin başarım eğrileri verilmiştir. Eğrilerden de görüldüğü gibi söz konusu tekniklerin tümü tam çeşitleme kazancı sunmakla birlikte kodlama kazancı da sağlamaktadır. Doğrudan iletimde gözlenen 1.5 dB civarındaki kodlama kazancı DMF tabanlı BDR kanalında da yaklaşık olarak korunmaktadır.

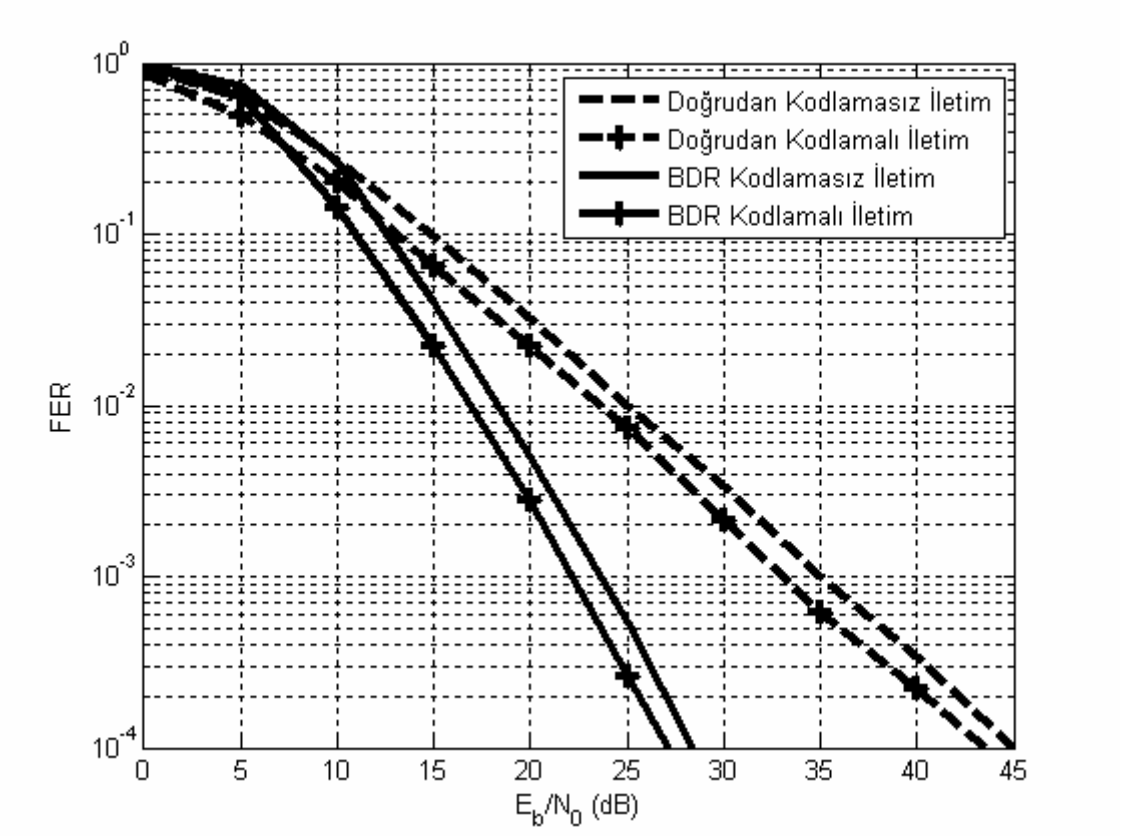
Şekil 6.6.'da BDR durumunda bütünleşik ağ-kanal kodlamalı DMF ve DCF tekniklerinin ML tabanlı performans karşılaştırması sunulmuştur. Söz konusu şekildeki eğriler, röledeki ortalama bit hata olasılığı değeri kullanılarak elde edilmiştir. Görüldüğü gibi her iki teknik de hemen hemen aynı başarımı vermektedir. Bu durum rölede karmaşık kod çözme işlemleri yapmaya gerek olmadığını göstermektedir.



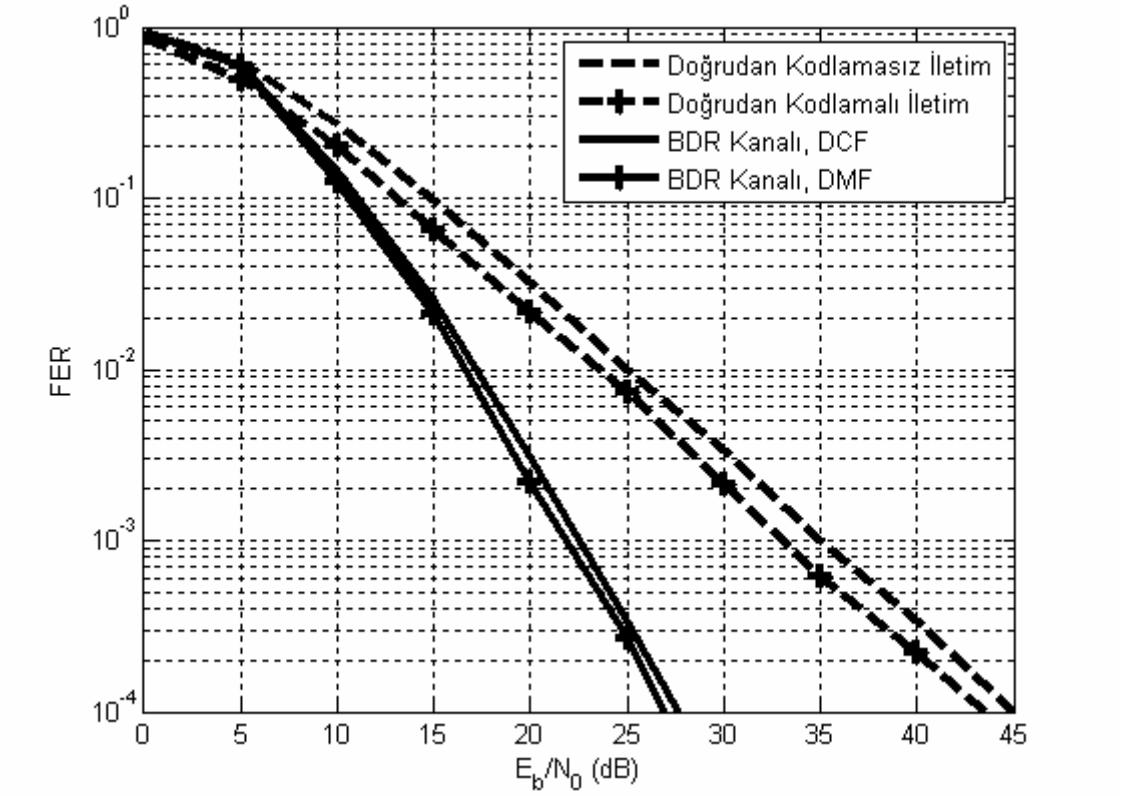
Şekil 6.3. ML tabanlı DMF protokolünün BDR kanalındaki ortalama FER başarımı



Şekil 6.4. C-MRC tabanlı DMF protokolünün BDR kanalındaki ortalama FER başarımı



Şekil 6.5. LLR iletimine dayalı DMF protokolünün BDR kanalındaki ortalama FER başarımı



Şekil 6.6. ML tabanlı BDR senaryosunda DMF ve DCF protokollerinin ortalama FER başarım eğrileri

7. SES-ÜSTÜ TELSİZ TERMİNALLER KULLANILARAK ÇİFT YÖNLÜ RÖLELİ İLETİŞİM SENARYOSUNUN GERÇEKLEŞTİRİLMESİ

İşbirlikli iletişim tekniklerinin performansını belirlemeye dönük deneysel çalışmaların sayısı, bu konudaki benzetim ve matematiksel analiz tabanlı teorik çalışmalara göre oldukça azdır. Bu bölümde bu durum göz önüne alınarak işbirlikli çeşitleme tekniklerinin sağladığı performans artışlarını gözlemlemeye imkân veren bir deney düzeneği sunulmaktadır. Literatürdeki radyo frekans (RF) tabanlı test düzeneklerinden farklı olarak ses-üstü terminallerden oluşan bir telsiz ağ gerçekleştirilmiş ve ses-üstü dalgaların karasal uygulamalarının, üzerinde birçok işbirlikli fiziksel katman protokolünün test edilebileceği bilgisayar destekli etkin bir deneysel ortam sağladığı gösterilmiştir. Oluşturulan bu deney düzeneği ile DPSK işaretleşmesinin kullanıldığı bir BDR senaryosunun uygulaması yapılarak BER ölçüm sonuçları verilmiştir.

7.1. Literatürdeki RF Tabanlı Deneysel Çalışmalar

İşbirlikli çeşitleme tekniklerinin incelendiği teorik çalışmalarda önerilen sistem modelleri, gerçek uygulamalarda ortaya çıkan değişik ağ topolojilerini ve yayılım ortamlarını modellemede yetersiz kalabilmektedir (Bradford ve Laneman, 2010). Buna ek olarak, söz konusu çalışmalarda genellikle ideal durum varsayımları yapılarak ulaşılabilecek performans üst sınırları ortaya konmaktadır. Pratikte karşılaşılan kanal kestirim ve nicemleme (quantization) hataları, eş-zamanlama bozuklukları, yetersiz frekans bandı gibi durumları ayrı ayrı inceleyen az sayıda teorik çalışma bulunmaktadır. Gerek bu sorunların sistem başarımı üzerindeki etkisinin bütüncül bir şekilde belirlenebilmesinde, gerek teorik çalışmaların ortaya koyduğu bulguların doğrulanmasında ve gerekse de iletim katmanları arasındaki çapraz etkileşimi optimize eden yeni tekniklerin verimli bir şekilde test edilmesinde deneysel çalışmaların önemi gün geçtikçe artmaktadır (Bradford ve Laneman, 2010).

Sanal anten dizileri ile işbirlikli çeşitleme elde edilebileceğinin gösterildiği RF tabanlı ilk deneysel çalışmalar arasında Bletsas ve Lippman (2006) tarafından gerçekleştirilmiş düzenek gösterilebilir. Söz konusu çalışmada tasarlanan algılayıcı terminaller, 916.5 MHz.'de çalışan bir RF modülü ile bu modülü kontrol eden bir 8051 mikro-denetleyici birimi içermektedir. Çerçeve iletimi ve alımı, eş-zamanlama, CRC

gibi fonksiyonların gerçekleştirildiği bu mikro-denetleyici, seri kapı (serial port) ile birleştirilerek algılayıcı terminallerin bilgisayarlar ve başka giriş-çıkış birimleri ile de etkileşime açık olması sağlanmıştır. İletimde en iyi röle seçimine dayalı bir protokol (Bletsas ve ark., 2006) kullanılmıştır. Tasarlanan sistemi test etmek üzere, algılayıcı terminallerden birisinin bir bilgisayarın seri kapısına bağlanarak internet üzerinden alınan hava durumu bilgisinin, hedef olarak belirlenen terminale bağlı ekranda gösterildiği bir yapı oluşturulmuştur. Ölçümler, işbirlikli iletim durumunda doğrudan iletime göre daha iyi performans sağlandığını göstermiştir.

Murphy ve ark.'nın (2009) gerçekleştirdikleri Dikgen Frekans Bölmeli Çoklama (Orthogonal Frequency Division Multiplexing, OFDM) tekniğinin kullanıldığı işbirlikli iletişim uygulaması, literatürdeki önemli bir diğer deneysel çalışmadır. Rice Üniversitesi tarafından geliştirilen Alan Programlamalı Kapı Dizileri (Field-Programmable Gate Array, FPGA) tabanlı WARP (Wireless Open Access Research) modülleri ile oluşturulan sistemde iletim için dağıtık Alamouti blok kodundan (Alamouti, 1998) faydalanılmıştır. Üç düğümlü ağ modelinin kullanıldığı bu çalışmada röle, hedef ile kaynağın ortasına yerleştirilmiş ve kuvvetlendir-ilet yöntemi ile iletim işlemi gerçekleştirilmiştir. 2,4 GHz ISM (Industrial Scientific and Medical) bandında yapılan deneysel çalışmalar sonucu elde edilen BER ölçümleri, işbirlikli iletim senaryosunun doğrudan iletime göre daha iyi performans sağladığını göstermektedir.

Bradford ve Laneman (2009) tarafından oluşturulan test düzeneğindeki terminaller ise, RF ön-uç alıcı (RF front-end) olarak kullanılan USRP (Universal Software Radio Peripheral) modüllerini ve temel bant işlemci olarak kullanılan GNU yazılım paketini içermektedir. USRP modülleri RF filtreleme, ara-frekans dönüştürme, analog-sayısal ve sayısal-analog çevirme işlemlerini gerçekleştiren modüler anakartlar ile ara-frekans işaret işleme ve temel-bant çevirme işlemlerinin gerçekleştiren bir FPGA ünitesinden oluşmaktadır. Bir ana bilgisayarda yüklü olan GNU yazılımı ise USRP modülünden USB kapısı ile gelen temel-bant işaret bileşenlerini işlemektedir. Deneysel çalışmalarda kaynak, röle ve hedef terminalleri birbirlerine eşit mesafede konumlandırılmış ve iletim, DPSK modülasyonu kullanılarak sayısal aktarma teknikleri ile 400-500 MHz bandında gerçekleştirilmiştir. Bağımsız sönümleme etkisi oluşturabilmek için, paket süreleri kanalların eş-evre süresinden çok daha kısa seçilmiş ve terminallerin iletim güçleri eş-zamanlı bir biçimde değiştirilmiştir. Rölenin, gelen paketleri hatalı olup olmayışına bakmaksızın doğrudan ilettiği ve sadece hatasız

paketleri ilettiği iki ayrı sayısal aktarma metodu incelenerek bunlardan ikincisinin çeşitleme kazancı verdiği BER ölçümleri ile gösterilmiştir.

Sayısal işaret işlemci (Digital Signal Processor) tabanlı terminaller tasarlanarak gerçekleştirilmiş işbirlikli iletişim test sistemlerinin önemli örneklerinden birisi Zetterberg ve ark. (2009) tarafından sunulmuştur. Bu çalışmada terminal tasarımında Texas Instruments tarafından üretilmiş DSK6713 sayısal işaret işlemci kartı kullanılmış ve ikisi röle olmak üzere toplam dört terminalden oluşan bir telsiz ağ oluşturulmuştur. 1766,6 MHz'de çalışılmış, kuvvetlendir-ilet, DCF, C-MRC, röle seçimi gibi yaklaşımlara ek olarak Alamouti kodunun (Alamouti, 1998) kullanıldığı dağıtık uzay-zaman kodlama teknikleri de değişik ağ topolojileri için test edilmiştir. Adı geçen teknikler paket hata olasılığı ve gerçekleştirme karmaşıklığına göre karşılaştırılmıştır.

Yukarıda verilen fiziksel katman uygulamalarına ek olarak ortama erişim katmanında gerçekleştirilmiş işbirlikli iletişim test düzenekleri de mevcuttur. Örneğin, Sharma ve ark. (2008) tarafından oluşturulan yapıda, WARP platformu üzerinde CoopMAC protokolü gerçekleştirilmiştir. Ortama erişim katmanına yönelik literatürde geçen diğer işbirlikli iletişim test düzenekleri ve elde edilen ölçüm sonuçları ile ilgili kapsamlı bilgi, (Korakis ve ark., 2009)'de ve içindeki kaynaklarda bulunabilir.

