

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANTEN SEÇİMLİ FİZİKSEL KATMAN AĞ KODLAMA

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Mustafa YAĞIMLI

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

ŞUBAT 2012

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

ANTEN SEÇİMLİ FİZİKSEL KATMAN AĞ KODLAMA

YÜKSEK LİSANS TEZİ

**Mustafa YAĞIMLI
(504081323)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ

ŞUBAT 2012

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504081323 numaralı Yüksek Lisans Öğrencisi **Mustafa YAĞIMLI**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**ANTEN SEÇİMLİ FİZİKSEL KATMAN AĞ KODLAMA**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ**

İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ**

İstanbul Teknik Üniversitesi

Doç. Dr. Oğuz KUCUR

Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü

Teslim Tarihi : **21 Şubat 2012**

Savunma Tarihi : **24 Şubat 2012**

Aileme ve dostlarima,

ÖNSÖZ

Lisans ve yüksek lisans eğitimim boyunca yardımlarını hiçbir zaman esirgemeyen ve çalışmalarımda bana her zaman destek olan ve beni yönlendiren değerli tez danışmanım Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ'a, çalışmalarım boyunca karşılaştığım problemlerde her zaman destek sağlayan Yük Müh. Ahmet Faruk COŞKUN'a ve Yük Müh. Ahmet YILMAZ'a, tezimi hazırlarken yardımlarını eksik etmeyen Mehmet Çağrı İLTER'e ve Umut Fırat'a, yüksek lisans eğitimin süresince maddi ve manevi desteklerinden ötürü TÜBİTAK'a, desteğini ve ilgisini her zaman yanımda hissettiğim aileme ve Ayşe AKDOĞAN'a sonsuz şükranlarımı sunarım.

Şubat 2012

Mustafa Yağımlı
(Telekomünikasyon Mühendisi)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
SEMBOL LİSTESİ	xvii
ÖZET.....	xxi
SUMMARY	xxiii
1. GİRİŞ	1
2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARINDA SÖNÜMLEME MODELLERİ.....	9
2.1 Sönümlenmeli Kanal Karakteristikleri	9
2.2 Sönümlenmeli Kanalların Sınıflandırılması.....	11
2.3 Rayleigh Sönümlenmeli Kanal Modeli	14
2.4 Rician Sönümlenmeli Kanal Modeli	15
2.5 Nakagami- <i>m</i> Sönümlenmeli Kanal Modeli	17
3. RÖLELİ TELSİZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ	19
3.1 Çeşitleme Teknikleri	19
3.1.1 Zaman çeşitlemesi.....	19
3.1.2 Frekans çeşitlemesi	20
3.1.3 Alıcı anten çeşitlemesi	20
3.1.3.1 Seçici birleştirme.....	21
3.1.3.2 En büyük oranlı birleştirme.....	22
3.1.4 Verici anten çeşitlemesi	24
3.1.4.1 Uzay zaman blok kodlama	25
3.1.4.2 Verici anten seçimi.....	26
3.1.5 İşbirlikli çeşitleme	29
3.1.5.1 Kuvvetlendir ve aktar	30
3.1.5.2 Çöz ve aktar.....	33
3.2 Çift Yönlü Röleli Telsiz İletişim Kanalları	34
3.2.1 Ağ kodlama	34
3.2.2 Fiziksel katman ağ kodlama.....	36
4. ANTEN SEÇİMLİ PLNC SİSTEMLERİ.....	39
4.1 Üç Zamanlı İki Anten Seçimli PLNC Sistemi	40
4.1.1 Sistem modeli.....	40
4.1.2 Hata başarımlı analizi.....	43
4.1.3 Nümerik sonuçlar	47
4.2 İki Zamanlı Tek Anten Seçimli PLNC Sistemi.....	48
4.2.1 Sistem modeli.....	48
4.2.2 Başarımlı analizi.....	51
4.2.2.1 Hata başarımlı analizi.....	51
4.2.2.2 Asimptotik çeşitleme derecesi analizi	54

4.2.3 Nümerik sonuçlar	57
4.3 İki Zamanlı İki Anten Seçimli PLNC Sistemi.....	58
4.3.1 Sistem modeli	58
4.3.2 Başarım analizi.....	61
4.3.2.1 Hata başarım analizi	61
4.3.2.2 Asimptotik çeşitleme derecesi analizi	64
4.3.3 Nümerik sonuçlar	65
4.4 Sistemlerin Hata Başarımlarının Karşılaştırılması	66
5. SONUÇLAR	69
KAYNAKLAR.....	71
ÖZGEÇMİŞ.....	77

KISALTMALAR

AF	: <i>Amplify and Forward</i> (Kuvvetlendir ve Aktar)
AWGN	: <i>Additive White Gaussian Noise</i> (Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü)
BER	: <i>Bit Error Rate</i> (Bit Hata Olasılığı)
BPSK	: <i>Binary Phase Shift Keying</i> (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
DF	: <i>Decode and Forward</i> (Çöz ve Aktar)
ISI	: <i>Inter Symbol Interference</i> (Semboller Arası Girişim)
LOS	: <i>Line of Sight</i> (Doğrudan Görüş Hattı)
MGF	: <i>Moment Generating Function</i> (Moment Üretme İşlevi)
MIMO	: <i>Multiple Input Multiple Output</i> (Çok Girişli Çok Çıkışlı)
M-PSK	: <i>M-ary Phase Shift Keying</i> (M 'li Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
MRC	: <i>Maximum Ratio Combining</i> (En büyük Oranlı Birleştirme)
NC	: <i>Network Coding</i> (Ağ Kodlama)
PLNC	: <i>Physical Layer Network Coding</i> (Fiziksel Katman Ağ Kodlama)
QPSK	: <i>Quadrature Phase Shift Keying</i> (Dörtlü Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
SC	: <i>Selection Combining</i> (Seçici Birleştirme)
SER	: <i>Symbol Error Rate</i> (Simge Hata Oranı)
SISO	: <i>Single Input Single Output</i> (Tek Girişli Tek Çıkışlı)
SNR	: <i>Signal to Noise Ratio</i> (İşaret Gürültü Oranı)
STBC	: <i>Space Time Block Coding</i> (Uzay Zaman Blok Kodlama)
STTC	: <i>Space Time Trellis Coding</i> (Uzay Zaman Kafes Kodlama)
TAS	: <i>Transmitter Antenna Selection</i> (Verici Anten Seçimi)
XOR	: <i>Exclusive OR</i> (Dışarlayıcı VEYA)

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1 : AF sistemi için $BER=10^{-4}$ 'te sağlanan SNR (E_b/N_0) kazancı.	32
Çizelge 4.1 : $SER=10^{-4}$ 'te $N_R = 2,4$ için Sistem 1, Sistem 2 ve Sistem 3'te sağlanan SNR kazançları.....	67

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Telsiz iletişim ortamındaki bozucu etkiler.	9
Şekil 2.2 : Çok yollu yayılım ile oluşan simgeler arası girişim.....	10
Şekil 2.3 : Çeşitli sönümlenme sınıflarının işaret gücü üzerindeki etkileri.	11
Şekil 2.4 : Farklı σ değerleri için Rayleigh olasılık yoğunluk işlevi.	15
Şekil 2.5 : Farklı D değerleri için Rician olasılık yoğunluk işlevi.	16
Şekil 2.6 : Farklı m değerleri için Nakagami- m olasılık yoğunluk işlevi.	18
Şekil 3.1 : Seçici birleştime tekniğinin işleyiş şeması.	21
Şekil 3.2 : En büyük oranlı birleştirme tekniğinin işleyiş şeması.....	22
Şekil 3.3 : Gecikme çeşitlemesi sistem modeli.	24
Şekil 3.4 : TAS/MRC sisteminin genel yapısı.....	27
Şekil 3.5 : Aynı dağılımlı Rayleigh kanallarda TAS/MRC sisteminin BPSK BER başarımı.	28
Şekil 3.6 : Klasik işbirlikli çeşitleme sistem modeli.....	29
Şekil 3.7 : Kuvvetlendir ve aktar yönteminin sistem modeli.....	30
Şekil 3.8 : Aynı dağılımlı Nakagami- m kanallarında AF sisteminin BPSK BER başarımı.	32
Şekil 3.9 : Farklı dağılımlı Nakagami- m kanallarında AF sisteminin BPSK BER başarımı.	33
Şekil 3.10 : Çöz ve aktar yönteminin sistem modeli.	33
Şekil 3.11 : Klasik çift yönlü röleli iletişim modeli.	34
Şekil 3.12 : Üç zamanlı NC sistem modeli.....	35
Şekil 3.13 : İki zamanlı PLNC sistem modeli.	36
Şekil 3.14 : Aynı ve farklı dağılımlı Rayleigh kanallarda klasik PLNC sisteminin QPSK SER başarımı.....	38
Şekil 4.1 : Anten seçimli PLNC sistemi modeli.	39
Şekil 4.2 : Üç zamanlı iki anten seçimli PLNC sistemi birinci zaman aralığı.....	40
Şekil 4.3 : Üç zamanlı iki anten seçimli PLNC sistemi ikinci zaman aralığı.....	41
Şekil 4.4 : Üç zamanlı iki anten seçimli PLNC sistemi üçüncü zaman aralığı.	41
Şekil 4.5 : Aynı dağılımlı Rayleigh kanallarda üç zamanlı iki anten seçimli PLNC sisteminin $N_r = 2, 4, 6$ için QPSK SER başarımı.	47
Şekil 4.6 : İki zamanlı tek anten seçimli PLNC sistemi birinci zaman aralığı.	48
Şekil 4.7 : İki zamanlı tek anten seçimli PLNC sistemi ikinci zaman aralığı.	49
Şekil 4.8 : Aynı dağılımlı Rayleigh kanallarda iki zamanlı tek anten seçimli PLNC sisteminin $N_r = 2, 4$ için QPSK SER alt ve üst başarımı.	57
Şekil 4.9 : Aynı dağılımlı Rayleigh kanallarda iki zamanlı tek anten seçimli PLNC sisteminin $N_r = 2, 4, 6$ için QPSK SER başarımı.	58
Şekil 4.10 : İki zamanlı iki anten seçimli PLNC sistemi birinci zaman aralığı.....	59
Şekil 4.11 : İki zamanlı iki anten seçimli PLNC sistemi ikinci zaman aralığı.	59
Şekil 4.12 : Aynı dağılımlı Rayleigh kanallarda iki zamanlı iki anten seçimli PLNC sisteminin $N_r = 2, 4, 6$ için QPSK SER başarımı.....	66

Şekil 4.13 : Aynı dağılımlı Rayleigh kanallarda Sistem 1, Sistem 2 ve Sistem 3'ün $N_R = 2, 4$ için QPSK SER başarımları. 67

SEMBOL LİSTESİ

$\text{argmaks}(\cdot)$: Parametre olarak alınan ifadenin değerini en büyük yapan argümanı
E_s	: Simge enerjisi
$f_{\gamma_{SC}}(\cdot)$: γ_{SC} 'ye ilişkin olasılık yoğunluk işlevi
$f_{\gamma_{MRC}}(\cdot)$: γ_{MRC} 'ye ilişkin olasılık yoğunluk işlevi
$f_{\gamma_{TAS/MRC}}(\cdot)$: $\gamma_{TAS/MRC}$ 'ye ilişkin olasılık yoğunluk işlevi
$f_{\gamma_{T,R}}(\cdot)$: $\gamma_{T,R}$ 'ye ilişkin olasılık yoğunluk işlevi
$f_{\gamma_{T_i}}(\cdot)$: γ_{T_i} 'ye ilişkin olasılık yoğunluk işlevi
$f_{\gamma_{T_i,alt}}(\cdot)$: $\gamma_{T_i,alt}$ 'a ilişkin olasılık yoğunluk işlevi
$f_{\gamma_{T_i,üst}}(\cdot)$: $\gamma_{T_i,üst}$ 'e ilişkin olasılık yoğunluk işlevi
$F_{\gamma_{SC}}(\cdot)$: γ_{SC} 'ye ilişkin olasılık dağılım işlevi
$F_{\gamma_{MRC}}(\cdot)$: γ_{MRC} 'ye ilişkin olasılık dağılım işlevi
$F_{\gamma_{TAS/MRC}}(\cdot)$: $\gamma_{TAS/MRC}$ 'ye ilişkin olasılık dağılım işlevi
$F_{\gamma_{T,R}}(\cdot)$: $\gamma_{T,R}$ 'ye ilişkin olasılık dağılım işlevi
$F_{\gamma_{T_i}}(\cdot)$: γ_{T_i} 'ye ilişkin olasılık dağılım işlevi
$F_{\gamma_{T_i,alt}}(\cdot)$: $\gamma_{T_i,alt}$ 'a ilişkin olasılık dağılım işlevi
$F_{\gamma_{T_i,üst}}(\cdot)$: $\gamma_{T_i,üst}$ 'e ilişkin olasılık dağılım işlevi
${}_2F_1(\cdot, \cdot; \cdot; \cdot)$: Gauss hipergeometrik işlevi
G	: Uzay-zaman iletim kod matrisi
h_{ij}	: i . verici anten ile j . alıcı anten arasında etki eden kanal sönümleme katsayısı
h_{SR}	: Kaynak ile hedef bağlantısında etki eden kanal sönümleme katsayısı
h_{RD}	: Röle ile hedef bağlantısında etki eden kanal sönümleme katsayısı
$h_{T,R}$: i . terminal ile röle bağlantısında etki eden kanal sönümleme katsayısı
$h_{T,R}^{(k)}$: i . terminal ile rölenin k . anteni arasında etki eden kanal sönümleme katsayısı
I	: Seçilen anten indisi
I_i	: i . terminal ile röle bağlantısı için rölede seçilen anten indisi
$K_\nu(\cdot)$: ν . dereceden değiştirilmiş ikinci tür Bessel işlevi
$\mathcal{L}^{-1}(\cdot)$: Ters Laplace dönüşümü
$\text{maks}(\cdot)$: Parametre olarak alınan ifadenin alabileceği en büyük değer
$\text{min}(\cdot, \cdot)$: Parametre olarak alınan iki ifadeden sağlanabilecek en küçük değer
$M_{\gamma_{T_i}}(\cdot)$: γ_{T_i} 'ye ilişkin moment üretme işlevi

$M_{\gamma_{T_i,alt}}(.)$: $\gamma_{T_i,alt}$ 'a ilişkin moment üretme işlevi
$M_{\gamma_{T_i,iist}}(.)$: $\gamma_{T_i,iist}$ 'e ilişkin moment üretme işlevi
N_0	: Gauss gürültüsünün tek yönlü güç spektral yoğunluğu
N_R	: Alıcıdaki anten sayısı
N_T	: Vericideki anten sayısı
n_{SR}	: Kaynaktan röleye iletilen işarete etki eden toplamsal Gauss gürültüsü
n_{SD}	: Kaynaktan hedefe iletilen işarete etki eden toplamsal Gauss gürültüsü
n_{RD}	: Röleden hedefe iletilen işarete etki eden toplamsal Gauss gürültüsü
n_R	: Rölede alınan işarete etki eden toplamsal Gauss gürültüsü
$n_R^{(k)}$: Rölenin k . antenine etki eden toplamsal Gauss gürültüsü
n_{T_i}	: i . terminalde alınan işarete etki eden toplamsal Gauss gürültüsü
P_{S,T_i}	: i . terminale ait sembol hata olasılığı
$P_{S,T_i,alt}$: i . terminale ait sembol hata olasılığının alt sınırı
$P_{S,T_i,iist}$: i . terminale ait sembol hata olasılığının üst sınırı
R	: Röle
s	: Kaynaktan iletilen simge
s_R	: Röleden iletilen simge
s_{T_i}	: i . terminalden iletilen simge
T_i	: i . terminal
$T_i - R$: i . terminal-röle arası bağlantı
x_{T_i}	: i . terminale ait bilgi biti
x_{XOR}	: Ağ kodlamalı bilgi biti
y_{SR}	: Rölede kaynaktan alınan işaret
y_{SD}	: Hedefte kaynaktan alınan işaret
y_{RD}	: Hedefte röleden alınan işaret
y_D	: Hedefte alınan toplam işaret
y_R	: Röleden aktarılan işaret
$y_R^{(k)}$: Rölenin k . anteninden alınan işaret
y_{RT_i}	: i . terminalde röleden alınan işaret
\tilde{y}_{RT_i}	: i . terminalin çıkışında elde edilen işaret
β	: Röledeki kuvvetlendirme faktörü
$\Gamma(.)$: Gamma işlevi
γ_{SC}	: Seçici birleştirici çıkışında elde edilen anlık işaret gürültü oranı
γ_{MRC}	: En büyük oranlı birleştirici çıkışında elde edilen anlık işaret gürültü oranı
$\bar{\gamma}$: İşaret gürültü oranının beklenen değeri
$\gamma_{TAS/MRC}$: Verici anten seçimli ve en büyük oranlı birleştirici çıkışında elde edilen anlık işaret gürültü oranı
γ_{SD}	: Kaynak-hedef arası bağlantının anlık işaret gürültü oranı

γ_{SRD}	: Kaynak-röle-hedef arası bağlantının anlık işaret gürültü oranı
γ_D	: Hedefte elde edilen toplam anlık işaret gürültü oranı
$\gamma_{T_i,R}^{(k)}$: $T_i - R$ bağlantısında rölenin k . anteni ile i . terminal arasındaki kanalin anlık işaret gürültü oranı
$\gamma_{T_i,R}$: $T_i - R$ bağlantısında i . terminal için rölede seçilen tek anten ile terminal arasındaki kanalin anlık işaret gürültü oranı
$\bar{\gamma}_{T_i,R}$: $\gamma_{T_i,R}$ 'nin beklenen değeri
γ_{T_i}	: i . terminalin çıkışında elde edilen anlık işaret gürültü oranı
$\gamma_{T_i,alt}$: $\gamma_{T_i,R}$ 'nin alt sınırı
$\gamma_{T_i,üst}$: $\gamma_{T_i,R}$ 'nin üst sınırı
$\gamma_{T_i,R}^{\Delta}$: $T_i - R$ bağlantısında rölede seçilen iki anten ile i . terminal arasındaki kanalların toplam anlık işaret gürültü oranı
$\gamma_{T_i,üst}^{\Delta}$: $\gamma_{T_i,R}^{\Delta}$ 'nin üst sınırı
σ	: Standart sapma
Ω_i	: $T_i - R$ bağlantısındaki kanalin gücü
\oplus	: Dışarılayıcı VEYA işlemi

ANTEN SEÇİMLİ FİZİKSEL KATMAN AĞ KODLAMA

ÖZET

Son yıllarda telsiz iletişim sistemlerinin sönümlemeli kanallardaki hata başarımlarını iyileştirmek ve kanal sığalarını arttırmak amacıyla literatürde önerilen en önemli çeşitleme tekniklerinden birisi, alıcıda ve/veya vericide birden fazla anten kullanılarak sağlanan anten çeşitlemesidir. Bununla birlikte, anten çeşitleme tekniğinin özellikle güç ve boyut sınırlı gezgin birimlerde uygulanması pratikte zorluklara neden olmaktadır. Bu tür kısıtlardan dolayı, literatürde iletişimin gezgin birimler arasında işbirliğine dayandığı işbirlikli çeşitleme tekniği önerilmiştir. Bu yolla, kaynak, işaretini hedef alıcıya doğrudan ve/veya dolaylı olarak röle üzerinden yarı dupleks olarak iki zaman aralığında iletebilmektedir. İşbirlikli çeşitleme ile birlikte röleli telsiz iletişim sistemleri önem kazanmıştır. Elde edilen hata başarımları daha da iyileştirebilmek için, literatürde, röleli telsiz iletişim sistemleri ile çok antenli yapıların birlikte kullanıldığı pek çok yöntem önerilmiştir. Bu alanda yapılan çalışmaların arasından, daha düşük güç tüketimi ve devre karmaşıklığı sağlayan verici ve/veya alıcı anten seçimi tekniği öne çıkmaktadır. Anten seçimi tekniği, sağladığı hata başarımları ve anten çeşitlemesi kazancı bakımından özellikle gezgin birimler için çok uygundur. Bununla beraber, röleli telsiz iletişim sistemlerinin yarı dupleks olarak çalışması, bant verimliliklerini tam duplekse göre yarıya düşürmektedir. Bant verimliliği sorununa çözüm olarak literatürde ağ kodlama önerilmiştir. Klasik ağ kodlama, çift yönlü röleli kanallardaki iki terminalin iletişimi için gerekli dört zaman aralığını üç zaman aralığına indirmektedir. Klasik ağ kodlama tekniğine dayalı telsiz iletişim sistemlerinin kanal kapasitesini ve bant verimliliğini daha fazla arttırmak için literatürde fiziksel katman ağ kodlama önerilmiştir. Klasik ağ kodlamalı sistemlerin aksine, fiziksel katman ağ kodlama tekniğini kullanan sistem, çift yönlü röleli kanallardaki bilgi aktarımını iki zaman aralığında gerçekleştirebilmektedir. Bu sayede, fiziksel katman ağ kodlama tekniği veri hızında önemli ölçüde iyileşme sağlamaktadır. Literatürde, çok antenli fiziksel katman ağ kodlamalı sistemleri, hız ve hata başarımları açısından inceleyen çalışmalar bulunmaktadır. Bu çalışmalarda, çok antenli fiziksel katman ağ kodlama tekniği kullanarak iletim hızlarının arttırılmasına karşın, anten çeşitlemesinin ancak sınırlı sayıda teknik ile arttırılabileceği gösterilmiştir.

Bu tez çalışmasında, literatürde ilk defa anten seçimli fiziksel katman ağ kodlama tekniği ve bu tekniğe dayalı üç farklı sistem önerilmiştir. Önerilen sistemler, tek antenli iki terminal ile çok antenli bir röleden oluşmakta ve rölede kuvvetlendir ve aktar tekniği kullanılmaktadır. Önerilen sistemlerin çıkışında sağlanan anlık işaret gürültü oranı değerlerine ilişkin hata olasılığı ifadeleri, frekans seçici olmayan ve yavaş sönümlemeli Rayleigh kanallarda M -seviyeli faz kaydırmalı anahtarlama modülasyonu için moment üretme işlevi tekniği kullanılarak çıkarılmıştır. Bunun yanı sıra, türetilen hata olasılığı sınır ifadeleri için asimptotik çeşitleme derecesi analizi yapılmıştır. Bilgisayar benzetimleri yapılarak analizlerin doğruluğu gösterilmiştir. Elde edilen teorik sonuçlara ve benzetim sonuçlarına göre, önerilen

sistemlerin çeşitleme derecesinin röledeki toplam anten sayısına eşit olduğu ve bu sayede sistemlerin hata başarımlarının klasik fiziksel katman ağ kodlamalı sisteme göre önemli ölçüde iyileştiği gösterilmiştir. Ayrıca önerilen sistemlere ilişkin hata başarımları kendi aralarında karşılaştırılmış ve içlerinden en iyi başarımlı, iki zaman aralığı kullanan ve iki anten seçimi yapan sistemin sağladığı gösterilmiştir.

PHYSICAL LAYER NETWORK CODING WITH ANTENNA SELECTION

SUMMARY

Researchers in the communication society have mainly interested in performance improvement of wireless communication systems due to the fact that multipath fading has destructive effect on the performance of wireless communication systems. Diversity is one of the efficient techniques to combat the effects of multipath fading. The basic idea of diversity is that obtaining independently faded multiple replicas of transmitted signals at the receiver. Hence, the severity of the fading channel can be reduced, and this results in the increase of the error performance of the system. Several kinds of diversity techniques can be realized in different domains such as time, frequency, spatial, polarization and their combinations.

In recent years, one of the most important diversity techniques proposed in the literature is the antenna diversity which is also known as spatial diversity. The antenna diversity is obtained by using more than one antenna at the transmitter and/or receiver. By the use of multiple antennas, multiple input multiple output systems have attracted great interest, and it is shown that multiple input multiple output transmission increases the system capacity and improves the error performance of the system significantly. The antenna diversity techniques mostly used at the receiver are maximum ratio combining and selection combining. Also, space time block and trellis coding techniques are the ones applied at the transmitter. In addition, the antenna selection technique, which can be used at the transmitter and/or the receiver side, has been proposed to obtain the multi antenna advantage with lower hardware complexity. Transmitting and /or receiving signals through a selected subset antenna provide full diversity transmission.

In general, wireless devices have small size and limited power. Application of the antenna diversity especially on these devices causes practical difficulties. Due to these kind of restrictions, cooperative diversity, which is based on cooperation between mobile and/or fixed units, has been proposed in the literature. In the cooperative diversity technique, the source transmits its signal to the destination directly and/or through the relay. The relay either decodes or simply amplifies the received source signal and forwards it. Thus, destination receives two independently faded signals and doubles the diversity order of the system compared to the non cooperating scheme.

Wireless relay communication systems have gained importance with the cooperative diversity. Also, relayed transmission provides extended coverage area without additional power transmission. In the literature, there are a remarkable number of studies that multi-antenna structures and wireless relay communication systems are used together. Among these studies, the antenna selection technique is the most popular one since it provides lower power consumption and circuit complexity. Therefore, the antenna selection technique is very suitable especially for mobile units.

On the other hand, wireless relay communication systems operate in half-duplex mode that relay and terminals can not transmit and receive at the same time. Hence, four time slots are required for mutually exchange information between terminals. As a result, bandwidth efficiency of wireless relay systems are reduced by half compared to the full-duplex mode. Network coding is proposed in the literature as a solution to this problem. Classical network coding is a technique that each node of the network is allowed to perform coding instead of simply relaying incoming data. Each node performs "exclusive or" operation on the received information bits and generates its output. Employing network coding in wireless relay networks reduces the number of time slots to three. Besides, it was shown that network coding does not only provide higher bandwidth efficiency, but also other benefits such as saving energy, enhancing robustness, balancing network traffic, improving security. Using network coding reduces the total required messages and transmission power in the network as well. As a result, lifetime of energy-limited networks becomes prolonged. Network coding can use the rest of the links and distribute the traffic in a wider range of network. Moreover, without complex encryption algorithms, security of network can be strengthened by network coding.

Because of the above advantages, the network coding has recently attracted much research interest. In order to further increase the bandwidth efficiency and channel capacity, physical layer network coding is proposed in the literature. Physical layer network coding uses the property of electromagnetic waveforms to perform coding. This enhances the suitability of the physical layer network coding system for wireless medium nature. Especially, physical layer network coding technique embrace the interference to improve the throughput performance of the wireless networks. In contrast to the classical network coding systems, the system based on physical layer network coding can exchange information over two-way relay channels in only two time slots. In the first time slot, terminals send their own signals, and the relay receives the superposed signal from two terminals. In the second time slot, the relay broadcasts the superposed signal to the terminals, and each terminal recover the other terminal's information by subtracting its own signal from the received signal. In this way, physical layer network coding technique provides a substantial improvement in data rate.

In the literature, physical layer network coding systems with multiple antennas have been investigated in terms of rate and error performance. It was shown that high data rates can be achieved by the use of physical layer network coding technique with multiple antennas. However, there are only few techniques providing antenna diversity gain. In one of the first papers, space time block coding and network coding techniques were used together and it was shown that the system based on these techniques achieve the full diversity order. Then, max-min antenna selection technique was applied to the system based on the network coding with multi-antenna relay, and shown that the system also provides full diversity gain. Lastly, maximum ratio transmitting technique is used with physical layer network coding technique, providing full diversity antenna gain.

In this thesis, three different physical layer network coding systems with antenna selection have been proposed for the first time in the literature. The proposed systems consist of two single-antenna terminals and a multi-antenna relay that uses amplify and forward technique. The first proposed system accomplishes the two-way communication between terminals in three time slots. In the first and second time slots, terminals send their messages to relay respectively, and relay selects the

antenna which has highest instantaneous signal to noise ratio. In the third time slot, relay combines the received signals and amplifies and forwards the signal over two different selected antennas with half transmission power.

The second proposed system operates within two time slots achieving bidirectional communication. In the first time slot, both terminals transmit their information signals, and relay receives the superposed signal via only one antenna by performing the max-min antenna selection criteria on its antennas. In the second time slot, relay amplifies and forwards the signal through its selected antenna with full transmission power.

The third proposed system uses two time slots as in the second proposed system. Unlike the second system, the third system selects two antennas at the relay. Antennas are selected separately according to the highest path gain. The relay makes transmission using these two antennas with half power in the second time slot.

All the proposed systems are analyzed according to their error performance. Towards this goal, error probability expressions of the instantaneous signal to noise ratio value obtained by the output of the proposed systems over frequency non-selective and slowly Rayleigh fading channels for M -ary phase shift keying modulation are derived by using the moment generating function method. Besides, asymptotic diversity orders are derived from the upper and lower bound expressions of error probability. Theoretical results are confirmed by computer simulations. According to obtained theoretical and simulation results, the diversity order of the systems is equal to the number of total antennas at the relay, and thus the proposed systems provide significantly better error performance with respect to the one-antenna relay systems. Also, error performances of the proposed systems are compared with each other. Consequently, the third system which uses two time slots for communication and two antennas selected at the relay gives the best error performance.

For future studies, all the proposed systems can be examined under different channel models such as Nakagami- m fading and shadowing. The new systems with multiple antennas and/or multiple relays can be also considered. The optimization of the instantaneous power allocation at the terminals and relay can be investigated. All the above mentioned cases can be analyzed according to imperfect channel estimation and correlated antennas conditions.

1. GİRİŞ

Günümüzün hızla gelişen teknolojileriyle birlikte yüksek hızlı veri iletişim sistemlerine olan ihtiyaç gün geçtikçe artmaktadır. Özellikle telsiz iletişim sistemlerinin uygulama alanlarının artması, veri kullanım oranında büyük bir artış meydana getirmiştir. Kullanılabilir spektrumun kısıtlı, gezgin birimlerin güç sınırlı olması nedeniyle, yüksek veri hızlarının karşılanabilmesi için gelecek nesil telsiz iletişim sistemlerinin daha etkin iletişim tekniklerini kullanması gerekmektedir.

