

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**İKİ-YÖNLÜ RÖLELİ KANALLARDA
SINIRLI GERİ BESLEMELİ FİZİKSEL-KATMAN AĞ KODLAMASI**

DOKTORA TEZİ

Selami ŞAHİN

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

EKİM 2012

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**İKİ-YÖNLÜ RÖLELİ KANALLARDA
SINIRLI GERİ BESLEMELİ FİZİKSEL-KATMAN AĞ KODLAMASI**

DOKTORA TEZİ

**Selami ŞAHİN
(504052307)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

Tez Danışmanı: Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ

EKİM 2012

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504052307 numaralı Doktora öğrencisi **Selami ŞAHİN**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**İKİ-YÖNLÜ RÖLELİ KANALLARDA SINIRLI GERİ BESLEMELİ FİZİKSEL-KATMAN AĞ KODLAMASI**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

.....

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. M. Ertuğrul ÇELEBİ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

.....

Doç. Dr. Oğuz KUCUR
Gebze Yüksek Teknoloji Enstitüsü

.....

Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ
İstanbul Teknik Üniversitesi

.....

Prof. Dr. Erdal PANAYIRCI
Kadir Has Üniversitesi

.....

Teslim Tarihi : 8 Haziran 2012
Savunma Tarihi : 31 Ekim 2012

Eşim Nilay ve kızım Alya Beren'e,

ÖNSÖZ

Bu güncel tezin hazırlanmasında değerli zamanını bana ayıran, sahip olduğu bilgi birikimini benimle paylaşan, her fırsatta araştırmaya teşvik eden ve birlikte çalışmaktan mutluluk duyduğum değerli hocam Sn.Prof.Dr.Ümit AYGÖLÜ'ne, çalışmam sırasında yorumlarıyla tezin gelişmesine katkıda bulunan, tez izleme komitesinde bulunarak beni onurlandıran değerli hocalarım Sn.Prof.Dr.M.Ertuğrul ÇELEBİ ve Sn.Doç.Dr.Oğuz KUCUR ile tez jürisindeki değerli hocalarım Sn.Prof.Dr.İbrahim ALTUNBAŞ ve Sn.Prof.Dr.Erdal PANAYIRCI'ya, İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği ana bilim dalında görevli değerli öğretim üyeleri ve araştırma görevlilerine, doktora çalışmalarım sırasında gösterdiği anlayış için işyerimdeki yöneticilerimden Sn.Dr.Levent B. TAVACIOĞLU'na ve yine doktora çalışmalarım sırasında yurt içi ve yurt dışındaki konferanslara yürütücülüklerini yaptıkları projelerden sağladıkları maddi destek ile katılabildiğim yöneticilerim Sn.Muharrem DEMİRBAŞ, Sn.İsmail CAMALAN ve Sn.Dr.Yıldırım BAHADIRLAR ile TÜBİTAK-BİLGEM'in değerli yöneticilerine, değerli yönlendirmeleri için ağabeyim Yrd.Doç.Dr. Şenol ŞAHİN ve yengem Yrd.Doç.Dr. Tülin ŞAHİN'e teşekkür ederim. Ayrıca, adını teker teker sayamayacağım, gerek maddi gerekse manevi yardımları dokunan tüm arkadaşlarıma teşekkürü borç bilirim. Son olarak, uzun süren doktora çalışmalarım sırasında göstermiş olduğu sabır, sevgi ve her türlü destek için eşim Nilay AKGÜN ŞAHİN ve ebeveynlerim ile ailemdeki herkese şükranlarımı sunarım.

Bu tezin, telsiz haberleşmesinde iki-yönlü röleli kanallarda uygulanan fiziksel-katman ağ kodlaması protokolü ile ilgilenen tüm araştırmacılara faydalı olmasını dilerim.

Ekim 2012

Selami ŞAHİN
(Elektronik ve Haberleşme Yük. Müh.)