7.2. Akustik Kanal

İnsan kulağının duyma üst sınırı olan 16 kHz'in hemen üzerinden başlayan akustik frekans bandı; üretim, sağlık ve güvenlik gibi birçok farklı alanlarda kullanılmaktadır. Aşağıda verilen tabloda belli başlı uygulama sahaları için tipik frekans aralıkları verilmiştir (Steinberg, 1965).

Akustik frekans bölgesinin endüstride Çizelge 7.1'de (Steinberg, 1965) verilen alanlarda başarılı uygulamalarının bulunmasına karşın, karasal ortamlarda ses-üstü telekomünikasyon uygulamaları yaygın değildir. Bu durumun birinci nedeni, ses-üstü kanalın bina içi alanlarda (indoor) 10-50 m., açık alanlarda ise (outdoors) 50-100 m. civarındaki RF kanala göre çok düşük olan iletim mesafesidir (Li ve ark., 2009). Karasal ortamlarda ses-üstü kanalın RF tabanlı iletime göre daha az tercih edilmesinin bir diğer nedeni, mevcut akustik dönüştürücülerin bant-genişliğinin oldukça dar olmasıdır. Geniş-bant akustik dönüştürücü teknolojisindeki gelişmeler (Gachagan ve ark., 1996) ve piezo-elektrik tasarımlar (Mills ve Smith, 2002) sayesinde erişilebilir bant-genişliğinde 1 MHz ve ötesi mümkün hale gelmiş olsa da (Li ve ark., 2009), birçok

modern telsiz iletişim uygulamasının gerektirdiği kapasite sınırlarını sağlamada ses-üstü kanal RF iletişime göre geridedir.

Çizelge 7.1. Çeşitli ses-üstü uygulamaları için tipik frekans aralıkları

Uygulama Alanı	Frekans Aralığı
İnsan için duyma üst sınırı	16 kHz
Metal işleme ve kaynak işlemleri	16-25 kHz
Köpük ve gaz alma işlemleri (Sıvılardaki gaz ve köpüğü ayrıştırma, içerikteki gaz ve köpük miktarını azaltma)	3-30 kHz
Kontrol uygulamaları (Hırsız alarmı, sıvı seviye kontrolü, ...)	16-45 kHz
NDT (Nondestructive Testing) uygulamaları (İşaret yayma-yansıma testleri ile nesnelerdeki kusurların tespiti, rezonans kalınlığının belirlenmesi)	1-10 MHz.

Akustik kanal su-altı telekomünikasyon uygulamalarına RF iletime göre çok daha elverişlidir. Bu durum, deniz suyu gibi iletkenlik özelliği bulunan sıvı ortamlarda elektromanyetik dalgaların $45\sqrt{f}$ dB/km (Burada f, Hertz cinsinden frekansı göstermektedir) ifadesi ile belirlenen yüksek soğrulma (absorption) seviyelerinden kaynaklanır (Quazi ve Konrad, 1982). Akustik kanalda ilk su-altı telekomünikasyon uygulaması, ABD tarafından 1945 yılında İkinci Dünya Savaşı sırasında denizaltılar ile iletişim kurmak için tasarlanan su-altı telefonudur. Bu tarihten itibaren askeri alanın yanı sıra bilimsel ve ticari amaçlara yönelik sürdürülen su-altı telekomünikasyon sistemleri tasarım çalışmaları, insansız su-altı araçları ve su-altı telsiz algılayıcı ağları gibi yeni teknolojileri doğurmuştur. Günümüzün popüler araştırma alanlarından olan su-altı telsiz ağlar hakkında genel bilgi için (Stojanovic, 1996), (Akyıldız ve ark., 2005), (Han ve ark., 2008), (Bouvet ve Laussert, 2010)'a ve bunların içlerindeki kaynakçalarda verilen çalışmalara bakılabilir.

7.2.1. Karasal ortamlarda ses-üstü haberleşme

Düşük iletim mesafesi ve yetersiz bant-genişliği gibi dezavantajlarına rağmen, özel bir takım iletişim senaryolarında ses-üstü kanal RF ve optik iletişime göre üstünlükler sunabilmektedir. Örneğin, atmosferik ortamlardaki yüksek dalgalanma oranları nedeniyle 100 m.'den uzun mesafelerden algılanamayan ses-üstü işaretler, uzak mesafelerden kolayca sezilebilen RF ve optik işaretlere göre daha güvenli iletime imkân sağlamaktadırlar. Tofsted ve ark.'nın (2010) gerçekleştirdikleri ses-üstü haberleşmenin askeri uygulamalarının incelendiği çalışmada bu durum vurgulanarak, dost-düşman tanımlama (Identification Friend-or-Foe) ve kapalı ortamlara çok noktadan erişim operasyonları gibi bir takım askeri uygulamalarda ses-üstü kanalın güvenlik açısından kayda değer avantajlar sunduğu belirtilmiştir.

Yüksek iletim hızlarına gereksinim duyulmayan ve algılayıcı terminaller arası mesafenin büyük olmadığı bazı karasal telsiz algılayıcı ağ senaryoları, ses-üstü kanalın RF kanala alternatif olarak düşünülebileceği bir başka iletişim uygulamasıdır. Zhang ve ark. (2005), RF terminallerden oluşan telsiz algılayıcı ağlarda, çeşitli nedenlerle RF kanalda çalışılamaz duruma gelindiğinde farklı bir iletişim platformu olarak ses-üstü kanalın kullanımını önermişlerdir. Söz konusu çalışmada taşıyıcıyı dinleyen çoklu erişim prensibinden yararlanılarak biçimlendirilebilir bir ortama erişim protokolü geliştirilmiştir.

Ses-üstü kanalın bir başka üstün yanı düşük frekansta çalışan son derece ucuz ve kolay bulunabilir donanımlar kullanılarak telsiz terminallerin gerçekleştirilebilmesine imkân vermesidir. Böylece haberleşme teorisi üzerinde çalışan uzmanlara ve eğitimcilere, donanım tasarım-üretim süreçlerine çok fazla zaman ve emek harcamadan, geliştirdikleri algoritmaları bilgisayar destekli olarak test edebilecekleri deneysel düzenekler ve haberleşme teorisinin temellerinin incelendiği eğitim amaçlı yapılar oluşturma olanağı sağlanabilir. Örneğin Ersagun'un (2009) gerçekleştirdiği çalışmada, 40 kHz'de çalışan, yaklaşık 1.5 kHz bant-genişliğine sahip C40-12 serisi hem alıcı hem de verici olarak çalışabilen ses-üstü dönüştürücüler kullanılarak oda-dışı ve oda-içi ortamlarda değişik alıcı-verici mesafelerinde işaret-gürültü oranına bağlı spektral verimlilik, gecikme yayılması, alıcı anten ilintisi gibi ölçümler gerçekleştirilmiştir. Ayrıca DPSK tekniği kullanılarak tek girdili çok çıktılı bir sistem oluşturulmuştur. Söz konusu yapıda çerçeve alımı, eş-zamanlama ve demodülasyon gibi işlemler basit yapılı ve ucuz PIC-18F452 mikro-denetleyici birimi ile gerçekleştirilmiştir. Bu sistem

üzerinde, alıcıdaki dönüştürücü sayısı arttıkça sağlanan performans artışı BER ölçümleri ile gösterilmiştir. Bir telsiz iletişim sisteminin modellenmesinde kullanılan temel parametrelerin ölçümlerinin yapıldığı bu çalışma, ses-üstü kanalın eğitim amaçlı olarak da kullanıma elverişli olduğunu göstermektedir.

Temel telsiz iletişim tekniklerinin ses-üstü kanaldaki performanslarının incelendiği literatürdeki diğer çalışmalara örnek olarak (Heard, 1983), (Akerman ve ark., 1996), (Haynes ve ark., 2000), (Zurek ve ark., 2002), (Holm, 2005), (Wright ve ark., 2006), (Li ve ark., 2008), (Li ve ark., 2009) verilebilir. Literatürdeki ilk ses-üstü kanal telsiz iletişim uygulamalarından olan (Heard, 1983)'de 25 kHz - 100 kHz aralığında yüksek güçlü genlik modüleli işaretler kullanılarak yapılan iletim alıcı uçta başarılı bir şekilde demodüle edilmiştir. Akerman ve ark.'nın (1996) yaptığı çalışmada frekans modülasyonu tekniğini kullanan akustik alıcı ve verici terminaller tasarlanarak ses işaretlerinin iletimi gerçekleştirilmiştir. Haynes ve ark. (2000) tarafından gerçekleştirilen çalışmada havada, içi boş veya su dolu metal borularda yaklaşık 100 bit/s hızda veri aktarımı yapılabilen bir sistem kurulmuştur. (Zurek ve ark., 2002)'de, 40 kHz'de çalışan dar-bant dönüştürücülerle oluşturulmuş bir telsiz fare tasarımı sunulmuştur. Wright ve ark.'nın (2006) çalışmasında merkez frekansı 250 kHz, bant-genişliği 300 kHz olan geniş-bant ses-üstü dönüştürücüler kullanılarak genlik kaydırmalı anahtarlamalı bir OFDM iletim modeli başarılı bir şekilde gerçekleştirilmiştir. (Li ve ark., 2008)'de karasal ortamdaki ses-üstü kanalda var-yok iletim, BPSK ve BFSK tekniklerinin performansları incelenmiş ve bir telsiz klavye uygulaması gerçekleştirilmiştir. (Li ve ark., 2009)'de ise 200-400 kHz bandında QPSK modülasyonu kullanılarak sayısal veri iletimi yapmak üzere tasarlanan deney düzeneği ve bu düzenekle elde edilen sonuçlar sunulmuştur.

7.3. Deney Düzeneği

Bu bölümde tasarlanan ses-üstü telsiz terminalleri oluşturan verici ve alıcı bileşenler ile sistemin çalıştırılmasında kullanılan teknikler anlatılmıştır.

7.3.1. Vericinin çalışması

Vericiden iletim için DPSK sayısal modülasyon tekniği kullanılmıştır. Bu teknikte bilgi ardışık iki sembolün faz farkında taşınır. DPSK modülasyonu alıcı

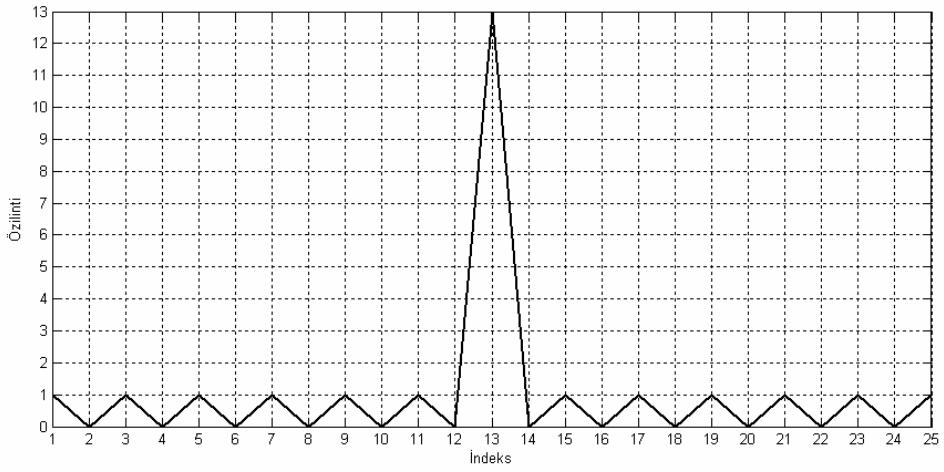
yapısını basitleştirir ve taşıyıcı frekans kaymalarının oluşturacağı olumsuzluklara karşı daha verimli iletim sağlar (Goldsmith, 2005; Rappaport, 2002).

Modüleli taşıyıcı işaretin elde edilmesi sırasında yapılan işlemler üç aşamada gerçekleştirilmiştir. İlk aşamada genel yapısı Şekil 7.1.'de verilen veri çerçevesi oluşturulur.

Başlangıç Dizisi	Farksal Kodlanmış Dizi

Şekil 7.1. Çerçeve yapısı

Veri çerçevesinin ilk kısmını teşkil eden başlangıç sembol dizisi (preamble), sembol ve çerçeve senkronizasyonunda kullanılmıştır. Bunun için [1 1 1 1 1 −1 −1 1 1 −1 1 −1 1] olarak verilen 13 elemanlı Barker dizisinden faydalanılmıştır. Barker dizileri, özilinti fonksiyonlarının yüksek ana-kulak yan-kulak oranı karakteristikleri nedeniyle telekomünikasyon uygulamalarında geniş yer bulmaktadır. Aşağıdaki şekilde 13 elemanlı Barker dizisinin özilinti fonksiyonu verilmiştir. Görüldüğü gibi öz-ilinti fonksiyonunun 13. elemanı, diğer elemanların en büyüğünden 13 kat daha yüksektir.

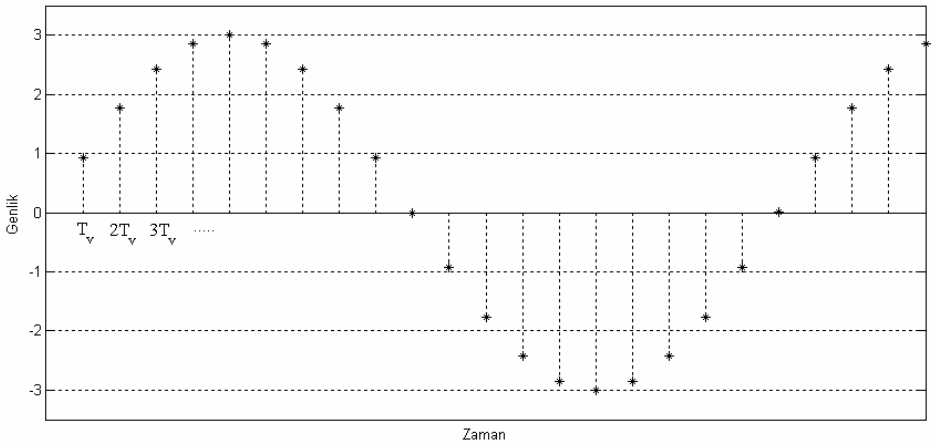


Şekil 7.2. Kullanılan 13 elemanlı Barker dizisinin özilinti fonksiyonu

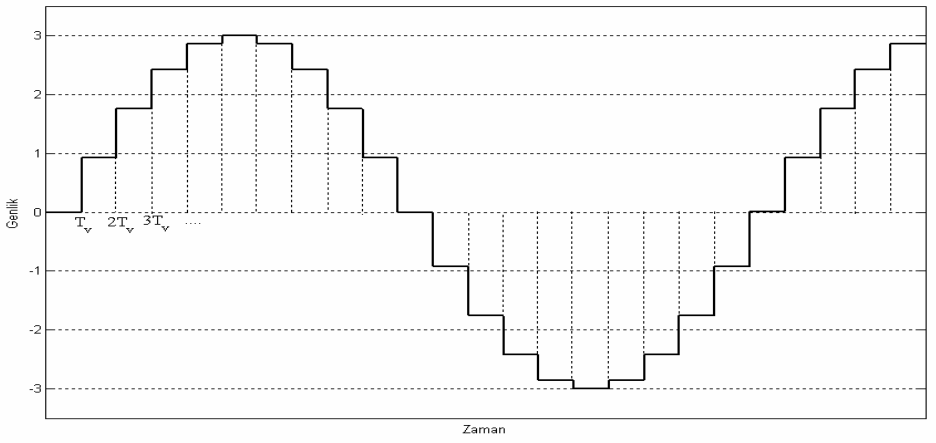
Barker dizisinden sonra iletilecek veri bloklarının ikili farksal kodlanması ile elde edilen dizi gelmektedir. Çerçeve elde edildikten sonra çerçeveyi oluşturan her 0 ve 1 biti için sırasıyla $c_0(k) = A\cos(2\pi f_c k T_v)$ ve $c_1(k) = -A\cos(2\pi f_c k T_v)$ (k = 0, 1, ... , K_v-1) ile belirlenen örnekleme genlik seviye dizileri üretilir. Burada $K_v = T_s / T_v$ vericideki sembol başına örnek sayısını, A taşıyıcı işaretin genlik seviyesini, f_c = 40 kHz taşıyıcı işaretin frekansını, T_s sembol süresini, T_v ise verici örnekleme

periyodunu göstermektedir. Şekil 7.3.'te A = 3 ve $T_v = 1/(20f_c)$ için söz konusu genlik seviyeleri gösterilmiştir. İkinci aşamada, elde edilen genlik seviyeleri merkezi bilgisayardan DAB'ın analog çıkışına gönderilir. Burada ayrık genlik seviyeleri örnekle/tut (sample/hold) yöntemi ile birleştirilerek analog işarete dönüştürülür. Şekil 7.4.'te bu işlem sonucu DAB'ın çıkışındaki işaret verilmiştir.