Telsiz iletişim sistemlerinin kalitesi telsiz kanallarda meydana gelen yol kaybı, gölgeleme, girişim ve çok yollu sönümlenme gibi pek çok bozucu etkiye bağlı olarak önemli ölçüde değişmektedir. Özellikle gezgin telsiz iletişim sistemlerinde çok yollu sönümlenmenin bozucu etkisi, iletişimin istenilen düzeyde yapılmasını zorlaştırmaktadır [1-4]. Çok yollu sönümlenmenin bozucu etkilerine karşı kullanılan bir teknik çeşitlemedir. Çeşitleme, iletilen işaretin bağımsız sönümlenmelerden etkilenen kopyalarının alıcıya ulaştırılmasını temel alan bir tekniktir. Bu sayede alıcıya iletilmek istenen bilgi işaretinin en az oranda bozulması ve dolayısıyla telsiz iletişim sisteminin hata başarımının artması sağlanmaktadır. Gezgin iletişim sistemlerinde zaman, frekans, polarizasyon ve anten çeşitlemesi en yaygın kullanılan çeşitleme tipleridir [1-4].

Son yıllarda alıcıda ve/veya vericide anten çeşitlemesi tekniği diğer çeşitleme tekniklerine nazaran daha ön plana çıkmıştır. Alıcıda ve/veya vericide çok sayıda anten kullanılarak sağlanan bu iletişim tekniği ile birlikte çok girişli çok çıkışlı (*multiple input multiple output*, MIMO) sistemler kullanılmaya başlanmıştır. Teletar [5] ve ayrıca Foschini ve Gans [6] MIMO sistemlerine ait kanal sığasının, tek girişli tek çıkışlı (*single input single output*, SISO) sistemlere göre, anten sayısı arttıkça arttığını göstermişlerdir. Böylelikle, bir telsiz iletişim sisteminin alıcı ve/veya verici taraflarında çoklu antenlerin kullanılması, daha yüksek veri iletim hızlarına ve daha iyi hata başarımlarına ulaşılmasını sağlamaktadır.

Alıcı birimde en yaygın kullanılan anten çeşitleme tekniklerinin başında en büyük oranlı birleştirme (*maximum ratio combining*, MRC) ile seçici birleştirme (*selective combining*, SC) gelmektedir [2-4]. Bunun yanında verici birimde en yaygın kullanılan çeşitleme tekniklerinin başında ise uzay zaman blok kodlama (*space time block coding*, STBC) [7,8] ile uzay zaman kafes kodlama (*space time trellis coding*, STTC) [8,9] gelmektedir. Bunlar yanında, son yıllarda daha çok önem kazanmaya başlayan verici anten seçimi (*transmitter antenna selection*, TAS) tekniği ile de verici anten çeşitlemesi elde edilebilmektedir. Bu yolla, daha düşük devre karmaşıklığı ve güç tüketimi ile MIMO sistemlerinde sağlanan anten çeşitleme kazancı aynen elde edilebilmektedir [10]. Ayrıca literatürde özellikle son zamanlarda TAS/MRC, TAS/SC, TAS/STBC gibi karma çeşitleme tekniklerinin kullanıldığı pek çok telsiz iletişim sistemi üzerinde çalışılmaktadır [10-14].

Anten çeşitlemesi, alıcıda ve/veya vericide birden fazla anten kullanmayı, dolayısıyla iletişim birimleri için de belirli güç ve boyut ihtiyacını zorunlu kılmaktadır. Verici anten çeşitlemesi hücreli sistemlerdeki baz istasyonları için uygun olmasına karşın, boyut, maliyet ve donanım karmaşıklığı açısından gezgin birimler için uygun değildir. Bu soruna çözüm olarak önerilen bir teknik işbirlikli çeşitleme (*cooperative diversity*)'dir [15]. İşbirlikli çeşitleme, gezgin birimler arasında iletişimin işbirliğine dayanan bir yöntemdir. Ayrıca işbirlikli çeşitleme ile vericiden daha fazla güç iletimi yapılmaksızın kapsama alanı da genişletilebilmektedir. Bu yapıda verici iletmek istediği işareti doğrudan ve dolaylı olarak bir röle üzerinden hedef alıcıya ulaştırabilmektedir. Röle kendisine gelen bozulmuş işaretleri çözerek (*decode and forward*, DF) ya da çözmeden sadece kuvvetlendirerek (*amplify and forward*, AF) hedef alıcıya aktarır. Böylece birbirinden bağımsız sönmülemeye uğramış iki farklı işaretin alıcıya iletimiyle anten çeşitleme kazancı elde edilir [15,16]. [17]'de rölede AF ve DF tekniklerinin uygulandığı klasik tek röleli işbirlikli yapının hata başarımı ve çeşitleme kazancı Rayleigh [18] sönmülemeli kanallar için incelenmiştir. Ek olarak, [19]'da kaynak işaretin hedefe aktarımı sırasında işbirliği yapan çok sayıda rölenin kullanıldığı, [20]'de de en iyi rölenin seçildiği yeni işbirlikli yapılar, klasik yapılara nazaran daha fazla çeşitleme kazancı sağlamaktadır.

İşbirlikli çeşitleme ile birlikte yeniden röleli telsiz iletişim sistemleri önem kazanmıştır. Röleli telsiz iletişim sistemleri konusundaki ilk çalışmalar Meulen [21] ve Cover ve El Gamal [22] tarafından toplamsal beyaz Gauss gürültülü (*additive*

white Gaussian noise, AWGN) tek yönlü röleli kanal (*one way relay channel*) sığasının analizi üzerine yapılmıştır. [23] ve [24]'te kaynak, röle ve hedefin tek antenli olduğu, rölede AF ve DF tekniklerinin uygulandığı, kaynak ile röle arasında doğrudan bağlantı olmayan iki atlamalı (*dual-hop*) sistemlerin, Rayleigh ve Nakagami-*m* [25] sönümlemeli kanallardaki hata başarımları incelenmiştir. Ayrıca [26]'da çok atlamalı (*multi-hop*) işbirlikli röleli telsiz iletişim sistemlerine ait örnek bir yapı araştırılmıştır. Son yıllarda literatürde özellikle röleli telsiz iletişim sistemleri ile MIMO yapılarının birlikte kullanıldıkları sistemlerin giderek arttığı görülmektedir [27-30]. Özellikle bu alanda yapılan çalışmalar sonucunda çok atlamalı ve işbirlikli sistemlerin çeşitleme kazançlarında tek antenli yapılara göre önemli ölçüde artış sağlanmış ve dolayısıyla hata başarımları da iyileşmiştir [31-34]. Bunun yanı sıra, röleli telsiz iletişim ağ uygulamalarında gönderilen ve alınan işaretlerin güç seviyeleri arasındaki büyük farklılıktan ötürü iletişim birimleri, aynı zamanda ve aynı frekansta hem alıcı hem de verici olarak çalışmamakta ve tam dupleks olarak işlev görememektedir. Bu nedenle, yarı dupleks çalışan röleli telsiz iletişim sistemlerinin bant verimi yarıya düşmektedir [35,36].

Röleli telsiz iletişim ağlarındaki bant verimlilik sorununa çözüm, ilk olarak 2000 yılında Ahlswede [37] tarafından telli iletişim ağları için önerilen ve büyük ilgi uyandıran ağ kodlama (*network coding*, NC) tekniğinin telsiz iletişim ağları için de uygulanmasıyla gündeme gelmiştir [38]. Ağ kodlama, telsiz ağı içerisinde bulunan iletişim birimlerine gelen işaretlerin sadece kopyalanıp bir sonrakine yönlendirildiği klasik ağ yönlendirme tekniklerinden farklı olarak, her iletişim biriminde, gelen işaretler üzerinde bit düzeyinde XOR işlemi gibi doğrusal işlemler yapılabilme imkanını sunan bir tekniktir [39]. [38]'de ağ kodlama tekniğinin telsiz iletişim sistemine uygulanması ile birlikte klasik çift yönlü röleli kanallardaki (*two way relay channels*) iki kaynak birimin iletişimi için gerekli dört zaman aralığının üç zaman aralığına indirildiği dolayısıyla sistemin bant verimliliğinde önemli ölçüde iyileşme sağlandığı gösterilmiştir.

Ağ kodlamalı röleli telsiz iletişim sistemlerinin, bant verimliliğinde sağladığı iyileştirmenin yanı sıra getirdiği diğer önemli katkılar şu şekilde sıralanabilir: Kanal sığasındaki artış, enerji tasarrufu, kodlanan işaretler ile bozucu etkilere karşı daha dayanıklı iletişimin sağlanması, ağ içerisindeki trafiğin daha dengeli biçimde

dağılması ve ağ güvenliğinin karmaşık kript algoritmalarına gerek kalmadan kolayca artırılması [40].

Ağ kodlama tekniğinin çift yönlü röleli telsiz iletişim ağlarına sağladığı getiriler ile birlikte bu alandaki çalışmalar literatürde büyük ilgi görmüştür. Özellikle klasik ağ kodlama tekniğine dayalı telsiz iletişim sistemlerinin kanal kapasitesini ve bant verimliliğini daha fazla arttırmak ve telsiz ortamının doğasına daha uygun sistemler geliştirmek için literatürde fiziksel katman ağ kodlama (*physical layer network coding*, PLNC) tekniği önerilmiştir [41,42]. Bu teknik ile rölede, klasik ağ kodlamalı yapıların bit düzeyinde uyguladıkları kodlamadan farklı olarak, fiziksel katmanda işaretler elektromanyetik dalgalar biçimindeyken kodlanmaktadır. [41] ve [42]'de PLNC tekniğini kullanan sistem, telsiz ortamındaki girişim etkilerini kodlamanın bir parçası olarak kullanabilmektedir. Ayrıca klasik ağ kodlamalı sistemlerin aksine, PLNC tekniğine dayalı sistem, çift yönlü röleli kanallardaki bilgi aktarımını iki zaman aralığında gerçekleştirilebilmektedir. Bu sayede, PLNC tekniği, telsiz iletişim ortamındaki elektromanyetik dalgaların girişim etkilerinden fayda sağlayarak sistem çıkışındaki veri hızında ve bant verimliliğinde önemli ölçüde iyileşme sağlamıştır [41,42]. [41] ve [42]'de rölede DF tekniği kullanılmaktadır. [43] ve [44]'te ise rölede AF tekniğinin kullanıldığı iki zaman aralıklı PLNC yapısı önerilmiştir.

PLNC tekniği, bant verimliliği açısından sağladığı büyük getiri nedeniyle literatürde veri hızı yönünden yoğun biçimde araştırılırken hata başarımı açısından incelemeler nispeten daha azdır. [45]'te rölede AF tekniği kullanan, tek antenli, iki ve üç zaman aralıklı PLNC yapıları ile dört zamanlı klasik çift yönlü röleli yapı hata başarımları ve hız açısından karşılaştırılmıştır. Buna göre, iki zamanlı PLNC yapısı hız açısından en iyi fakat hata başarımı açısından en kötü sonucu verirken, üç zamanlı PLNC yapısı hız ve hata başarımları açısından diğerlerinin arasında kalmıştır. [46]'da rölede AF tekniği kullanan, tek antenli ve iki zaman aralıklı PLNC yapısının Rayleigh sönümlmeli kanallardaki hata başarımı, toplam hızı ve servis dışı kalma olasılığı için tam ifadeler elde edilmiştir. Ardından [47]'de aynı sistemin Nakagami- m sönümlmeli kanallardaki başarımları incelenerek, sistemin hata başarımı, toplam hızı ve servis dışı kalma olasılığı için tam ifadeler türetilmiştir. Sönümlmeli kanallardaki hata başarımlarını ve veri hızlarını daha da arttırmak amacıyla çok antenin kullanıldığı PLNC yapıları da literatürde bulunmaktadır: [48]'de çok antenli ve AF tekniği kullanan röle ile iki zaman aralıklı PLNC yapısının, rölede çok anten

kullanımına bağılı olarak daha büyük veri hızlarını sağlayabileceğı gösterilmiştir. [49]'da ise iki antenli ve DF tekniğı kullanan röle ile iki zaman aralıklı PLNC yapısının, rölede tek anten kullanımına göre daha iyi hata başarımı sağlarken çeşitleme derecesini arttırmadığı gösterilmiştir. [50]'de incelenen iki antenli AF tekniğı kullanan röleli NC yapısının çeşitleme kazancı sağlamadığı ve çok antenli röleye sahip olma avantajını kullanamadığı belirtilmiştir. Ayrıca [50]'de iki antenli röleli NC ile Alamouti STBC yapıları birlikte incelenmiş ve yine çok anten kullanımına bağılı olarak çeşitleme kazancı elde edilememiştir. Son olarak [50]'de NC yapısına anten seçimi uygulanmış ve sistemin çeşitleme derecesinde iyileşme gözlenmemiştir. Ardından [51]'de iki zamanlı iki antenli röleli NC yapısı yine STBC ve anten seçimi açısından incelenerek, birinci ve ikinci zaman aralıklarındaki atlamaların çeşitleme derecelerinin minimumu kadar ancak sistemin çeşitleme kazancı sağladığı belirtilmiştir. NC ile STBC'nin birlikte kullanımı sonucunda tam çeşitleme kazancı sağlanırken, anten seçim uygulamasında kazanç sağlanamamıştır. [52]'de NC ile anten seçiminin başarılı bir uygulaması gerçekleştirilmiştir. [52]'de, iki antenli DF aktarımlı röle ile iki zamanlı NC yapısı incelenmiş ve rölede en büyük-en küçük (*max-min*) anten seçim kriteri uygulanmıştır. Önerilen sistemin hata başarımı alt sınırı bulunmuş ve tam çeşitleme kazancının sağlandığı gösterilmiştir. Literatürde, çok antenin ve anten seçimi tekniğinin kullanıldığı NC yapılarının yanı sıra çok röleli olup röle seçiminin uygulandığı yapılar da mevcuttur: [53]'te, tüm birimlerde tek antenin bulunduğu, AF aktarım tekniğine sahip birden çok rölenin olduğu ve röle seçiminin uygulandığı PLNC yapısı incelenmiştir. Önerilen sistemde en büyük-en küçük kriteri kullanılarak bir ya da birden çok röle seçiminin gerçekleştirildiğı ve bu sayede sistemin tam çeşitleme kazancı sağladığı gösterilmiştir.

Bu tez çalışması kapsamında, literatürde ilk defa rölede anten seçimi yapan, AF tekniğini kullanan, üç farklı PLNC yapısı önerilmiş ve bu yapılarla ilişkin hata olasılığı ifadeleri Rayleigh sönümlmeli kanallar için türetilmiştir. Önerilen sistemlerin tam çeşitleme kazancı sağladıkları gösterilmiştir. Bilgisayar benzetimleri yapılarak analizlerin doğruluğı gösterilmiştir. Ek olarak, tez çalışması dahilinde önerilen sistemlere ait sonuçların bir kısmı sunulmak üzere konferans yayını olarak kabul edilmiştir [54].

İlk olarak, terminallerde tek, rölede ise çok antenin bulunduğu, rölede AF tekniği kullanan ve üç zaman aralıklı PLNC yapısı incelenmiştir. Önerilen bu yapıda, birinci ve ikinci zaman aralıklarında terminaller sırasıyla iletmek istedikleri bilgi işaretlerini röleye göndermekte ve röle her zaman aralığında en büyük işaret gürültü oranını (*signal to noise ratio*, SNR) sağlayacak antenini seçerek ilgili terminale ait bilgi işaretini almaktadır. Üçüncü zaman aralığında ise röle aldığı işaretleri birleştirip ardından kuvvetlendirerek daha önceden seçtiği antenler üzerinden terminallere aktarmaktadır.

İkinci olarak, terminallerde tek, rölede ise çok antenin bulunduğu, rölede AF tekniğine dayanan ve iki zaman aralıklı PLNC yapısı incelenmiştir. Önerilen bu yapıda, birinci zaman aralığında terminaller iletmek istedikleri bilgi işaretlerini röleye göndermekte ve rölede uygulanan en büyük-en küçük anten seçim kriterine göre seçilen ortak tek bir anten üzerinden terminallere ait bilgi işaretleri alınmaktadır. İkinci zaman aralığında ise röle aldığı işaretleri kuvvetlendirerek daha önceden seçtiği ortak anten üzerinden terminallere aktarmaktadır.

Son olarak, terminallerde tek, rölede ise çok antenin bulunduğu, rölede AF tekniği kullanan ve iki zaman aralıklı PLNC yapısı incelenmiştir. Önerilen bu yapıda, birinci zaman aralığında terminaller iletmek istedikleri bilgi işaretlerini röleye göndermekte ve rölede her terminal için ayrı ayrı en büyük SNR'ı sağlayacak birer anten seçerek terminallere ait bilgi işaretini almaktadır. İkinci zaman aralığında ise röle aldığı işaretleri birleştirip ardından kuvvetlendirerek daha önceden seçtiği antenler üzerinden terminallere aktarmaktadır.

Tezin ikinci bölümünde, sönümlemeli telsiz iletişim kanallarının karakteristikleri incelenmiş, sönümlemeli kanallar sınıflandırılmış ve sönümlemeli kanal modelleri ayrıntılı olarak anlatılmıştır.

Üçüncü bölümde, sönümlemeli kanalların bozucu etkilerine karşı geliştirilen çeşitleme teknikleri detaylı olarak açıklanmıştır. Özellikle işbirlikli çeşitlemeli iletişim sistemlerinin sönümlemeye karşı hata başarımları irdelenmiştir. Son olarak, çift yönlü röleli kanallarda NC ve PLNC yapılarına ait tek antenli yapılar incelenmiştir.

Dördüncü bölümde, tez kapsamında önerilen anten seçimli PLNC yapılarına ait sistem modelleri ayrıntılı olarak anlatılmıştır. Ardından ilgili sistemlere ait hata

başarımı ve asimptotik çeşitleme derecesi analizleri verilmiştir. Son olarak da nümerik ve benzetim sonuçları eklenmiştir.

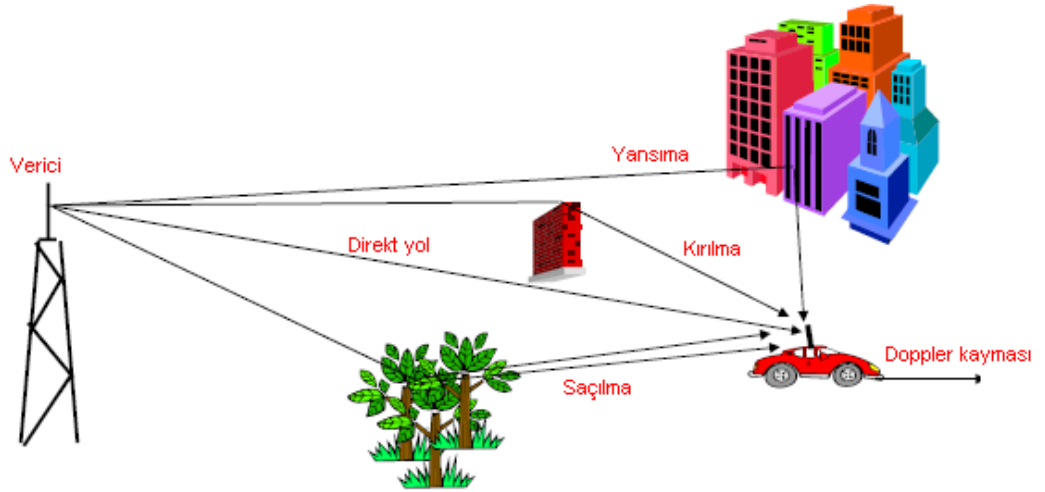
Son bölümde ise, tez kapsamında önerilen sistemlerin hata başarımlarına, sağladıkları çeşitleme kazançlarına ve gerçekleştirilebilirliklerine ilişkin yorumlara yer verilmiştir.

2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARINDA SÖNÜMLEME MODELLERİ

Bu bölümde, sönümlenmeli telsiz iletişim kanallarının karakteristikleri incelenmiş, sönümlenmeli kanallar sınıflandırılmış ve Rayleigh, Rician ve Nakagami- m sönümlenmeli kanal modelleri ayrıntılı olarak açıklanmıştır.

2.1 Sönümlenmeli Kanal Karakteristikleri

Telsiz iletişim kanallarında alıcı ile verici arasında birçok farklı yol bulunmaktadır. **Şekil 2.1**'de bir telsiz iletişim ortamında işaretlerin izlediği çeşitli iletim yolları gösterilmektedir.

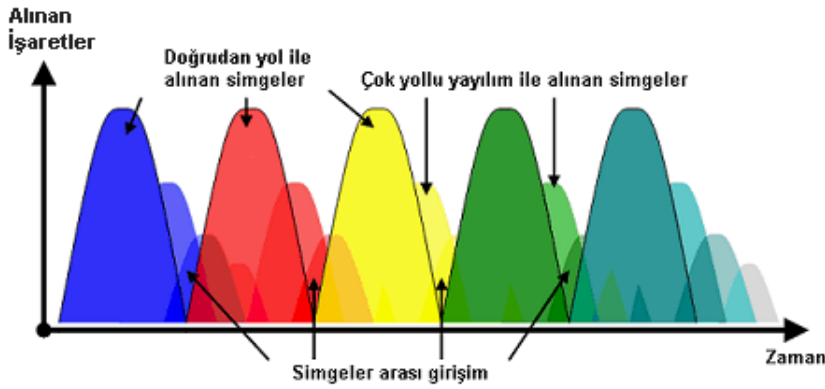


Şekil 2.1 : Telsiz iletişim ortamındaki bozucu etkiler.

Telsiz ortamında işaretler, verici ve alıcı arasında doğrudan bir yol varsa doğrudan görüş hattıyla (*line of sight*, LOS) veya doğrudan bir yol yok ise çevredeki diğer yapılardan yansıyarak, kırılarak veya saçılarak alıcıya ulaşırlar [1-3]. Yansıma (*reflection*), işaretin kendi dalga boyundan daha büyük bir nesneye çarpması sonucunda gerçekleşir. Kırınım (*diffraction*), işaretin sivri uçlu veya keskin köşeli nesnelere ile çarpışması neticesinde ortaya çıkar. Saçılma (*scattering*) ise işaretin kendi dalga boyundan daha küçük bir nesne ile çarpışması sonrasında oluşur [1-3]. Böylece telsiz iletişim ortamındaki iletim yollarının farklılığından ötürü iletilen işaretin çeşitli kopyaları farklı gecikmelerle alıcıya ulaşır. İşaretlerin farklı yollardan

iletimi sonucunda işaretin gücünde ya da genliğinde bir takım ani azalmalar meydana gelir. Meydana gelen bu azalmalar sönümlenme olarak tanımlanır [1-3].

Sönümlenme, çok yollu olarak tanımlanan yayılım çevresiyle, kanalın zaman değişimlerine neden olan bağıl alıcı ve verici hareketleriyle bağlantılıdır. **Şekil 2.2**'de alıcıya farklı yollardan, farklı faz ve genlik bozulmaları ile ulaşan işaretlerin birbirleri üzerine girişim yapmaları bir örnek ile gösterilmektedir. Bu tür simgeler arası girişim (*inter symbol interference*, ISI) etkileri, alıcıdaki karar işleminin zorlaşmasına ve alıcının hatalı sonuç vermesine neden olmaktadır. Bu açıdan AWGN kanal modeli gibi basit bir kanal modeli yerine daha gerçekçi kanal modellerine yönelmek, telsiz iletişim sistemlerinin performans analizlerinin doğruluğu açısından çok önemlidir [2,3].



Şekil 2.2 : Çok yollu yayılım ile oluşan simgeler arası girişim.

Sönümlenmeli kanallar, çok yollu yayılım (*multipath spread*), uyumluluk bant genişliği (*coherence bandwidth*), uyumluluk zamanı (*coherence time*) ve Doppler yayılımı (*Doppler spread*) tarafından karakterize edilirler [3].

Çok yollu yayılım, değişik yayılım yollarından gelen işaret bileşenlerinin farklı gecikmeler ile alıcıya ulaşması sonucu oluşur. Alıcıya ulaşan işaretlerin gecikmelerinin en büyüğü ile en küçüğü arasındaki fark en büyük gecikme yayılımı olarak tanımlanır ve T_m ile gösterilir [3].

Uyumluluk bant genişliği, kanalın belirli bir frekans aralığı boyunca ilettiği işarete yaklaşık olarak eşit kazanç ve doğrusal faz uyguladığı bant genişliğidir ve B_c ile gösterilir [3]. Uyumluluk bant genişliği ile en büyük gecikme yayılım arasındaki ilişki

$$B_c \approx 1/T_m \quad (2.1)$$

biçiminde tanımlanır.

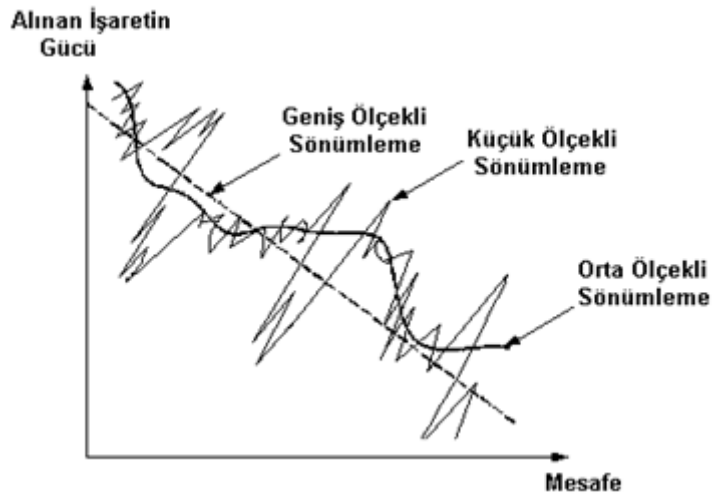
Uyumluluk zamanı, kanalın darbe yanıtının sabit kaldığı zaman aralığı olarak tanımlanır ve T_c olarak gösterilir [9]. İletilen işaretin simge süresinin T_c 'den küçük olması durumunda iletim boyunca zamanla değişmediği varsayılır [3].

Doppler yayılımı, bağıl alıcı ve verici hareketlerine bağlı olarak alınan işaretin bileşenlerinin frekanslarındaki en büyük fark olarak tanımlanır ve B_d ile gösterilir [3]. Uyumluluk zamanı ile Doppler yayılımı arasındaki ilişki aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$T_c \approx 1/B_d. \quad (2.2)$$

2.2 Sönümlmeli Kanalların Sınıflandırılması

Telsiz iletişim ortamında iletilen işaretin uğradığı sönümlmeler, geniş ölçekli sönümleme (*large scale fading*), orta ölçekli sönümleme (*medium scale fading*) ve küçük ölçekli sönümleme (*small scale fading*) olarak sınıflandırılabilir [2,3]. **Şekil 2.3**'te tüm sönümleme sınıflarının verici ile alıcı arasındaki mesafeye bağlı olarak alınan işaretin gücü üzerindeki etkileri bir arada gösterilmektedir.



Şekil 2.3 : Çeşitli sönümleme sınıflarının işaret gücü üzerindeki etkileri.

Geniş ölçekli sönümlenme, uzak mesafelere iletilen işaretin gücünde mesafeye ve ortamın yayılım özelliklerine bağlı olarak meydana gelen zayıflama (*attenuation*) etkileridir. Bu etkiler aynı zamanda yol kaybı (*path loss*) olarak da tanımlanır [3].

Orta ölçekli sönümlenme, telsiz ortamındaki çevresel faktörlerin işaretin ortalama gücü üzerindeki etkilerinin geniş ölçekli sönümlenme sınıfına nazaran daha az görüldüğü sönümlenme modelidir. Örneğin, belirli bir ağaç yoğunluğuna sahip bir çevreden geçen bir işaretle bu tür etkiler görülebilmektedir. Ayrıca orta ölçekte karşılaşılan bu tür sönümlenmeler gölgeleme (*shadowing*) olarak da isimlendirilir [2].

Küçük ölçekli sönümlenme, alıcı ve verici arasındaki çok yollu olarak tanımlanan yayılım çevresi ile bağlı alıcı ve verici hareketlerinin anlık durumlarının, işaretin genliğinde ve fazında yarattıkları değişimlerdir [1-3]. Küçük ölçekli sönümlenmeli kanalın davranışı, iletilen işaretin frekansı, band genişliği, simge süresi gibi işarete özgü özelliklere göre farklılaşmaktadır [1-3].

Küçük ölçekli sönümlenmeli kanallar, gecikme yayılımı ve Doppler yayılımına göre sınıflandırılabilirler. Gecikme yayılımı, düz (*flat*) ya da frekans seçici (*frequency selective*), Doppler yayılımı ise yavaş ya da hızlı sönümlenmeye neden olmaktadır [3].