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
SEMBOL LİSTESİ	xvii
ÖZET.....	xxi
SUMMARY	xxiii
1. GİRİŞ	1
1.1 Konuyla İlgili Literatürde Yapılmış Çalışmalar.....	1
1.2 Tezin Konuya Katkıları	6
2. ÇEŞİTLEME VE SINIRLI GERİ BESLEME TEKNİKLERİ.....	11
2.1 Sönümlmeli Kanallar	11
2.1.1 Rayleigh sönümlmeli kanal	15
2.1.2 Ricean sönümlmeli kanal	15
2.2 Uzay-Zaman Blok Kodlaması	16
2.3 Sınırlı Geri Besleme Tekniği.....	21
2.3.1 OSTBC için kod seçimi ve kod kümesi tasarımı	21
2.3.2 Ön kodlamalı OSTBC için çeşitleme derecesi ve kod çözme	23
2.4 Röle Kanalları	25
2.4.1 İşbirlikli çeşitleme	27
2.4.2 İki-yönlü röle kanalları.....	30
2.5 Fiziksel-Katman Ağ Kodlaması	31
2.5.1 AF stratejisi	35
2.5.2 DF stratejisi	35
2.5.3 PDF stratejisi	39
3. TWRC'DE SINIRLI GERİ BESLEMELİ PLNC	41
3.1 Sistem Modeli	42
3.2 Klasik PLNC Stratejileri	43
3.2.1 AF stratejisi	43
3.2.2 PDF stratejisi	44
3.2.3 DF stratejisi	45
3.3 Sınırlı Geri Beslemeli PLNC Stratejileri.....	47
3.3.1 Sınırlı geri beslemeli AF stratejisi	47
3.3.2 Sınırlı geri beslemeli PDF stratejisi	49
3.3.3 Sınırlı geri beslemeli DF stratejisi	51
3.4 Bit Hata Olasılığı Analizleri	52
3.4.1 Sınırlı geri beslemeli AF stratejisi için BEP	54
3.4.2 Sınırlı geri beslemeli PDF stratejisi için BEP	60
3.4.3 Sınırlı geri beslemeli DF stratejisi için BEP	63
3.5 Kod Çözmedeki Hesaplama Karmaşıklığı	64

3.6 Başarım Değerlendirmesi	66
4. OSTBC KULLANAN RÖLEDE KOD ÇÖZMEYE DAYALI SINIRLI GERİ BESLEMELİ PLNC	73
4.1 Sistem Modeli.....	74
4.2 PLNC Protokolünde DF Stratejisi	75
4.2.1 Klasik DF stratejisi.....	75
4.2.2 Sınırlı geri beslemeli DF stratejisi.....	79
4.2.3 BEP analizi.....	81
4.3 PLNC Protokolünde PDF Stratejisi.....	83
4.3.1 Klasik PDF stratejisi.....	83
4.3.2 Sınırlı geri beslemeli değiştirilmiş-PDF stratejisi	84
4.4 Başarım Değerlendirmesi	87
5. TWRC'DE AF STRATEJİSİ İÇİN SINIRLI GERİ BESLEME İLE ÇEŞİTLEME ARTTIRIMI	91
5.1 Sistem Modeli.....	91
5.2 Klasik AF Stratejisi	92
5.3 Sınırlı Geri Beslemeli AF Stratejisi.....	95
5.4 Bit Hata Olasılığı Analizi	97
5.5 Başarım Değerlendirmesi	99
6. SONUÇLAR	103
KAYNAKLAR.....	107
ÖZGEÇMİŞ.....	113