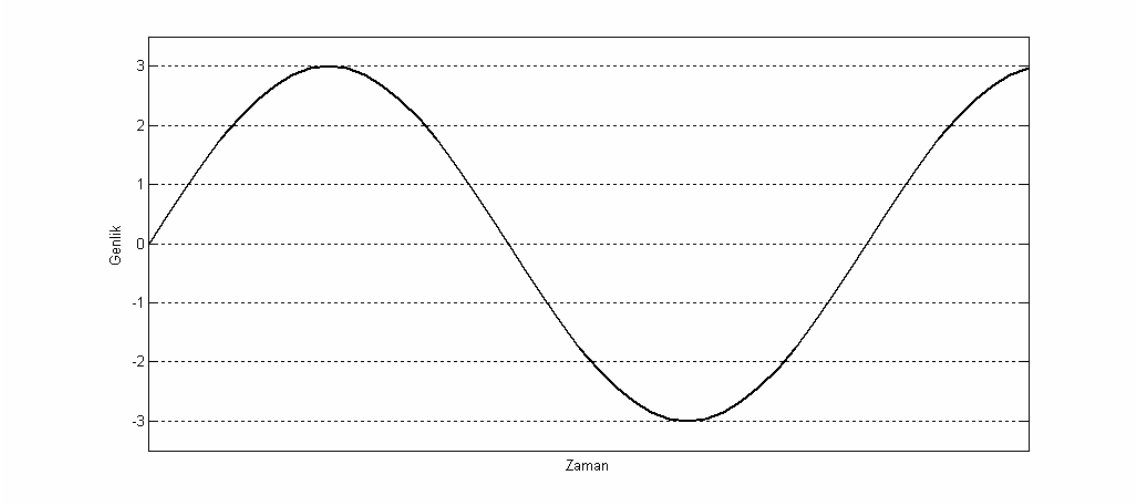
Son aşamada bu analog işaretle ses-üstü verici dönüştürücüsü tetiklenir. Örnekleme kuramı gereği DAB'ın analog çıkışındaki işaretin birçok harmoniği vardır. Buna karşın, ses-üstü verici dönüştürücüsü merkez frekansı 40 kHz olan bant geçiren bir süzgeç karakteristiğine sahip olduğundan söz konusu harmoniklerden sadece 40 kHz'dekini iletir. Görüldüğü gibi verici ses-üstü dönüştürücülerin bant-geçiren bir yapıda oluşu verici çalışma modu için süzgeç devresi tasarımı gereksinimini ortadan



Şekil 7.3. Merkezi bilgisayarda oluşturulan ayrık genlik seviye dizisi



Şekil 7.4. DAB çıkışındaki işaret

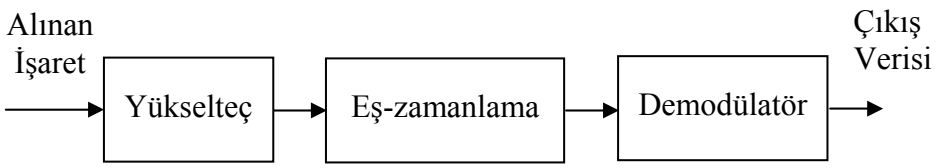


Şekil 7.5. Ses-üstü verici dönüştürücü çıkışındaki sinüzoidal taşıyıcı işaret

kaldırmaktadır. Ancak alıcı ses-üstü dönüştürücünün de bant-genişliği 1 kHz olan bant-geçiren bir filtre karakteristiğine sahip olması semboller arası girişim etkisi oluşturmaktadır. Semboller arası girişim etkisi nedeniyle ortaya çıkabilecek performans düşüşlerini ortadan kaldırabilmek için T_s sembol süresi 1 msn'nin birkaç kat üzerinde alınmalıdır.

7.3.2. Alıcının çalışması

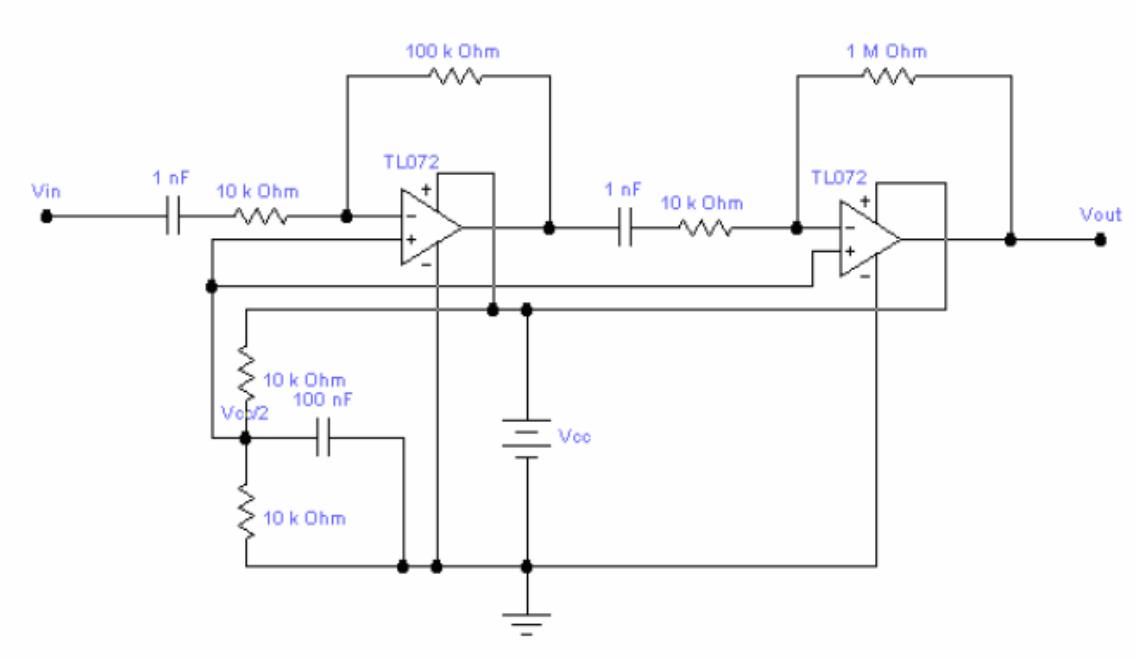
Şekil 7.6.'da alıcının yapısını gösteren blok diyagram verilmiştir. Alıcıya gelen ses-üstü işaret, ses-üstü alıcı dönüştürücüsü tarafından elektriksel işarete dönüştürüldükten sonra yükselteç devresinde kuvvetlendirilir. Yükseltilen işaret DAB'ın analog giriş kanalında örneklenir. Bilgisayar ortamına aktarılan bu işaret örnekleri ile eş-zamanlama ve demodülasyon işlemleri yapılarak veri çözümü tamamlanır. Aşağıda verilen alt bölümlerde Şekil 7.6.'da geçen yükselteç, uyumlu filtre, eş-zamanlama, demodülatör bloklarının gerçekleştirilmesi anlatılmıştır.



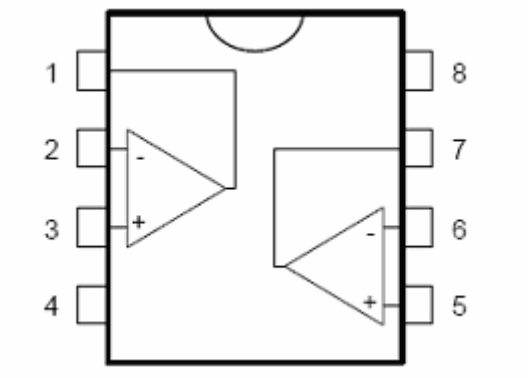
Şekil 7.6. Alıcı yapısı

7.3.3. Yükselteç devresi

Alıcıya gelen ses-üstü işaretler, elektriksel işaretlere dönüştürüldükten sonra, Şekil 7.7.'de devresi (Ersagun, 2009) verilmiş olan ve TL072 entegresi kullanılarak tasarlanmış iki katlı yükselteçten geçirilir. Üstten görünüşü Şekil 7.8.'de verilmiş olan TL072 entegresi, J-FET teknolojisine sahiptir ve yapısında iki işlemsel kuvvetlendirici içerir (Ersagun, 2009). Gerek iki kuvvetlendiriciyi tek bir yapıda sunması gerekse de tek kaynakla beslenebilmesi, devre boyutlarının düşürülmesinde ve güç tüketiminin azaltılmasında önemli avantajlar sağlamaktadır (Ersagun, 2009). Bu tez çalışmasında yapılan ölçümlerde kaynak gerilimi 8.5 V alınmıştır. Bu kaynak geriliminde 40 kHz'de -3 V'un altında ve 3.7 V'un üzerinde kırpılma oluşmaktadır.



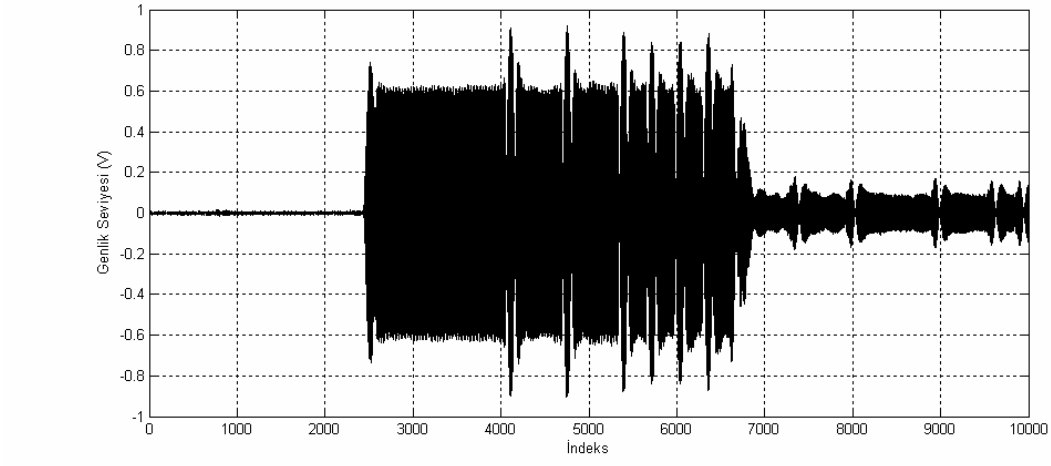
Şekil 7.7. Yükselteç devresi



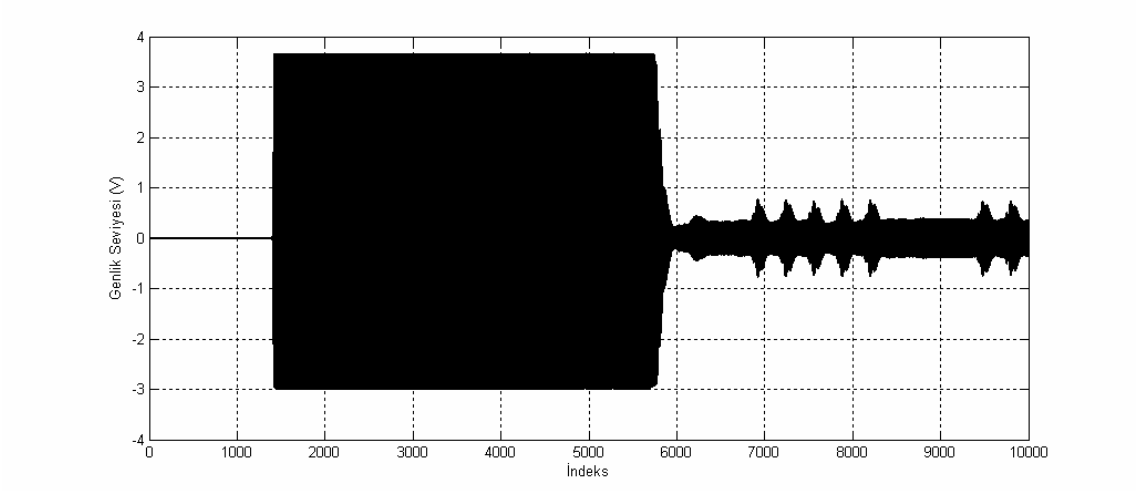
Şekil 7.8. TL072 Üstten görünüş

7.3.4. Eş-zamanlama

Ses dalgalarının havada yayılma hızı sıcaklık, nem gibi faktörlere bağlı olarak 350 m/sn civarında değişmektedir (Everest, 2001). Elektromanyetik dalgalara göre oldukça düşük olan bu hız, yüksek yayılma gecikmelerini ve eş-zamanlama bozukluklarını beraberinde getirir. Alıcı ve verici terminaller arasında eş-zamanlama problemi doğuran diğer etkenler arasında verici ve alıcı DAB'ların analog giriş ve analog çıkışlarının tetikleme anlarındaki engellenemeyen zaman farklılıkları, alıcı-verici dönüştürcülerin ve DAB'ın gecikmeleri verilebilir. Bu durum Şekil 7.9. ve Şekil 7.10.'da, doğrudan iletim durumunda alıcı ve verici iki terminal arasındaki mesafe sırasıyla 2.5 m ve 2 cm iken oluşan işaretler üzerinde gösterilmiştir. Bu işaretler, T_s = 2 msn olmak üzere vericiden 500 bitlik bir paket iletilirken alıcı örnekleme frekansı 160 kHz seçilerek ve sembol başına 320 örnek alınarak elde edilmiş olup, şekillerde ilk 10000 örnek verilmiştir. İletilen pakette ilk 13 bitlik toplam 4160 örnekten oluşan Barker dizisi için genlik seviyesi A = 4 V, paketin geri kalanında A = 0.2 mV alınmıştır. Şekil 7.9.'dan görüldüğü gibi terminaller arası mesafe 2.5 m iken dizinin ilk kısmındaki yaklaşık 2500 örneğin genliği, diğer örneklerin genliğine göre oldukça düşüktür. Söz konusu düşük genlikli kısım taşıyıcı işaretten alınan örnekleri değil, alıcı ile verici arasındaki eş-zamanlama bozukluğundan kaynaklanan gürültü örneklerini göstermektedir. Mesafe 2 cm.'ye düşürüldüğünde eş-zamanlama bozuklukluğuna yol açan bileşenlerden birisi olan 7.1 msn düzeyindeki yayılma gecikmesi ortadan kalkmakta ve Şekil 7.10'dan da görüldüğü gibi düşük genlikli bölümün uzunluğu 1300 örnek civarına inmektedir.