Düz sönümlenme, kanalın uyumluluk bant genişliğinin işaretin bant genişliğinden daha büyük olduğu, kanalın işarete sabit kazanç ve doğrusal faz ile etkilediği sönümlenme modelidir [3]. Bu kanaldan iletilen işaretin frekans bileşenlerinin tümü eş sönümlenmeye maruz kalır. Fakat, çoklu yayılım yollarının etkilerinden ötürü kanal kazancında önemli değişimler meydana gelir. Bundan dolayı düz sönümlenmeli kanaldan iletilen işaretin gücünde zamana bağlı olarak ciddi zayıflamalar gözlemlenebilir. Bir işaretin düz sönümlenmeye uğraması için gerekli koşul

$$B_s \ll B_c(T_s \gg T_m) \quad (2.3)$$

biçiminde verilebilir. Burada B_s , işaretin bant genişliği, T_s , işaretin simge süresidir. Kanalın uyumluluk bant genişliğinin iletilen işaretin bant genişliğinden daha küçük olması durumunda iletilen işaret, frekans seçici sönümlenmeye (*frequency selective fading*) uğrar [2,3]. Bu durumda kanalın darbe yanıtı, iletilen işaretin simge süresinden daha büyüktür ve kanal, ilettiği işaretin frekans bileşenlerine göre farklı davranışlar gösterir. Böylelikle kanaldan iletilen işaretin zayıflamış birçok kopyası çeşitli gecikmeler ile alıcıya ulaşır. Bu gecikmelerden dolayı frekans seçici kanallar

simgeler arası girişime sebep olurlar [2,3]. Bir işaretin frekans seçici sönümlenmeye uğraması için gerekli koşul

$$B_s > B_c (T_s < T_m) \quad (2.4)$$

şeklinde tanımlanır. Yavaş sönümlenme, kanalın darbe yanıtının zamana göre değişiminin, işaretin iletim hızına kıyasla daha yavaş kaldığında karşılaşılan sönümlenmelerdir. Ayrıca Doppler yayılımının, iletilen işaretin bant genişliğinden çok küçük olmasından dolayı işarete ait spektral karakteristik korunur [3]. Bir işaretin yavaş sönümlenmeye uğraması için gerekli koşul

$$B_s \gg B_d (T_s \ll T_c) \quad (2.5)$$

biçiminde verilebilir. Hızlı sönümlenme, kanalın darbe yanıtının zamana göre değişiminin, işaretin iletim hızına kıyasla daha fazla olduğunda karşılaşılan sönümlenmelerdir [3]. Bu durumda kanalın darbe yanıtı, Doppler yayılımının etkisine bağlı olarak iletilen işaretin simge süresi boyunca çok hızlı değişim gösterir. Böylelikle frekansta yayılım gösteren işaretlerde bozulmalar meydana gelir. Bir işaretin hızlı sönümlenmeye uğraması için gerekli koşul

$$B_s < B_d (T_s > T_c) \quad (2.6)$$

biçimindedir. Yukarıda küçük ölçekli sönümlenmeli kanallar için yapılan sınıflandırmalara göre dört farklı kanal modeli ortaya çıkmaktadır:

- Zamanda yavaş, frekansta ise düz sönümlenmeli kanal ($B_s < B_c$ veya $T_s < T_c$)
- Zamanda hızlı, frekansta ise düz sönümlenmeli kanal ($B_s < B_c$ veya $T_s > T_c$)
- Zamanda yavaş, frekansta ise frekans seçici sönümlenmeli kanal ($B_s > B_c$ veya $T_s < T_c$)
- Zamanda hızlı, frekansta ise frekans seçici sönümlenmeli kanal ($B_s > B_c$ veya $T_s > T_c$)

2.3 Rayleigh Sönümlmeli Kanal Modeli

Alıcı ile verici arasında doğrudan bir yayılım yolunun olmadığı durumda, birbirinden bağımsız çok yollu yayılım ile alıcıya ulaşan işaretin zarfı Rayleigh dağılımlı olur [9,18]. İstatistiksel olarak Rayleigh dağılımı ile modellenen bu tür kanal modeline *Rayleigh sönümlmeli kanal* denir.

N sayıda iletim yolunun bulunduğu çok yollu yayılım ortamında f_c taşıyıcı frekansına sahip bir işaret alıcıda,

$$r(t) = \sum_{i=1}^N a_i \cos(2\pi f_c t + \varphi_i) + n(t) \quad (2.7)$$

şeklinde elde edilir. Burada, a_i ve φ_i sırasıyla işarete ait i . bileşenin genlik ve faz değerleri, $n(t)$ ise toplamsal beyaz Gauss gürültüsüdür. (2.7)'deki ifade

$$r(t) = \cos(2\pi f_c t) \sum_{i=1}^N a_i \cos(\varphi_i) - \sin(2\pi f_c t) \sum_{i=1}^N a_i \sin(\varphi_i) + n(t) \quad (2.8)$$

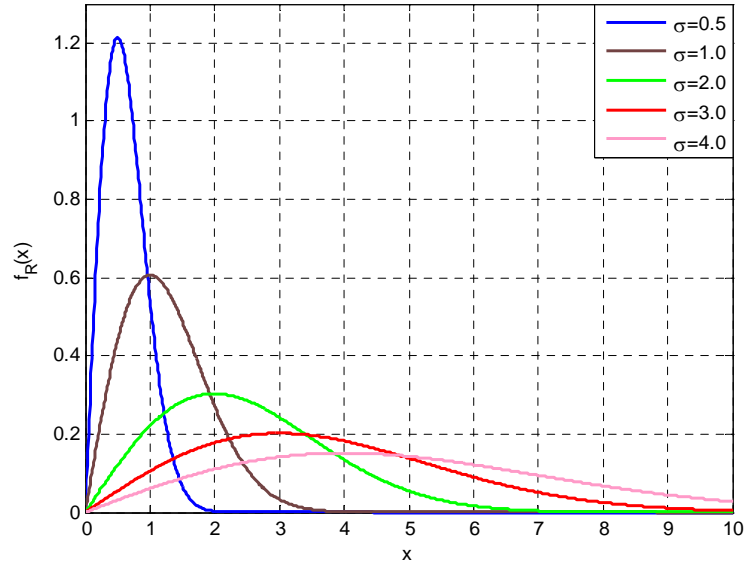
biçiminde yeniden düzenlenir. Burada, ilk toplam $A = \sum_{i=1}^N a_i \cos(\varphi_i)$ ve ikinci toplam

$B = \sum_{i=1}^N a_i \sin(\varphi_i)$ değişkenlerinin yayılım ortamından kaynaklandığı görülmektedir.

Eğer çok sayıdaki N için merkezi limit teoremi uygulanacak olursa, A ve B rastlantı değişkenlerinin istatistiksel olarak bağımsız aynı dağılımlı Gauss rastlantı değişkenleri oldukları bulunur. A ve B sıfır ortalamalı Gauss rastlantı değişkenleri ise, gürültüsüz durumda alınan işaretin zarfı $R = \sqrt{A^2 + B^2}$ Rayleigh dağılımına sahip olur. Rayleigh dağılımlı bir rastlantı değişkeninin olasılık yoğunluk işlevi (*probability density function*, pdf)

$$f_R(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-x^2}{2\sigma^2}\right), x \geq 0 \quad (2.9)$$

biçimindedir [18]. Burada σ^2 , A ve B rastlantı değişkenlerinin varyansıdır. (2.9)'daki değişime ilişkin grafik **Şekil 2.4**'te gösterilmektedir.



Şekil 2.4 : Farklı σ değerleri için Rayleigh olasılık yoğunluk işlevi.

Rayleigh sönümlmeli kanala ait giriş çıkış ilişkisini gösteren matematiksel model

$$r = hs + n \quad (2.10)$$

biçiminde verilebilir. Burada r , t anında alınan işaret, h kompleks Gauss rastlantı değişkeni olarak modellenen sönümleme katsayısı, s ve n ise sırasıyla t anında iletilen işaret ve gürültüdür. h , sönümleme katsayısının gerçel ve sanal bileşenleri sıfır ortalamalı Gauss rastlantı değişkenleridir. h aynı zamanda yol kazancını da ifade eder. Bu durumda, sönümleme katsayısının zarfı $|h|$ ise Rayleigh rastlantı değişkenidir [9].

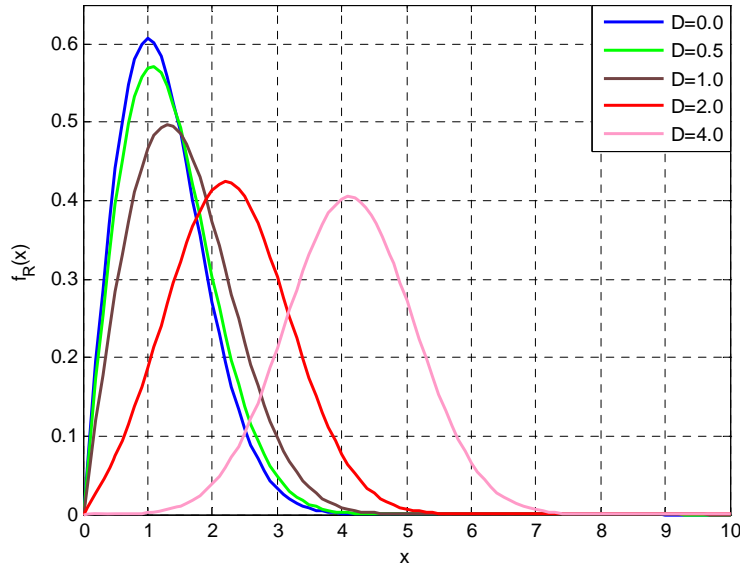
2.4 Rician Sönümlmeli Kanal Modeli

Alıcı ile verici arasında doğrudan yayılım yolunun olduğu durumda alınan işaretin zarfı Rician dağılımlı olur [4]. Rician dağılımı ile istatistiksel olarak modellenen bu tür kanal modeline *Rician sönümlmeli kanal* denir.

Elde edilen işaretin zarfının Rayleigh dağılımından farklı çıkmasının sebebi, doğrudan yayılım yolunun baskınlığı nedeniyle sönümlmeli kanaldaki Gauss rastlantı değişkenlerinin ortalamalarının sıfırdan farklı olmasıdır. Rician dağılımlı bir rastlantı değişkeninin olasılık yoğunluk işlevi

$$f_R(x) = \frac{x}{\sigma^2} \exp\left(\frac{-(x^2 + D^2)}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{Dx}{\sigma^2}\right), \quad x \geq 0, D \geq 0 \quad (2.11)$$

biçimindedir [4]. Burada D , baskın işarete ait genliğin tepe değerini, $I_0(\cdot)$, sıfırıncı dereceden birinci tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonunu, $2\sigma^2$ ise Rayleigh dağılımlı kısmın gücünü ifade etmektedir. (2.11)'deki değişime ilişkin grafik Şekil 2.5'te gösterilmektedir.



Şekil 2.5 : Farklı D değerleri için Rician olasılık yoğunluk işlevi.

Doğrudan yayılım yolundan alınan işaretin gücü ile çok yollu yollardan alınan işaretin gücünün dB cinsinden oranı Rician faktörü olarak tanımlanır ve K parametresi kullanılarak ifade edilir. K parametresi dB cinsinden

$$K = 10 \log \frac{D^2}{2\sigma^2} \quad (2.12)$$

biçiminde hesaplanır [4]. Rician dağılımının ortalama gücüne ilişkin ifade

$$\Omega = E[r^2] = D^2 + 2\sigma^2 = 2\sigma^2(1 + K) \quad (2.13)$$

biçiminde verilebilir [4]. Burada $E[\cdot]$, beklenen değer operatörüdür. Rician dağılımının olasılık yoğunluk işlevi K parametresine ve Ω ortalama gücüne göre yeniden yazılırsa,

$$f_R(x) = \frac{2x(K+1)}{\Omega} \exp\left(-K - \frac{x^2(K+1)}{\Omega}\right) I_0\left(2x\sqrt{\frac{K(K+1)}{\Omega}}\right) \quad (2.14)$$

şeklinde elde edilir [4]. K faktörünün aldığı değere bağlı olarak (2.14)'teki ifade farklı dağılımlara dönüşür. $K = 0$ için Rician dağılımı Rayleigh dağılımına dönüşür. Giderek büyüyen K değerleri için kanaldaki sönümlenmenin etkisi giderek azalır. K sonsuza yaklaştıkça kanal, AWGN kanala yakınsar ve ortamdaki sönümlenme etkileri kaybolur [4].

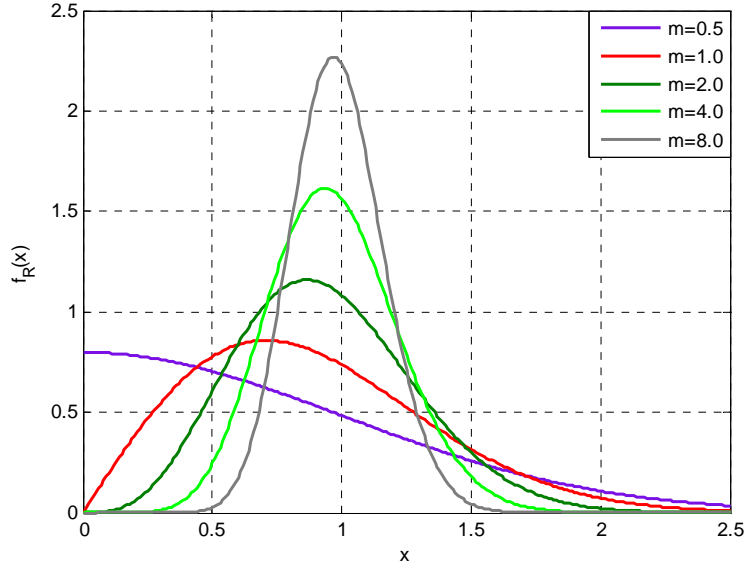
2.5 Nakagami- m Sönümlenmeli Kanal Modeli

Nakagami- m dağılımı ile istatistiksel olarak modellenen kanal modeline *Nakagami- m sönümlenmeli kanal* denir [25]. Nakagami- m sönümlenmeli kanal modeli genel bir model olup, Rayleigh ve Rician sönümlenmeli kanal modellerini de içermektedir. Olasılık yoğunluk işlevi, Bessel işlevi içermediği için analizlerde kolaylık sağlamaktadır. Bu nedenlerle literatürde telsiz iletişim sistemlerine ait performans analizi çalışmalarının büyük çoğunluğunda Nakagami- m sönümlenmeli kanallar kullanılmaktadır.

Nakagami- m dağılımlı bir rastlantı değişkeninin olasılık yoğunluk işlevi [25]

$$f_R(x) = \frac{2m^m x^{2m-1}}{\Gamma(m)\Omega^m} \exp\left(-\frac{mx^2}{\Omega}\right), \quad x \geq 0 \quad (2.15)$$

biçimindedir. Burada m sönümlenme faktörü, $\Gamma(\cdot)$ ise Gamma işlevidir [54, (8.310.1)]. **Şekil 2.6**'da birim güçlü ($\Omega=1$) Nakagami- m dağılımının olasılık yoğunluk işlevinin farklı m değerleri için değişimi gösterilmektedir. Nakagami- m dağılımı, $m = 0.5$ değeri için tek yönlü Gauss dağılımını ve $m = 1$ için Rayleigh dağılımını verir. Bunun yanı sıra, **Şekil 2.6**'dan da görüldüğü üzere Nakagami- m dağılımı, artan m değerleri için $x=1$ etrafında toplanmaktadır. m sonsuza yaklaştıkça kanal yalnızca AWGN kanala dönüşmektedir [25].



Şekil 2.6 : Farklı m değerleri için Nakagami- m olasılık yoğunluk işlevi.

3. RÖLELİ TELSİZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ

Bu bölümde, öncelikle telsiz iletişim kanallarında görülen sönümlenme etkilerine karşı kullanılan çeşitleme teknikleri detaylı olarak açıklanmaktadır. Ardından çift yönlü röleli telsiz iletişim kanalları için önerilen ağ kodlama ve fiziksel katman ağ kodlama teknikleri ayrıntılı biçimde verilmektedir.

3.1 Çeşitleme Teknikleri

Çeşitleme, telsiz iletişim sistemlerinde sönümlenmenin meydana getirdiği bozucu etkilere karşı çok sık kullanılan bir tekniktir. Çeşitlemenin temelini oluşturan düşünce, aynı bilgiyi taşıyan işarete ait birden çok kopyanın birbirinden bağımsız sönümlenmeli kanallar üzerinden alıcıya iletilmesidir. Bu sayede alıcıya ulaşan kopyaların arasından en uygun olanların seçimi veya birleştirimi ile çeşitleme kazancı elde edilerek, alıcı ile verici arasında iletilen kanal kapasitesinin, dolayısıyla veri hızının artışı gerçekleştirilebilmektedir [5].

Çeşitleme, telsiz iletişim kanallarında derin sönümlenmelerin etkilerini azaltmanın yanında iletim gücü gereksinimini de önemli ölçüde azaltmaktadır. Dolayısıyla, özellikle güç kısıtlı birimlerin oluşturduğu gezgin ağların ömrü ve kalitesi için çeşitleme tekniklerini kullanmak son derece faydalıdır [4]. Bunun yanında, sönümlenme etkilerinin azaltılmasıyla, hücresel iletişim ağları gibi girişim sınırlı sistemlerin daha fazla kullanıcıya hizmet vermesi mümkün olabilmektedir. Genel olarak çeşitleme teknikleri, zamana, frekansa ve antene (uzaya) göre sınıflandırılabilir [2,4,9].

3.1.1 Zaman çeşitlemesi

İşarete ait aynı bilginin kopyaları, belirli zaman aralıklarında tekrarlı olarak iletilir. İşaretin iletimi için gerekli zaman aralığı en az kanalın uyumluluk zaman aralığı kadar olmalıdır [4]. Bu sayede işaretin birbirinden istatistiksel olarak bağımsız sönümlenmelere uğramış kopyaları alıcıda elde edilir. Zaman çeşitlemesinde, hata başarımı iyileştirilirken, işarete ait aynı kopyaların farklı zamanda tekrar

gönderilmesi sistemin toplam veri hızını düşürmektedir. Bundan dolayı zaman çeşitlemesi, bant verimliliğini düşüren bir çeşitleme tekniğidir [4].

Zaman çeşitlemesi, hata düzeltme kodu (*error control code*) ve serpiştirme (*interleaving*) işleminin birlikte kullanılması ile de gerçekleştirilebilir [4]. İletilen işaretin kopyaları arasındaki zaman ayırımı serpiştirme işlemi ile sağlanarak, kod çözücü girişinde birbirinden bağımsız sönümlenmeli işaretler elde edilir. Bununla beraber, serpiştiricinin kullanımı, kodlayıcıda büyük zaman gecikmelerine yol açmaktadır. Bu gecikmeler özellikle sönümlenmenin hızlı veya yavaş olmasına göre alıcıda farklı sonuçlar vermektedir. Zaman çeşitlemesi tekniği, hızlı sönümlenmeli telsiz iletişim kanallarında, kanal uyumluluk zamanının küçük olmasından ötürü iyi sonuçlar verirken, yavaş sönümlenmeli kanallarda, tolere edilemeyecek değerlere varan gecikmelere de yol açabilmektedir.

3.1.2 Frekans çeşitlemesi

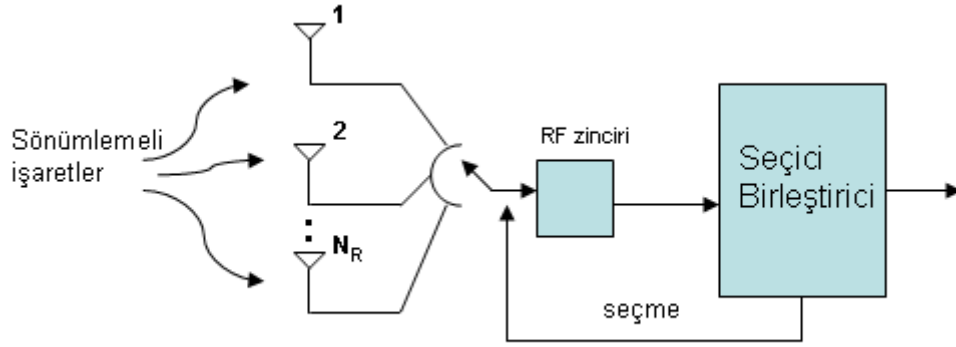
Frekans çeşitlemesi, aynı bilgi işaretini iletmek için farklı taşıyıcı frekanslarının kullanıldığı çeşitleme tekniğidir [4]. Bu çeşitlemenin sağlanabilmesi için taşıyıcı frekansları arasındaki bant genişliğinin, kanalın uyumluluk bant genişliğinden daha büyük olması gerekmektedir. Böylelikle işarete ait kopyalar, birbirlerinden bağımsız sönümlenmelere maruz kalabilirler. Frekans çeşitlemesi de zaman çeşitlemesi gibi yavaş sönümlenmeli kanallarda kötü performans gösterir. Bu durumun sebebi, gecikme yayılımlarının simge süresine nazaran giderek azalması ve kanalın uyumluluk bant genişliğinin artmasıdır. İlaveten, frekans çeşitlemesinin olumsuz yönlerinden biri de kullanılan taşıyıcı frekanslara bağlı olarak ek bant genişliği gereksiniminin olmasıdır. Bu nedenlerden ötürü frekans çeşitlemesi tekniği, bant verimliliği açısından uygun bir teknik değildir.

3.1.3 Alıcı anten çeşitlemesi

Alıcı birimde, çok antenin kullanılması ile birlikte birbirlerinden bağımsız sönümlenmelere maruz kalmış işaretler elde edilebilmektedir. Böylelikle alınan işaretlerin belirli ağırlık katsayıları ile ağırlıklandırılıp birleştirilmesiyle veya içlerinden en iyi yol kazancına sahip olanın seçilmesiyle çeşitleme kazancı sağlanmaktadır. Alıcı birimde en yaygın kullanılan anten çeşitleme tekniklerinin başında en büyük oranlı birleştirme ile seçici birleştirme gelmektedir [9].

3.1.3.1 Seçici birleştirme

Seçici birleştirme (SC) tekniğinde, alıcı antenlere ulaşan birbirlerinden bağımsız sönümlenmeli işaretlerin içerisinde en büyük SNR'ı sağlayan tek bir alıcı anten seçilir. Şekil 3.1'de seçici birleştirme tekniğine ait işleyiş şeması, N_R alıcı anten için verilmiştir [9]. Yapısında tek bir RF zinciri bulunan bu teknik sayesinde, birleştirici girişi öncesinde kullanılan RF zincirlerinin sayısına bağlı olarak artan güç tüketiminin ve devre karmaşıklığının önüne geçilmiştir. İlaveten, alıcıda elde edilen çeşitleme kazancında herhangi bir azalma olmamaktadır. Bu nedenle fiziksel olarak gerçekleştirilmesi en kolay ve maliyeti de en düşük birleştirme tekniğidir.



Şekil 3.1 : Seçici birleştirme tekniğinin işleyiş şeması.

h_m , verici anten ile m . alıcı anten arasındaki kanala ilişkin sönümlenme katsayısı, E_s ortalama işaret enerjisi ve N_0 toplamsal gürültünün tek yönlü güç spektral yoğunluğu olmak üzere, m . antendeki işarete ilişkin anlık SNR $\gamma_m = |h_m|^2 E_s / N_0$ olarak tanımlanır ($m = 1, 2, \dots, N_R$). Bu durumda, SC çıkışındaki anlık SNR aşağıdaki gibi olur [9]:

$$\gamma_{SC} = \max_{1 \leq m \leq N_R} \{\gamma_m\} = \max_{1 \leq m \leq N_R} \{|h_m|^2 E_s / N_0\}. \quad (3.1)$$

Gösterilebilir ki, Rayleigh kanal durumunda, γ_m üstel dağılımlıdır. Tüm sönümlenmeli kanalların aynı ($\bar{\gamma}$) ortalamaya sahip Rayleigh dağılımlı olduğu varsayımı ile, birbirinden bağımsız, üstel dağılımlı N_R adet γ_m rastlantı değişkeninin en büyüğü olan γ_{SC} rastlantı değişkenine ilişkin olasılık yoğunluk işlevi ve olasılık dağılım işlevi, sıra istatistiği (*order statistics*) [56] kullanılarak, sırasıyla

$$f_{\gamma_{sc}}(x) = \frac{N_R}{\bar{\gamma}} \left(1 - \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}}\right)\right)^{N_R-1} \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}}\right), \quad (3.2)$$

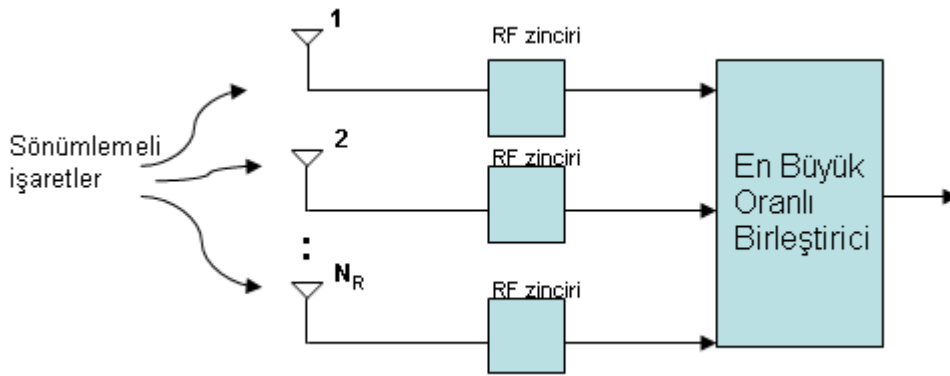
$$F_{\gamma_{sc}}(x) = \left(1 - \exp\left(-\frac{x}{\bar{\gamma}}\right)\right)^{N_R}. \quad (3.3)$$

biçiminde elde edilir [4]. (3.2)'den yararlanılarak SC çıkışındaki ortalama SNR aşağıdaki gibi hesaplanır [9]:

$$\bar{\gamma}_{sc} = \int_0^{\infty} x f_{sc}(x) dx = \bar{\gamma} \sum_{m=1}^{N_R} \frac{1}{m}. \quad (3.4)$$

3.1.3.2 En büyük oranlı birleştirme

En büyük oranlı birleştirme (MRC) tekniğinde, alıcı antenlere ulaşan birbirlerinden bağımsız sönümlenmeli işaretlerin her biri için önce kanal durum bilgisi kestirimi, ardından faz uyumlaştırması yapıldıktan sonra iletdikleri kanalın sönümleme katsayısına göre ağırlıklandırılıp birleştirilirler. Bu sayede birleştirici çıkışındaki SNR en büyük yapılır. **Şekil 3.2**'de en büyük oranlı birleştirme tekniğine ait işleyiş şeması verilmiştir [9]. Yapısında pek çok RF zincirinin bulunması dolayısıyla sistemin maliyetini ve karmaşıklığını arttıran, buna karşılık en iyi başarıyı veren bir birleştirme tekniğidir.



Şekil 3.2 : En büyük oranlı birleştirme tekniğinin işleyiş şeması.

m . alıcı antenin aldığı işaret aşağıdaki gibi ifade edilir ($m = 1, 2, \dots, N_R$):

$$r_m = h_m s + n_m. \quad (3.5)$$

Burada h_m verici anten ile m . alıcı anten ve verici anten arasındaki kanala ait sönümlenme katsayısı, s kaynak bilgi işareti, n_m m . alıcı antene eklenen sıfır ortalamalı ve N_0 tek yönlü güç spektral yoğunluklu Gauss gürültüsüdür. Her bir alıcı antenden alınan işaret için optimum ağırlıklandırma, işaretin iletiildiği kanalın yol kazancının kompleks eşleniği ile çarpılmasıyla sağlanmaktadır. Ağırlıklandırma işleminden sonra tüm alıcı antenlerden elde edilen işaretler toplanmaktadır. En büyük oranlı birleştirici çıkışındaki işaret aşağıdaki gibidir [9]:

$$\sum_{m=1}^{N_R} r_m h_m^* = \sum_{m=1}^{N_R} |h_m|^2 + \sum_{m=1}^{N_R} n_m h_m^* . \quad (3.6)$$

Buna göre en büyük oranlı birleştiricinin çıkışındaki anlık SNR değeri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\gamma_{MRC} = \frac{\left(\sum_{m=1}^{N_R} |h_m|^2 \right)^2 E_s}{\sum_{m=1}^{N_R} |h_m|^2 N_0} = \sum_{m=1}^{N_R} |h_m|^2 \frac{E_s}{N_0} = \sum_{m=1}^{N_R} \gamma_m . \quad (3.7)$$

Burada, γ_m , bir önceki bölümde tanımlandığı gibidir. (3.7)'den görüldüğü üzere tüm sistemin çıkışında sağlanan SNR değeri, N_R farklı yoldan alıcıya ulaşan işaretlerin SNR değerlerinin toplamıdır. Dolayısıyla bu, tüm alıcı antenlerden sağlanabilecek en büyük değer olup, MRC tekniğinin optimum birleştirme tekniği olduğunu göstermektedir [9].

Farklı yollardan alınan işaretlerin her birinin ortalama SNR değerinin $\bar{\gamma}$ olduğu kabul edilirse MRC çıkışındaki ortalama SNR değeri aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\bar{\gamma}_{MRC} = N_R \bar{\gamma} . \quad (3.8)$$

Tüm sönümlenmeli kanalların Rayleigh dağılımlı olduğu varsayımı ile, birbirinden bağımsız, $\bar{\gamma}$ ortalamalı, üstel dağılımlı N_R adet γ_m rastlantı değişkeninin toplamı olan γ_{MRC} , $2N_R$ serbestlik dereceli (*degree of freedom*) ki-kare (*Chi-square*) dağılımlıdır. γ_{MRC} 'ye ilişkin olasılık yoğunluk işlevi ve olasılık dağılım işlevi sırasıyla

$$f_{\gamma_{MRC}}(x) = \frac{x^{N_R-1} e^{-x/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{N_R} (N_R - 1)!}, \quad (3.9)$$

$$F_{\gamma_{MRC}}(x) = 1 - e^{-x/\bar{\gamma}} \sum_{m=0}^{N_R-1} \frac{1}{m!} \left(\frac{x}{\bar{\gamma}} \right)^m. \quad (3.10)$$

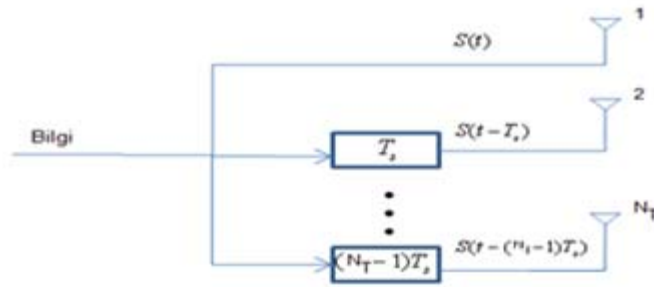
biçiminde elde edilir [9].