KISALTMALAR

AF	: Kuvvetlendir-ve-İlet (' <i>Amplify-and-Forward</i> ')
AP	: Erişim Noktası (' <i>Access Point</i> ')
AWGN	: Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü (' <i>Additive White Gaussian Noise</i> ')
BC	: Yayın Evresi (' <i>Broadcast Phase</i> ')
BEP	: Bit Hata Olasılığı (' <i>Bit Error Probability</i> ')
BER	: Bit Hata Oranı (' <i>Bit Error Rate</i> ')
BPSK	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (' <i>Binary Phase Shift Keying</i> ')
CC	: Kodlamalı İşbirliği (' <i>Coded Cooperation</i> ')
CF	: Sıkıştır-ve-İlet (' <i>Compress-and-Forward</i> ')
CSI	: Kanal Durum Bilgisi (' <i>Channel State Information</i> ')
dB	: desibel
DNF	: Gürültüsüzleştir-ve-İlet (' <i>Denoise-and-Forward</i> ')
DF	: Çöz-ve-İlet (' <i>Decode-and-Forward</i> ')
EF	: Kestir-ve-İlet (' <i>Estimate-and-Forward</i> ')
EM	: Elektromanyetik
ISI	: Simgelerarası Girişim (' <i>Intersymbol Interference</i> ')
JDF	: Ortak-Çöz-ve-İlet (' <i>Joint-Decode-and-Forward</i> ')
LF	: Sınırlı Geri Besleme (' <i>Limited Feedback</i> ')
LMMS	: En Az En Küçük Ortalama Kare (' <i>Least Minimum Mean Square</i> ')
LoS	: Doğrudan Görüş (' <i>Line of Sight</i> ')
MAC	: Çoklu Erişim Evresi (' <i>Multiple Access Phase</i> ')
MIMO	: Çok Girişli Çok Çıkışlı (' <i>Multiple Input Multiple Output</i> ')
ML	: En Büyük Olabilirlikli (' <i>Maximum Likelihood</i> ')
MPDF	: Değiştirilmiş Kısmi-Çöz-ve-İlet (' <i>Modified Partial-Decode-and-Forward</i> ')
M-PSK	: M'li Faz Kaydırmalı Anahtarlama (' <i>M-ary Phase Shift Keying</i> ')
MSE	: En Küçük Karesel Hata (' <i>Minimum Square Error</i> ')
OFDMA	: Dik Frekans Bölmeli Çoklu Erişim (' <i>Orthogonal Frequency Division Multiple Access</i> ')
OSTBC	: Dik Uzay-Zaman Blok Kodlaması veya Kodları (' <i>Orthogonal Space-Time Block Coding or Codes</i> ')
PDF	: Kısmi-Çöz-ve-İlet (' <i>Partial-Decode-and-Forward</i> ')
p.d.f.	: Olasılık Yoğunluk İşlevi (' <i>Probability Density Function</i> ')
PLNC	: Fiziksel-Katman Ağ Kodlaması (' <i>Physical-Layer Network Coding</i> ')
PAM	: Darbe Genlik Modülasyonu (' <i>Pulse Amplitude Modulation</i> ')
PSK	: Faz Kaydırmalı Anahtarlama (' <i>Phase Shift Keying</i> ')
QAM	: 4'lü Dik Genlik Modülasyonu (' <i>Quadrature Amplitude Modulation</i> ')
QPSK	: 4'lü Dik Faz Kaydırmalı Anahtarlama (' <i>Quadrature Phase Shift Keying</i> ')
SC	: Seçimli İşbirliği (' <i>Selective Cooperation</i> ')
SNR	: İşaret-Gürültü Oranı (' <i>Signal-to-Noise Ratio</i> ')

STBC	: Uzay-Zaman Blok Kodlaması veya Kodları (<i>‘Space-Time Block Coding or Codes’</i>)
STC	: Uzay-Zaman Kodlaması veya Kodları (<i>‘Space-Time Coding or Codes’</i>)
TAD	: Verici Anten Çeşitlemesi (<i>‘Transmit Antenna Diversity’</i>)
TWRC	: İki-Yönlü Röleli Kanallar (<i>‘Two-Way Relay Channels’</i>)
WLAN	: Telsiz Yerel Alan Ağı (<i>‘Wireless Local Area Network’</i>)
XOR	: Ayrıcalıklı Veya (<i>‘Exclusive Or’</i>)