Şekil 7.9. Alıcı-verici terminaller arası mesafe 2.5 m iken elde edilen işaret örnekleri



Şekil 7.10. Alıcı-verici terminaller arası mesafe 2 cm iken elde edilen işaret örnekleri

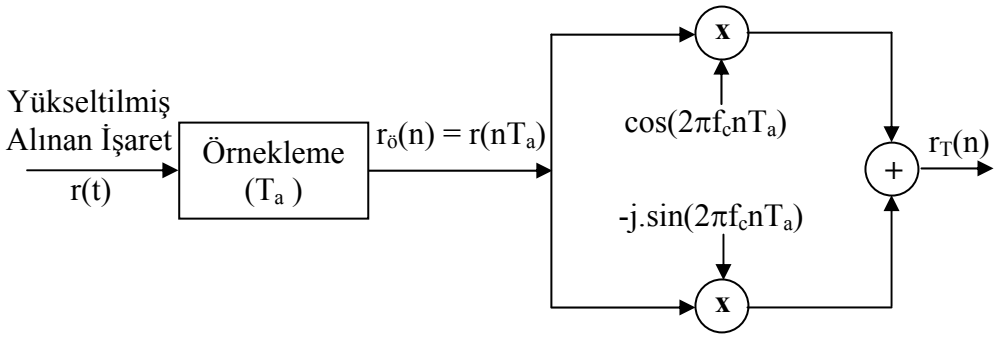
Verimli bir demodülasyon için bu gürültülü bölümün alınan işaret dizisinden çıkarılması gerekir. Bunun için ilk olarak yükseltmiş alınan işaret üzerinde Şekil 7.11.'de verilen blok şemadaki gibi

$$r_E(n) = r(nT_a)\cos(2\pi f_c nT_a) \tag{7.1}$$

$$r_D(n) = -r(nT_a)\sin(2\pi f_c nT_a) \tag{7.2}$$

$$r_T(n) = r_E(n) + jr_D(n) \tag{7.3}$$

işlemleri yapılarak $r_T(n)$ işareti elde edilir. Burada $r_E(n)$ eş-evre (in-phase) ve $r_D(n)$ dik-evre (quadrature phase) bileşenleri göstermektedir.



Şekil 7.11. Yükseltmeden sonra yapılan işlemleri veren blok şema

Çıkarılacak bölümün tespiti için

$$r_B = r_T * h_B \tag{7.4}$$

şeklinde verilen filtreleme işlemi gerçekleştirilir. Burada * ayrık konvolüsyon operatörüdür. h_B dizisi ise

$$h_B = b \otimes 1_{1,K_a} \tag{7.5}$$

ile belirlenen Barker dizisine uyumlu filtredir. b dizisi 13 elemanlı Barker dizisinin elemanlarının tersten yazılması ile elde edilmekte olup

$$b = [1\ {-1}\ 1\ {-1}\ 1\ 1\ {-1}\ {-1}\ 1\ 1\ 1\ 1\ 1] \tag{7.6}$$

şeklindedir. $1_{1,K_a}$, K_a elemanlı ve elemanlarının tümü 1 olan satır vektörünü, $\otimes$ operatörü ise Kronecker çarpımını göstermektedir. Mükemmel eş-zamanlama halinde $|r_B(n)|$ (n = 1, 2, ... ,$1/T_a + 13K_a - 1$) dizisinin en büyük elemanı, 13 elemanlı barker dizisinin özilinti fonksiyonunun karakteristik özellikleri nedeniyle $|r_B(13K_a)|$ olur. Buradan eş-zamanlama için $r_ö(n)$ ayrık işaret örnek dizisinin başından elenecek terim sayısı

$$n' = \max\left(|r_B(n)|\right) - 13K_a \tag{7.7}$$

ile belirlenir. (7.7) ifadesindeki $\max(\ )$ operatörü, parametresi olan dizinin en büyük elemanının indisini vermektedir. Veri taşımayan Barker dizisine ve çerçeve sonundaki boşluklara ait bileşenlerin de r_T temel bant işaretten çıkarılması ile oluşan yeni dizi

$$r'_Ö(n) = r_Ö(n' + n) \quad (n = 1, 2, ..., K_aN + K_a) \tag{7.8}$$

ile bulunur. (7.8) ifadesindeki N, veri bitlerinin sayısını göstermektedir. (7.4)-(7.8) ile verilen işlemlerin sonucunda eş-zamanlama gerçekleştirilmiş olur.

7.3.6. Demodülatör

Eş-zamanlama sonucu elde edilen $r'_{Ö}(n)$ dizisi ile

$$r'_{E}(n) = r'_{Ö}(n)\cos(2\pi f_c n T_a), \tag{7.9}$$

$$r'_{D}(n) = -r'_{Ö}(n)\sin(2\pi f_c n T_a), \tag{7.10}$$

$$r'_{T}(n) = r'_{E}(n) + jr'_{D}(n), \tag{7.11}$$

$$y(m) = \sum_{m=1}^{N+1}\sum_{n=1}^{K_a} y'\left[n + (m-1)K_a\right], \tag{7.12}$$

$$\mathrm{Re}\left[y(n-1)y^{*}(n)\right] \underset{d(n)=1}{\overset{d(n)=0}{\gtrless}} 0 \tag{7.13}$$

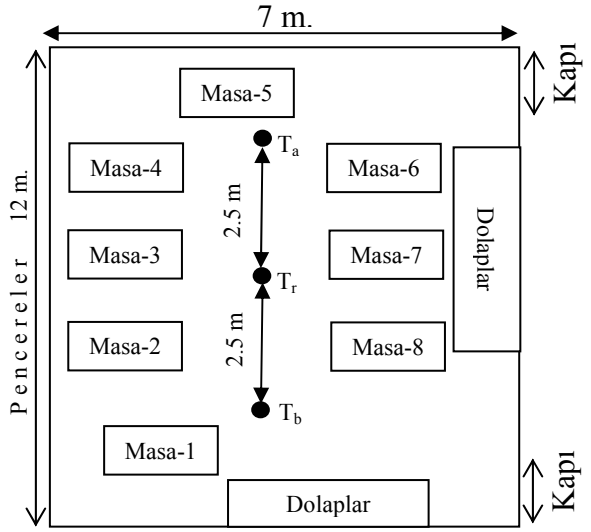
işlemi ile kare dalga ile uyumlu filtreleme ve farksal demodülasyon gerçekleştirilir. Burada d(n) karar verilen biti göstermektedir. Aslında ses-üstü çeviricilerin spektral özelliklerine göre uyumlu filtreleme yapmak optimal işlemdir. Hem çeviricilerin özelliklerinin ölçülmesi işlemiyle uğraşmamak için hem de SNR kayıplarının düşük olması sebebiyle buradaki yola gidilmiştir.

7.4. Deney Ortamı ve BER Ölçüm Sonuçları

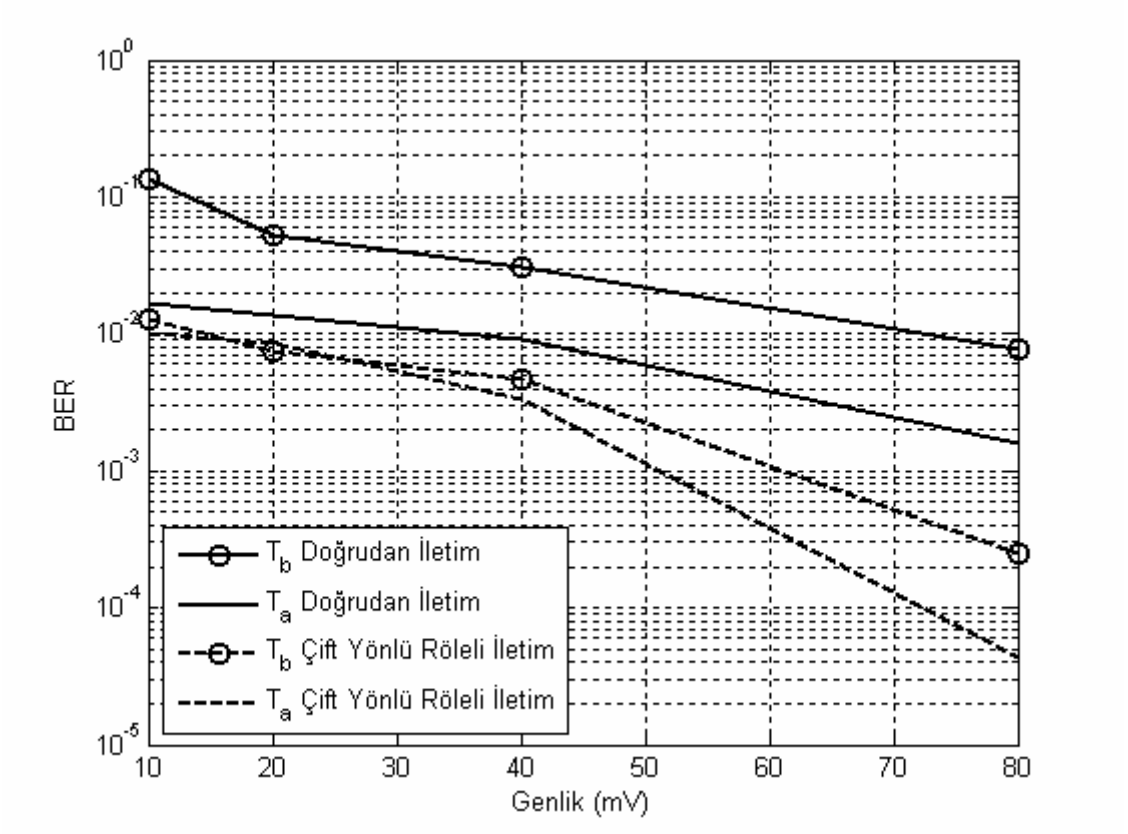
Deneyler, içyapısı Şekil 7.13.'te verilen 3x7x12 metre boyutlarındaki bir laboratuar ortamında gerçekleştirilmiştir. Röle ve kullanıcılar bir doğru üzerinde konumlandırılmıştır. Kullanıcılar arası mesafe 5 m. alınarak röle kullanıcıların tam ortasına yerleştirilmiştir. Terminallerin zeminden yüksekliği ise 50 cm.'dir.

Bu çalışmada kullanılan verici ve alıcı ses-üstü dönüştürücülerin bandının yaklaşık 1 kHz ile sınırlı olması nedeniyle simgeler arası girişimi engellemek için bir sembolün süresi T_s = 2 msn alınmıştır. Kullanıcıların iletilecekleri $d_i(n)$ ($i \in \{a, b\}$) bağımsız veri bloklarının uzunlukları 466 bit olarak belirlenmiştir. Farksal kodlama ile 467 bit uzunluğundaki $s_i(n)$ ($i \in \{a, b, r\}$) dizileri elde edildikten sonra söz konusu dizilerin başına BPSK kiplenmiş 13 bitlik Barker dizisi yerleştirilmiştir. Çerçeve sonlarına ise 20 bit süreli boşluklar konulmuştur. Modüleli taşıyıcıyı oluşturan örnekler

$T_v = 1/160000$ sn aralıklarla alınarak K_v = 320 olarak belirlenmiştir. Çerçeve iletimlerinde alıcıdaki analog/sayısal dönüştürücünün frekansı da 160 kHz seçilerek sembol başına K_a = 320 örnek alınmıştır. Demodülasyon ve eş-zamanlama işlemlerinde de 320 örnek noktası olan uyumlu süzgeç kullanılmıştır. Röleden kullanıcı verilerinin ağ kodlanması ile elde edilmiş veri blokları gönderilmiştir.



Şekil 7.12. Deney ortamı



Şekil 7.13. BER başarım eğrileri

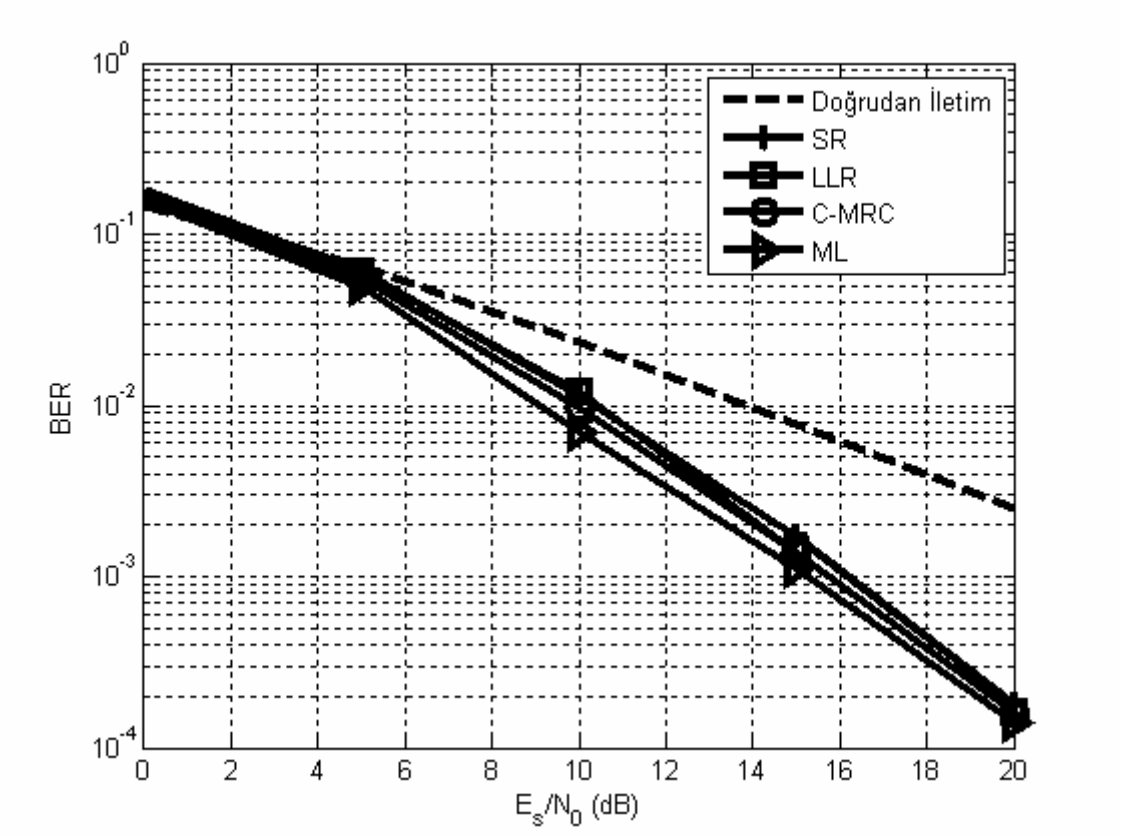
Şekil 7.13.'te 10 mV, 20 mV, 40 mV ve 80 mV değerindeki işaret genliklerinin doğrudan iletim ve çift yönlü röleli iletim durumlarında oluşturdukları BER değerleri verilmiştir. Görüldüğü gibi tasarlanan deneysel düzenekle çift yönlü röleli iletimin sağlayacağı performans artışı doğrulanmaktadır. Gerek tek yönlü gerekse de çift yönlü iletimde kullanıcı terminallerdeki BER değerindeki farklılıklar söz konusu terminallerdeki gürültü seviyelerinin farklı oluşundan kaynaklanmaktadır.