3.1.4 Verici anten çeşitlemesi

Gezgin telsiz hücreli iletişim sistemlerinde, yukarı bağlantılarda (*uplink*) yani gezgin birimden baz istasyonlarına alıcı anten çeşitlemesi uygun iken, aşağı bağlantılarda (*downlink*) yani baz istasyonlarından gezgin birime verici anten çeşitlemesi daha uygundur. Verici anten çeşitlemesi, alıcılara birden fazla anten yerleştirilmesine gerek bırakmamakta ve ayrıca alıcıların ihtiyaç duyduğu gerekli işlem gücünü azaltmaktadır. Verici anten çeşitlemesi hücreli sistemlerdeki baz istasyonları için uygun olmasına karşın, boyut, maliyet ve donanım karmaşıklığı açısından gezgin birimler için uygun değildir [2-4].

Verici anten çeşitlemesini gerçekleştirmek, alıcı anten çeşitlemesine nazaran daha zordur. Çünkü verici birimin pek çok anteninden iletilen işaretler, daha alıcıya ulaşmadan telsiz iletişim ortamında birbirlerine karışmaktadır. Bu durum, alıcıda ve vericide ilave işaret işleme tekniklerinin kullanımını zorunlu kılmaktadır. Ayrıca alıcının, kanal sönümlenmesine ilişkin bilgisi olabilirken, vericinin geri besleme olmaksızın bu bilgiye sahip olması mümkün değildir.

Geri beslemeye sahip olmadan gerçekleştirilen verici çeşitlemelerine örnek olarak **Şekil 3.3**'te sistem modeli gösterilen gecikme çeşitlemesi (*delay diversity*) verilebilir [4].



Şekil 3.3 : Gecikme çeşitlemesi sistem modeli.

Gecikme çeşitlemesi yaklaşımında kaynak işareti için kopyalar, $i = 1, 2, \dots, N_T$ olmak üzere, $(i-1)T_s$ ’lik gecikmeler ile her bir verici antenden iletilerek yapay çok yollu bozulma etkisi yaratılır. Alıcıda çeşitli kanal kestirim teknikleri kullanılarak çeşitleme kazancı elde edilir [4]. Gecikme çeşitlemesi, optimal bir verici çeşitlemesidir. Çünkü verici anten sayısına bağlı olarak sağlanılabilecek en büyük verici çeşitleme kazancını, bant genişliği kaybı olmaksızın gerçekleştirebilmektedir [4]. Ancak, verici anten sayısının artması, belirli bir değerden sonra kanal sönmemesini, toplamsal beyaz Gauss gürültüsüne yakınlaraştırarak, düz sönmemeli MIMO kanal modelini frekans seçici tek girişli çok çıkışlı (*single input multiple output*, SIMO) kanal modeline dönüştürmektedir [4]. Bu probleme karşı, verici anten çeşitlemesi ile kodlama tekniklerinin bir arada kullanıldığı uzay-zaman kodlama (*space time coding*, STC) teknikleri geliştirilmiştir [4,9]. Bu teknikler, uzay zaman kafes kodlama (*space time trellis coding*, STTC) [8,9] ve uzay zaman blok kodlama (*space time block coding*, STBC) [7,8] olarak ikiye ayrılırlar.

Geri beslemeli verici çeşitlemesine sahip sistemlerde, modüle edilmiş işaretler, çok antenli vericiden farklı ağırlık etkenleri ile iletilirler. Ağırlık etkenleri, kanal kapasitesini ve alıcı çıkışındaki SNR değerini en büyük yapacak biçimde belirlenir [4]. Bu verici çeşitleme tekniği, alıcı birimlerde uygulanan MRC tekniğinin verici birimler için uyarlanmış özel bir hali olarak değerlendirilebilir. Ancak, vericideki tüm antenlerin veri iletimi için kullanılması gerek devre karmaşıklığı gerekse güç sarfiyatı açısından gezgin birimler için maliyetlidir. Bu yapıdan farklı olarak, alıcıda en büyük SNR değerini sağlayabilecek iletim yolu veya yolları seçimi esasına dayanan verici anten seçimli yapılar gezgin telsiz iletişimde ön plana çıkmaktadırlar [10-14].

3.1.4.1 Uzay zaman blok kodlama

Son yıllarda MIMO yapılar ve bu yapılara uygun kod tasarımının araştırılması literatürde geniş ilgi görmektedir. Özellikle kanal kodlaması, modülasyon teknikleri ve anten çeşitlemesinin birleştirildiği tek bir işaret işleme modülü gibi davranan yapılar üzerinde çalışılmaktadır. Bu konudaki ilk çalışmaların başında STTC [8] ve STBC [7] gelmektedir. STC teknikleri içerisinde, STBC tekniği kodlayıcı ve kod çözücü devre yapılarındaki basitliğinden ötürü STTC’ye nazaran daha ön plana çıkmıştır.

STBC, n kullanılan zaman dilimi sayısını ve N_T verici anten sayısını ifade etmek üzere $n \times N_T$ boyutlu ortogonal G iletim kod matrisi ile aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$G = \begin{pmatrix} g_{11} & \cdots & g_{1N_T} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ a_{n1} & \cdots & a_{nN_T} \end{pmatrix}. \quad (3.11)$$

Burada g_{ij} değerleri, kaynak bilgi işaretlerinin ve kompleks eşleniklerinin doğrusal birleşimleri olmak üzere, $i=1,2,\dots,N_T$ indisli verici antenlerinden $j=1,2,\dots,n$ iletim zaman aralıklarında aynı anda iletilirler. Örneğin, $j=1$ için G iletim kod matrisinin $(g_{11} \cdots g_{1N_T})$ satırına ait işaretler iletilir. Matris yapısından da görülebileceği üzere gerek anten kullanımı gerekse zaman kullanımı açısından uzayda ve zamanda çeşitleme yapılmaktadır [4,9].

Alamouti'nin önerdiği iki antenli kod yapısına ilişkin iletim kod matrisi

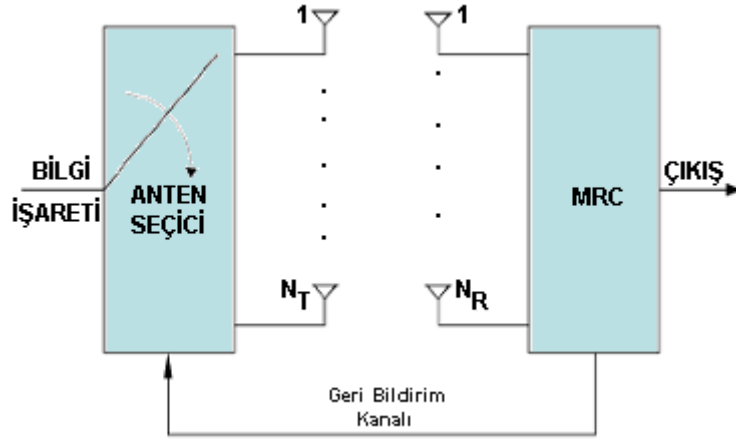
$$G = \begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \quad (3.12)$$

biçiminde tanımlanmaktadır [7]. İletim kod matrisi incelendiğinde, Alamouti kodunun iki zaman aralığında iki farklı simge ilettiği ve dolayısıyla kod iletim oranının 1 olduğu görülmektedir. Alamouti kodu STBC kodları arasında tam hızlı ve tam çeşitlemeli iletim sağlayan tek klasik uzay zaman kodudur [7].

3.1.4.2 Verici anten seçimi

Verici anten seçimi (TAS) tekniği, alıcıda en büyük SNR değerini sağlayacak verici anten(ler)in seçilmesi ve iletimin bu anten(ler)in üzerinden yapılması esasına dayanan bir çeşitleme tekniğidir. Uzay zaman kodlamaya dayalı verici çeşitleme tekniklerinin sağladığı çeşitleme kazancını daha az devre karmaşıklığı ve güç tüketimi ile gerçekleştirilebilmektedir [10]. Verici anten(ler)in seçimi öncesinde, tüm verici antenler sırasıyla alıcıya birer pilot simge dizisi gönderir. Ardından alıcı, en büyük SNR değerini sağlayan anten(leri) belirler ve seçilen antenlerin indislerini geri besleme kanalı üzerinden vericiye iletir. Verici, alıcının belirlediği antenlerin üzerinden iletim yapar [10].

Verici anten seçimi tekniği, tasarımındaki basitlik ve esneklik neticesinde diğer anten çeşitleme teknikleri ile birlikte kullanılabilir. Özellikle en iyi yol kazancını sağlayabilecek tek bir anten seçilebileceği gibi kanal kazançları arasından en uygun antenlerin seçilip STBC tekniğinin uygulanabildiği TAS/STBC [14] yapıları literatürde büyük ilgi görmektedir. İlaveten, literatürde TAS tekniği ile alıcı anten çeşitleme tekniklerinin bir arada kullanıldığı karma yapılar da bulunmaktadır [10-13]. Bu yapıların arasından TAS/MRC [10] tekniği, sönümlenmeli kanallarda optimum çözüm olarak öne çıkmaktadır. **Şekil 3.4**'te TAS/MRC tekniğinin genel işleyiş şeması verilmiştir. TAS/MRC, vericide en iyi yol kazancına sahip tek bir antenin seçildiği ve alıcıda da tüm antenlerin kullanıldığı bir karma anten çeşitleme tekniğidir.



Şekil 3.4 : TAS/MRC sisteminin genel yapısı.

TAS/MRC sisteminde uygulanan anten seçim kriterine göre belirlenen anten indisi aşağıdaki gibidir [10]:

$$I = \arg \max_{1 \leq i \leq N_T} \left\{ \sum_{j=1}^{N_R} |h_{ij}|^2 \right\}. \quad (3.13)$$

Burada h_{ij} , i . verici anten ile j . alıcı anten arasındaki kanal sönümlenme katsayısını ifade etmektedir. (3.13)'e göre sırasıyla her verici anten için alıcıdaki tüm antenlerden elde edilen toplam SNR değeri hesaplanıp ardından içlerinden en büyüğünü veren I indislili anten seçilmektedir. Buna göre verici-alıcı anten çiftleri arasındaki kanalların SNR değerlerinin $\bar{\gamma}$ ortalamalı olduğu durumda, TAS/MRC çıkışında elde edilen anlık SNR değeri

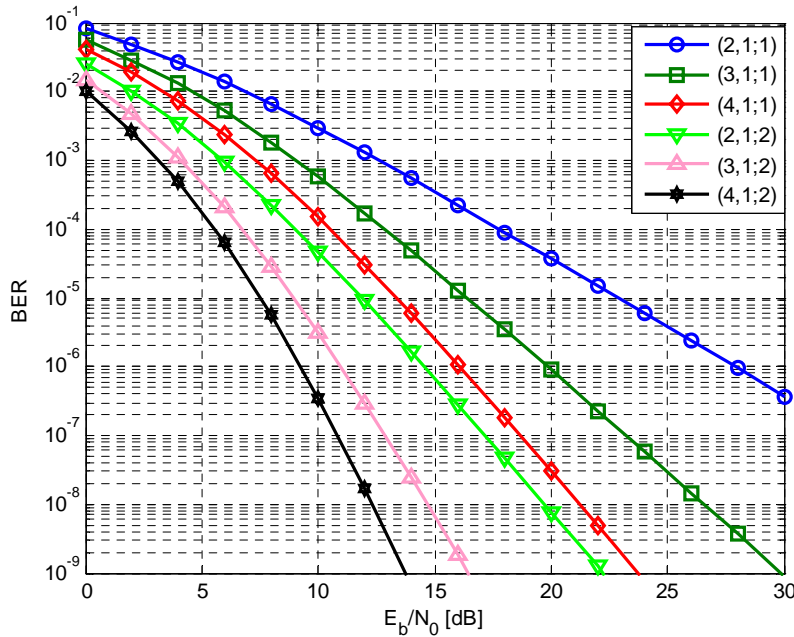
$$\gamma_{TAS/MRC} = \max_{1 \leq i \leq N_T} \left\{ \sum_{j=1}^{N_R} |h_{ij}|^2 E_s / N_0 \right\} \quad (3.14)$$

biçiminde elde edilir. Tüm sönümlenmeli kanalların Rayleigh dağılımlı olduğu varsayımı ile, birbirinden bağımsız ve (3.9)'da olasılık yoğunluk işlevi verilen N_T adet rastlantı değişkeninin en büyüğü olan $\gamma_{TAS/MRC}$ 'ye ilişkin olasılık yoğunluk işlevi ve olasılık dağılım işlevi sırasıyla aşağıdaki gibidir [10,55]:

$$f_{\gamma_{TAS/MRC}}(x) = N_T \left(1 - e^{-x/\bar{\gamma}} \sum_{m=0}^{N_R-1} \frac{1}{m!} \left(\frac{x}{\bar{\gamma}} \right)^m \right)^{N_T-1} \frac{x^{N_R-1} e^{-x/\bar{\gamma}}}{\bar{\gamma}^{N_R} (N_R-1)!}, \quad (3.15)$$

$$F_{\gamma_{TAS/MRC}}(x) = \left(1 - e^{-x/\bar{\gamma}} \sum_{m=0}^{N_R-1} \frac{1}{m!} \left(\frac{x}{\bar{\gamma}} \right)^m \right)^{N_T}. \quad (3.16)$$

Gösterilebilir ki, TAS/MRC sistemi tam $(N_T N_R)$ çeşitleme derecesini sağlar [10]. Aynı dağılımlı birim güçlü Rayleigh kanallarda TAS/MRC sisteminin ikili faz kaydırmalı anahtarlama (*binary phase shift keying*, BPSK) modülasyonu için benzetimlerle elde edilen bit hata oranı (*bit error rate*, BER) eğrileri Şekil 3.5'te verilmiştir.



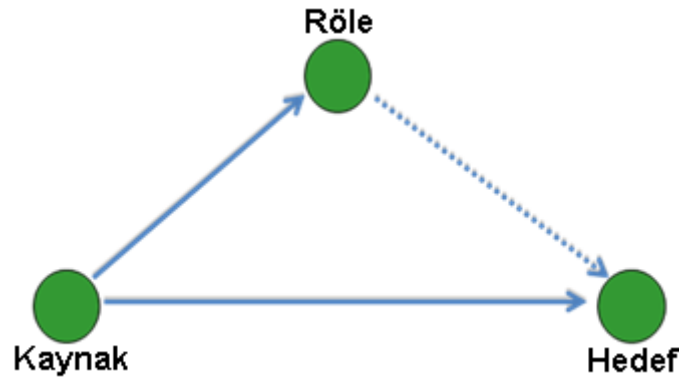
Şekil 3.5 : Aynı dağılımlı Rayleigh kanallarda TAS/MRC sisteminin BPSK BER başarımı.

Şekil 3.5'te, N_T verici antenden 1 antenin seçildiği ve N_R alıcı antenin kullanıldığı TAS/MRC sistemi, $(N_T, 1; N_R)$ ile gösterilmektedir. Ek olarak, yatay eksendeki E_b , bit başına harcanan ortalama enerjiyi ifade etmektedir.

Şekil 3.5'teki benzetim sonuçlarından görüldüğü üzere $(2,1;1)$, $(3,1;1)$ ve $(4,1;1)$ sistemleri için çeşitleme derecesi sırasıyla 2, 3 ve 4 olurken, $(2,1;2)$, $(3,1;2)$ ve $(4,1;2)$ sistemleri için çeşitleme derecesi sırasıyla 4, 6 ve 8 olmaktadır. Böylece TAS/MRC sisteminde elde edilen çeşitleme derecesinin $N_T N_R$ olduğu ve tam çeşitlemenin sağlandığı benzetim sonuçlarından görülebilmektedir.

3.1.5 İşbirlikli çeşitleme

İşbirlikli çeşitleme, gezgin birimler arasında iletişimin işbirliğine dayanan bir yöntemdir. Bu yapıda kaynak verici, iletmek istediği işareti, doğrudan ve/veya dolaylı olarak bir röle üzerinden hedef alıcıya ulaştırmaktadır. Böylece birbirinden bağımsız sönmülemeye uğramış iki farklı işaretin alıcıya iletimiyle anten çeşitleme kazancı elde edilmektedir [15,16]. Ayrıca rölelerin sayısı artırılarak daha uzak mesafelerdeki hedef alıcıya ulaşmak mümkün olabilmektedir. Bu sayede mevcut sistemin kapsama alanı, işbirlikli çeşitleme ile vericiden daha fazla güç iletimi yapılmaksızın genişletilebilmektedir. Şekil 3.6'da klasik işbirlikli çeşitleme sistem modeli gösterilmektedir.



Şekil 3.6 : Klasik işbirlikli çeşitleme sistem modeli.

Bu sistem modeline göre kaynak, birinci zaman aralığında bilgisini röle ve hedefe göndermektedir. Birinci zaman aralığında röle ve hedefte alınan işaretler sırasıyla

$$y_{SR} = h_{SR}S + n_{SR} \quad (3.17)$$

$$y_{SD} = h_{SD}s + n_{SD} \quad (3.18)$$

biçimindedir. Burada s , kaynak tarafından iletilen E_s ortalama enerjili simge, h_{SR} ve h_{SD} sırasıyla kaynak ile röle ve röle ile hedef arasındaki kanallara etki eden sönümlenme katsayılarıdır. n_{SR} ve n_{SD} sırasıyla röle ve hedefteki antenlere etkiyen sıfır ortalamalı ve N_0 tek yönlü güç spektral yoğunluklu Gauss gürültüsüdür.

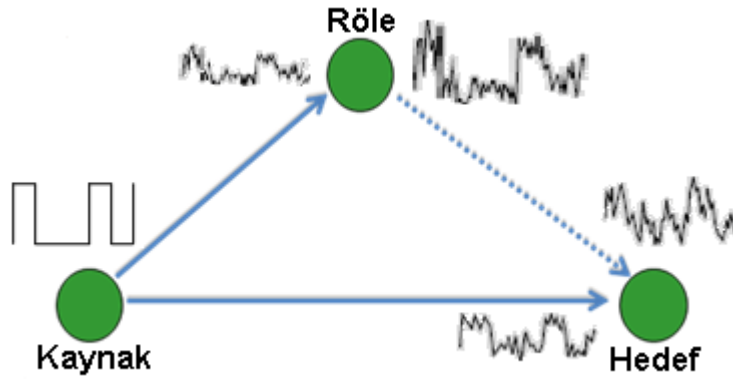
İkinci zaman aralığında ise röle kendisine gelen bozulmuş işaretleri, çözerek ya da kuvvetlendirerek elde ettiği s_R işaretini hedef alıcıya aktarır [15,16]. İkinci zaman aralığında hedef alıcıda alınan işaret

$$y_{RD} = h_{RD}s_R + n_{RD} \quad (3.19)$$

şeklindedir. Burada h_{RD} , röle ile hedef arasındaki kanala etki eden sönümlenme katsayısıdır. n_{RD} , hedef antenine etkiyen Gauss gürültüsüdür.

3.1.5.1 Kuvvetlendir ve aktar

Şekil 3.7'de gösterilen kuvvetlendir ve aktar (AF) tekniğini kullanan bir sistemde röle, birinci zaman aralığında kaynak biriminin ilettiği işareti alıp, ikinci zaman aralığında da kuvvetlendirerek hedef alıcıya aktarır.



Şekil 3.7 : Kuvvetlendir ve aktar yönteminin sistem modeli.

Hedef tarafında ise kaynak ve röleden alınan işaretler, uygun birleştirme teknikleri kullanılarak çeşitleme kazancı elde edilir [17]. Röle tarafından birinci zaman aralığında alınan y_{SR} işareti

$$s_R = \beta y_{SR} \quad (3.20)$$

biçiminde kuvvetlendirilir. Burada ki β kuvvetlendirme faktörü,

$$\beta = \sqrt{\frac{E_s}{E_s |h_{SR}|^2 + N_0}}. \quad (3.21)$$

şeklinde tanımlıdır. Birinci ve ikinci zaman aralığında hedef alıcıda alınan işaretler, MRC tekniği kullanılarak,

$$\begin{aligned} y_D &= w_{SD} y_{SD} + w_{RD} y_{RD} \\ &= \frac{h_{SD}^* y_{SD}}{N_0} + \frac{h_{SRD}^* y_{RD}}{\sigma_{SRD}^2} \end{aligned} \quad (3.22)$$

biçiminde birleştirilir [17]. Burada $w_{SD} = \frac{h_{SD}^*}{N_0}$ ve $w_{RD} = \frac{h_{SRD}^*}{\sigma_{SRD}^2}$ hedefteki ağırlıklandırma katsayıları olmak üzere h_{SRD} ve σ_{SRD}^2 sırasıyla

$$h_{SRD} = \beta h_{SR} h_{RD} \quad (3.23)$$

$$\sigma_{SRD}^2 = N_0 (\beta^2 |h_{SRD}|^2 + 1) \quad (3.24)$$

olarak ifade edilir.

(3.22), (3.23) ve (3.24)'ten yararlanarak, $S \rightarrow D$ ve $S \rightarrow R \rightarrow D$ bağlantılarında elde edilen anlık SNR'lar sırasıyla aşağıdaki gibidir [19]:

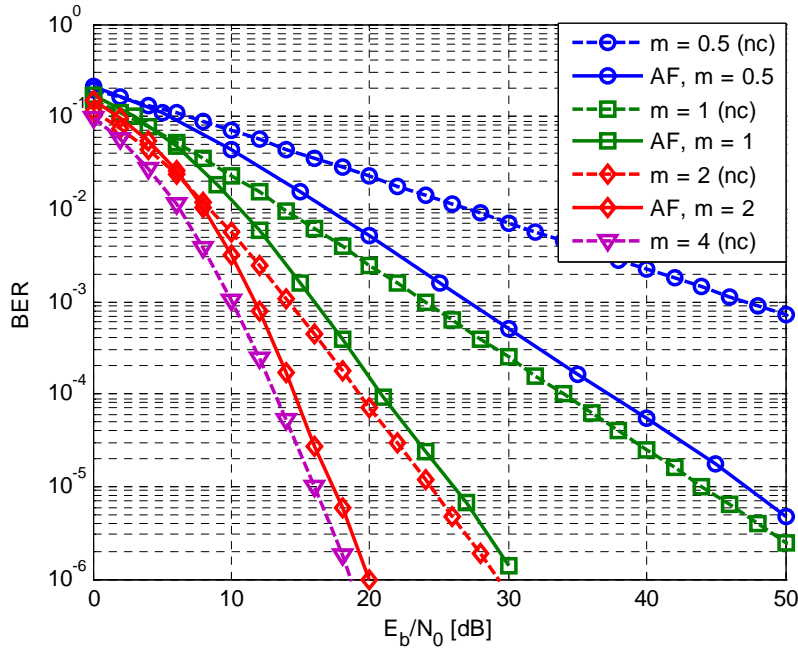
$$\gamma_{SD} = |h_{SD}|^2 E_s / N_0, \quad (3.25)$$

$$\gamma_{SRD} = \frac{\beta^2 |h_{SR}|^2 |h_{RD}|^2 E_s}{(\beta^2 |h_{RD}|^2 + 1) N_0}. \quad (3.26)$$

(3.25) ve (3.26) kullanılarak, hedef alıcıda elde edilen anlık SNR değerleri γ_D aşağıdaki gibi elde edilir [19]:

$$\gamma_D = \gamma_{SD} + \gamma_{SRD}. \quad (3.27)$$

Şekil 3.8’de aynı dağılımlı Nakagami- m kanallarında AF sisteminin benzetimler ile elde edilen BER başarımlar eğrileri, BPSK modülasyonu ve çeşitli m değerleri için verilmiştir. İşbirlikli çeşitleme ile, sadece kaynak ile hedef arasında iletim yapıldığı (çeşitleme yapılmadığı) duruma göre sistemin çeşitleme derecesinin iki katına çıktığı benzetim sonuçlarından görülmektedir. Ayrıca artan m değerleri için AF sisteminin hata başarımı giderek artmaktadır.



Şekil 3.8 : Aynı dağılımlı Nakagami- m kanallarında AF sisteminin BPSK BER başarımı.

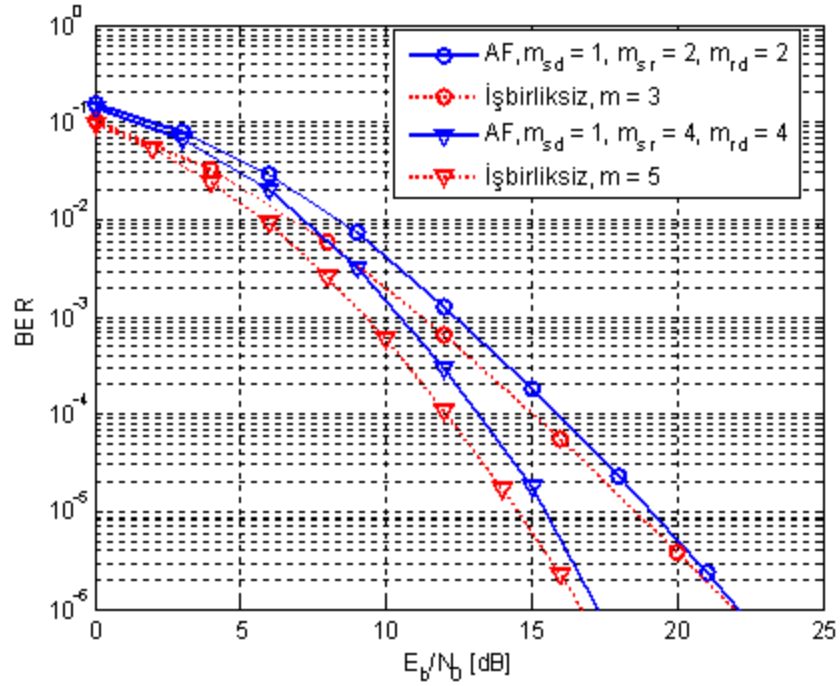
Çizelge 3.1’de $BER=10^{-4}$ başarımı için farklı m değerlerinde AF işbirlikli çeşitlemeli sistemin, işbirliği yapmayan klasik yapıya göre sağladığı çeşitleme kazançları verilmiştir.

Çizelge 3.1 : AF sistemi için $BER=10^{-4}$, te sağlanan SNR (E_b/N_0) kazancı.

m	SNR kazancı
0.5	30dB
1	14dB
2	5 dB

Şekil 3.9’da farklı dağılımlı Nakagami- m kanallarında AF sisteminin BER başarımlar eğrileri verilmiştir. m_{sd} , m_{sr} ve m_{rd} sırasıyla kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki Nakagami- m sönümlenmeli kanal parametreleridir. AF sistemleri için

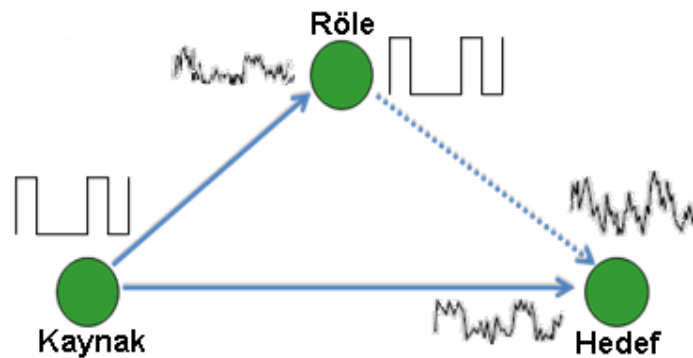
$m_{sd} = 1, m_{sr} = 2, m_{rd} = 2$ durumunda elde edilen çeşitleme derecesi 3, $m_{sd} = 1, m_{sr} = 4, m_{rd} = 4$ için ise 5 olmaktadır.



Şekil 3.9 : Farklı dağılımlı Nakagami- m kanallarında AF sisteminin BPSK BER başarımı.

3.1.5.2 Çöz ve aktar

Şekil 3.10'da gösterilen çöz ve aktar (DF) tekniğine dayalı bir sistemde röle, kaynaktan aldığı isareti önce çözer ardından da tekrar hedef alıcıya aktarır [15,16]. DF tekniğinin tam çeşitleme derecesi sağladığı gösterilmiştir [15-17]. Bunun yanı sıra, röle, kaynak bilgilerini çözdüğü için donanım karmaşıklığı, gecikme ve hatalı çözüm durumunda hata yayılımı problemleri ortaya çıkmaktadır [16].



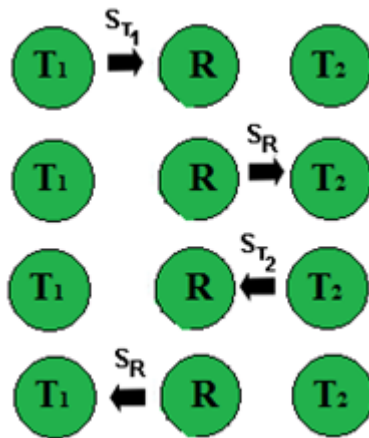
Şekil 3.10 : Çöz ve aktar yönteminin sistem modeli.