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1 : K_p 'nun kanallara göre aldığı değerler.	16
Çizelge 2.2 : PLNC eşleme kuralı.	34
Çizelge 2.3 : N_1 kaynağı için PLNC kod çözümü.	35
Çizelge 3.1 : BPSK modülasyonu için ağ kodlaması eşleme kuralı [6].	46
Çizelge 3.2 : QPSK modülasyonu için ağ kodlaması eşleme kuralı [14].	46
Çizelge 3.3 : AF ve PDF stratejileri için kod çözmedeki hesaplama karmaşıklıkları.	65
Çizelge 3.4 : DF stratejisi için kod çözmedeki hesaplama karmaşıklığı.	66

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : a) Gauss p.d.f., b) AWGN güç spektrumu.	12
Şekil 2.2 : Sönümlenmenin sınıflandırılması.	12
Şekil 2.3 : Küçük-ölçekli sönümlmeli kanalların sınıflandırılması.	14
Şekil 2.4 : Rayleigh p.d.f.	15
Şekil 2.5 : Alamouti kodu iletimi.	19
Şekil 2.6 : STBC için basitleştirilmiş alıcı blok diyagramı.	21
Şekil 2.7 : Temel röle kanalı.	26
Şekil 2.8 : AF işbirliği stratejisi.	28
Şekil 2.9 : DF işbirliği stratejisi.	29
Şekil 2.10 : CC yöntemi.	29
Şekil 2.11 : İki-yönlü veri alış verişi.	30
Şekil 2.12 : Geleneksel ağ kodlaması.	31
Şekil 2.13 : Basit ağ kodlaması.	32
Şekil 2.14 : PLNC.	32
Şekil 2.15 : PLNC eşlemenin gösterimi [6].	34
Şekil 2.16 : PLNC’de AF stratejisi.	35
Şekil 2.17 : AF ve DF stratejilerinin toplam-hızı [1].	36
Şekil 2.18 : PLNC’de DF stratejisi.	38
Şekil 2.19 : AF, DF ve basit ağ kodlamasının normalize verimleri [7].	38
Şekil 3.1 : PLNC protokolü için TWRC sistemi.	42
Şekil 3.2 : (a) BPSK (b) QPSK işaret uzayları.	45
Şekil 3.3 : BPSK modülasyonu için geri beslemeli AF stratejisinin BER başarımları.	67
Şekil 3.4 : QPSK modülasyonu için geri beslemeli AF stratejisinin BER başarımları.	67
Şekil 3.5 : BPSK modülasyonu için geri beslemeli PDF stratejisinin BER başarımları.	68
Şekil 3.6 : QPSK modülasyonu için geri beslemeli PDF stratejisinin BER başarımları.	69
Şekil 3.7 : BPSK modülasyonu için geri beslemeli DF stratejisinin BER başarımları.	70
Şekil 3.8 : QPSK modülasyonu için geri beslemeli DF stratejisinin BER başarımları.	70
Şekil 3.9 : AF, PDF ve DF stratejilerinin aynı geri besleme biti sayısındaki BER başarımları.	72
Şekil 3.10 : Geri beslemeli AF, PDF ve DF stratejilerinin en iyi BER başarımları.	72
Şekil 4.1 : PLNC kodlamalı birimleri iki antenli TWRC sistemi.	74
Şekil 4.2 : BPSK modülasyonu için geri beslemeli DF stratejisinin BER başarımları.	88

Şekil 4.3 : QPSK modülasyonu için geri beslemeli DF stratejisinin BER başarımları.....	88
Şekil 4.4 : BPSK modülasyonu için geri beslemeli MPDF stratejisinin BER başarımları.....	90
Şekil 4.5 : QPSK modülasyonu için geri beslemeli MPDF stratejisinin BER başarımları.....	90
Şekil 5.1 : AF stratejisi kullanılan PLNC kodlamalı TWRC sistemi.....	92
Şekil 5.2 : BPSK modülasyonu için geri beslemeli AF stratejisinin BER başarımları.....	100
Şekil 5.3 : QPSK modülasyonu için geri beslemeli AF stratejisinin BER başarımları.....	101