8. ARAŞTIRMA SONUÇLARI VE TARTIŞMA

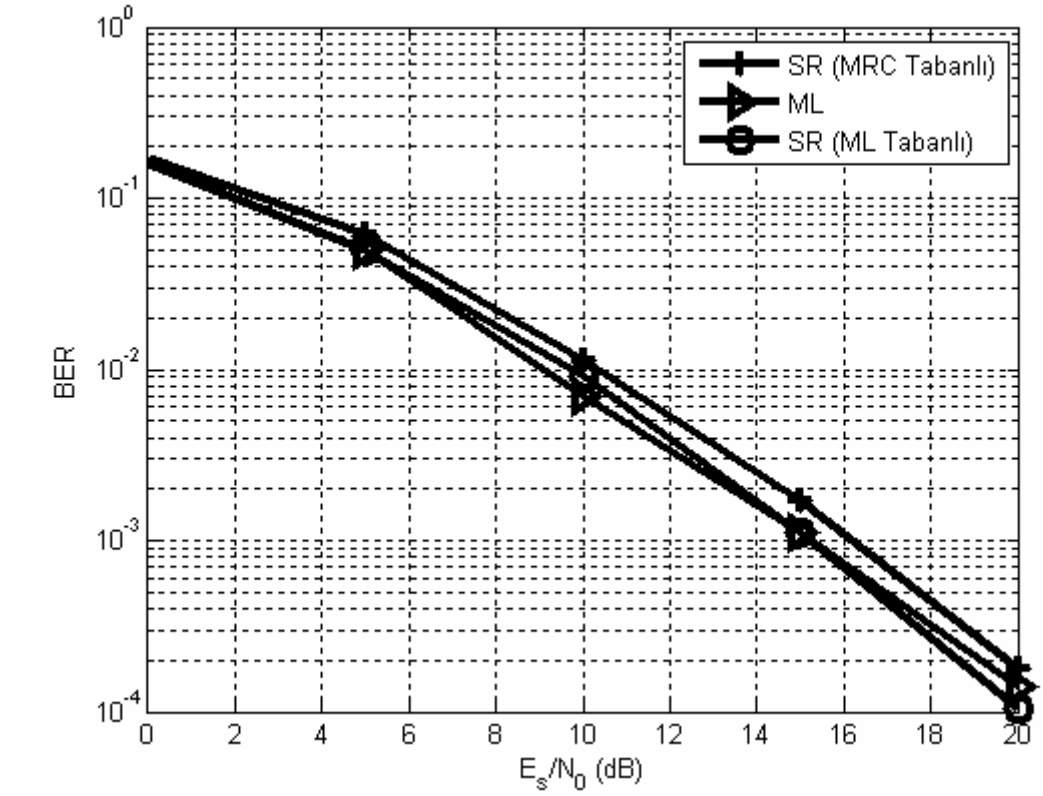
Önceki bölümlerde ML, LLR iletimi, C-MRC ve SR tabanlı üç fazlı BDR senaryolarının tümünün kanal kodlamasız ve kanal kodlamalı durumlarda tam çeşitleme kazancı sağladığı gösterildi. Bu teorik çalışmalara ek olarak, BDR modeli ses-üstü kanalda çalışan donanımlarla gerçekleştirilerek elde edilen ortalama BER ölçüm sonuçları verildi. Bu bölümde bulunan sayısal ve analitik sonuçlar ışığında adı geçen yaklaşımların güç tüketimi ve sistem karmaşıklığı yönünden karşılaştırmaları sunulmuştur. Bunlara ek olarak deneysel bulgulara ilişkin genel değerlendirmeler yapılmıştır.

8.1. Anlık SNR Bilgisine Göre BER Başarımı Sonuçlarının Karşılaştırılması

Şekil 8.1.'de ML, LLR iletimi, C-MRC ve MRC tabanlı SR tekniklerinin simetrik kanal durumunda ($\sigma_{ar}^2 = \sigma_{br}^2 = \sigma_{ab}^2 = 1$) kanal kodlamasız BPSK iletim için ortalama BER benzetim sonuçları verilmiştir. Bağımsız kanal katsayılarının üç fazlık iletim boyunca sabit kalıp daha sonra değiştiği yarı-durağan Rayleigh sönümlemesi durumu ele alınmıştır. Paket uzunluğu N = 100 seçilmiştir. İletilen paket sayısı, ortalama BER değeri ile bir kullanıcıdan iletilen toplam veri biti sayısının çarpımı en az 100 olacak şekilde seçilmiştir. Eğriler elde edilirken röle ve kullanıcılarda anlık kanal durum bilgileri kullanılmıştır. Şekil 8.1.'den de görüldüğü gibi ML tekniği en iyi performansı vermesine karşın, kullanılan tekniklerin tümü birbirlerine son derece yakın bir başarım sunmaktadır. SR tekniğine ilişkin eğri iki durumlu modele ait olsa da dört durumlu model de yaklaşık aynı başarımı sağlamaktadır. Şekil 8.2.'de verilen eğrilerde ise ML tekniği ile MRC tabanlı SR tekniği arasındaki 1 dB civarındaki performans farkının ML tabanlı SR kullanımı ile ortadan kalktığı görülmektedir.



Şekil 8.1. Anlık SNR bilgisine göre ortalama BER başarımı karşılaştırması



Şekil 8.2. Anlık SNR bilgisine göre SR tekniklerinin ortalama BER başarımı karşılaştırması

Kanalların durumuna göre zaman zaman rölenin iletim yapmaması fikrine dayanan SR tekniği, hem verici hem de alıcı güç tüketiminde diğer tekniklere göre daha avantajlıdır. Dört durumlu SR modelinde kullanıcılardaki alıcı güç tüketimi daha da düşük seviyededir. Alıcı güç tüketimi hücresel sistemlerde verici güç tüketimine göre kayda değer bir öneme sahip olmamasına karşın, kablosuz sensör ağlar gibi düşük güçlü bataryalarla çalışan terminallerden oluşan yapılarda çok daha önemli hale gelmektedir (Onat ve ark., 2008).

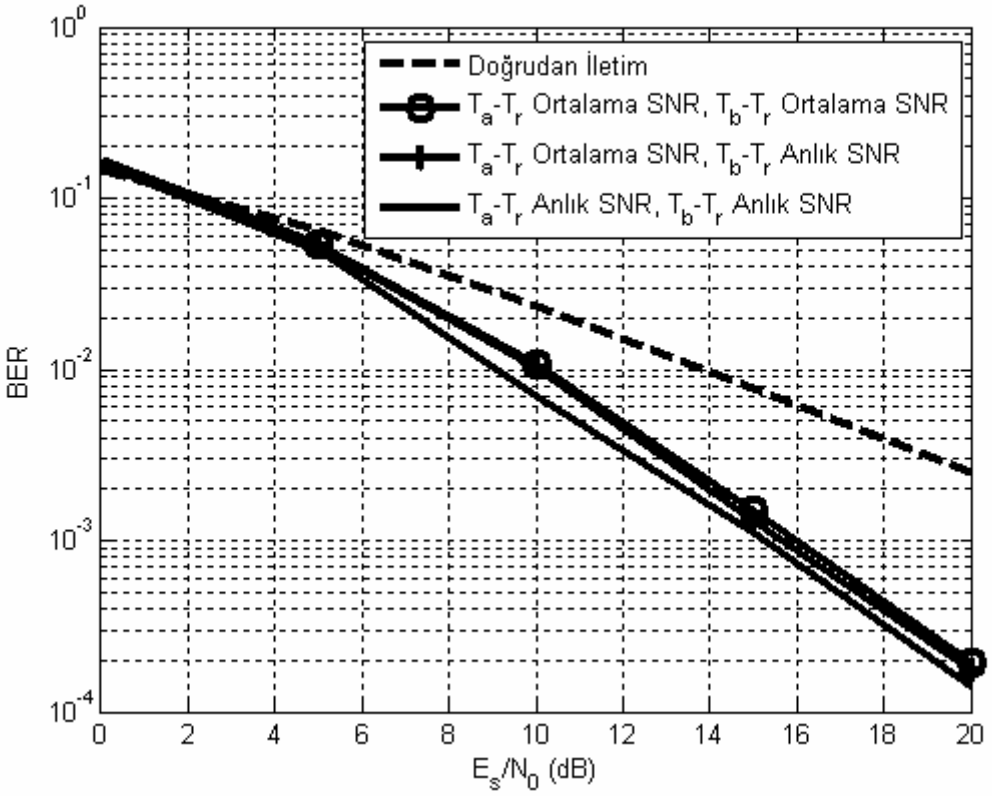
SR tekniği güç tüketimi yönünden diğer tekniklere göre önemli iyileşmeler sağlarken, rölede BER hesapları yapılmasını gerektirmesi nedeniyle röledeki karmaşıklık düzeyini önemli ölçüde artırmaktadır. LLR iletimi yaklaşımında ise BER hesaplarının yerini ağ kodlanmış verinin LLR hesabı almaktadır. LLR iletimi tekniğinde rölenin her sembolü ayrı bir güçle iletebilmesi gerekliliği, hesaplama yüküne ek olarak donanım karmaşıklığını da beraberinde getirmektedir. Kaynak-röle arası hata yapma olasılığının kullanıcılar tarafından bilinerek algılama işlemlerinde bu bilginin göz önüne alınması prensibine dayanan ML ve C-MRC teknikleri ise, LLR iletimi ve onun özel bir hali sayılabilecek SR tekniklerinde görülen bu röle karmaşıklığı problemine uygun birer çözüm olarak gözükmektedir. Bununla birlikte kaynak ve röledeki tüm sembol iletim durumlarının ele alınması yaklaşımına dayanan ML tekniğinde, işaret kümesinin eleman sayısı arttıkça hedefteki algılama karmaşıklığı da üstel olarak artmaktadır.

8.2. Ortalama SNR Bilgisine Göre BER Başarımı Sonuçlarının Karşılaştırılması

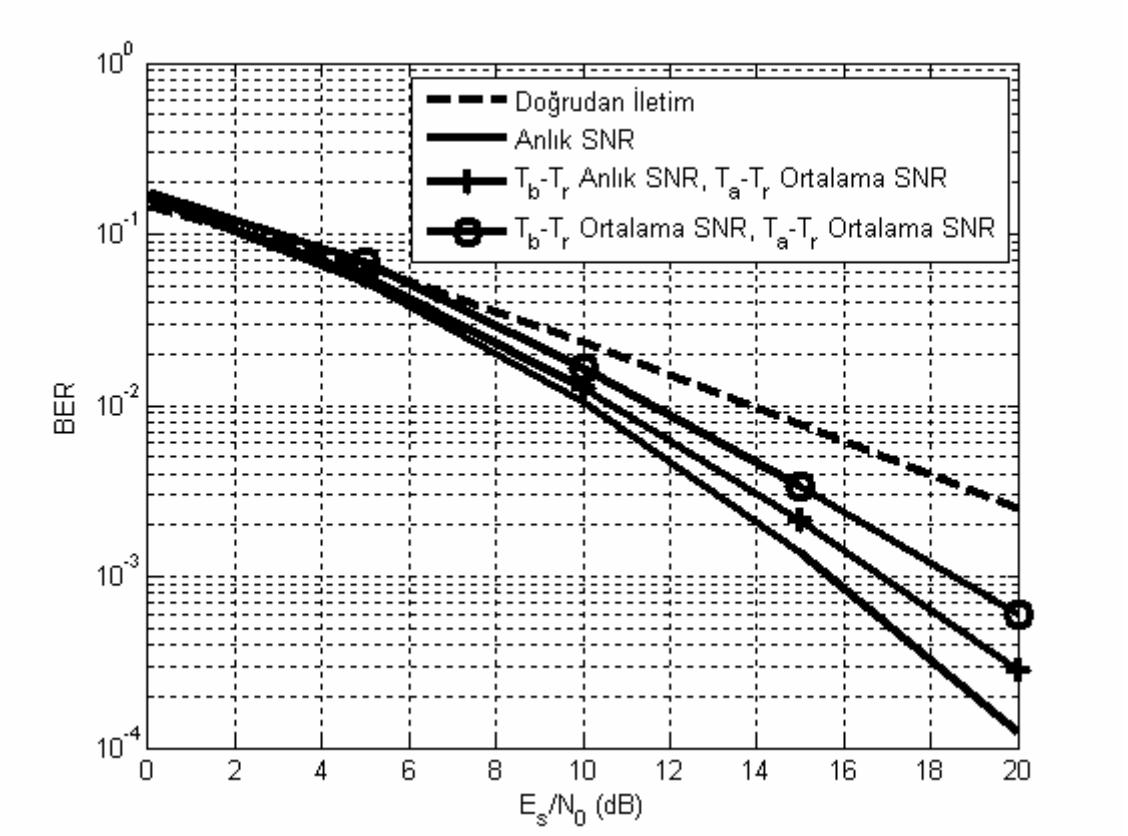
Anlık SNR bilgisine dayalı ML ve C-MRC tabanlı BDR modellerinde kullanıcıların her birisi karşı kullanıcı ile röle arasındaki anlık kanal durum bilgisine ihtiyaç duyar. Benzer şekilde anlık SNR bilgisine dayalı SR tabanlı modellerde, röle üçüncü fazda iletim yapıp yapmayacağına doğrudan iletim kanalına ilişkin anlık kanal kazancına göre karar verir. Kullanıcılar ilk iki fazda doğrudan kanalın (h_{ab}), üçüncü fazda ise röle ile kendileri arasındaki kanalın (h_{ar}, h_{br}) durum bilgisine pilot işaretleşmeler ile erişebilseler bile, karşı kullanıcının röle ile arasındaki kanala ilişkin bilgiyi geri besleme kanalı üzerinden edinmek zorundadırlar. Aynı şekilde röle, kullanıcılar ile arasındaki kanalların durum bilgisini ilk iki fazda elde etme imkânına sahiptir, ancak kullanıcılar arasındaki kanal kazancının anlık değerine (h_{ab}) doğrudan erişemez. ML, C-MRC ve SR modellerinde anlık kanal durum bilgisinin geri besleme kanalından iletimi, sistemdeki işaretleşme yükünde artışlara neden olmaktadır. Bu

işaretleşme yükünü hafifletmek üzere ortalama SNR bilgisine dayalı yaklaşımlar önerilmiştir.