AF ve DF teknikleri birbirleriyle yarışabilir hata başarımları sağlamaktadır. [16]'da DF tekniğinin, [17]'de ise AF tekniğinin daha iyi hata başarımı sağladığı durumlar rapor edilmiştir. Genel olarak AF tekniği, basit yapısından dolayı kolay analiz olanağı sunmaktadır. Ayrıca işbirliği yapan rölelerin birbirlerine göre buldukları konum, her iki tekniğin kullanımını ve elde edilebilecek başarımı ciddi biçimde etkilemektedir [17].

3.2 Çift Yönlü Röleli Telsiz İletişim Kanalları

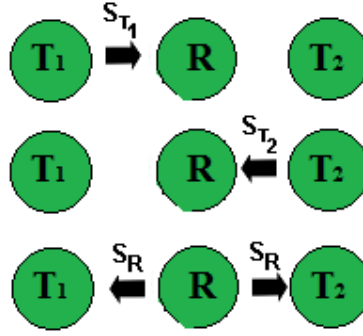
3.2.1 Ağ kodlama

Şekil 3.11'de gösterilen klasik çift yönlü röleli yarı dupleks kanallarda, T_1 ve T_2 terminallerinin iletişimi için dört zaman aralığına ihtiyaç vardır. Birinci zamanda önce T_1 terminali s_{T_1} bilgi işaretini röleye iletir. Ardından ikinci zaman aralığında röle aldığı işareti, AF ve DF tekniklerinden birisi yardımıyla işleyerek elde ettiği işareti (s_R) T_2 terminaline gönderir. Böylece $T_1 \rightarrow T_2$ bağlantısı için toplam iki zaman aralığı kullanılır. Benzer biçimde $T_2 \rightarrow T_1$ bağlantısında s_{T_2} bilgi işaretinin T_1 terminaline iletimi için iki zaman aralığı gerekmektedir. Sonuç olarak, röle her bir zaman aralığında sadece bir kaynak ile veri iletişimde bulunduğundan s_{T_1} ve s_{T_2} bilgi işaretleri, T_2 ve T_1 terminallerine toplam dört zaman aralığında iletilmektedir. Bu durum sistemin bant verimliliğini önemli ölçüde azaltmaktadır [36,38].



Şekil 3.11 : Klasik çift yönlü röleli iletişim modeli.

Şekil 3.11'deki klasik çift yönlü iletişim sistemi ile ağ kodlama (NC) tekniğinin birleştirilmesi sonucunda elde edilen yeni yapı Şekil 3.12'de gösterilmektedir [38].



Şekil 3.12 : Üç zamanlı NC sistem modeli.

Şekil 3.12’de gösterildiği üzere T_1 ve T_2 terminalleri, birinci ve ikinci zaman aralığında sırasıyla s_{T_1} ve s_{T_2} işaretlerini röleye iletmektedirler. Bu süreçte röle, T_1 ve T_2 terminallerinden aldığı işaretleri önce demodüle edip ardından çözerek sırasıyla \hat{x}_{T_1} ve \hat{x}_{T_2} bilgi bitlerini elde etmektedir. Üçüncü zaman aralığında ise röle, \hat{x}_{T_1} ve \hat{x}_{T_2} bilgi bitlerini bit düzeyinde

$$x_{XOR} = \hat{x}_{T_1} \oplus \hat{x}_{T_2} \quad (3.28)$$

biçiminde kodlayıp, ardından modüle ederek, s_R ağ kodlamalı işareti, T_1 ve T_2 terminallerine aktarmaktadır [38]. Burada \oplus , operatörü ise XOR işlemini ifade etmektedir.

T_1 ve T_2 terminalleri, üçüncü zaman aralığında aldıkları s_R işaretini önce demodüle edip ardından elde edilen \hat{x}_{XOR} bilgi biti ile kendi bilgi bitlerini (x_{T_1} ve x_{T_2}) XOR’layarak, birbirlerinin bilgi işaretlerine ulaşabilmektedir. T_1 ve T_2 terminallerinde yapılan işlemler sırasıyla aşağıdaki gibidir [38]:

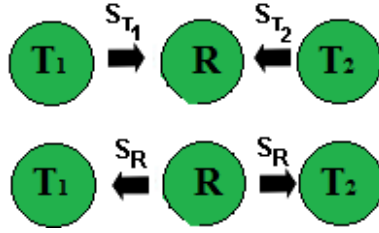
$$\hat{x}_{XOR} \oplus x_{T_1} = (\hat{x}_{T_1} \oplus \hat{x}_{T_2}) \oplus x_{T_1} = \hat{x}_{T_2} \quad (3.29)$$

$$\hat{x}_{XOR} \oplus x_{T_2} = (\hat{x}_{T_1} \oplus \hat{x}_{T_2}) \oplus x_{T_2} = \hat{x}_{T_1} \quad (3.30)$$

NC tekniğinin klasik çift yönlü röleli kanallar üzerinde uygulanmasıyla birlikte sistem çıkışında önemli ölçüde kapasite artışı sağlanmaktadır. Ek olarak, aynı derecede sistemin bant verimliliği de iyileşmektedir [38]. Bunun yanı sıra, terminallerin röleden aldıkları işaretleri kolaylıkla çözebilmeleri, daha düşük devre karmaşıklıkla alıcı yapılarına imkân sağlayabilmektedir.

3.2.2 Fiziksel katman ağ kodlama

Ağ kodlama tekniğinin çift yönlü röleli telsiz iletişim ağlarına sağladığı getiriler ile birlikte bu alandaki çalışmalar literatürde büyük ilgi görmüştür. Özellikle ağ kodlamalı röleli telsiz iletişim sistemlerinin bant verimliliğini daha fazla arttırmak ve telsiz ortamının doğasına daha uygun sistemleri geliştirmek amacıyla fiziksel katman ağ kodlama (PLNC) tekniği önerilmiştir [41,42]. PLNC tekniği ile terminaller birbirleriyle iletişimlerini toplam iki zaman aralığında gerçekleştirmektedir. PLNC tekniğini kullanan bir sisteminin yapısı Şekil 3.13'te gösterilmektedir [41,42].



Şekil 3.13 : İki zamanlı PLNC sistem modeli.

Şekil 3.13'te gösterildiği üzere T_1 ve T_2 terminalleri, birinci zaman aralığında s_{T_1} ve s_{T_2} işaretlerini röleye aynı anda iletmektedir. Bu süreçte rölede alınan işaret

$$y_R = h_{T_1R}s_{T_1} + h_{T_2R}s_{T_2} + n_R \quad (3.31)$$

biçimindedir [46]. Burada h_{T_1R} ve h_{T_2R} sırasıyla $T_1 \rightarrow R$ ve $T_2 \rightarrow R$ bağlantılarındaki birbirlerinden bağımsız kompleks sönmüleme katsayılarıdır. n_R , röle antenine etkileyen sıfır ortalamalı ve N_0 tek yönlü güç spektral yoğunluklu Gauss gürültüsüdür.

İkinci zaman aralığında ise röle, aldığı işareti β kuvvetlendirme faktörü ile kuvvetlendirerek T_1 ve T_2 terminallerine aktarmaktadır. β 'ya ilişkin ifade aşağıdaki gibidir [46]:

$$\beta = \sqrt{\frac{E_s}{E_s |h_{T_1R}|^2 + E_s |h_{T_2R}|^2 + N_0}} \quad (3.32)$$

T_1 ve T_2 terminallerinde alınan işaretler sırasıyla

$$y_{RT_1} = h_{T_1R}\beta h_{T_1R}s_{T_1} + h_{T_1R}\beta h_{T_2R}s_{T_2} + h_{T_1R}\beta n_R + n_{T_1} \quad (3.33)$$

$$y_{RT_2} = h_{T_2,R}\beta h_{T_1,R}s_{T_1} + h_{T_2,R}\beta h_{T_2,R}s_{T_2} + h_{T_2,R}\beta n_R + n_{T_2} \quad (3.34)$$

biçimindedir [46]. Burada n_{T_1} ve n_{T_2} sırasıyla T_1 ve T_2 terminallerindeki antenlere etkileyen Gauss gürültüsünü ifade etmektedir. Ayrıca $h_{T_1,R}\beta h_{T_1,R}s_{T_1}$ ve $h_{T_2,R}\beta h_{T_2,R}s_{T_2}$ ifadeleri sırasıyla T_1 ve T_2 terminallerinin kendi girişim etkileridir. T_1 ve T_2 terminalleri, tüm kanal durum bilgisine sahip oldukları kabulü altında, kendi girişim etkilerini bastırma işlemi (*self-interference cancelation*) yapabilmektedir [46]. Bu işlem sonucunda T_1 ve T_2 terminallerinin çıkışında elde edilen işaretler sırasıyla aşağıdaki gibidir [46]:

$$\tilde{y}_{RT_1} = h_{T_1,R}\beta h_{T_2,R}s_{T_2} + h_{T_1,R}\beta n_R + n_{T_1} \quad (3.35)$$

$$\tilde{y}_{RT_2} = h_{T_2,R}\beta h_{T_1,R}s_{T_1} + h_{T_2,R}\beta n_R + n_{T_2}. \quad (3.36)$$

(3.35) ve (3.36)'dan yararlanarak, T_1 ve T_2 terminallerinin çıkışlarında elde edilen anlık SNR ifadeleri sırasıyla aşağıdaki gibidir [43,46]:

$$\gamma_{T_1} = \frac{\beta^2 |h_{T_1,R}|^2 |h_{T_2,R}|^2 E_s}{(\beta^2 |h_{T_1,R}|^2 + 1)N_0} \quad (3.37)$$

$$\gamma_{T_2} = \frac{\beta^2 |h_{T_2,R}|^2 |h_{T_1,R}|^2 E_s}{(\beta^2 |h_{T_2,R}|^2 + 1)N_0}. \quad (3.38)$$

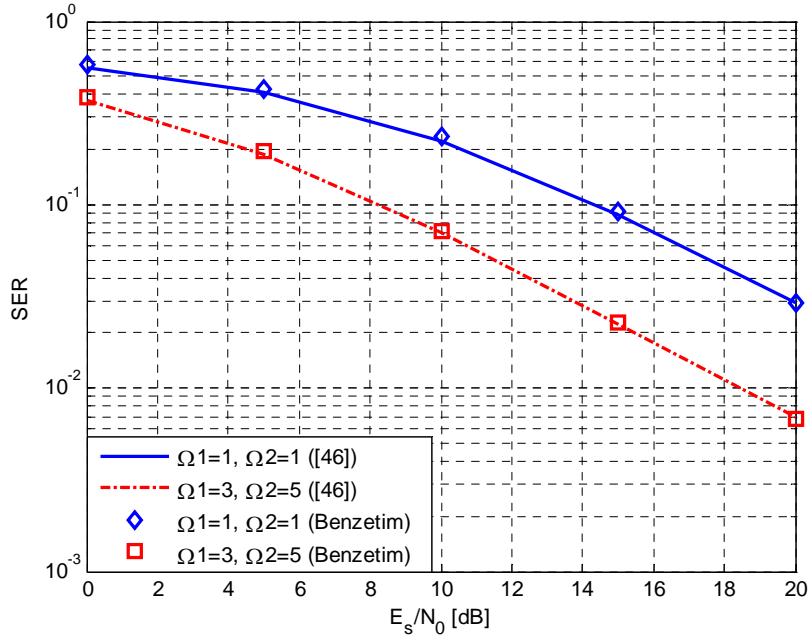
$\gamma_{T_1R} = |h_{T_1,R}|^2 E_s/N_0$ ve $\gamma_{T_2R} = |h_{T_2,R}|^2 E_s/N_0$ sırasıyla $T_1 \rightarrow R$ ve $T_2 \rightarrow R$ bağlantılarında sağlanan anlık SNR değerleri olmak üzere (3.37) ve (3.38) yeniden düzenlenirse γ_{T_1} ve γ_{T_2} aşağıdaki gibi elde edilir [43,46]:

$$\gamma_{T_1} = \frac{\gamma_{T_1R}\gamma_{T_2R}}{2\gamma_{T_1R} + \gamma_{T_2R} + 1} \approx \frac{\gamma_{T_1R}\gamma_{T_2R}}{2\gamma_{T_1R} + \gamma_{T_2R}} \quad (3.39)$$

$$\gamma_{T_2} = \frac{\gamma_{T_2R}\gamma_{T_1R}}{2\gamma_{T_2R} + \gamma_{T_1R} + 1} \approx \frac{\gamma_{T_2R}\gamma_{T_1R}}{2\gamma_{T_2R} + \gamma_{T_1R}}. \quad (3.40)$$

$T_1 \rightarrow R$ ve $T_2 \rightarrow R$ bağlantılarında aynı ve farklı dağılımlı, $\Omega_i = E\left[|h_{T_i,R}|^2\right]$ ($i=1,2$)

güçlü Rayleigh kanallarda PLNC tekniğini kullanan bir sistemin dörtlü faz kaydırmalı anahtarlama (*quadrature phase shift keying*, QPSK) modülasyonu için benzetimlerle elde edilen simge hata oranı (*symbol error rate*, SER) eğrileri Şekil 3.14'te verilmiştir. Şekilde ayrıca [46]'daki teorik analizler sonucu elde edilen eğriler de gösterilmektedir.

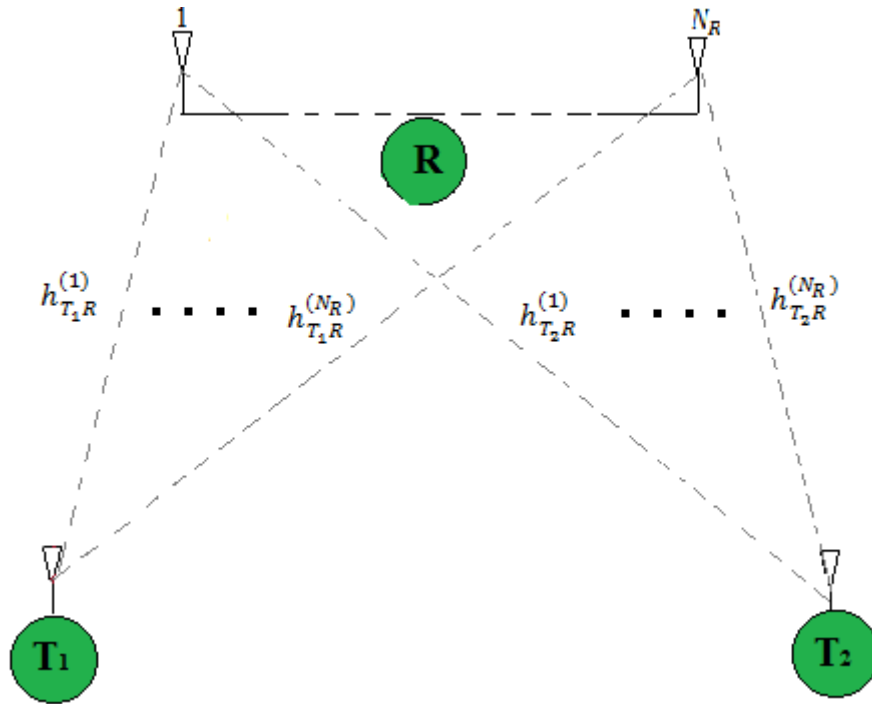


Şekil 3.14 : Aynı ve farklı dağılımlı Rayleigh kanallarda klasik PLNC sisteminin QPSK SER başarımı.

4. ANTEN SEÇİMLİ PLNC SİSTEMLERİ

Literatürde bulunan klasik PLNC sistemi bir önceki bölümde ele alınmıştır. Bu bölümde ise rölede birden çok antenin bulunduğu, antenler üzerinde seçim işleminin uygulanabildiği, üç ve iki zamanlı PLNC sistemleri literatürde ilk kez önerilmekte ve incelenmektedir. Sistemlerin başarımları analizleri, frekans seçici olmayan ve yavaş Rayleigh sönmlemeli kanallarda yapılmıştır. Hata başarımları sonuçları, röle ile her terminalin arasındaki birbirlerinden bağımsız sönmlemelerin aynı dağılımı durumları için elde edilmiştir. Bu kapsamda ilk olarak, üç zamanlı iki anten seçimli PLNC, ardından iki zamanlı tek anten seçimli PLNC ve son olarak da iki zamanlı iki anten seçimli PLNC sistemleri incelenmiştir.

Bu çalışmada Şekil 4.1’de blok diyagramı verilen iki terminalli (T_1 ve T_2) ve bir röleli (R) sistem ele alınmıştır.



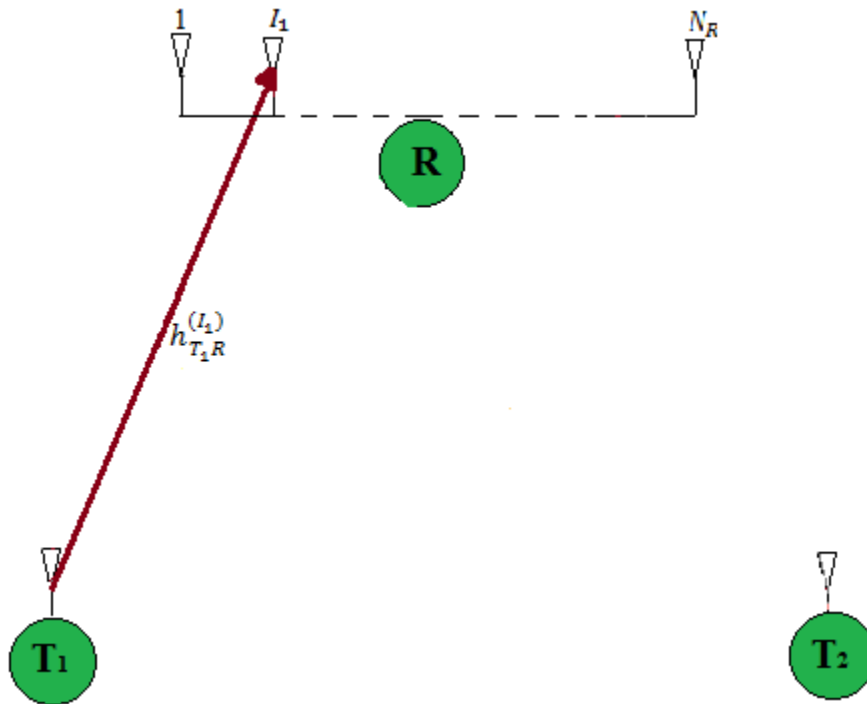
Şekil 4.1 : Anten seçimli PLNC sistemi modeli.

T_1 ve T_2 terminallerinde bir, rölede N_R adet anten bulunmaktadır. $h_{T_i R}^{(k)}$, $T_i \rightarrow R$ ($i=1,2$) bağlantısında, $k=1,2,\dots,N_R$ olmak üzere T_i terminali ile rölenin k . anteni arasındaki birbirlerinden bağımsız kompleks sönmleme katsayılarını ifade etmektedir. Analiz kolaylığı sağlması açısından tüm birimlerin eşit simge enerjisi (E_s) ile iletim yaptıkları ve tüm birimlerdeki antenlere etkiyen toplamsal beyaz Gauss gürültüsünün sıfır ortalamalı ve N_0 tek yönlü güç spektral yoğunluklu olduğu kabul edilmiştir. Ayrıca T_1 ve T_2 terminallerinin tüm kanal durum bilgilerine sahip, gerek röleden gerekse kendilerinden kaynaklı girişim etkilerini giderebilecekleri varsayılmıştır. Bunun yanı sıra, $T_i \rightarrow R$ ve $R \rightarrow T_i$ ($i=1,2$) bağlantılarındaki karşılıklı kanal kazançlarının aynı olduğu kabul edilmiştir.

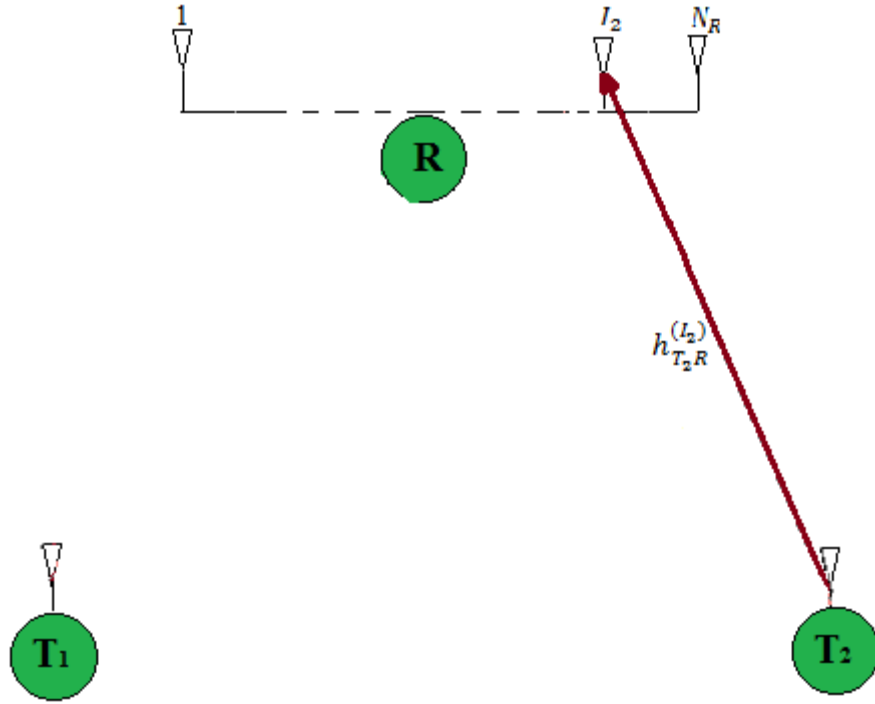
4.1 Üç Zamanlı İki Anten Seçimli PLNC Sistemi

4.1.1 Sistem modeli

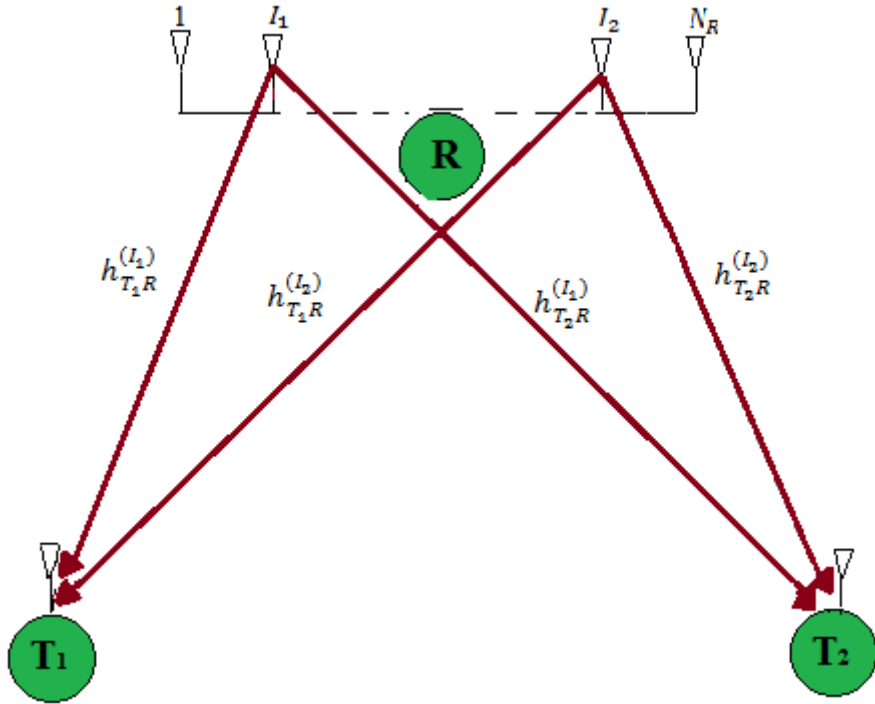
Şekil 4.1'deki sistemde, T_1 ve T_2 terminalleri birbirleriyle iletişimlerini toplam üç zaman aralığında gerçekleştirmektedir. Şekil 4.2, Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'te sırasıyla önerilen sistemin birinci, ikinci ve üçüncü zaman aralıklarındaki iletişim protokolü detaylı biçimde gösterilmektedir.



Şekil 4.2 : Üç zamanlı iki anten seçimli PLNC sistemi birinci zaman aralığı.



Şekil 4.3 : Üç zamanlı iki anten seçimli PLNC sistemi ikinci zaman aralığı.



Şekil 4.4 : Üç zamanlı iki anten seçimli PLNC sistemi üçüncü zaman aralığı.

Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te gösterildiği üzere röle, birinci zaman aralığında yalnızca T_1 terminaliyle, ikinci zaman aralığında ise yalnızca T_2 terminaliyle haberleşmektedir.

Bu süreçte röle, N_R adet anteninden en büyük SNR'ı sağlayan birer antenini seçerek T_1 ve T_2 'ye ait bilgi işaretini almaktadır.

I_i ($i=1,2$) sırasıyla rölenin birinci ve ikinci zaman aralıklarında seçtiği anten indisi olmak üzere,

$$I_i = \arg \max_{1 \leq k \leq N_R} \left\{ |h_{T_i,R}^{(k)}|^2 \right\} \quad (4.1)$$

biçiminde bulunur. (4.1)'e göre seçilen I_i ($i=1,2$) indisli antenler ile birinci ve ikinci zaman aralıklarında rölede alınan işaretler sırasıyla aşağıdaki gibi elde edilir:

$$y_R^{(I_1)} = h_{T_1,R}^{(I_1)} s_{T_1} + n_R^{(I_1)} \quad (4.2)$$

$$y_R^{(I_2)} = h_{T_2,R}^{(I_2)} s_{T_2} + n_R^{(I_2)}. \quad (4.3)$$

Burada, s_{T_1} ve s_{T_2} sırasıyla T_1 ve T_2 terminallerinin ilettikleri bilgi işaretlerini, $n_R^{(I_1)}$ ve $n_R^{(I_2)}$ sırasıyla rölenin I_1 . ve I_2 . antenlerine etkiyen Gauss gürültüsünü ifade etmektedir.

Şekil 4.4'te gösterildiği üzere üçüncü zaman aralığında röle, $y_R^{(I_1)}$ ve $y_R^{(I_2)}$ işaretlerini birleştirip ardından da β kuvvetlendirme faktörü ile kuvvetlendirerek, I_1 ve I_2 indisli antenlerinden T_1 ve T_2 terminallerine yarı güçte iletim yapmaktadır. Röleden aktarılan işaret ve kuvvetlendirme faktörü sırasıyla aşağıdaki biçimdedir:

$$y_R = \beta (y_R^{(I_1)} + y_R^{(I_2)}), \quad (4.4)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{E_s / 2}{E_s |h_{T_1,R}^{(I_1)}|^2 + E_s |h_{T_2,R}^{(I_2)}|^2 + N_0}}. \quad (4.5)$$

T_1 ve T_2 terminallerinde alınan işaretler sırasıyla

$$y_{RT_1} = h_{T_1,R}^{(I_1)} y_R + h_{T_1,R}^{(I_2)} y_R + n_{T_1} \quad (4.6)$$

$$y_{RT_2} = h_{T_2,R}^{(I_2)} y_R + h_{T_2,R}^{(I_1)} y_R + n_{T_2} \quad (4.7)$$

biçimindedir. Burada n_{T_1} ve n_{T_2} sırasıyla T_1 ve T_2 terminallerindeki toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü ifade etmektedir. T_1 ve T_2 terminallerinin tüm kanal durum bilgisine sahip oldukları kabulü ile y_{RT_1} ve y_{RT_2} işaretlerinden önce $h_{T_1R}^{(I_2)}$ ve $h_{T_2R}^{(I_1)}$ kanalları üzerinden gelen röle kaynaklı girişim etkilerini [57], ardından da kendilerinden kaynaklı girişim etkilerini gidererek [46], çıkışlarında elde ettikleri işaretler sırasıyla aşağıdaki gibidir:

$$\tilde{y}_{RT_1} = \beta h_{T_1R}^{(I_1)} h_{T_2R}^{(I_2)} s_{T_2} + \beta h_{T_1R}^{(I_1)} (n_R^{(I_1)} + n_R^{(I_2)}) + n_{T_1}, \quad (4.8)$$

$$\tilde{y}_{RT_2} = \beta h_{T_2R}^{(I_2)} h_{T_1R}^{(I_1)} s_{T_1} + \beta h_{T_2R}^{(I_2)} (n_R^{(I_1)} + n_R^{(I_2)}) + n_{T_2}. \quad (4.9)$$

(4.8) ve (4.9)'dan yararlanarak, T_i terminalinin çıkışında elde edilen anlık SNR ifadesi γ_{T_i} ($i, j = 1, 2$ ve $i \neq j$) aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\gamma_{T_i} = \frac{\beta^2 |h_{T_iR}^{(I_i)}|^2 |h_{T_jR}^{(I_j)}|^2 E_s}{(2\beta^2 |h_{T_iR}^{(I_i)}|^2 + 1)N_0}. \quad (4.10)$$

$\gamma_{T_iR} = |h_{T_iR}^{(I_i)}|^2 E_s/N_0$ ve $\gamma_{T_jR} = |h_{T_jR}^{(I_j)}|^2 E_s/N_0$ sırasıyla $T_i \rightarrow R$ ve $T_j \rightarrow R$ ($i, j = 1, 2$ ve $i \neq j$) bağlantılarında sağlanan anlık SNR'lar olmak üzere ve (4.5)'in yardımıyla (4.10)'daki ifade yeniden düzenlenirse aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\gamma_{T_i} = \frac{\gamma_{T_iR}\gamma_{T_jR}}{4\gamma_{T_iR} + 2\gamma_{T_jR} + 2} \approx \frac{\gamma_{T_iR}\gamma_{T_jR}}{4\gamma_{T_iR} + 2\gamma_{T_jR}}. \quad (4.11)$$

4.1.2 Hata başarımlar analizi

Bu bölümde, tüm sistemin uçtan-uca çıkış SNR'ı, γ_{T_i} 'ye ilişkin olasılık yoğunluk ve olasılık dağılım işlevleri çıkarılmıştır. Ardından moment üretme işlevi (*moment generating function*, MGF) tekniği kullanılarak tüm sistemin MGF ifadesi türetilmiştir. Böylelikle tüm sistemin M 'li faz kaydırmalı anahtarlama (*M-ary phase shift keying*, M-PSK) modülasyonu için SER başarımlar ifadesi tam olarak elde edilmiştir.