SEMBOL LİSTESİ

a	: Kanal ilişki matrisindeki çapraz-çarpım terimi
$A(s, e)$	: Uzay-zaman kodlarda kodlama kazancını belirleyen matris
b	: Kanal ilişki matrisindeki çapraz-çarpım terimi, Bit
B_{cb}	: Kanalın uyum band genişliği
B_d	: Doppler frekans kayması
B_s	: İşaret band genişliği
$B(s, e)$	: s ve e kod dizileri arasındaki fark matrisi
c	: İşaret uzayından seçilen işaret
$\mathbf{c}$	: İşaret uzayından seçilen işaret vektörü
C	: Kanal sığası, İletim matrisi
$\mathbb{C}$	: Karmaşık sayılar kümesi
d	: Eşlenen işaret
$d_{\min}^2$	: İşaret uzayında iki işaret arasındaki en küçük Öklit uzaklığı
$d^2(.,.)$	: Öklit uzaklığı işlevi
D	: Eşleme kuralı
D_c	: Köşegen matris
e	: Hatalı olarak alınan işaret
$\mathbf{e}$	: Hatalı olarak alınan kod dizisi
$\text{erfc}(\cdot)$	: Tümleyen hata işlevi
E	: Sütunları ön kodlama matrislerinden oluşan matris
E_b	: Bit başına düşen enerji
E_s	: İşaret enerjisi
$E[\cdot]$	: Beklenen değer işlevi
fb	: Geri besleme biti sayısı
F	: Ön kodlama matrisi
$\mathbf{F}$	: Ön kodlama matrisleri kümesi
$f(\cdot)$	: İşlev
G	: Kanal ilişki matrisi
$G(\cdot)$	: Güç spektral yoğunluğu işlevi
h	: Sönümlenme katsayısı (yol kazancı)
$\mathbf{h}$	: Kanal vektörü
H	: Kanal matrisi
$\bar{H}$	: Eşdeğer kanal matrisi
$I_0(\cdot)$	: 1. tür, 0. mertebeden değiştirilmiş Bessel işlevi
I_n	: $n \times n$ boyutlu birim matris
I	: İntegral
k	: Bir simgedeki bit sayısı
K	: İletim matrisinde kullanılan işaret sayısı
K_ρ	: Ricean parametresi
L	: Çeşitleme derecesi
m	: Geri beslenen açı indeks değeri
M	: Modülasyon düzeyi

$\max(.,.)$	: En büyüğü işlevi
$\min(.,.)$	: En küçüğü işlevi
N_F	: Ön kodlama vektörleri sayısı
N_R	: Alıcı anten sayısı
N_S	: Seçilen anten sayısı
N_T	: Verici anten sayısı
N_0	: Beyaz Gauss gürültüsü tek yönlü güç spektral yoğunluğu
N_1, N_2	: Kaynaklar
$p(.)$	: Olasılık yoğunluk işlevi
$P(.)$	: Olasılık
$P(. .)$	: Koşullu olasılık
P_b, P_q	: Bit hata olasılığı
P_c	: Doğru karar verme olasılığı
P_e	: Hata olasılığı
P_L^b, P_L^q	: L çeşitleme derecesi için bit hata olasılığı
P_b^r	: Röledeki bit hata olasılığı
P_b^n	: Kaynaktaki bit hata olasılığı
P_d	: Vericiden alıcıya doğrudan ulaşan güç
P_T	: Toplam verici gücü
P_y	: Vericiden alıcıya yansiyarak ulaşan güç
$P(s \rightarrow e)$	: Çiftsel hata olasılığı
r	: Matrisin rankı
R	: İletim hızı, Röle
R_A	: Kod çözmedeki gerçel toplama işlemlerinin sayısı
R_M	: Kod çözmedeki gerçel çarpma işlemlerinin sayısı
Q	: İşaret uzayındaki işaretlerin oluşturduğu küme
$Q(.)$	: Q-işlevi
s	: Gönderilen işaret
$\mathbf{s}$	: Gönderilen kod dizisi
$\mathbf{s}$	: Gönderilen işaret vektörü
$\tilde{s}$	: Kestirilen işaret
$\hat{s}$	: Karar verilen işaret
SNR_r	: Alınan SNR
T	: Blok kodun kullandığı zaman aralığı sayısı
T_{ct}	: Kanalin uyum zamanı
T_m	: Gecikme yayılımı
T_s	: İşaret süresi
T_1	: PLNC MAC evresi süresi
T_2	: PLNC BC evresi süresi
$u(.)$	: Birim basamak işlevi
U_D	: Hedef kullanıcı
U_R	: Röle kullanıcı
U_S	: Kaynak kullanıcı
$\text{var}(.)$	: Varyans işlevi
w	: AWGN bileşeni
$\mathbf{w}$	: AWGN bileşenleri vektörü
W	: AWGN bileşenleri matrisi
x	: İşaret uzayı işaretleri
y	: Alınan işaret