Şekil 8.3.'de ML tabanlı BDR tekniğinin kanal kodlamasız BPSK iletim için T_b terminalindeki ortalama BER benzetim sonuçları görülmektedir. Eğriler simetrik kanal durumunda T_b-T_r ve T_a-T_r kanallarının anlık SNR bilgisi; T_b-T_r kanalının anlık, T_a-T_r kanalının ise ortalama SNR bilgisi ve her iki kanalın da ortalama SNR bilgisi olmak üzere üç farklı senaryo için, paket uzunluğu N = 100 alınarak bağımsız kanal katsayılarının üç fazlık iletim boyunca sabit kalıp daha sonra değiştiği yarı-durağan Rayleigh sönümlemesi durumunda elde edilmiştir. Sadece T_a-T_r kanalının ortalama SNR bilgisinin kullanılması halinde oluşan başarım ile her iki kanalın ortalama SNR bilgisinin kullanılması ile elde edilen başarım hemen hemen aynıdır. Ortalama SNR bilgisi ile çalışıldığında yaklaşık 0.7 dB'lik bir kayıp oluştuğu görülmektedir.



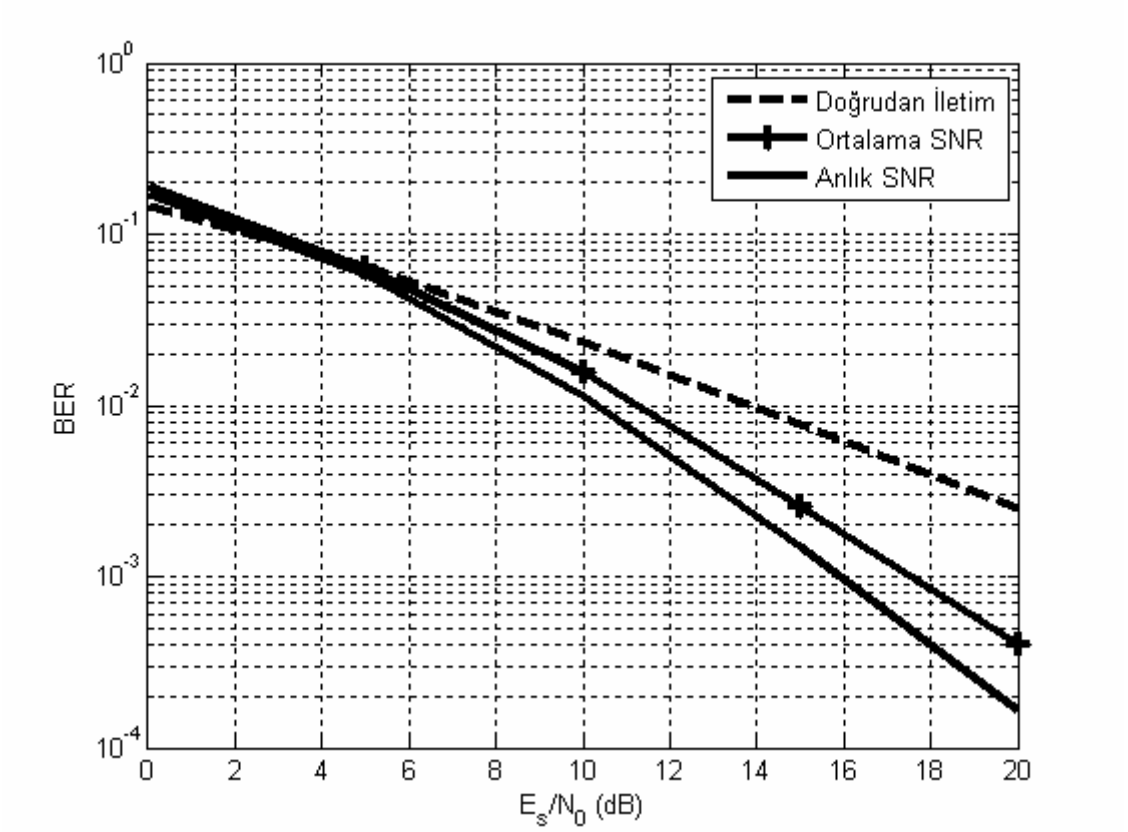
Şekil 8.3. ML tabanlı BDR tekniği ile kodlamasız simetrik kanalda BPSK iletim için T_b terminalindeki ortalama BER performansı



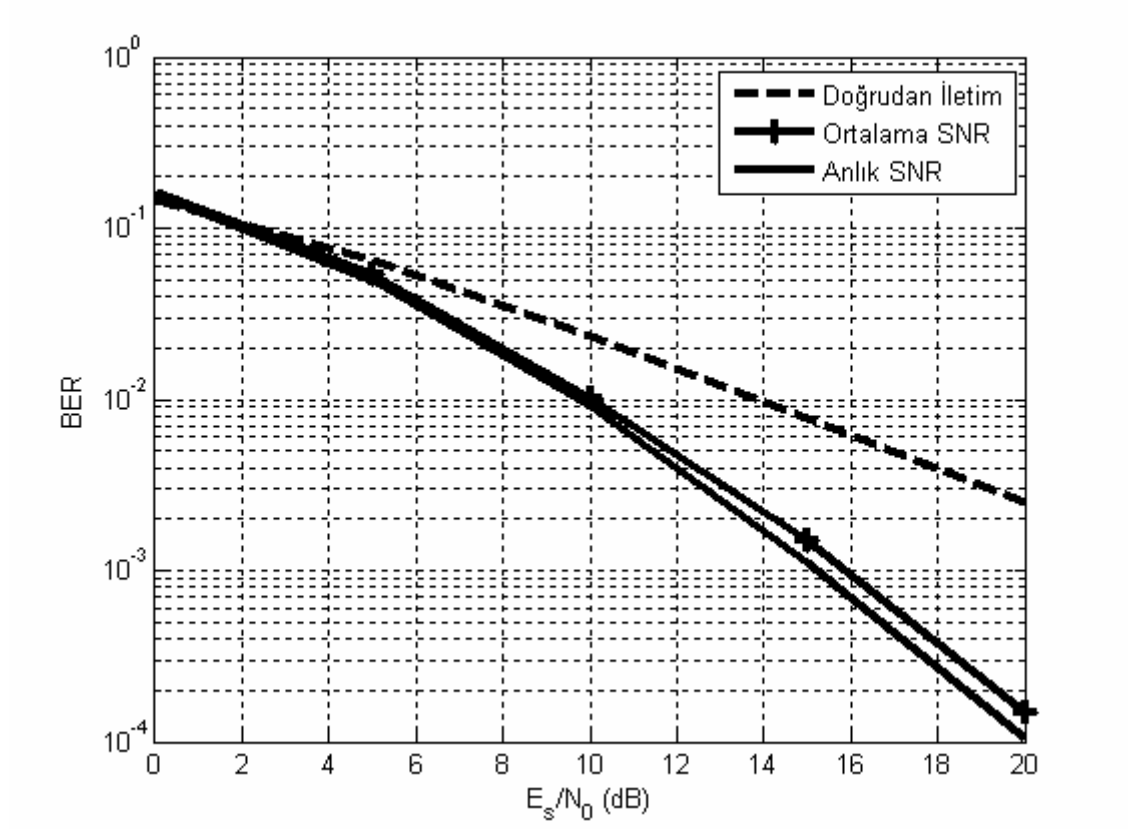
Şekil 8.4. C-MRC tabanlı BDR tekniği ile simetrik kanalda kodlamasız BPSK iletim için T_b terminalindeki ortalama BER performansı

Şekil 8.4.'de C-MRC tabanlı BDR tekniği ile T_b terminalinde meydana gelen ortalama BER benzetim sonuçları görülmektedir. Sadece T_a-T_r kanalının ortalama SNR bilgisinin kullanılması halinde, anlık SNR bilgisinin kullanılması ile elde edilen başarıma göre 10^{-3} değerindeki bir BER için yaklaşık 1 dB kayıp oluşmaktadır. Her iki kanalın da ortalama SNR bilgisi ile demodülasyon yapılması durumunda ise bu kayıp 2 dB'nin üzerine çıkmaktadır. Söz konusu kayıplar SNR arttıkça artan bir yapıdadır.

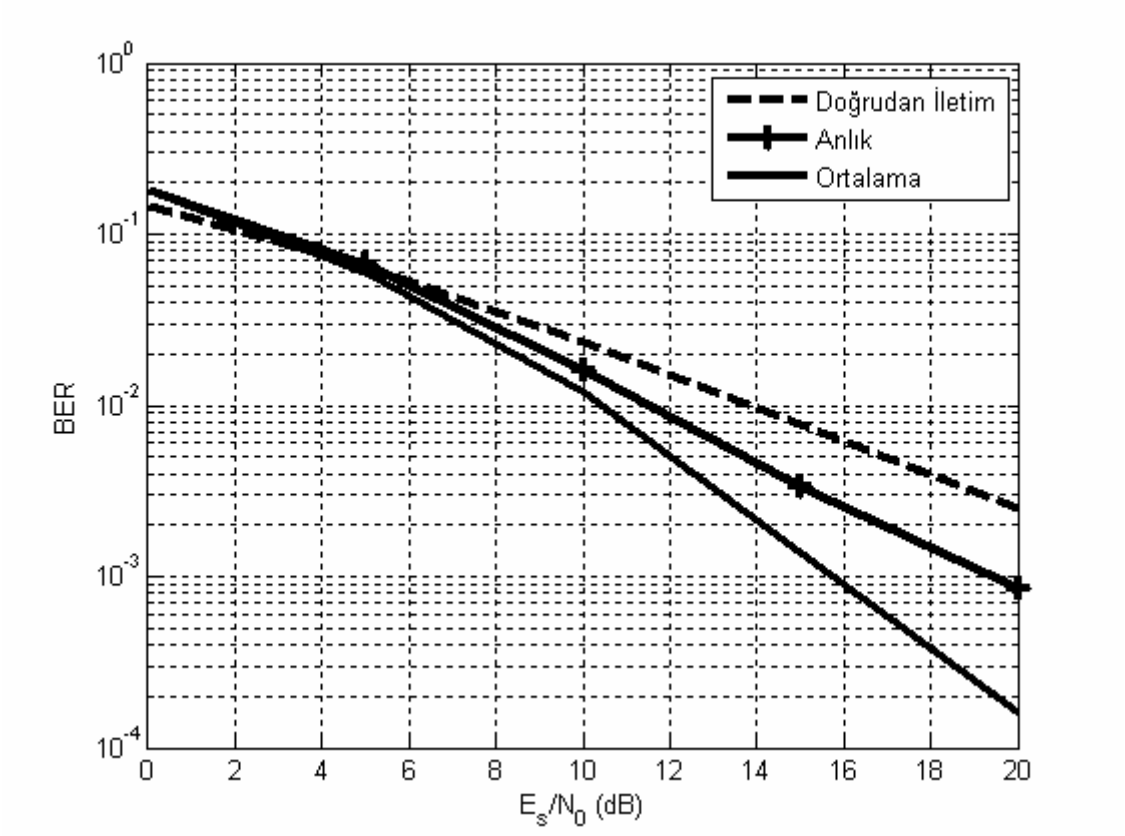
Şekil 8.5.'de kullanıcılarda MRC yaklaşımının kullanıldığı SR tekniği için elde edilen performans eğrileri görülmektedir. Bu şekilden de görüldüğü gibi söz konusu kanalın ortalama SNR bilgisi ile işlem yapıldığında tam çeşitleme kazancı korunurken, anlık SNR bilgisine dayalı yaklaşıma göre 2 dB civarında başarım kaybı meydana gelmektedir. Şekil 8.6.'da ise ML tabanlı SR tekniğinin anlık ve ortalama SNR kullanımları için başarım eğrileri verilmiştir. Söz konusu şekil, ML karar kurallarına dayalı SR yaklaşımında anlık SNR bilgisi yerine ortalama SNR bilgisinin kullanımının neden olduğu kaybın 0.5 dB civarında olduğunu göstermektedir.



Şekil 8.5. MRC tabanlı SR tekniğinin kullanıldığı BDR senaryosunun simetrik kanalda kodlamasız BPSK iletim için ortalama BER performansı



Şekil 8.6. ML tabanlı SR tekniğinin kullanıldığı BDR senaryosunun simetrik kanalda kodlamasız BPSK iletim için ortalama BER performansı



Şekil 8.7. LLR iletimi tabanlı BDR tekniği ile simetrik kanalda kodlamasız BPSK iletim için ortalama BER performansı

LLR iletimi tabanlı BDR kanalında geri besleme kanalından (4.8) ifadesi ile verilen A_{LLR} normalizasyon terimi iletilmektedir. Şekil 8.7.'deki normalizasyon teriminin anlık ve ortalama değerinin kullanılması ile elde edilmiş başarım eğrilerinden görüldüğü gibi, ortalama değer kullanımı çeşitleme kazancı kaybına yol açmaktadır.

Bu sonuçlar, incelenen teknikler arasında kanal durum bilgisi seviyesine en duyarlı olanının LLR iletimi olduğunu göstermektedir. Kanal durum bilgisi seviyesinin azalması karşısında en az performans düşüşü ML ve ML tabanlı SR tekniğinde gözlenmiştir. C-MRC ve MRC tabanlı SR yaklaşımlarının ise anlık kanal durum bilgisine karşı sergilediği duyarlılık yaklaşık olarak benzer seviyede olmuştur. Çizelge 8.1.'de bu tez çalışmasında incelenen tekniklerin güç tüketimi, geri besleme bilgisine duyarlılık, röledeki karmaşıklık ve işaret kümesinin eleman sayısı artması ile hedefte oluşacak karmaşıklık artışı açısından birbirlerine göre karşılaştırması özet halinde verilmiştir.

Çizelge 8.1. Kullanılan tekniklerin karşılaştırılması

Teknik	Güç Tüketimi	Geri Besleme Bilgisine Duyarlılık	Röledeki Karmaşıklık (Donanım ve Hesaplama)	Hedefteki Karmaşıklık
ML	Yüksek	Düşük	Düşük	Üstel
C-MRC	Yüksek	Yüksek	Düşük	Doğrusal
LLR	Yüksek	Çok Yüksek	Yüksek hesaplama yükü, Yüksek donanım karmaşıklığı	Doğrusal
SR-MRC	Düşük	Yüksek	Yüksek hesaplama yükü	Doğrusal
SR-ML	Düşük	Düşük	Yüksek hesaplama yükü	Üstel

8.3. DMF ve DCF Algoritmalarının Karşılaştırılması

BDR yapısının kanal kodlamalı durumda performansına ilişkin önemli bulgulara ulaşılmıştır. Kanal kodu olarak iki durumlu bir katlamalı kod kullanılmıştır. Rölede kod çözme işlemi gerektiren ve literatürde sıklıkla kullanılan DCF algoritması ile rölede kod çözme gerekliliğini ortadan kaldıran DMF algoritması ele alınmıştır. DCF algoritması için kafes birleştirmeye dayalı bir kod çözme algoritması önerilmiştir. DMF algoritması hedefte n durumlu katlamalı kod yapısının çözümünü gerektirken, DCF yapısında n^2 adet duruma sahip bir katlamalı kodun çözülmesini gerektirmektedir. Elde edilen sayısal sonuçlar ise DMF ve DCF yaklaşımlarının yaklaşık aynı başarımı verdiğini göstermiştir. Bu durum röledeki kod çözme işlemini ortadan kaldıran ve hedefteki kod çözme işlemlerini önemli ölçüde basitleştiren DMF yaklaşımının DCF tekniğine göre çok daha avantajlı olduğunu ortaya koymaktadır.