Öncelikle (4.11) ile verilen γ_{T_i} ifadesi, $X_i = 2/\gamma_{T_i}$ ve $X_j = 4/\gamma_{T_j}$ olmak üzere, sonraki analizleri daha kolay yapabilmek için

$$\gamma_{T_i} = (X_i + X_j)^{-1} \quad (4.12)$$

biçiminde yeniden düzenlenmiştir. Tüm kanallar Rayleigh dağılımlı modellenmek üzere, (3.2) ve binom açılımı kullanılarak γ_{T_i} ve γ_{T_j} 'nin olasılık yoğunluk işlevleri sırasıyla

$$f_{\gamma_{T_i}}(\gamma_{T_i}) = \frac{N_R}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_i}}} \sum_{l=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1}{l} (-1)^{N_R-1-l} e^{-\frac{\gamma_{T_i}(N_R-l)}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_i}}}} \quad (4.13)$$

$$f_{\gamma_{T_j}}(\gamma_{T_j}) = \frac{N_R}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_j}}} \sum_{k=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1}{k} (-1)^{N_R-1-k} e^{-\frac{\gamma_{T_j}(N_R-k)}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_j}}}} \quad (4.14)$$

şeklinde elde edilir. Jacobian dönüşümü [58] ile X_i ve X_j 'nin olasılık yoğunluk işlevleri sırasıyla

$$f_{X_i}(x_i) = \frac{2N_R}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_i}} x_i^2} \sum_{l=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1}{l} (-1)^{N_R-1-l} e^{-\frac{2(N_R-l)}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_i}} x_i}} \quad (4.15)$$

$$f_{X_j}(x_j) = \frac{4N_R}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_j}} x_j^2} \sum_{k=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1}{k} (-1)^{N_R-1-k} e^{-\frac{4(N_R-k)}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_j}} x_j}} \quad (4.16)$$

biçiminde bulunabilir. [55, (3.471.9)] yardımıyla X_i ve X_j 'ye ait MGF'ler sırasıyla aşağıdaki gibi elde edilir:

$$M_{X_i}(s) = 2N_R \sum_{l=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1}{l} \frac{(-1)^{N_R-1-l}}{N_R-l} \sqrt{\frac{2(N_R-l)s}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_i}}}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{2(N_R-l)s}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_i}}}} \right) \quad (4.17)$$

$$M_{X_j}(s) = 2N_R \sum_{k=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1}{k} \frac{(-1)^{N_R-1-k}}{N_R-k} \sqrt{\frac{4(N_R-k)s}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_j}}}} K_1 \left(2 \sqrt{\frac{4(N_R-k)s}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_j}}}} \right). \quad (4.18)$$

Burada, $K_\nu(\cdot)$, ν . dereceden değiştirilmiş ikinci tür Bessel işlevini göstermektedir [55, (8.432.6)]. γ_{T_i} 'nin olasılık yoğunluk işlevini bulmak için çarpmaya göre tersi olan

$$Y_i = X_i + X_j \quad (4.19)$$

rastlantı değişkeninden yararlanılacaktır. X_i ve X_j istatistiksel olarak bağımsız olmak üzere (4.17) ve (4.18) kullanılarak, Y_i 'e ait MGF ifadesi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{aligned} M_{Y_i}(s) &= M_{X_i}(s)M_{X_j}(s) \\ &= 4N_R^2 \sum_{l=0}^{N_R-1} \sum_{k=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1}{l} \binom{N_R-1}{k} (-1)^{2N_R-2-l-k} \\ &\quad \times \frac{1}{(N_R-l)(N_R-k)} \sqrt{\frac{2(N_R-l)}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_iR}}} \frac{4(N_R-k)}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_jR}}}} \\ &\quad \times {}_sK_1 \left(2 \sqrt{\frac{2(N_R-l)s}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_iR}}}} \right) K_1 \left(2 \sqrt{\frac{4(N_R-k)s}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_jR}}}} \right). \end{aligned} \quad (4.20)$$

$\gamma_{T_i} = 1/Y_i$ olmak üzere γ_{T_i} 'nin olasılık dağılım işlevi

$$F_{\gamma_{T_i}}(\gamma) = 1 - F_{Y_i}(1/\gamma) \quad (4.21)$$

ile ifade edilir. $\mathcal{L}^{-1}\{\cdot\}$, ters Laplace dönüşümünü göstermek üzere (4.21)

$$F_{\gamma_{T_i}}(\gamma) = 1 - \mathcal{L}^{-1} \left\{ M_{Y_i}(s)/s \right\} \Big|_{y_i=1/\gamma} \quad (4.22)$$

biçiminde yeniden düzenenabilir. (4.20), (4.22)'de yerine konulursa, [59, (13.2.20)]'den yararlanılarak γ_{T_i} 'nin olasılık dağılım işlevi kapalı bir formda biçimindeki gibi elde edilir:

$$\begin{aligned}
F_{\gamma_{T_i}}(\gamma) &= 1 - 4N_R^2 \sum_{l=0}^{N_R-1} \sum_{k=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1}{l} \binom{N_R-1}{k} (-1)^{2N_R-2-l-k} \\
&\quad \times \frac{1}{(N_R-l)(N_R-k)} \sqrt{\frac{2(N_R-l)}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_iR}}} \frac{4(N_R-k)}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_jR}}}} \\
&\quad \times \mathcal{L}^{-1} \left\{ s K_1 \left(2 \sqrt{\frac{2(N_R-l)s}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_iR}}}} \right) K_1 \left(2 \sqrt{\frac{4(N_R-k)s}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_jR}}}} \right) \right\} \\
&= 1 - N_R^2 \sum_{l=0}^{N_R-1} \sum_{k=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1}{l} \binom{N_R-1}{k} (-1)^{2N_R-2-l-k} \\
&\quad \times \frac{1}{(N_R-l)(N_R-k)} a_i \gamma e^{-b_i \gamma} K_1(a_i \gamma).
\end{aligned} \tag{4.23}$$

Burada, $a_i = 2 \sqrt{\frac{2(N_R-l)}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_iR}}} \frac{4(N_R-k)}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_jR}}}}$ ve $b_i = \frac{2(N_R-l)}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_iR}}} + \frac{4(N_R-k)}{\bar{\gamma}_{\gamma_{T_jR}}}$ şeklindedir.

(4.23) ve [55, (8.486.12)]'den yararlanılarak γ_{T_i} 'ye ait olasılık yoğunluk işlevi

$$\begin{aligned}
f_{\gamma_{T_i}}(\gamma) &= N_R^2 \sum_{l=0}^{N_R-1} \sum_{k=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1}{l} \binom{N_R-1}{k} (-1)^{2N_R-2-l-k} \\
&\quad \times \frac{1}{(N_R-l)(N_R-k)} a_i \gamma e^{-b_i \gamma} \\
&\quad \times [a_i K_0(a_i \gamma) + b_i K_1(a_i \gamma)].
\end{aligned} \tag{4.24}$$

biçiminde elde edilir. γ_{T_i} 'ye ilişkin MGF ifadesi ise (4.24) ve [55, (6.621.3)]'ten yararlanılarak

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{T_i}}(s) &= N_R^2 \sum_{l=0}^{N_R-1} \sum_{k=0}^{N_R-1} \binom{N_R-1}{l} \binom{N_R-1}{k} (-1)^{2N_R-2-l-k} \\
&\quad \times \frac{1}{(N_R-l)(N_R-k)} \frac{4a_i^2}{3(a_i + b_i + s)^2} \\
&\quad \times \left[{}_2F_1\left(2, \frac{1}{2}; \frac{5}{2}; \frac{b_i - a_i + s}{b_i + a_i + s}\right) + \frac{4b_i}{a_i + b_i + s} {}_2F_1\left(3, \frac{3}{2}; \frac{5}{2}; \frac{b_i - a_i + s}{b_i + a_i + s}\right) \right]
\end{aligned} \tag{4.25}$$

biçiminde elde edilir. Burada, ${}_2F_1(.,.;.;.)$ Gauss hipergeometrik işlevini belirtmektedir [55, (9.10)].

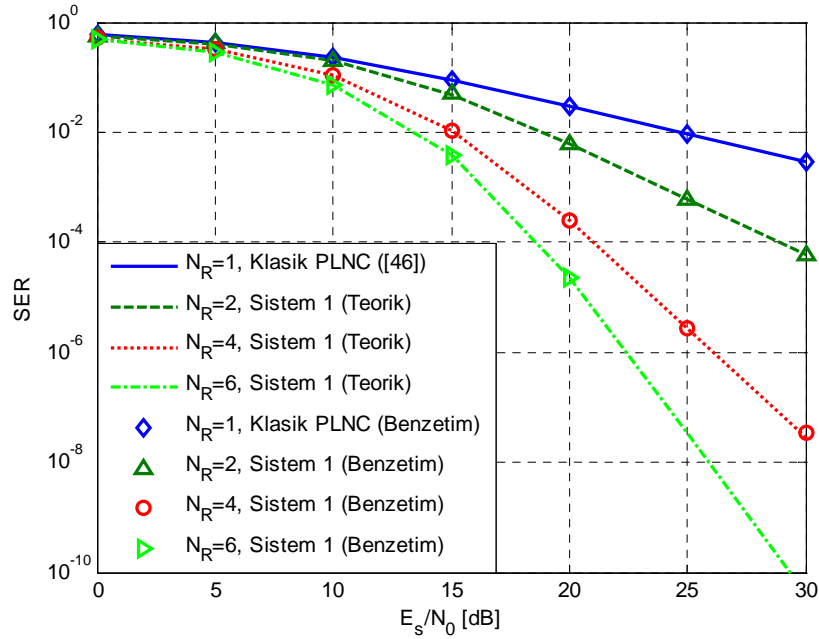
$M_{\gamma_{T_i}}(s)$ ifadesi yardımıyla incelenen sistem için SER başarımı, M -PSK modülasyonu kullanılması durumunda

$$P_{S,T_i} = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_{T_i}} \left(\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \quad (4.26)$$

eşitliğiyle nümerik yolla hesaplanır.

4.1.3 Nümerik sonuçlar

Bu bölümde, Şekil 4.2, Şekil 4.3 ve Şekil 4.4'te çalışması açıklanan, üç zamanlı iki anten seçimli PLNC sistemine (Sistem 1) ait simge hata başarımları, $T_1 \rightarrow R$ ve $T_2 \rightarrow R$ bağlantılarındaki Rayleigh sönümlenmeli kanalların birim güçlü ve $\bar{\gamma}_{T_1R} = \bar{\gamma}_{T_2R} = E_s/N_0$ olduğu kabulü altında, (4.26) eşitliği kullanılarak nümerik yolla ve ayrıca benzetimle elde edilmektedir. Buna göre, Şekil 4.5'te rölede farklı sayıda anten kullanımının hata başarımına etkisi QPSK modülasyonu için gösterilmektedir.



Şekil 4.5 : Aynı dağılımlı Rayleigh kanallarda üç zamanlı iki anten seçimli PLNC sisteminin $N_R = 2, 4, 6$ için QPSK SER başarımı.

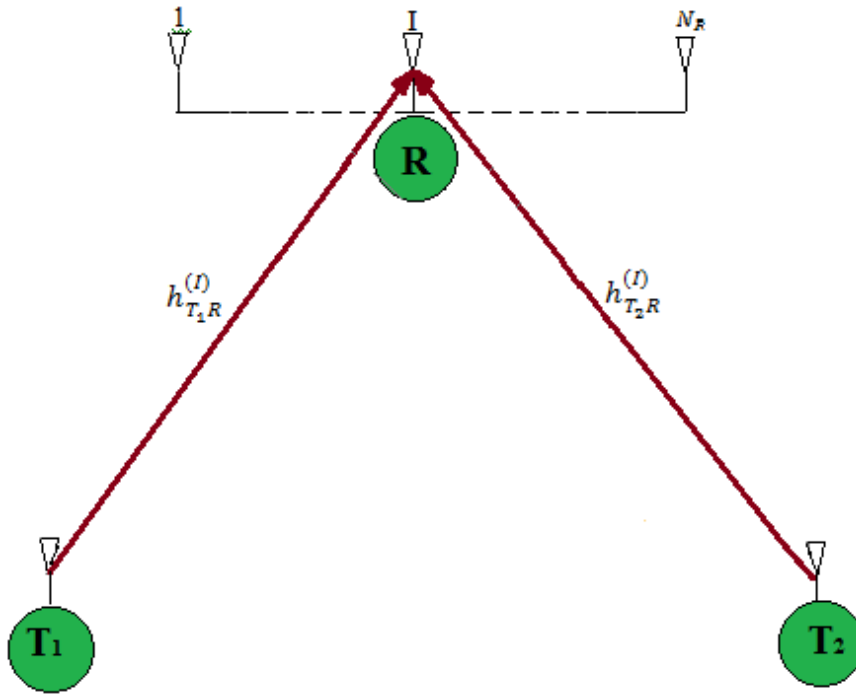
Şekil 4.5'teki SER eğrileri incelendiğinde, Sistem 1 için benzetim sonuçlarının teorik sonuçlarla tamamen uyumlu olduğu, röledeki anten sayısının artmasıyla, asimptotik çeşitleme derecesinin ve dolayısıyla SER başarımlarında önemli ölçüde iyileşme sağlandığı görülmektedir. SER eğrilerinin 10^{-4} değeri için röledeki anten sayısının

sırasıyla 2, 4 ve 6'ya çıkarılmasıyla yaklaşık 15, 23 ve 25.5 dB SNR kazancı elde edilmektedir. Ayrıca eğrilerden Sistem 1'de sağlanan çeşitleme derecesinin N_R olduğu görülmektedir.

4.2 İki Zamanlı Tek Anten Seçimli PLNC Sistemi

4.2.1 Sistem modeli

Şekil 4.1'deki sistemde, T_1 ve T_2 terminalleri birbirleriyle iletişimlerini toplam iki zaman aralığında gerçekleştirmektedir. Şekil 4.6 ve Şekil 4.7'de sırasıyla önerilen sistemin birinci ve ikinci zaman aralıklarındaki iletişim protokolü detaylı biçimde gösterilmektedir.



Şekil 4.6 : İki zamanlı tek anten seçimli PLNC sistemi birinci zaman aralığı.

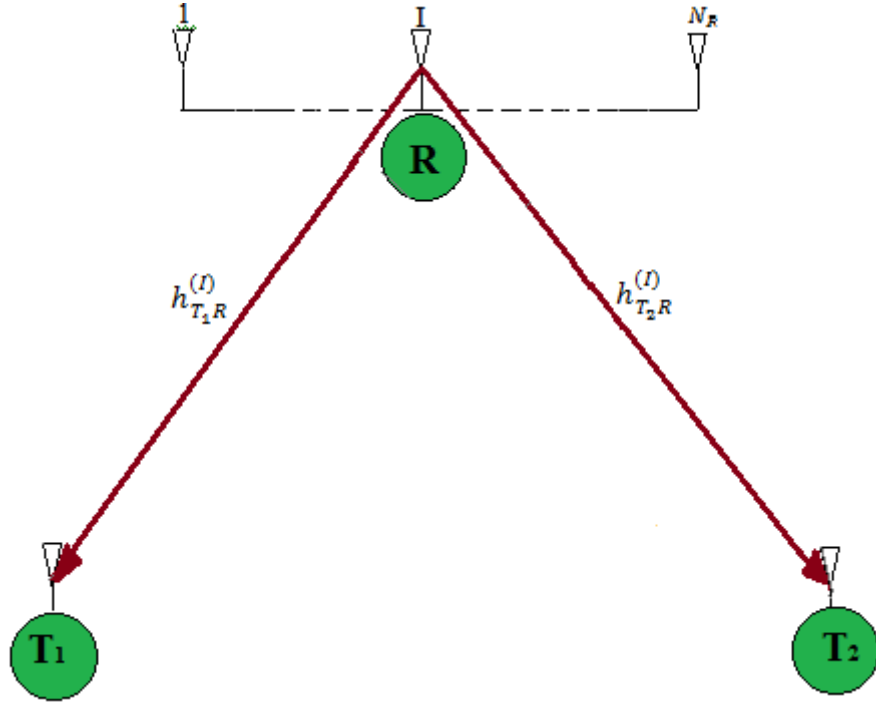
Şekil 4.6'da gösterildiği üzere birinci zaman aralığında, T_1 ve T_2 terminalleri iletmek istedikleri verileri röleye aynı anda göndermektedirler. Bu süreçte ise röle, N_R adet anteninden en büyük-en küçük anten seçim kriterine [52] göre ortak tek bir anten seçerek T_1 ve T_2 terminallerine ait bilgi işaretlerini almaktadır. En büyük-en küçük anten seçimi kriterine dayalı olarak, birinci zaman aralığında rölede seçilen indisi

$$I = \arg \max \left\{ \min_{1 \leq k \leq N_R} \left\{ |h_{T_1 R}^{(k)}|^2, |h_{T_2 R}^{(k)}|^2 \right\} \right\} \quad (4.27)$$

biçiminde elde edilir. Buna göre seçilen I indisli anten kullanılarak, birinci zamanda rölede alınan işaret

$$y_R^{(I)} = h_{T_1 R}^{(I)} s_{T_1} + h_{T_2 R}^{(I)} s_{T_2} + n_R^{(I)} \quad (4.28)$$

şeklinde elde edilmektedir. Burada, s_{T_1} ve s_{T_2} sırasıyla T_1 ve T_2 terminallerinin ilettikleri bilgi işaretlerini, $n_R^{(I)}$ rölenin I . antenine etkiyen Gauss gürültüsünü ifade etmektedir.



Şekil 4.7 : İki zamanlı tek anten seçimli PLNC sistemi ikinci zaman aralığı.

Şekil 4.7’de gösterildiği üzere ikinci zaman aralığında röle, aldığı $y_R^{(I)}$ işaretini β kuvvetlendirme faktörü ile kuvvetlendirerek, I indisli anteninden tam güçle T_1 ve T_2 terminallerine iletim yapmaktadır. Röleden aktarılan işaret ve kuvvetlendirme faktörü sırasıyla biçimdeki gibidir:

$$y_R = \beta y_R^{(I)}, \quad (4.29)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{E_s}{E_s |h_{T_1R}^{(I)}|^2 + E_s |h_{T_2R}^{(I)}|^2 + N_0}}. \quad (4.30)$$

T_1 ve T_2 terminallerinde alınan işaretler sırasıyla

$$y_{RT_1} = h_{T_1R}^{(I)} y_R + n_{T_1} \quad (4.31)$$

$$y_{RT_2} = h_{T_2R}^{(I)} y_R + n_{T_2} \quad (4.32)$$

biçimindedir. Burada n_{T_1} ve n_{T_2} sırasıyla T_1 ve T_2 terminallerindeki toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü ifade etmektedir. T_1 ve T_2 terminalleri, y_{RT_1} ve y_{RT_2} işaretlerinden kendilerinden kaynaklı girişim etkilerini gidererek, çıkışlarında elde ettikleri işaretler sırasıyla aşağıdaki gibidir:

$$\tilde{y}_{RT_1} = \beta h_{T_1R}^{(I)} h_{T_2R}^{(I)} s_{T_2} + \beta h_{T_1R}^{(I)} n_R^{(I)} + n_{T_1} \quad (4.33)$$

$$\tilde{y}_{RT_2} = \beta h_{T_2R}^{(I)} h_{T_1R}^{(I)} s_{T_1} + \beta h_{T_2R}^{(I)} n_R^{(I)} + n_{T_2}. \quad (4.34)$$

(4.33) ve (4.34)'ten yararlanarak, T_i terminalinin çıkışında elde edilen anlık SNR ifadesi γ_{T_i} ($i, j = 1, 2$ ve $i \neq j$)

$$\gamma_{T_i} = \frac{\beta^2 |h_{T_iR}^{(I)}|^2 |h_{T_jR}^{(I)}|^2 E_s}{(\beta^2 |h_{T_iR}^{(I)}|^2 + 1) N_0} \quad (4.35)$$

biçiminde elde edilir. $\gamma_{T_1R} = |h_{T_1R}^{(I)}|^2 E_s / N_0$ ve $\gamma_{T_2R} = |h_{T_2R}^{(I)}|^2 E_s / N_0$ sırasıyla $T_i \rightarrow R$ ve $T_j \rightarrow R$ ($i, j = 1, 2$ ve $i \neq j$) bağlantılarında sağlanan anlık SNR değerleri olmak üzere (4.35) yeniden düzenlenirse γ_{T_i} aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\gamma_{T_i} = \frac{\gamma_{T_iR} \gamma_{T_jR}}{2\gamma_{T_iR} + \gamma_{T_jR} + 1} \approx \frac{\gamma_{T_iR} \gamma_{T_jR}}{2\gamma_{T_iR} + \gamma_{T_jR}}. \quad (4.36)$$

4.2.2 Başarım analizi

Bu bölümde, tüm sistemin uçtan-uca çıkış SNR'ı γ_{T_i} 'ye ilişkin üst ve alt sınır ifadeleri “minimum SNR” yaklaşımı [20] kullanılarak elde edilmiştir. Ardından hata üst ve alt sınır ifadeleri MGF tekniği kullanılarak türetilmiştir. Son olarak da hata alt ve üst sınır ifadeleri için asimptotik çeşitleme derecesi analizi yapılmıştır.

4.2.2.1 Hata başarım analizi

Öncelikle (4.37) ile verilen γ_{T_i} ifadesi analiz kolaylığı sağlaması açısından

$$\gamma_{T_i} = \frac{1}{2} \frac{2\gamma_{T,R}\gamma_{T,R}}{2\gamma_{T,R} + \gamma_{T,R}} \quad (4.37)$$

biçiminde düzenlenebilir. Ardından minimum SNR yaklaşımı [20] kullanılarak γ_{T_i} 'ye ait üst ve alt sınırlar sırasıyla

$$\gamma_{T_i} \leq \frac{1}{2} \min(2\gamma_{T,R}, \gamma_{T,R}) \leq \frac{1}{2} \min(2\gamma_{T,R}, 2\gamma_{T,R}) \leq \min(\gamma_{T,R}, \gamma_{T,R}) = \gamma_{T_i,üst} \quad (4.38)$$

$$\gamma_{T_i} \geq \frac{1}{4} \min(2\gamma_{T,R}, \gamma_{T,R}) \geq \frac{1}{4} \min(\gamma_{T,R}, \gamma_{T,R}) = \gamma_{T_i,alt} \quad (4.39)$$

biçiminde elde edilmektedir. $\gamma_{T,R}$ ve $\gamma_{T,R}$ istatistiksel olarak bağımsız olmak üzere (4.38) ve [58]'den yararlanılarak $\gamma_{T_i,üst}$ 'ün olasılık dağılım işlevi

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{T_i,üst}}(\gamma) &= 1 - (1 - F_{\gamma_{T,R}}(\gamma))(1 - F_{\gamma_{T,R}}(\gamma)) \\ &= F_{\gamma_{T,R}}(\gamma) + F_{\gamma_{T,R}}(\gamma) - F_{\gamma_{T,R}}(\gamma)F_{\gamma_{T,R}}(\gamma) \end{aligned} \quad (4.40)$$

şeklinde ifade edilir. (4.38) ve (4.39)'dan yararlanarak, Jacobian dönüşümü ile $\gamma_{T_i,alt}$ 'in olasılık dağılım işlevi

$$F_{\gamma_{T_i,alt}}(\gamma) = F_{\gamma_{T_i,üst}}(4\gamma) \quad (4.41)$$

biçiminde bulunur. $\gamma_{T,R}$ ve $\gamma_{T,R}$ rastlantı değişkenleri, (4.27)'deki seçim kriteri ile elde edilen

$$\gamma_I = \max_{1 \leq k \leq N_R} \left\{ \gamma_k = \min_{1 \leq k \leq N_R} \left\{ \gamma_{T_i,R}^{(k)}, \gamma_{T_j,R}^{(k)} \right\} \right\} \quad (4.42)$$

rastlantı değişkeninin dağılımına sahiptirler. Tüm kanallar Rayleigh dağılımlı olarak modellenmek üzere, (4.42)'deki $\gamma_{T_i,R}^{(k)}$ ve $\gamma_{T_j,R}^{(k)}$ sırasıyla $\bar{\gamma}_{T_i,R}$ ve $\bar{\gamma}_{T_j,R}$ ortalamalı, üstel dağılımlı rastlantı değişkenleridir. (4.40)'takine benzer şekilde γ_k 'nın olasılık dağılım işlevi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$F_{\gamma_k}(\gamma) = 1 - e^{-\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i,R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j,R}}\right)\gamma} \quad (4.43)$$

(4.43) ve sıra istatistiği kullanılarak [56], (4.42)'deki γ_I 'nin olasılık dağılım işlevi

$$F_{\gamma_I}(\gamma) = \left(1 - e^{-\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i,R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j,R}}\right)\gamma} \right)^{N_R} \quad (4.44)$$

biçiminde elde edilir. Binom açılımı yardımıyla γ_I 'nin olasılık dağılım işlevi

$$F_{\gamma_I}(\gamma) = \sum_{k=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} (-1)^{N_R-k} e^{-\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i,R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j,R}}\right)(N_R-k)\gamma} \quad (4.45)$$

şeklinde ifade edilebilir. Buna göre $\gamma_{T_i,R}$ ve $\gamma_{T_j,R}$ rastlantı değişkenlerinin olasılık dağılım işlevleri sırasıyla

$$F_{\gamma_{T_i,R}}(\gamma) = \sum_{k=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} (-1)^{N_R-k} e^{-\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i,R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j,R}}\right)(N_R-k)\gamma} \quad (4.46)$$

$$F_{\gamma_{T_j,R}}(\gamma) = \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{l} (-1)^{N_R-l} e^{-\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i,R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j,R}}\right)(N_R-l)\gamma} \quad (4.47)$$

biçiminde elde edilir. (4.46) ve (4.47), (4.40)'ta yerine konulursa, $\gamma_{T_i,\text{üst}}$ 'ün olasılık dağılım işlevi

$$\begin{aligned}
F^{\gamma_{T_i, \text{üst}}}(\gamma) &= \sum_{k=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} (-1)^{N_R-k} e^{-\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j R}}\right)(N_R-k)\gamma} \\
&+ \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{l} (-1)^{N_R-l} e^{-\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j R}}\right)(N_R-l)\gamma} \\
&- \sum_{k=0}^{N_R} \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} \binom{N_R}{l} (-1)^{2N_R-k-l} e^{-\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j R}}\right)(2N_R-k-l)\gamma}.
\end{aligned} \tag{4.48}$$

biçiminde elde edilir. (4.41) ve (4.48) kullanılarak, $\gamma_{T_i, \text{alt}}$ 'ın olasılık dağılım işlevi aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{aligned}
F^{\gamma_{T_i, \text{alt}}}(\gamma) &= \sum_{k=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} (-1)^{N_R-k} e^{-4\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j R}}\right)(N_R-k)\gamma} \\
&+ \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{l} (-1)^{N_R-l} e^{-4\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j R}}\right)(N_R-l)\gamma} \\
&- \sum_{k=0}^{N_R} \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} \binom{N_R}{l} (-1)^{2N_R-k-l} e^{-4\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j R}}\right)(2N_R-k-l)\gamma}.
\end{aligned} \tag{4.49}$$

$\gamma_{T_i, \text{üst}}$ 'ün MGF ifadesi, $M_{\gamma_{T_i, \text{üst}}}(s) = s \int_0^{\infty} F^{\gamma_{T_i, \text{üst}}}(\gamma) e^{-s\gamma} d\gamma$ ifadesi yardımıyla

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{T_i, \text{üst}}}(s) &= \sum_{k=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} (-1)^{N_R-k} \frac{s}{\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j R}}\right)(N_R-k) + s} \\
&+ \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{l} (-1)^{N_R-l} \frac{s}{\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j R}}\right)(N_R-l) + s} \\
&- \sum_{k=0}^{N_R} \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} \binom{N_R}{l} (-1)^{2N_R-k-l} \frac{s}{\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j R}}\right)(2N_R-k-l) + s}.
\end{aligned} \tag{4.50}$$

biçiminde bulunur. Benzer biçimde, $M_{\gamma_{T_i, \text{alt}}}(s) = s \int_0^{\infty} F^{\gamma_{T_i, \text{alt}}}(4\gamma) e^{-s\gamma} d\gamma$ şeklinde bulunur:

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{T_i,alt}}(s) &= \sum_{k=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} (-1)^{N_R-k} \frac{s}{4 \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i,R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j,R}} \right) (N_R - k) + s} \\
&+ \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{l} (-1)^{N_R-l} \frac{s}{4 \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i,R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j,R}} \right) (N_R - l) + s} \\
&- \sum_{k=0}^{N_R} \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} \binom{N_R}{l} (-1)^{2N_R-k-l} \frac{s}{4 \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T_i,R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j,R}} \right) (2N_R - k - l) + s}.
\end{aligned} \tag{4.51}$$

$M_{\gamma_{T_i,üst}}(s)$ ve $M_{\gamma_{T_i,alt}}(s)$ ifadeleri kullanılarak, incelenen sistemin SER başarımının alt ve üst sınırları bulunabilir. Açık ki, SNR için bulunan üst sınır, hata olasılığı için alt sınırı verecektir. Benzer şekilde SNR için bulunan alt sınır, hata olasılığı için üst sınırı verecektir. M -PSK modülasyonu kullanılması durumunda

$$P_{S,T_i,x} = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_{T_i,y}} \left(\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \tag{4.52}$$

eşitliğiyle nümerik yolla hesaplanmaktadır ($x, y \in \{alt, üst\}, x \neq y$).

4.2.2.2 Asimptotik çeşitleme derecesi analizi

Asimptotik çeşitleme derecesi analizinde [60]'da önerilen “yüksek SNR” yaklaşım tekniği kullanılmıştır. Bu tekniğe göre sistem çıkışındaki $\gamma = \delta \bar{\gamma}$ anlık SNR rastlantı değişkenine ilişkin olasılık yoğunluk işlevinin $f_\gamma(\delta) = c\delta^t + o(\delta^t), \delta \rightarrow 0^+$ biçiminde ifade edilebilmesi durumunda, sistemin çeşitleme derecesi $t+1$ olmaktadır [59].

Asimptotik çeşitleme derecesi analizinde kullanılmak üzere öncelikle $(1-e^{-x})^N$ 'in asimptotik ifadesi elde edilecektir. Bu amaçla ilk olarak, e^{-x} 'in Taylor serisi [55, (1.211)] açılımı kullanılarak ilk dört terimi

$$e^{-x} = 1 - x + \frac{x^2}{2} - \frac{x^3}{6} + \frac{x^4}{24} \dots \tag{4.53}$$

biçiminde yazılır. (4.53)'ün yardımıyla $1-e^{-x}$ ifadesi

$$1 - e^{-x} = x - \frac{x^2}{2} + \frac{x^3}{6} - \frac{x^4}{24} \dots \quad (4.54)$$

şeklinde elde edilir. Burada $x \rightarrow 0^+$ yaklaştıkça mertebesi birden büyük olan x 'li terimler, x terimine göre daha hızlı sifıra gider. Bu nedenle (4.54), x terimi en baskın terim olacak biçimde aşağıdaki gibi yazılır:

$$1 - e^{-x} = x + o(x). \quad (4.55)$$

(4.55)'ten yararlanılarak $(1 - e^{-x})^N$ ifadesi

$$(1 - e^{-x})^N = x^N + o(x^N) \quad (4.56)$$

biçiminde elde edilir.

(4.40)'da verilen $F_{\gamma_{Ti,üst}}(\gamma)$ ifadesinden yararlanılarak asimptotik çeşitleme derecesi analizi yapılacaktır. Bu amaçla ilk olarak, (4.46) ve (4.47)'deki olasılık dağılım işlevi ifadeleri (4.56)'ya göre yeniden düzenlenerek $\gamma_{T,R}$ ve $\gamma_{T,R}$ 'ye ait olasılık dağılım işlev ifadeleri sırasıyla

$$F_{\gamma_{T,R}}(\gamma) = \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T,R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T,R}} \right)^{N_R} \gamma^{N_R} + o(\gamma^{N_R}) \quad (4.57)$$

$$F_{\gamma_{T,R}}(\gamma) = \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T,R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T,R}} \right)^{N_R} \gamma^{N_R} + o(\gamma^{N_R}) \quad (4.58)$$

şeklinde elde edilir. (4.57) ve (4.58), (4.40)'ta yerine konulursa, $F_{\gamma_{Ti,üst}}(\gamma)$ aşağıdaki gibi elde edilir:

$$F_{\gamma_{Ti,üst}}(\gamma) = 2 \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T,R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T,R}} \right)^{N_R} \gamma^{N_R} + o(\gamma^{N_R}) - \left[\left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T,R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T,R}} \right)^{2N_R} \gamma^{2N_R} + o(\gamma^{2N_R}) \right]. \quad (4.59)$$

Burada $\gamma \rightarrow 0^+$ için γ^{2N_R} , γ^{N_R} 'den daha hızlı sıfıra gider. (4.59), baskın terim γ^{N_R} olacak biçimde aşağıdaki gibi yazılır:

$$F_{\gamma_{T_i,ist}}(\gamma) = 2 \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T,R}} + \frac{1}{\bar{\gamma}_{T_j,R}} \right)^{N_R} \gamma^{N_R} + o(\gamma^{N_R}). \quad (4.60)$$

Analiz kolaylığı açısından (4.60), $\bar{\gamma}_{T,R} = \bar{\gamma}_{T_j,R} = \bar{\gamma}$ varsayımı ve $\gamma = \delta \bar{\gamma}$ değişken dönüşümü ile yeniden düzenlenerek aşağıdaki gibi elde edilir:

$$F_{\gamma_{T_i,ist}}(\delta) = 2^{N_R+1} \delta^{N_R} + o(\delta^{N_R}). \quad (4.61)$$

(4.61)'in türevi alınarak $f_{\gamma_{T_i,ist}}(\delta)$,

$$f_{\gamma_{T_i,ist}}(\delta) = 2^{N_R+1} N_R \delta^{N_R-1} + o(\delta^{N_R-1}) \quad (4.62)$$

şeklinde elde edilir. Buradan $t = N_R - 1$ olmak üzere, sistemin çıkışındaki anlık SNR'in üst sınırının çeşitleme derecesinin N_R olduğu açıkça görülmektedir.

(4.61), (4.41)'de yerine konularak $F_{\gamma_{T_i,alt}}(\delta)$,

$$F_{\gamma_{T_i,alt}}(\delta) = 2^{3N_R+1} \delta^{N_R} + o(\delta^{N_R}). \quad (4.63)$$

biçiminde elde edilir. (4.63)'nin türevi alınarak $f_{\gamma_{T_i,alt}}(\delta)$,

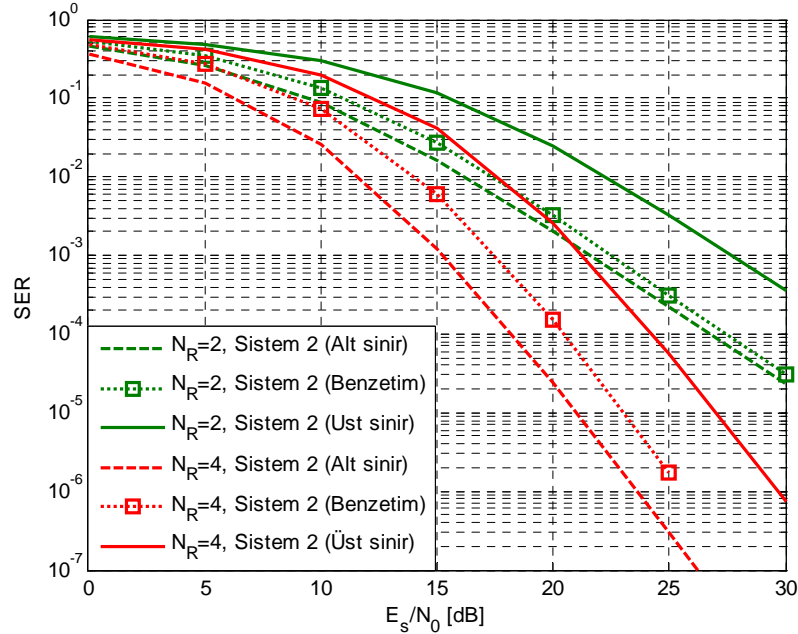
$$f_{\gamma_{T_i,alt}}(\delta) = 2^{3N_R+1} N_R \delta^{N_R-1} + o(\delta^{N_R-1}) \quad (4.64)$$

şeklinde elde edilir. Buradan $t = N_R - 1$ olmak üzere, sistemin çıkışındaki anlık SNR'in alt sınırının çeşitleme derecesinin N_R olduğu açıkça görülmektedir. Alt ve üst sınırlar kullanılarak bulunan çeşitleme dereceleri N_R olduğuna göre, sistemin çeşitleme derecesi N_R olarak bulunur.

4.2.3 Nümerik sonuçlar

Bu bölümde, Şekil 4.6 ve Şekil 4.7’de çalışması açıklanan, iki zamanlı tek anten seçimli PLNC sistemi (Sistem 2) için rölede kullanılan anten sayısının değişiminin SER başarımına etkisi Şekil 4.8 ve Şekil 4.9’da gösterilmektedir. Teorik sonuçlar, $\gamma_{T_i,üst}$ ve $\gamma_{T_i,alt}$ ’a ilişkin sırasıyla (4.50) ve (4.51)’deki MGF ifadeleri kullanılarak elde edilmiştir. Daha önce de belirtildiği gibi, SNR için üst sınır, hata olasılığı için alt sınırı vermektedir. Benzer biçimde SNR için alt sınır, hata olasılığı için üst sınırı vermektedir. Ayrıca belirtilen sistem için benzetim sonuçları da verilmiştir. Teorik ve benzetim sonuçlar, $\bar{\gamma}_{T,R} = \bar{\gamma}_{T_2,R} = E_s/N_0$ olduğu Rayleigh sönümlenmeli kanal varsayımıyla QPSK modülasyonu için elde edilmiştir.

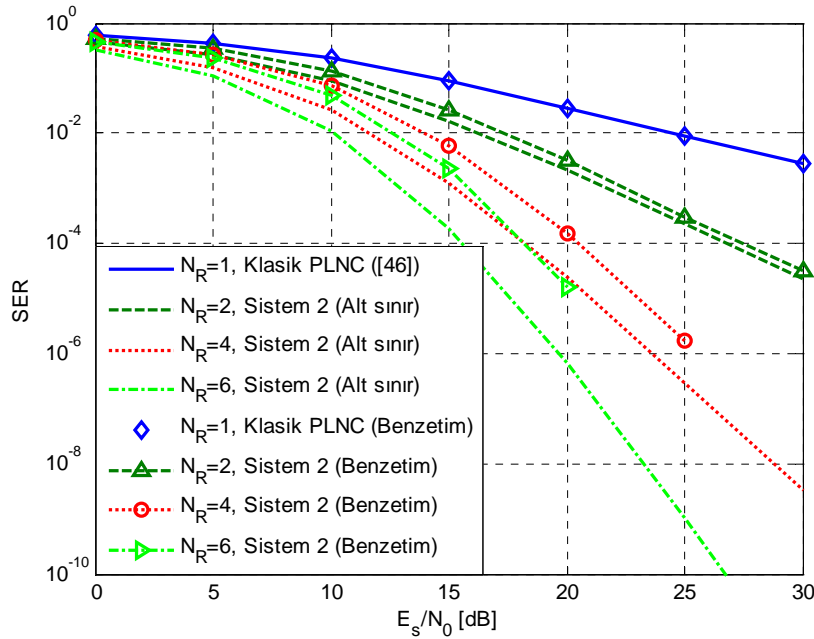
Şekil 4.8 ve Şekil 4.9’daki teorik ve benzetim sonuçlarının birbirleriyle uyumlu olduğu, röledeki anten sayısının artmasına bağlı olarak asimptotik çeşitleme derecesinin ve dolayısıyla SER başarımlarında önemli ölçüde iyileşme sağlandığı görülmektedir. Bunun yanı sıra, eğrilerden Sistem 2’de sağlanan çeşitleme derecesinin N_R olduğu görülmektedir.



Şekil 4.8 : Aynı dağılımlı Rayleigh kanallarda iki zamanlı tek anten seçimli PLNC sisteminin $N_R = 2, 4$ için QPSK SER alt ve üst başarımı.

Şekil 4.8’de, Sistem 2’ye ait SER başarımının alt ve üst sınır eğrileri arasında 6 dB’lik bir fark olduğu ve benzetim eğrilerinin bu aralıkta kaldığı görülmektedir.

Ayrıca sisteme ait her iki sınır eğrisinin aynı çeşitleme derecesi sağladığı gözlemlenmektedir.



Şekil 4.9 : Aynı dağılımlı Rayleigh kanallarda iki zamanlı tek anten seçimli PLNC sisteminin $N_R = 2, 4, 6$ için QPSK SER başarımı.

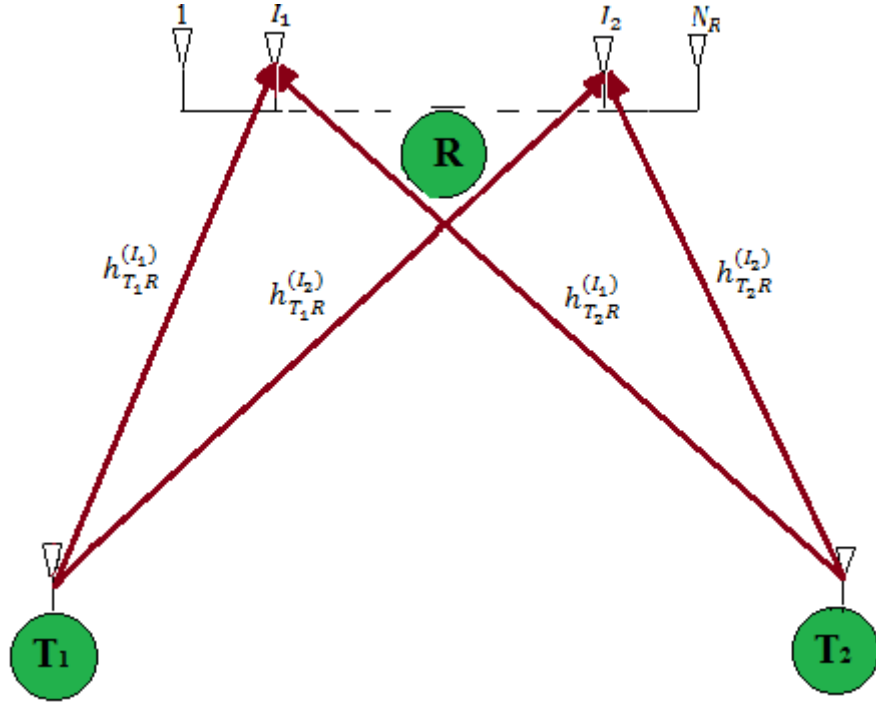
Şekil 4.9'da, 10^{-4} SER hedef değeri için röledeki anten sayısının sırasıyla 2, 4 ve 6'ya çıkarılmasıyla benzetimle elde edilen eğriler ile hata alt sınır eğrileri arasında 0.8, 2.3 ve 2.6 dB fark bulunurken klasik PLNC referans sistemine göre yaklaşık 16.5, 23.5 ve 26 dB SNR kazanç elde edilmektedir.

4.3 İki Zamanlı İki Anten Seçimli PLNC Sistemi

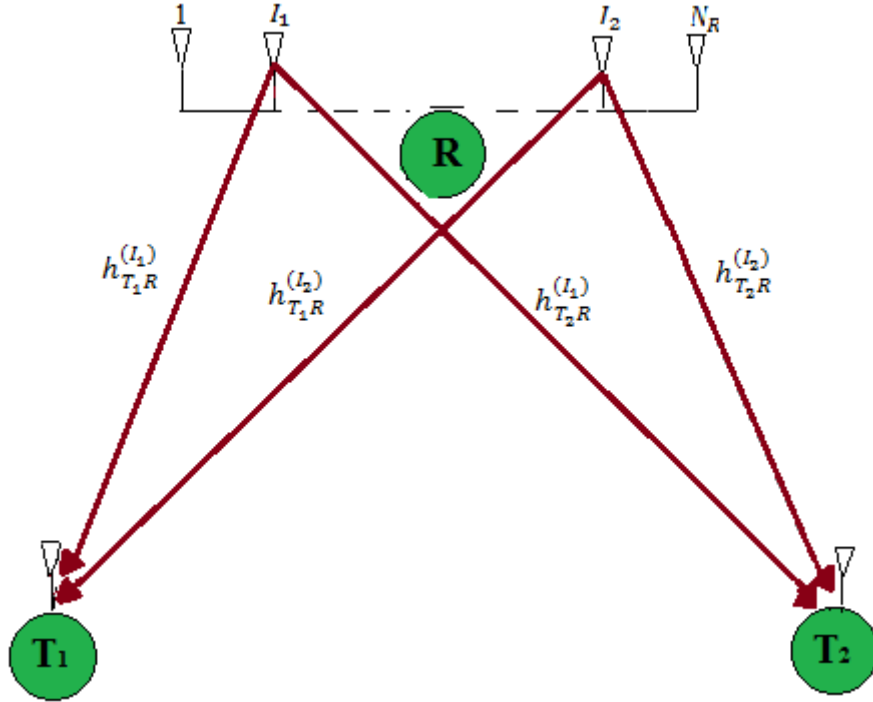
4.3.1 Sistem modeli

Şekil 4.1'deki sistemde, T_1 ve T_2 terminalleri birbirleriyle iletişimlerini toplam iki zaman aralığında gerçekleştirmektedir. Şekil 4.10 ve Şekil 4.11'de sırasıyla önerilen sistemin birinci ve ikinci zaman aralıklarındaki iletişim protokolü detaylı biçimde gösterilmektedir.

Şekil 4.10'da gösterildiği üzere birinci zaman aralığında, T_1 ve T_2 terminalleri iletmek istedikleri verileri röleyle aynı anda göndermektedirler. Bu süreçte ise röle, N_R adet anteninden en büyük SNR'ları sağlayacak birer antenini seçerek T_1 ve T_2 'ye ait bilgi işaretlerini almaktadır.



Şekil 4.10 : İki zamanlı iki anten seçimli PLNC sistemi birinci zaman aralığı.



Şekil 4.11 : İki zamanlı iki anten seçimli PLNC sistemi ikinci zaman aralığı.

Birinci zaman aralığında $T_i \rightarrow R$ ($i=1,2$) bağlantısı için rölede seçilen antenin indisi

$$I_i = \arg \max_{1 \leq k \leq N_R} \left\{ \left| h_{T_i R}^{(k)} \right|^2 \right\}. \quad (4.65)$$

ile belirlenmektedir. Buna göre seçilen I_i ($i=1,2$) indisli antenler ile rölede alınan işaretler aşağıdaki gibidir:

$$y_R^{(I_1)} = h_{T_1R}^{(I_1)} s_{T_1} + h_{T_2R}^{(I_1)} s_{T_2} + n_R^{(I_1)}, \quad (4.66)$$

$$y_R^{(I_2)} = h_{T_1R}^{(I_2)} s_{T_1} + h_{T_2R}^{(I_2)} s_{T_2} + n_R^{(I_2)}. \quad (4.67)$$

Burada, s_{T_1} ve s_{T_2} sırasıyla T_1 ve T_2 terminallerinin ilettikleri bilgi işaretlerini, $n_R^{(I_1)}$ $n_R^{(I_2)}$ sırasıyla rölenin I_1 . ve I_2 . antenlerindeki toplamsal beyaz Gauss gürültüsünü ifade etmektedir.

Şekil 4.11'de gösterildiği üzere ikinci zaman aralığında röle, $y_R^{(I_1)}$ ve $y_R^{(I_2)}$ işaretlerini birleştirip ardından da β kuvvetlendirme faktörü ile kuvvetlendirerek, I_1 ve I_2 indisli antenlerinden yarı güçte T_1 ve T_2 terminallerine iletim yapmaktadır. Röleden aktarılan işaret ve kuvvetlendirme faktörü sırasıyla aşağıdaki biçimdedir:

$$y_R = \beta(y_R^{(I_1)} + y_R^{(I_2)}), \quad (4.68)$$

$$\beta = \sqrt{\frac{E_s / 2}{E_s |h_{T_1R}^{(I_1)} + h_{T_1R}^{(I_2)}|^2 + E_s |h_{T_2R}^{(I_1)} + h_{T_2R}^{(I_2)}|^2 + N_0}}. \quad (4.69)$$

T_1 ve T_2 terminallerinde alınan işaretler sırasıyla

$$y_{RT_1} = h_{T_1R}^{(I_1)} y_R + h_{T_1R}^{(I_2)} y_R + n_{T_1} \quad (4.70)$$

$$y_{RT_2} = h_{T_2R}^{(I_1)} y_R + h_{T_2R}^{(I_2)} y_R + n_{T_2} \quad (4.71)$$

biçimindedir. Burada n_{T_1} ve n_{T_2} sırasıyla T_1 ve T_2 terminallerindeki antenlere etkiyen Gauss gürültüsünü ifade etmektedir. T_1 ve T_2 terminalleri, y_{RT_1} ve y_{RT_2} işaretlerinden kendilerinden kaynaklı girişim etkilerini gidererek, çıkışlarında elde ettikleri işaretler sırasıyla biçimindeki gibidir:

$$\tilde{y}_{RT_1} = \beta(h_{T_1R}^{(I_1)} + h_{T_1R}^{(I_2)})(h_{T_2R}^{(I_1)} + h_{T_2R}^{(I_2)})s_{T_2} + \beta(h_{T_1R}^{(I_1)} + h_{T_1R}^{(I_2)})(n_R^{(I_1)} + n_R^{(I_2)}) + n_{T_1} \quad (4.72)$$

$$\tilde{y}_{RT_1} = \beta(h_{T_2R}^{(I_1)} + h_{T_2R}^{(I_2)})(h_{T_1R}^{(I_1)} + h_{T_1R}^{(I_2)})s_{T_1} + \beta(h_{T_2R}^{(I_1)} + h_{T_2R}^{(I_2)})(n_R^{(I_1)} + n_R^{(I_2)}) + n_{T_2}. \quad (4.73)$$

(4.72) ve (4.73)'ten yararlanarak, T_i terminalinin çıkışında elde edilen anlık SNR ifadesi γ_{T_i} ($i, j = 1, 2$ ve $i \neq j$) aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\gamma_{T_i} = \frac{\beta^2 \left| h_{T_iR}^{(I_i)} + h_{T_iR}^{(I_j)} \right|^2 \left| h_{T_jR}^{(I_i)} + h_{T_jR}^{(I_j)} \right|^2 E_s}{(2\beta^2 \left| h_{T_iR}^{(I_i)} + h_{T_iR}^{(I_j)} \right|^2 + 1)N_0}. \quad (4.74)$$

$\gamma_{T_iR}^\Delta = \left| h_{T_iR}^{(I_i)} + h_{T_iR}^{(I_j)} \right|^2 E_s / N_0$ ve $\gamma_{T_jR}^\Delta = \left| h_{T_jR}^{(I_i)} + h_{T_jR}^{(I_j)} \right|^2 E_s / N_0$ sırasıyla $T_i \rightarrow R$ ve $T_j \rightarrow R$ ($i, j = 1, 2$ ve $i \neq j$) bağlantılarında sağlanan anlık SNR değerleri olmak üzere (4.74) yeniden düzenlenirse γ_{T_i} aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\gamma_{T_i} = \frac{\gamma_{T_iR}^\Delta \gamma_{T_jR}^\Delta}{4\gamma_{T_iR}^\Delta + 2\gamma_{T_jR}^\Delta + 2} \approx \frac{\gamma_{T_iR}^\Delta \gamma_{T_jR}^\Delta}{4\gamma_{T_iR}^\Delta + 2\gamma_{T_jR}^\Delta}. \quad (4.75)$$

4.3.2 Başarım analizi

Bu bölümde, tüm sistemin uçtan-uca çıkış SNR'ı γ_{T_i} 'ye ilişkin üst sınır ifadesi “minimum SNR” yaklaşımı [20] kullanılarak elde edilmiştir. Ardından hata alt sınır ifadesi MGF tekniği kullanılarak türetilmiştir. Son olarak da hata alt sınır ifadesi için asimptotik çeşitleme derecesi analizi yapılmıştır.

4.3.2.1 Hata başarım analizi

(4.75) ile verilen γ_{T_i} ifadesi analiz kolaylığı sağlaması açısından

$$\gamma_{T_i} = \frac{1}{8} \frac{4\gamma_{T_iR}^\Delta 2\gamma_{T_jR}^\Delta}{4\gamma_{T_iR}^\Delta + 2\gamma_{T_jR}^\Delta} \quad (4.76)$$

biçiminde düzenlenebilir. Ardından minimum SNR yaklaşımı [20] kullanılarak γ_{T_i} 'ye ait üst sınır aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\gamma_{T_i} \leq \frac{1}{8} \min(4\gamma_{T_iR}^\Delta, 2\gamma_{T_jR}^\Delta) = \frac{1}{4} \min(2\gamma_{T_iR}^\Delta, \gamma_{T_jR}^\Delta) = \gamma_{T_i, \text{üst}}^\Delta \quad (4.77)$$

$\gamma_{T_i, \text{üst}}^\Delta$ 'ün ifadesindeki $\gamma_{T_i, R}^\Delta$ ve $\gamma_{T_j, R}^\Delta$ rastlantı değişkenlerinin dağılımları bilinmemektedir. Bu nedenle $\gamma_{T_i, R}^\Delta$ ve $\gamma_{T_j, R}^\Delta$ için üst sınır ifadeleri türetilerek, $\gamma_{T_i, \text{üst}}^\Delta \leq \gamma_{T_i, \text{üst}}$ olacak biçimde γ_{T_i} 'ye ilişkin yeni bir üst sınır bulunmaktadır.

Tüm kanallar Rayleigh dağılımlı olarak modellenmek üzere, $T_i \rightarrow R$ ve $T_j \rightarrow R$ bağlantılarında elde edilen toplam kanal kazanç ifadelerinin üst sınırları, üçgen eşitsizliği ve (4.65)'teki seçim kriteri ile elde edilen $|h_{T_i, R}^{(I_i)}| = \max_{1 \leq k \leq N_R} \{|h_{T_i, R}^{(k)}|\}$ ve $|h_{T_j, R}^{(I_j)}| = \max_{1 \leq k \leq N_R} \{|h_{T_j, R}^{(k)}|\}$ rastlantı değişkenlerinin kullanılmasıyla sırasıyla aşağıdaki gibi elde edilmiştir:

$$|h_{T_i, R}^{(I_i)} + h_{T_i, R}^{(I_j)}| \leq |h_{T_i, R}^{(I_i)}| + |h_{T_i, R}^{(I_j)}| \leq 2|h_{T_i, R}^{(I_i)}| \quad (4.78)$$

$$|h_{T_j, R}^{(I_i)} + h_{T_j, R}^{(I_j)}| \leq |h_{T_j, R}^{(I_i)}| + |h_{T_j, R}^{(I_j)}| \leq 2|h_{T_j, R}^{(I_j)}|. \quad (4.79)$$

(4.78) ve (4.79)'un yardımıyla $\gamma_{T_i, R}^\Delta$ ve $\gamma_{T_j, R}^\Delta$ 'nin üst sınırları

$$\gamma_{T_i, R}^\Delta = |h_{T_i, R}^{(I_i)} + h_{T_i, R}^{(I_j)}|^2 E_s / N_0 \leq 4|h_{T_i, R}^{(I_i)}|^2 E_s / N_0 \quad (4.80)$$

$$\gamma_{T_j, R}^\Delta = |h_{T_j, R}^{(I_i)} + h_{T_j, R}^{(I_j)}|^2 E_s / N_0 \leq 4|h_{T_j, R}^{(I_j)}|^2 E_s / N_0 \quad (4.81)$$

şeklinde elde edilir. (4.80) ve (4.81) ifadelerinde $\gamma_{T_i, R} = |h_{T_i, R}^{(I_i)}|^2 E_s / N_0$ ve $\gamma_{T_j, R} = |h_{T_j, R}^{(I_j)}|^2 E_s / N_0$ değişken dönüşümü yapılarak, $\gamma_{T_i, R}^\Delta$, $\gamma_{T_j, R}^\Delta$ rastlantı değişkenlerinin üst sınır ifadeleri

$$\gamma_{T_i, R}^\Delta \leq 4\gamma_{T_i, R} \quad (4.82)$$

$$\gamma_{T_j, R}^\Delta \leq 4\gamma_{T_j, R} \quad (4.83)$$

biçiminde elde edilir. (4.82) ve (4.83), (4.77)'de yerine konularak, γ_{T_i} 'ye ilişkin elde edilen yeni üst sınır $\gamma_{T_i, \text{üst}}$ biçimindeki gibi bulunur:

$$\gamma_{T_i,ist} = \min(2\gamma_{T_iR}, \gamma_{T_jR}). \quad (4.84)$$

γ_{T_iR} ve γ_{T_jR} istatistiksel olarak bağımsız olmak üzere (4.84), Jacobian dönüşümü ve [58]'den yararlanılarak $\gamma_{T_i,ist}$ 'ün olasılık dağılım işlevi

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{T_i,ist}}(\gamma) &= 1 - (1 - F_{\gamma_{T_iR}}(\gamma/2))(1 - F_{\gamma_{T_jR}}(\gamma)) \\ &= F_{\gamma_{T_iR}}(\gamma/2) + F_{\gamma_{T_jR}}(\gamma) - F_{\gamma_{T_iR}}(\gamma/2)F_{\gamma_{T_jR}}(\gamma) \end{aligned} \quad (4.85)$$

biçiminde ifade edilir. (3.3) ve binom açılım kullanılarak, γ_{T_iR} ve γ_{T_jR} 'nin olasılık dağılım işlevleri sırasıyla,

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{T_iR}}(\gamma) &= \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{T_iR}}}\right)^{N_R} \\ &= \sum_{k=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} (-1)^{N_R-k} e^{-\frac{(N_R-k)\gamma}{\bar{\gamma}_{T_iR}}} \end{aligned} \quad (4.86)$$

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{T_jR}}(\gamma) &= \left(1 - e^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}_{T_jR}}}\right)^{N_R} \\ &= \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{l} (-1)^{N_R-l} e^{-\frac{(N_R-l)\gamma}{\bar{\gamma}_{T_jR}}} \end{aligned} \quad (4.87)$$

şeklinde elde edilir. $\gamma_{T_i,ist}$ 'ün olasılık dağılım işlevi, (4.86) ve (4.87)'nin (4.85)'te yerine konularak aşağıdaki gibi elde edilir:

$$\begin{aligned} F_{\gamma_{T_i,ist}}(\gamma) &= \sum_{k=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} (-1)^{N_R-k} e^{-\frac{(N_R-k)\gamma}{2\bar{\gamma}_{T_iR}}} \\ &\quad + \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{l} (-1)^{N_R-l} e^{-\frac{(N_R-l)\gamma}{\bar{\gamma}_{T_jR}}} \\ &\quad - \sum_{k=0}^{N_R} \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} \binom{N_R}{l} (-1)^{2N_R-k-l} e^{-\left(\frac{N_R-k}{2\bar{\gamma}_{T_iR}} + \frac{N_R-l}{\bar{\gamma}_{T_jR}}\right)\gamma}. \end{aligned} \quad (4.88)$$

$\gamma_{T_i,ist}$ 'ün MGF ifadesi, $M_{\gamma_{T_i,ist}}(s) = s \int_0^{\infty} F_{\gamma_{T_i,ist}}(\gamma) e^{-s\gamma} d\gamma$ ifadesi yardımıyla aşağıdaki gibi bulunur:

$$\begin{aligned}
M_{\gamma_{T_i,ist}}(s) &= \sum_{k=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} (-1)^{N_R-k} \frac{s}{\frac{N_R-k}{2\bar{\gamma}_{T,R}} + s} \\
&+ \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{l} (-1)^{N_R-l} \frac{s}{\frac{N_R-l}{\bar{\gamma}_{T,R}} + s} \\
&- \sum_{k=0}^{N_R} \sum_{l=0}^{N_R} \binom{N_R}{k} \binom{N_R}{l} (-1)^{2N_R-k-l} \frac{s}{\frac{N_R-k}{2\bar{\gamma}_{T,R}} + \frac{N_R-l}{\bar{\gamma}_{T,R}} + s}.
\end{aligned} \tag{4.89}$$

$M_{\gamma_{T_i,ist}}(s)$ ifadesi ile incelenen sistemin SER başarımının alt sınırı bulunabilir. Açıkta ki, SNR için bulunan üst sınır, hata olasılığı için alt sınırı verecektir. M -PSK modülasyonu kullanılması durumunda

$$P_{S,T_i,dtr} = \frac{1}{\pi} \int_0^{(M-1)\pi/M} M_{\gamma_{T_i,ist}} \left(\frac{\sin^2(\pi/M)}{\sin^2 \theta} \right) d\theta \tag{4.90}$$

eşitliğiyle nümerik yolla hesaplanmaktadır.