8.4. Deneysel Bulgulara İlişkin Genel Değerlendirmeler

Bölüm-7'de ses-üstü kanalda çalışan telsiz terminallerle oluşturulmuş deney düzeneği tanıtılarak üç fazlı iletim protokolünün kullanıldığı BDR senaryosunun BER ölçümleri verilmiştir. Elde edilen sonuçlar doğrudan iletim için alınan ölçüm sonuçları ile karşılaştırılmış ve önemli başarım iyileşmesi sağlandığı gösterilerek literatürdeki teorik çalışmalar doğrulanmıştır. Öte yandan oluşturulan ses-üstü telsiz terminaller, daha çok su-altı haberleşmede kullanılan ses-üstü işaretleşmenin karasal ortamlardaki performansını ana hatlarıyla inceleme imkânını da vermektedir. Bu durum, kısa mesafeli ve düşük iletim hızlarında çalışan telsiz algılayıcı ağlar için ses-üstü kanalının

RF kanala bir alternatif teşkil edip edemeyeceğinin değerlendirmesi için iyi bir fırsat sunmaktadır. Ayrıca düşük frekansta çalışan son derece ucuz, kolay elde edilebilir donanımlar kullanılarak; donanım tasarım-üretim süreçlerine çok fazla zaman ve emek harcamadan üzerinde birçok algoritmanın test edilebileceği bilgisayar destekli deneysel düzeneklerin oluşturabileceği gösterilmiştir.

9. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu doktora tez çalışmasında, üç fazlı iletim protokolünün kullanıldığı BDR kanalının ML, LLR, C-MRC, ve SR teknikleri ile performansı incelenmiştir. Kullanıcılarda ML sezimin yapıldığı tasarımın, kanal kodlamasız durumda evre uyumlu BPSK ve evre uyumsuz BFSK işaretleşmeleri için Rayleigh sönümlemeli kanallarda ortalama BER başarımını veren kapalı form ifadeler türetilmiştir. Analizi yapılan diğer yaklaşım olan LLR iletimine dayalı yapının ise, Rayleigh sönümlemesi için evre uyumlu BPSK modülasyonu durumunda ortalama BER performansını veren alt sınır ifadesi elde edilmiştir. Gerçekleştirilen bu performans analizleri benzetim sonuçları ile de doğrulanmıştır. ML ve LLR teknikleri gibi C-MRC ve SR yaklaşımları da BDR kanalına uyarlanmış ve bu tekniklerin kullanıcı ve kaynaklardaki farklı kanal durum bilgisi seviyeleri için benzetimleri gerçekleştirilmiştir. Elde edilen sonuçlar ML, C-MRC ve SR yaklaşımlarının tüm kanal durum bilgisi seviyelerinde tam çeşitleme kazancı sunduklarını, LLR iletimine dayalı BDR kanalının ise sadece anlık LLR iletiminde tam çeşitleme kazancı verdiğini göstermiştir. Bunlara ek olarak SR yaklaşımı için literatürdeki iki durumlu iletim modelinden farklı, dört durumlu yeni bir iletim modeli sunulmuştur. Ayrıca literatürdeki MRC tekniğine göre türetilmiş karar kurallarına dayalı modellere alternatif olmak üzere ML karar kurallarının kullanıldığı SR tabanlı bir BDR sistemi önerilmiştir. Önerilen ML tabanlı SR tekniğinin, MRC tabanlı SR tekniğine göre daha iyi performans sağladığını gösteren sayısal sonuçlar sunulmuştur.

Kanal kodlamasız durumun yanı sıra bütünleşik ağ-kanal kodlamalı BDR yapıları da incelenmiştir. Bunun için röledeki kod çözme işlemini ortadan kaldırarak sistem karmaşıklığını önemli ölçüde düşüren DMF tekniği bir katlamalı kod yapısı ile birlikte kullanılmıştır. Sunulan ML, LLR, C-MRC ve LLR tabanlı bütünleşik ağ-kanal kodlamalı DMF modellerinin tümünün tam çeşitleme ve kodlama kazancı verdiği benzetim sonuçları ile gösterilmiştir. DMF tekniği, literatürde çok daha yaygın olarak incelenmiş olan ve rölede kod çözme işlemi gerektiren DCF tekniği ile karşılaştırılmıştır. Elde edilen sayısal sonuçlar, hem röle ve hem de hedefteki kod çözme karmaşıklık düzeyi DMF yaklaşımına göre oldukça yüksek olan DCF tekniğinin, DMF tekniği ile yaklaşık aynı başarımı verdiğini göstermiştir. Benzetim sonuçları ile elde edilen bu önemli bulgunun performans analizleri ile de doğrulanması, literatüre önemli katkı sağlayabilecek bir araştırma konusu olarak gözükmektedir.

İşbirlikli iletişim sistemleri üzerine yapılan araştırmaların büyük çoğunluğunun benzetim ve analizlerden oluşan teorik çalışmalar olduğu göz önüne alınarak, işbirlikli çeşitlemenin sağladığı performans artışını deneysel olarak gözlemlemek üzere bir test düzeneği de tasarlanmıştır. Bunun için ses-üstü kanalda 40 kHz'de çalışan telsiz terminaller oluşturulmuştur. Oluşturulan bu donanımsal yapı ile BDR kanalının BER ölçümleri gerçekleştirilmiş ve rölesiz iletime göre daha yüksek başarım sağlandığı deneysel olarak gösterilmiştir. Böylelikle son derece ucuz ve kolay erişilebilir donanımlarla temel telekomünikasyon tekniklerinin yanı sıra tasarlanan yeni algoritmaların test edilebileceği, eğitim ve akademik amaçlı kullanıma elverişli bir deney düzeneği elde edilmiştir. Ses-üstü işaretlerin havadaki yayılma hızının 350 m/sn civarında olması ve 40 kHz'lik bir çalışma frekansında yaklaşık 8.5 mm dalga boyunun oluşması çok antenli terminallerin tasarımına imkan vererek MIMO sistem elde edilmesini de mümkün hale getirmektedir. Çok antenli terminallerden oluşan telsiz ağların oluşturulması ve test edilmesi de gelecekte yapılabilecek önemli uygulamalardandır.

BDR kanalı ile ilgili çalışılabilecek başka araştırma konuları da mevcuttur. Bir kaynak, bir röle ve bir hedeften oluşan tek yönlü röleli iletim kanalı için çeşitleme kazancı analizi yapılmış olan C-MRC yaklaşımının gerek tek yönlü röleli iletim kanalı, gerekse de BDR kanalındaki BER analizi literatüre önemli bir katkı yapacaktır. Elde edilecek C-MRC tabanlı ifadeler, klasik MRC için düzenlenmiş olan iki ve dört durumlu SR tekniklerindeki röle iletim karar kuralında kullanılarak daha iyi performans veren SR tabanlı karar kuralları oluşturulabilir. Hem elde edilen bu yeni karar kuralları ile hem de klasik MRC karar kuralları kullanılarak SR tabanlı BDR kanalının performans analizlerinin gerçekleştirilmesi ve karşılaştırılması, incelenmeye değer araştırma konuları arasında verilebilir. LLR iletimine dayanan modelde röleden iletilen her sembol için ayrı bir güç seviyesi kullanılmaktadır. Sistem karmaşıklığını artıran bu durumu ortadan kaldırmak için, tek yönlü röleli iletim kanalları için önerilmiş olan ve röle gücünün kaynak-röle, röle-hedef kanallarının kazancına bağlı bir katsayı ile ölçeklendirilmesi fikrine dayanan LACC yaklaşımı BDR kanalına uyarlanabilir.

Tüm bu verilen yaklaşımların ortamda röle işlevi görebilecek birden fazla terminalin bulunduğu sistemlerde röle seçim algoritmaları ile birlikte değerlendirilmeleri ve önerilen deney düzeneği ile test edilmeleri; Rayleigh sönümlemeli kanalların dışında literatürde önemli yere sahip olan Rician, Nakagami gibi dağılımlara sahip kanallarda incelenmeleri ve çok antenli terminallerden oluşan

BDR kanalları gibi konular da üzerinde çalışılabilecek diğer araştırma alanları arasında sayılabilir.

KAYNAKLAR

Ahlswede, R., Cai, N., Li, S.Y.R., Yeung, 2000, R.W., Network information flow, *IEEE Transactions on Information Theory*, 46 (4), 1204-1216.

Akerman, A. M., Ayers, C.W., Haynes, H.D., 1996, Ultrasonic speech translator and communication system, *U.S. Patent 5,539,705*.

Akyıldız, I.F., Pompili, D., Melodia, T., 2005, Underwater acoustic sensor networks: research challenges, *Ad Hoc Networks (Elsevier)*, 3 (3), 255-279.

Alamouti, S.M., 1998, A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 16 (8): 1451–1458.

Anonymous, Wireless Open Access Research Platform (WARP), Rice University, http://warp.rice.edu [Ziyaret Tarihi: 2 Şubat 2010].

Anonymous, GNU Radio, http://gnuradio.org/redmine/wiki/gnuradio [Ziyaret Tarihi: 6 Mart 2010].

Anonymous, Ultrasonic Signal Amplification Circuit, http://www.massmind.org/images/www/hobby_elec/e_sonic1_3.htm [Ziyaret Tarihi: 1 Mart 2010].

Anonymous, Universal Software Radio Peripheral, http://www.ettus.com [Ziyaret Tarihi: 6 Mart 2010].

Anastasopoulos, A., 2001, A comparison between the sum-product and the min-sum iterative detection algorithms based on density evolution, *IEEE Global Telecommunications Conference, GLOBECOM '01*, Texas-U.S.A, 1021-1025.

Bletsas, A., Khisti, A., Reed, D. P., Lippman, A., 2006, A simple cooperative diversity method based on network path selection, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24 (3), 659-672.

Bletsas, A., Lippman, A., 2006, Implementing cooperative diversity antenna arrays with commodity hardware, *IEEE Communications Magazine*, 44 (12), 33-40.

Bouvet, P.J., Loussert, A., 2010, Capacity analysis of underwater acoustic MIMO communications, *IEEE Oceans*, Sydney-Australia, 1-8.

Bradford G.J., Laneman, J.N., 2009, An experimental framework for the evaluation of cooperative diversity, *43rd Annual Conference on Information Sciences and Systems-CISS 2009*, Baltimore-Maryland-USA, 641-645.

Bradford G.J., Laneman, J.N., 2010, A survey of implementation efforts and experimental design for cooperative communications, *IEEE International*

Conference on Acoustics Speech and Signal Processing - ICASSP, Texas-U.S.A., 5602-5605.

Chen, D., Laneman, J.N., 2006, Modulation and demodulation for cooperative diversity in wireless systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5 (7), 1785-1794.

Chen, Y., Kishore, S., Li, J., 2006, Wireless diversity through network coding. *IEEE Wireless Communications and Networking Conference-WCNC 2006*, Las Vegas-USA, 1681-1686.

Chou, P.A., Wu, Y., 2007, Network coding for the internet and wireless networks, *IEEE Signal Processing Magazine*, 24 (5), 77-85.

Divsalar, D., Jin, H., McEliece, R. J., 1998, Coding theorems for 'Turbo-Like' codes, *36th Annual Allerton Conf. on Comm., Control, and Computing*, Monticello-U.S.A, 201-210.

Durgin, G.D., 2002, Space-time wireless channels, *Prentice Hall*, Woodbine-Maryland, 209-229.

Eckford, A.W., Chu, J., Adve, R., 2006, Low complexity cooperative coding for sensor networks using rateless and LDGM Codes, İstanbul, *IEEE International Conference on Communications-ICC*, İstanbul-TÜRKİYE, 1537-1547.

Eckford, A.W., Adve, R., 2006, A practical scheme for relaying in sensor networks using repeat-accumulate codes, *Conference on Information Sciences and Systems-CISS*, New Jersey-U.S.A., 386-381.

Eckford, A.W., Chu, J., Adve, R., 2008, Low complexity and fractional coded cooperation for wireless networks, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7 (5), 1917-1929.

Elfituri, M., Hamouda, W., Ghrayeb, A., 2007, Analysis of a distributed coded cooperation scheme for multi-relay channels, *IEEE International Symposium on Signal Processing and Information Technology-ISSPIT 2007*, Cairo-Egypt, 454-459.

Ersagun, E., 2009, Multi-transducer ultrasonic communication, Yüksek Lisans Tezi, *Orta Doğu Teknik Üniversitesi*, Ankara.

Everest, F.A., 2001, The master handbook of acoustics, New York, McGraw-Hill, 262-263.

Fareed, M.M., Uysal, M., 2008, A novel relay selection method for decode-and-forward relaying, *IEEE Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering-CCECE*, Ontario-Canada, 135-140.

Fu, S., Lu, K., Zhang, T., Qian, Y., Chen H.H., 2010, Cooperative wireless networks based on physical layer network coding, *IEEE Wireless Communications*, 17 (6), 86-95.

Gachagan, A., Hayward, G., Kelly, S. P., Galbraith, W., 1996, Characterization of air-coupled transducers, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 43 (4), 678–689.

Goldsmith A., 2005, Wireless communications, *Cambridge University Press*, New York.

Gradshteyn, I.S., Ryzhik I.M., 1994, Table of integrals series and products, Sixth Edition, *Academic Press*, London, 334.

Han, Z., Sun, Y.L., Shi, H., 2008, Cooperative transmission for underwater acoustic communications, *IEEE International Conference on Communications- ICC*, Beijing-China, 2028-2032.

Hausl, C., Hagenauer, J., 2006, Iterative network and channel decoding for the two-way relay channel, *IEEE International Conference on Communications- ICC*, İstanbul-TÜRKİYE, 1568-1573.

Haynes, H.D., Akerman, M.A., Baylor, V.M., 2000, Final report: Ultrasonic communication project, Phase 1, FY 1999, Report Y/NSP-252, *National Security Program Office*, Oak Ridge Y-12 Plant: Oak Ridge, TN.

Heard, M.C., 1983, Short range communications using modulated ultrasound. *IEE Colloquium* (Digest), 2.1–2.3.

Hou, J., Hausl, C., Kotter, R., 2008, Distributed turbo coding schemes for asymmetric two-way relay communication, *IEEE International Symposium on Turbo Codes and Related Topics*, Lausanne-Switzerland, 237-242.

Hunter, T.E., Nosratinia, A., 2006, Diversity through coded cooperation. *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 5 (2)**,** 283-289.

Holm, S., 2005, Airborne ultrasound data communications: The core of an indoor positioning system, *IEEE Ultrasonics Symposium;* Rotterdam-Netherlands, 3*,* 1801–1804.

Ju, M., Kim, I., 2009, ML Performance analysis of the decode-and-forward protocol in cooperative diversity networks, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8 (7), 3855-3867.

Ju, M., Kim, I., 2010, Error performance analysis of BPSK modulation in physical-layer network-coded bidirectional relay networks, *IEEE Transactions on Communications*, 58 (10), 2270-2775.