4.3.2.2 Asimptotik çeşitleme derecesi analizi

Asimptotik çeşitleme derecesi analizinde [60]'da önerilen asimptotik yaklaşım tekniği kullanılmıştır. (4.85)'te verilen $F_{\gamma_{T_i,ist}}(\gamma)$ ifadesinden yararlanılarak asimptotik çeşitleme derecesi analizi yapılacaktır. (4.86) ve (4.87)'de verilen olasılık dağılım işlevlerine ilişkin ifadeleri (4.56)'ya göre yeniden düzenlenerek aşağıdaki biçimde elde edilir:

$$F_{\gamma_{TIR}}(\gamma) = \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T,R}} \right)^{N_R} \gamma^{N_R} + o(\gamma^{N_R}) \tag{4.91}$$

$$F_{\gamma_{TjR}}(\gamma) = \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{Tj,R}} \right)^{N_R} \gamma^{N_R} + o(\gamma^{N_R}) \tag{4.92}$$

(4.91) ve (4.92), (4.85)'te yerine konulursa, $F_{\gamma_{T_i, \text{üst}}}(\gamma)$ aşağıdaki gibi elde edilir:

$$F_{\gamma_{T_i, \text{üst}}}(\gamma) = \left(\frac{1}{2\bar{\gamma}_{T,R}} \right)^{N_R} \gamma^{N_R} + o(\gamma^{N_R}) + \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T,R}} \right)^{N_R} \gamma^{N_R} + o(\gamma^{N_R}) - \left[\left(\frac{1}{2\bar{\gamma}_{T,R}\bar{\gamma}_{T,R}} \right)^{2N_R} \gamma^{2N_R} + o(\gamma^{2N_R}) \right]. \quad (4.93)$$

Burada $\gamma \rightarrow 0^+$ için γ^{2N_R} , γ^{N_R} 'den daha hızlı sıfıra gider. (4.93), baskın terim γ^{N_R} olacak biçimde aşağıdaki gibi yazılır:

$$F_{\gamma_{T_i, \text{üst}}}(\gamma) = \left[\left(\frac{1}{2\bar{\gamma}_{T,R}} \right)^{N_R} + \left(\frac{1}{\bar{\gamma}_{T,R}} \right)^{N_R} \right] \gamma^{N_R} + o(\gamma^{N_R}) \quad (4.94)$$

Analiz kolaylığı açısından (4.94), $\bar{\gamma}_{T,R} = \bar{\gamma}_{T,R} = \bar{\gamma}$ varsayımı ve $\gamma = \delta\bar{\gamma}$ değişken dönüşümü ile yeniden düzenlenerek aşağıdaki gibi elde edilir:

$$F_{\gamma_{T_i, \text{üst}}}(\delta) = (1 + 2^{-N_R})\delta^{N_R} + o(\delta^{N_R}). \quad (4.95)$$

(4.95)'in türevi alınarak $f_{\gamma_{T_i, \text{üst}}}(\delta)$,

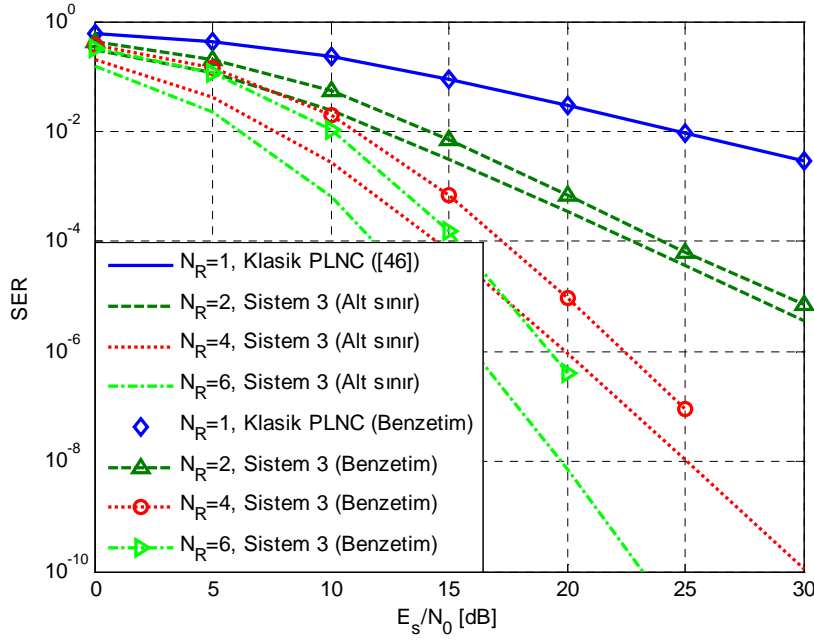
$$f_{\gamma_{T_i, \text{üst}}}(\delta) = (1 + 2^{-N_R})N_R\delta^{N_R-1} + o(\delta^{N_R-1}) \quad (4.96)$$

şeklinde elde edilir. Burada $t = N_R - 1$ olmak üzere, sistemin çıkışındaki anlık SNR'in üst sınırının çeşitleme derecesinin N_R olduğu açıkça görülmektedir.

4.3.3 Nümerik sonuçlar

Bu bölümde, Şekil 4.9 ve Şekil 4.10'da çalışması açıklanan, iki zamanlı iki anten seçimli PLNC sistemine (Sistem 3) ait SER başarımları eğrileri, QPSK modülasyonunun kullanıldığı, Rayleigh sönümlenmeli kanalların birim güçlü ve $\bar{\gamma}_{T,R} = \bar{\gamma}_{T,R} = E_s/N_0$ olduğu varsayımıyla, röledeki çeşitli sayıda antenler için nümerik yolla ve ayrıca benzetimle elde edilerek Şekil 4.8'de gösterilmektedir. Teorik sonuçlar, $\gamma_{T_i, \text{üst}}$ 'e

ilişkin (4.90)'daki verilen MGF ifadesinin hata alt sınır hesabında kullanılmasıyla elde edilmiştir.

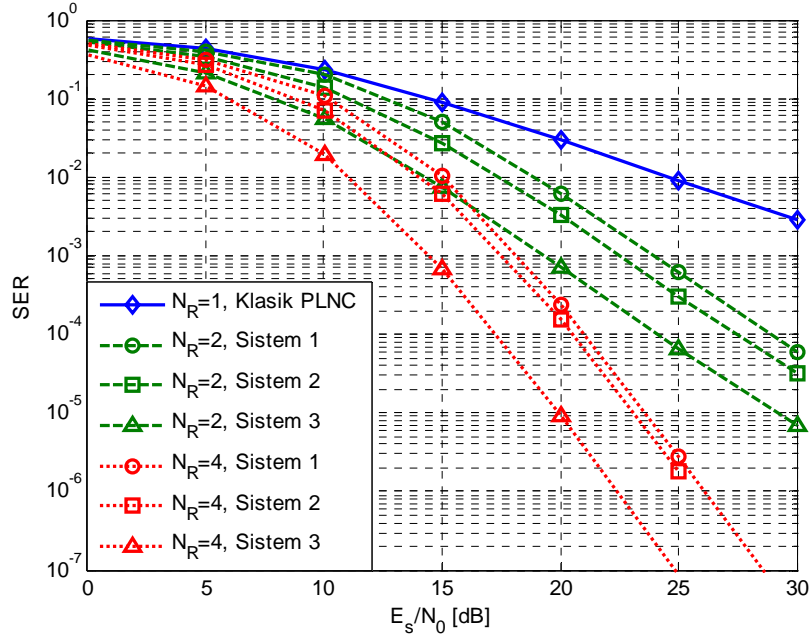


Şekil 4.12 : Aynı dağılımlı Rayleigh kanallarda iki zamanlı iki anten seçimli PLNC sisteminin $N_R = 2, 4, 6$ için QPSK SER başarımı.

Şekil 4.12'deki teorik ve benzetim sonuçlar incelendiğinde, röledeki anten sayısının artmasına bağlı olarak, sistemin asimptotik çeşitleme derecesinin ve hata başarımının önemli ölçüde iyileştiği görülmektedir. SER eğrilerinin 10^{-4} değeri için röledeki anten sayısının sırasıyla 2, 4 ve 6'ya çıkarılmasıyla benzetimle elde edilen eğriler ile hata alt sınır eğrileri arasında 1.3, 2.8 ve 3.5 dB fark bulunurken klasik PLNC referans sistemine göre yaklaşık 20, 27 ve 29 dB SNR kazanç elde edilmektedir. Ayrıca eğrilerden sistemde sağlanan çeşitleme derecesinin N_R olduğu görülmektedir.

4.4 Sistemlerin Hata Başarımlarının Karşılaştırılması

Bu tez çalışması dahilinde incelenen sistemlerin benzetimlerle elde edilen SER başarımları karşılaştırmalı olarak Şekil 4.13'te gösterilmektedir. Eğriler, röledeki çeşitli sayıdaki antenler için QPSK modülasyonunun kullanıldığı, Rayleigh sönümlenmeli kanalların birim güçlü ve $\bar{\gamma}_{T,R} = \bar{\gamma}_{T_2,R} = E_s/N_0$ olduğu varsayımına göre elde edilmiştir.



Şekil 4.13 : Aynı dağılımlı Rayleigh kanallarda Sistem 1, Sistem 2 ve Sistem 3'ün $N_R = 2, 4$ için QPSK SER başarımları.

Şekil 4.13'te SER eğrileri incelendiğinde, tüm sistemler için röledeki anten sayısının sırasıyla 2 ve 4'e çıkarılmasıyla sağlanan asimptotik çeşitleme derecesi 2 ve 4 olmaktadır. Sistem 3, hata başarımı açısından en iyi sonucu vermektedir. Ardından yaklaşık 3.5 dB'lik farkla Sistem 2 gelmektedir. Sistem 2 ve Sistem 1 arasında ise yaklaşık 1dB'lik fark bulunmaktadır. **Çizelge 4.1**'de $SER=10^{-4}$ başarımı için çeşitli N_R değerlerinde sistemlerin sağladığı çeşitleme kazançları verilmiştir.

Çizelge 4.1 : $SER=10^{-4}$ 'te $N_R = 2, 4$ için Sistem 1, Sistem 2 ve Sistem 3'te sağlanan SNR kazançları.

N_R	Sistem 1 SNR kazancı	Sistem 2 SNR kazancı	Sistem 3 SNR kazancı
2	15dB	16.5dB	20dB
4	23dB	23.5dB	27dB

5. SONUÇLAR

Bu tez çalışması kapsamında, literatürde ilk defa rölede anten seçimi yapan, AF aktarım tekniğini kullanan, tek antenli iki terminal ile çok antenli bir röleden oluşan üç farklı PLNC sistemi önerilmiştir. Önerilen sistemlerin anlık çıkış SNR değerlerine ilişkin hata olasılığı ifadeleri, frekans seçici olmayan ve yavaş sönümlmeli Rayleigh kanallarda *M*-PSK modülasyonu için MGF yöntemi kullanılarak türetilmiştir. Bunun yanı sıra, türetilen hata olasılığı sınır ifadeleri için asimptotik çeşitleme derecesi analizi yapılmıştır. Ek olarak, bilgisayar benzetimleri yapılarak analizlerin doğruluğu gösterilmiştir. Elde edilen teorik sonuçlara ve benzetim sonuçlarına göre, önerilen sistemlerin tam çeşitleme derecesi sağladıkları ve bu sayede sistemlerin hata başarımlarının klasik PLNC sistemine göre önemli ölçüde iyileştiği gösterilmiştir.

Çalışmada önerilen sistemlere ilişkin hata başarımları karşılaştırılmıştır. Önerilen sistemler içerisinde, iki zaman aralığı gerektiren ve iki anten seçimli olan Sistem 3 en iyi başarımları sağlarken ardından iki zaman aralıklı ve tek anten seçimli Sistem 2 ve üç zaman aralıklı iki anten seçimli Sistem 1 gelmektedir. Sistem 3'te, her terminal ile röle arasındaki bağlantıda seçilen antenin en iyi yol kazancına sahip olmasının yanında, ayrıca diğer bağlantı için seçilen antenin getirdiği ilave yol kazancından da yararlanılmaktadır. Sistem 2'de, tüm bağlantılar ortak bir değerlendirme aşamasından geçtikten sonra her iki terminal için sadece tek bir anten seçilmektedir. Bu durumda, seçilen antenin sağladığı yol kazancı, her iki terminalin ayrı ayrı elde edebileceği en iyi yol kazancına göre azalmaktadır. Sistem 1'de ise Sistem 3'teki yapının bir benzeri bulunmaktadır. Fakat, bu sistem üç zaman aralığı kullanmasına karşın, röledeki antenlerden sağlanan ilave yol kazançlarını kullanmamasından ötürü diğer iki sistemin başarımlarının gerisinde kalmaktadır. Elde edilen bu sonuç, hata başarımları açısından ilave yol kazançlarının kullanımının önemini ortaya koymaktadır.

Önerilen sistemler band verimliliği ve gerçekleştirilebilirlik açısından karşılaştırıldıklarında, Sistem 2 ve Sistem 3, iki zaman aralığı kullandıkları için, Sistem 1'den daha iyidirler. Öte yandan her üç sistem içerisinde gerçekleştirilebilirlik açısından Sistem 1 öne çıkmaktadır. Özellikle, iki zamanlı PLNC yapılarında zamana, taşıyıcı frekansına ve fazına bağlı olarak görülen senkronizasyon hataları,

sistem başarımını olumsuz yönde etkilemektedir. Bu nedenle Sistem 1, senkronizasyon hataları yönünden Sistem 2 ve Sistem 3'e göre daha avantajlıdır. Bunun yanı sıra, önerilen sistemler devre karmaşıklığı bakımından incelendiğinde, anten seçimi tekniğinin kullanımına bağlı olarak rölede ihtiyaç duyulan RF devresi sayısı azalmakta ve bu sayede sistem karmaşıklığı düşmektedir. Sistem 2 rölede tek bir RF devresi gerektirdiğinden Sistem 1 ve Sistem 3'e göre bir RF devresi kadar devre karmaşıklığı daha düşüktür.

Geleceğe yönelik çalışmalar kapsamında pek çok araştırma konusu bulunmaktadır. Önerilen PLNC sistemlerinin hata başarımları, farklı kanal modelleri için incelenebilir. Tam ifadeleri elde edilemeyen senaryolar için bu ifadelerin türetilmesi üzerine çalışmalar yapılabilir. Terminallerde çok sayıda anten kullanılmasıyla oluşacak yeni sistemler incelenebilir. Birden fazla rölenin bulunduğu ağlarda sistem başarımları araştırılabilir. Röledeki iletim gücünü terminallere optimum şekilde dağıtabilecek yapılar üzerine çalışılabilir. Ayrıca, ele alınan ve ele alınması önerilen sistemlerin pratik sistem senaryoları (kanal kestirim hatası ve antenler arası ilişki vb.) durumundaki hata başarımları incelenebilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Proakis, J. G.** (2000). *Digital communications*, 4th ed., McGraw-Hill, New York.
- [2] **Goldsmith, A.** (2005). *Wireless communications*, Cambridge University Press, Cambridge.
- [3] **Proakis, J. ve Salehi, M.** (2002). *Communications systems engineering*, 2nd ed., Prentice Hall, Upper Saddle River, NJ.
- [4] **Vucetic, B. ve Yuan, B.** (2003). *Space time coding*, John Wiley & Sons, Chichester.
- [5] **Teletar, E.** (1999). Capacity of multi-antenna gaussian channels, *European Transactions on Telecommunications*, Cilt **10**, sayı. 6, Sf. 585-595.
- [6] **Foschini, G. J. ve Gans, M. J.** (1988). On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas, *Wireless Personal Communications*, Cilt **6**, Sf. 311-335.
- [7] **Alamouti, S. M.** (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Cilt **16**, Sf. 1451-1458.
- [8] **Jafarkhani, H.** (2005). *Space time coding theory and practice*, Cambridge University Press, Cambridge.
- [9] **Tarokh, V., Seshadri, N. ve Calderbank, A. R.** (1998). Space time codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction, *IEEE Transactions on Information Theory*, Cilt **44**, Sf. 744–765.
- [10] **Chen Z., Yuan J. ve Vucetic B.** (2005). Analysis of transmit antenna selection and maximal ratio combining in Rayleigh fading channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, Cilt **54**, sayı. 4, Sf. 1312-1321.
- [11] **Meraji, S. R.** (2007). Performance analysis of transmit antenna selection in Nakagami- m fading channels, *Wireless Personal Communications*, Cilt **43**, Sf. 327–333.
- [12] **Chen Z., Yuan J. ve Vucetic B.** (2009). Error performance of maximal ratio combining with transmit antenna selection in flat Nakagami- m fading channels, *IEEE Transactions Wireless Communications*, Cilt **8**, Sf. 424–431.
- [13] **Karaevli İ. L., Altunbaş İ. ve Karabulut G.** (2009). Error performance of multiple antenna relay system applying transmit antenna selection and selection combining (In Turkish), *Communication Technologies and Application Symposium*.

- [14] **Coşkun A. F., Kucur O. ve Altunbaş İ.** (2010). Performance of space time block codes with transmit antenna selection in Nakagami- m fading channels, *IEEE European Wireless Conference*, Sf. 171-176.
- [15] **Laneman, J. N., Wornell, G.W. ve Tse, D. N. C.** (2001). An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks, *IEEE International Symposium on Information Theory*, Sf. 294.
- [16] **Nosratinia, A., Hunter, T. ve Hedayat, A.** (2004). Cooperative communication in wireless networks, *IEEE Communications Magazine*, Cilt **42**, sayı. 10, Sf. 68-73.
- [17] **Li, H. ve Zhao, Q.** (2006). Distributed modulation for cooperative wireless communications, *IEEE Signal Processing Magazine*, Cilt **23**, sayı. 5, Sf. 30-36.
- [18] **Sklar, B.** (1997). Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems, *IEEE Communications Magazine*, Sf. 90-109.
- [19] **Ikki, S. S. ve Ahmed, M. H.** (2007). Performance analysis of cooperative diversity wireless networks over Nakagami- m fading channels, *IEEE Communications Letters*, Cilt **11**, sayı. 4, Sf. 334-336.
- [20] **Ikki, S. S. ve Ahmed, M. H.** (2010). On the performance of cooperative diversity networks with n th best-relay selection scheme, *IEEE Transactions on Communications*, Cilt **58**, sayı. 11, Sf. 3062-3069.
- [21] **Moulen, V. E. C.** (1971). Three terminal communication channels, *Advances in Applied Probability*, Cilt **3**, Sf. 120-154.
- [22] **Cover, T. M. ve Gamal, A. A. E.** (1979). Capacity theorems for the relay channel, *IEEE Transactions on Information Theory*, Cilt. **25**, Sf. 572-584.
- [23] **Hasna, M. O. ve Alouini, M. S.** (2003). End-to-end performance of transmission systems with relays over Rayleigh fading channels, *IEEE Transactions on Communications*, Cilt **2**, sayı. 6, Sf. 1126-1131.
- [24] **Hasna, M. O. ve Alouini, M. S.** (2004). Harmonic mean and end to end performance of transmission systems with relays, *IEEE Transactions on Communications*, Cilt **52**, sayı. 1, Sf. 130-135.
- [25] **Nakagami, M.** (1960). The m -distribution a general formula of intensity distribution of rapid fading, *Statistical Methods in Radio Wave Propagation*, Sf. 3-36.
- [26] **Boyer, J., Falconer, D. D. ve Yanikomeroglu, H.** (2004). Multihop diversity in wireless relaying channels, *IEEE Transactions on Communications*, Cilt **52**, sayı. 10, Sf. 1820-1830.
- [27] **Fan, Y. ve Thompson, J.** (2007). MIMO configurations for relay channels: Theory and practice, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Cilt **6**, sayı. 5, Sf. 1774-1786.
- [28] **Chalise, B. K. ve Vandendorpe, L.** (2008). Outage probability of a MIMO relay channel with orthogonal space-time block codes, *IEEE Communications Letters*, Cilt **12**, sayı. 4, Sf. 280-282.

- [29] **Dharmawansa, P., McKay, M. R. ve Mallik, R. K.** (2009). Dual hop MIMO relaying with orthogonal space-time block codes, *IEEE International Conference on Communications*, Sf. 1-5.
- [30] **Stosic, J. ve Velkov, H. Z.** (2010). Performance analysis dual-hop dual-antennas MIMO systems in Rayleigh fading, *Ultra Modern Telecommunications and Control Systems and Workshops*, Sf. 343-349.
- [31] **Yilmaz, A. ve Kucur, O.** (2010). Error performance of transmit antenna selection and maximal ratio combining in two hop amplify and forward relay system over Rayleigh fading channel, *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Sf. 357-361.
- [32] **Karaevli, İ. L., Altunbaş, İ. ve Karabulut, G.** (2010). Performance analysis of cooperative relaying scheme applying transmit antenna selection and selection combining, *IEEE Symposium on Computers and Communications*, Sf. 127-132.
- [33] **Peters, S. W. ve Heath, R. W.** (2008). Nonregenerative MIMO Relaying with Optimal Transmit Antenna Selection, *IEEE Signal Processing Letters*, Cilt **15**, Sf. 421-424.
- [34] **Sitti, Y. ve Altunbaş, İ.** (2011). Error performance analysis of cooperative systems with receiver diversity: Effect of shadowing in source-destination link (In Turkish), *IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference*, Sf. 482-485.
- [35] **Rankov, B. ve Wittneben, A.** (2006). Achievable rate regions for the two way relay channel, *IEEE International Symposium on Information Theory*, Sf. 1668-1672.
- [36] **Rankov, B. ve Wittneben, A.** (2007). Spectral efficient protocols for half duplex fading relay channels, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, Cilt **25**, Sf. 379-389.
- [37] **Ahlsvede, R., Cai, N., Li, S. Y. R. ve Yeung, R. W.** (2000). Network information flow, *IEEE Transactions on Information Theory*, Cilt **46**, Sf. 1204-1216.
- [38] **Wu, Y., Chou, P. A. ve Kung, S. Y.** (2004). Information exchange in wireless networks with network coding and physical layer broadcast, *Microsoft Technical Report, MSR-TR-2004-78*, Microsoft Research, Redmond.
- [39] **Li, S. Y. R., Yeung, R. W. ve Cai, N.** (2003). Linear network coding, *IEEE Transactions on Information Theory*, Cilt **49**, Sf. 371-381.
- [40] **Wang, S., Gao, X. ve Zhuo, L.** (2009). Survey of network coding and its benefits in energy saving over wireless sensor networks, *International Conference on Information, Communications and Signal Processing*, Sf. 1-5.
- [41] **Zhang, S., Liew, S. C. ve Lam, P.** (2006). Hot topic: Physical layer network coding, *Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, Sf. 24-29.

- [42] **Popovski, P. ve Yomo, H.** (2006). The anti-packets can increase the achievable throughput of a wireless multi-hop network, *IEEE International Conference on Communications*, Sf. 3885-3890.
- [43] **Popovski, P. ve Yomo, H.** (2007). Wireless network coding by amplify and forward for bi-directional traffic flows, *IEEE Communications Letters*, Cilt *11*, Sf. 16-18.
- [44] **Popovski, P. ve Yomo, H.** (2007). Physical network coding in two way wireless relay channels, *IEEE International Conference on Communications*, Sf. 707-712.
- [45] **Louie, R. H. Y., Li, Y. ve Vucetic, B.** (2010). Practical physical layer network coding for two way relay channels: Performance analysis and comparison, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Cilt *9*, sayı. 2, Sf. 764-777.
- [46] **Duong, T. Q., Hoang, L. N. ve Bao, V. N. Q.** (2009). On the performance of two way amplify and forward relay networks, *IEICE Transactions on Communication*, Cilt *E92-B*, sayı. 12, Sf. 3957-3959.
- [47] **Yang, J., Fan, P., Duong, T. Q. ve Lei, X.** (2011). Exact performance of two way AF relaying in Nakagami- m fading environment, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Cilt *10*, sayı. 3, Sf. 980-987.
- [48] **Liang, Y. C. ve Zhang, R.** (2008). Optimal analogue relaying with multi antennas for physical layer network coding, *IEEE International Conference on Communications*, Sf. 3893-3897.
- [49] **Zhang, S. ve Liew, S. C.** (2010). Physical layer network coding with multiple antennas, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Sf. 1-6.
- [50] **Yuen, C., Chin, W. H., Guan, Y. L., Chen, W. ve Tee, T.** (2008). Bi-directional multi antenna relay communications with wireless network coding, *IEEE Vehicular Technology Conference*, Sf. 1385-1388.
- [51] **Eslamifar, M., Yuen, C., Chin, W. H. ve Guan, Y. L.** (2009). Performance analysis of two way multiple antenna relaying with network coding, *IEEE Vehicular Technology Conference*, Sf. 1-5.
- [52] **Eslamifar, M., Yuen, C., Chin, W. H. ve Guan, Y. L.** (2010). Max-min antenna selection for bi-directional multi-antenna relaying, *IEEE Transactions on Communications*, Cilt *57*, Sf. 572-584.
- [53] **Atapattu, S., Jing, Y., Jiang, H. ve Tellambura, C.** (2010). Opportunistic relaying in two-way networks, *IEEE International ICST Conference on Communications and Networking*, Sf. 1-8.
- [54] **Yağımlı, M. ve Altunbaş, İ.** (2012). Antenna selection in physical layer network coding (In Turkish), *IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference* (Accepted).

- [55] **Gradshteyn, I. S. ve Ryzhik, I. M.** (2007). *Table of integrals, series, and products*, 7th ed., Elsevier Academic Press, Boston.
- [56] **David, H. A.** (1970). *Order statistics*, 3rd ed., John Wiley & Sons, Hoboken, NJ.
- [57] **Wicaksana, H., Ting, S. H., Ho, C. K., Chin, W. H. ve Guan, Y. L.** (2009). AF two-path half duplex relaying with inter-relay self interference cancellation diversity analysis and its improvement, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, Cilt 8, sayı. 9, Sf. 4720-4729.
- [58] **Papoulis, A.** (1991). *Probability, random variables, and stochastic processes*, 3rd ed., McGraw-Hill, Singapore.
- [59] **Roberts, G. E. ve Kaufman, H.** (1966). *Table of laplace transforms*, Saunders, Philadelphia.
- [60] **Wang, Z. ve Giannakis, G. B.** (2003). A simple and general parameterization quantifying performance in fading channels, *IEEE Transactions on Communications*, Cilt 51, sayı. 8, Sf. 1389-1398.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Mustafa YAĞIMLI
Doğum Yeri ve Tarihi: Tekirdağ, 30.10.1984
Adres: İnönü Mah. Evren Cad. Efe Apt. No: 40/3 Ataşehir
İSTANBUL
E-Posta: mustafa.yagimli@bte.tubitak.gov.tr
Lisans: İstanbul Teknik Üniversitesi

Mesleki Deneyim ve Ödüller:

TÜBİTAK BİLGEM BTE’de 2007 yılından itibaren araştırmacı olarak görev yapmaktayım.

Yayın ve Patent Listesi:

▪ **Yağımlı, M.** ve Taralp, T. (2008). Noise model studio (In Turkish), *TAKDER 8th National Acoustic Congress*.

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

▪ **Yağımlı, M.** ve Altunbaş, İ. (2012). Antenna selection in physical layer network coding (In Turkish), *IEEE Signal Processing and Communications Applications Conference* (Accepted).