Jungnickel, V., Kruger, U., Istoc, G., Haustein, T., Von Helmolt, C., 2004, A MIMO system with reciprocal transceivers for the time-division duplex mode, *IEEE Antennas and Propagation Society Symposium*, Berlin-Germany, 1267–1270.

Kim, S., Devroye, N., Mitran, P., Tarokh, V., 2008, Comparison of bi-directional relaying protocols, *IEEE Sarnoff Symposium*, New Jersey-U.S.A., 1-5.

Kim, S., Mitran, P., John, C., Ghanadan, R., Tarokh, V., 2007, Coded bi-directional relaying in combat scenarios, *IEEE Military Communications Conference-MILCOM 2007*, Orlando-Florida, 1-7.

Korakis, T., Tao, Z., Singh, S.R., Liu P., Panwar S.S., 2009, Implementation of a cooperative MAC protocol: performance and challenges in a real environment, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 1-19.

Kramer, G., Gastpar, M., Gupta, P., 2005, Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks, *IEEE Transactions on Information Theory*, 51 (9), 3037-3063.

Kühn, V., 2006, Wireless communications over MIMO channels, *John Wiley & Sons*, West Sussex-England, 36-48.

Laneman, J.N., Tse, D.N.C., Wornell, G.W., 2004, Cooperative diversity in wireless networks: Efficient protocols and outage behaviour, *IEEE Transactions on Information Theory*, 50 (12), 3062-3080.

Laneman, J.N., Wornell, G.W., 2000, Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Massachusetts-U.S.A., 7-12.

Larsson, P., Johansson, N., Sunell, K-E., 2006, Coded bi-directional relaying, *IEEE Vehicular Technology Conference-VTC 2006*, Melbourne-Australia, 851-855.

Lei, Z., Sihai, Z., Wuyang Z., 2009, Cooperative communication with network coding in GF(2^n), *International Communication Conference on Wireless Mobile and Computing (CCWMC)*, Shanghai-CHINA, 586-589.

Li, C., Hutchins, D.A., Green, R.J., 2008, Short-range ultrasonic digital communications in air, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency control*, 55 (4), 908, 918.

Li, C., Hutchins, D.A., Green, R.J., 2009, Short-range ultrasonic communications in air using quadrature modulation, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 56 (10), 2060-2072.

Li, G., Shi, Z., 2010, DmF cooperation based on joint network-channel coding in wireless communication, *6 th International Conference on Wireless Communications Networking and Mobile Computing*, Chengdu-China, 1-4.

Li, Y., Vucetic, B., Wong, T. F., Dohler, M., 2006, Distributed turbo coding with soft information relaying in multihop relay networks, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 24 (11), 2040–2050.

Lin S., Costello D.J., 2004, *Error control coding fundamentals and applications*, 2nd Edition, New Jersey, Prentice-Hall, 525-545.

Liu, X., Su, W., 2007, BER performance analysis of the optimum ML receiver for decode-and-forward cooperative protocol, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing-ICASSP 2007*, Hawaii-U.S.A. 485-488.

Liu, C.-H., Xue, F., 2008, Network coding for two-way relaying: Rate region, sum rate and opportunistic scheduling, *IEEE International Conference on Communications*, Beijing-China, 1044–1049.

Liu, P., Kim, I., 2009, Average BER analysis for binary signallings in decode-and-forward dissimilar cooperative diversity networks, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 8 (8), 3961-3968.

Mills, D.M., Smith, S.W., 2002, Multilayered PZT/polymer composites to increase signal to noise ratio and resolution for medical ultrasound transducers, *IEEE Transactions on Ultrasonics, Ferroelectrics, and Frequency Control*, 49 (7), 1005-1014.

Murphy, P., Sabharwal, A., Aazhang, B., 2009, On building a cooperative communication system: Testbed implementation and first results, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking*, 1-9.

Nguyen, S.L.H., Ghrayeb, A., Al-Habian, G., Hansa, M., 2010, Mitigating error propagation in two-way relay channels with network coding, *IEEE Transactions on wireless communications*, 9 (11), 3380-3390.

Oechtering, T.J., Boche, H., 2006, Optimal resource allocation for a bidirectional regenerative half-duplex relaying, *IEEE International Symposium on Information Theory and its Applications-ISITA*, Seoul-Korea, 528–533.

Oechtering, T.J., Wyrembelski, R.F., Boche, H., 2009, Multiantenna Bidirectional Broadcast Channels—Optimal Transmit Strategies, *IEEE Transactions on Signal Processing*, 57 (5), 1948-1958.

Oechtering, T.J., Schnurr, C., Bjelakovic, I., Boche, H., 2007, Achievable rate region of a two phase bidirectional relay channel, *41st Annual Conference on Information Sciences and Systems-CISS 2007*, Baltimore-U.S.A., 408-413.

Oechtering, T. J., Schnurr, C., Bjelakovic, I., and Boche, H., 2008, Broadcast capacity region of two-phase bidirectional relaying, *IEEE Transactions on Information Theory*, 54 (1), 454-458.

Oenning, T. R., Moon, J., 2001, A low density generator matrix interpretation of parallel concatenated single bit parity codes, *IEEE Transactions on Magnetics*, 37 (2), 737-741.

Onat, F.A., Adinoyi, A., Fan, Y., Yanikomeroglu H., Thompson J.S., Marsland I.D., 2008, Threshold selection for SNR-based selective digital relaying in cooperative wireless networks, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, 7 (11), 4226-4237.

Özdemir, Ö., Yılmaz, A.Ö., 2010, ML performance analysis of digital relaying in bi-directional relay channels, Wireless Communications and Mobile Computing isimli dergide yayınlanmak üzere kabul edildi (1 JUL 2010, DOI: 10.1002/wcm.1003)

Peng, Y., Wu, M., Zhao, H., Wang, W., 2009, Cooperative network coding with soft information relaying in two-way relay channels, *Journal of Communications*, 4 (11), 849-855.

Proakis, J. G., 2000, Digital Communications, *McGraw-Hill*, New York.

Quazi A.H., Konrad W.L., 1982, Underwater acoustic communications, *IEEE Communications Magazine*, 20 (2), 24-30.

Rankov, B., Wittneben, A., 2006, Achievable rate regions for the two-way relay channel, *IEEE International Symposium on Information Theory*, Seattle-U.S.A.,1668-1672.

Rankov, B., Wittneben, A., 2007, Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 25 (2), 379-389.

Rappaport, T.S., 2002, Wireless communications principles and practice, Second Edition, *Prentice Hall PTR*, New Jersey, 138-145.

Sendonaris, A., Erkip, E., Aazhang, B., 2003, User cooperation diversity, Part I and Part II, *IEEE Transactions on Communications*, 51 (11), 1927-1948.

Shannon, C.E., 1961, Two-way communication channels, *4th Berkeley Symposium Probability and Statistics*, Berkeley-U.S.A., 611-644.

Sharma, A., Gelara, V., Singh, S., Korakis T., Liu P., and S., Panwar, 2008, Implementation of a cooperative MAC protocol using a software defined radio platform, *IEEE 16th Workshop on Local and Metropolitan Area Networks-LANMAN*, Cluj-Napoca-Romania, 96-101.

Smith, G.S., 2004, A direct derivation of a single-antenna reciprocity relation for the time domain, *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, 52 (6), 1568-1577.

Sneessens, H.H., Vandendorpe, L., 2005, Soft decode and forward improves cooperative communications, *IEE 6th International Conference on 3G and Beyond*, London-U.K., 1-4.

Steinberg, E. B., 1965, Ultrasonics in Industry, *Proceedings of the IEEE*, 53 (10), 1292, 1304.

Stojanovic, M., 1996, Recent advances in high-speed underwater acoustic communications, *IEEE Journal of Oceanic Engineering*, 21 (2), 125-136.

Su, W., 2007, Performance analysis for a suboptimum ML receiver in decode-and-forward communications, *IEEE Global Telecommunications Conference*, 2962-2966.

Telatar, E., 1999, Capacity of multi-antenna Gaussian channels, *European Transactions on Telecommunications*, 10 (6), 585-595.

Tofsted, D., O'Brien, S., D'Arcy, S., Creegan, E., Elliott, S., 2010, An examination of the feasibility of ultrasonic communications links, *U.S. Army Research Laboratory-Computational and Information Sciences Directorate*.

Vucetic, B., Yuan, J., 2003, Space-time coding, *John Wiley & Sons Ltd*, West Sussex-England, 54-63.

Wang, T., Cano, A., Giannakis, G.B., Laneman, J.N., 2007, High-performance cooperative demodulation with decode-and-forward relays, *IEEE Transactions on Communications*, 55 (7), 1427-1438.

Wang, T., Giannakis, G. B., 2008, Complex field network coding for multiuser cooperative communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 26 (3), 561-571.

Wang, T., Giannakis, G.B., Wang, R., 2008, Smart regenerative relays for link-adaptive cooperative communications, *IEEE Transactions on Communications*, 56 (11), 1950-1960.

Wright, W.M.D., Doyle, O.M., Foley, C.T., 2006, Multi-channel data transfer using air-coupled capacitive ultrasonic transducers, *IEEE Ultrasonics Symposium*, Vancouver-British Columbia-Canada, 1805 – 1808.

Wyrembelski, R. F., Oechteringt, T.J., Boche, H., 2008, Decode-and-forward strategies for bidirectional relaying, *IEEE 19th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications-PIMRC 2008*, Cannes-France, 1-6.

Yang, S., Koetter, R., 2007, Network coding over a noisy relay: a belief propagation approach**,** *IEEE International Symposium on Information Theory-ISIT 2007*, Nice-France, 801–804.

Zeitler, G., Koetter, R., Bauch, G., Widmer, J., 2008, Design of network coding functions in multihop relay networks, *IEEE 5th International Symposium on Turbo Codes and Related Topics*, Lausanne-Switzerland**,** 249-254.

Zeitler, G., Koetter, R., Bauch, G., Widmer, J., 2009, On quantizer design for soft values in the multiple-access relay channel, *IEEE International Conference on Communications- ICC 2009*, Dresden-Germany, 1-5.

Zetterberg, P., Mavrokefalidis, C., Lalos, A., Matigakis, E., 2009, Experimental investigation of cooperative schemes on a real-time DSP-based testbed, *EURASIP Journal on Wireless Comm. and Networking*, 2009, 1-15.

Zhang, J., Huang, Z., Liu, X., 2005, Acoustic communication in wireless sensor networks, *Department of Computer Science University of Virginia*, CS651, Wireless Sensor Networks.

Zurek, R.A., Charlier, M.L., Dietrich, A., 2002, Omnidirectional ultrasonic communication system, *U.S. Patent 6,363,139*.

ÖZGEÇMİŞ

KİŞİSEL BİLGİLER

Adı Soyadı	**:**	Özgür ÖZDEMİR
Uyruğu	**:**	T.C.
Doğum Yeri ve Tarihi	**:**	KONYA, 01.01.1977
Telefon	**:**	532 796 45 53
Faks	**:**	332 241 01 85
e-mail	**:**	ozgur@selcuk.edu.tr veya ozdemirozgur@yahoo.com

EĞİTİM

Derece		**Adı, İlçe, İl**	**Bitirme Yılı**
Lise	:	**Konya Fatih Anadolu Teknik Lisesi**	**1994**
Üniversite	:	**İ.T.Ü. Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği**	**1998**
Yüksek Lisans	:	**S.Ü. F.B.E. Elektrik-Elektronik Mühendisliği**	**2005**
Doktora	:	**S.Ü. F.B.E. Elektrik-Elektronik Mühendisliği**	**2011**

İŞ DENEYİMLERİ

Yıl	**Kurum**	**Görevi**
1998-1999	**DMT Görüntü İşlem Sistemleri A.Ş.**	**Teknik Destek Mühendisi**
2000-2001	**Mobitel Telekomünikasyon A.Ş.**	**Teknik Destek Mühendisi**

UZMANLIK ALANI

Telekomünikasyon Sistemlerinde Kanal Kodlaması ve Modülasyon, MIMO Sistemler ve Uzay-Zaman Kodlaması, İşbirlikli İletişim.

YABANCI DİLLER

İNGİLİZCE : İyi seviye (KPDS: 83)

YAYINLAR

A. Makaleler (SCI)

1. **Özdemir Ö.**, Yılmaz A.Ö., ML performance analysis of digital relaying in bi-directional relay channels, *Wireless Communications and Mobile Computing* isimli dergide yayınlanmak üzere kabul edildi (1 JUL 2010, DOI: 10.1002/wcm.1003) (Doktora Tezinden yapılmıştır).
2. **Özdemir Ö.**, Altunbaş İ., Bayrak M., 2010, Performance of super-orthogonal space-time trellis codes with transmit antenna selection, *IET Communications*, 4 (16), 1942-1951, (Yüksek Lisans tezinden yapılmıştır).

B. Makaleler (TÜRKÇE)

1. **Özdemir, Ö.**, Yılmaz, A.Ö., 2010, C-MRC tabanlı kipleme çöz ve ilet protokolü ile iki yönlü röleli kanallarda birleşik ağ-kanal kodlaması, *DEÜ Mühendislik Fakültesi Fen Bilimleri Dergisi*, 12 (3), 103-113. (Doktora tezinden yapılmıştır).

C. Uluslararası Konferans Yayınları

1. **Özdemir**, **Ö.,** Altunbaş, İ., Bayrak, M., 2006, Error performance of super-orthogonal space-time trellis codes with transmit antenna selection, *14th European Signal Processing Conference (EUSIPCO 2006)*. (Yüksek Lisans tezinden yapılmıştır).

D. Ulusal Konferans Yayınları

1. **Özdemir**, **Ö.,** Yılmaz, A.Ö., Herdem, S., 2011, Ses-üstü telsiz terminaller kullanılarak işbirlikli iletişimin gerçekleştirilmesi, *IEEE 19. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (IEEE SIU'11)*, Antalya-Türkiye (Doktora tezinden yapılmıştır).
2. **Özdemir**, **Ö.,** Yılmaz, A.Ö., 2010, C-MRC tabanlı kipleme çöz ve ilet protokolü ile iki yönlü röleli kanallarda birleşik ağ-kanal kodlaması, *IEEE 18. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (IEEE SIU'10)*, Diyabakır-Türkiye, 407-410. (En iyi makale üçüncülük ödülü). (Doktora tezinden yapılmıştır).
3. **Özdemir**, **Ö.,** Yılmaz, A.Ö., 2009, Telsiz ağlarda farksal ağ kodlaması, *IEEE 17. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (IEEE SIU'09)*, , Antalya-Türkiye, 201-204. (Doktora tezinden yapılmıştır).
4. **Özdemir**, **Ö.,** Yılmaz, A.Ö., 2009, Röleli telsiz ağlarda tekrarlı biriktir kodlar ile bütünleşik ağ-kanal kodlaması, *IEEE 17. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (IEEE SIU'09)*, Antalya-Türkiye, 205-208. (Doktora tezinden yapılmıştır).
5. **Özdemir**, **Ö.,** Altunbaş, İ., Bayrak, M., 2005, Verici anten seçimli üstün-dik uzay-zaman kafes kodlaması, *IEEE 13. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı (IEEE SIU'05)*, Kayseri-Türkiye, 388-391. (Yüksek Lisans tezinden yapılmıştır).