$\mathbf{y}$	: Alınan işaret vektörü
$\mathbf{Y}$	: Alınan işaret matrisi
α	: Geri beslenen faz
β	: Kuvvetlendirme çarpanı
δ	: Kordal uzaklığı
γ	: Alıcıdaki anlık SNR
Γ	: E_b / N_0
ϕ	: Kanal fazı
φ	: Taşıyıcı faz hatası, faz kuantalama hatası
θ	: Geri beslenen faz
λ	: Öz değer
Λ_c	: Genelleştirilmiş OSTBC matrisi
η	: N_S ve P_T 'ye bağlı sabit sayı
μ	: İşaret-gürültü oranı değeri
σ	: Rayleigh dağılımının modu
ζ	: Ağırlıklandırma katsayısı
Θ	: Açı sınırları
$ \cdot $	: Mutlak değer işlevi
$\ \cdot\ _F$	: Frobenius normu işlevi
$\oplus$	: ‘Ayrıcalıklı Veya’ işlemi sembolü
$\lceil \cdot \rceil$	: Tavan işlevi
$\lfloor \cdot \rfloor$	: Taban işlevi
$(\cdot)^*$	: Karmaşık sayı eşleniği
$(\cdot)^T$	: Matrisin evriği
$(\cdot)^H$	: Matrisin hermiti (Eşlenik evriği)
$\Re(\cdot)$	: Karmaşık sayının gerçel kısmı

İKİ-YÖNLÜ RÖLELİ KANALLARDA SINIRLI GERİ BESLEMELİ FİZİKSEL-KATMAN AĞ KODLAMASI

ÖZET

Bu tezde, iki kaynak (kullanıcı) ve bir röleden oluşan iki-yönlü röle kanallarında (TWRC) uygulanan ve kaynaklar arasındaki iletişimin sadece iki zaman aralığında tamamlanmasına olanak sağlayarak spektral verimliliği arttıran fiziksel-katman ağ kodlaması (PLNC) protokolüne, sistemdeki kanal durum bilgilerinin (CSI) kısmi olarak röle tarafından kaynaklara bildirilmesini sağlayan ve bu sayede kanal sığası ile hata başarımını iyileştiren sınırlı geri besleme tekniği uygulanmıştır. PLNC protokolü için, rölenin kaynaklardan gelen işareti verici güç kısıtı altında sadece kuvvetlendirerek ilettiği kuvvetlendir-ve-ilet (AF) stratejisi, rölenin kaynaklardan gönderilen olası işaret çiftini karar kuralı ile belirledikten sonra bir ağ kodlaması eşleme kuralı ile oluşturduğu ağ kodlamalı işareti ilettiği çöz-ve-ilet (DF) stratejisi ve rölenin kaynaklardan gönderilen olası işaret çiftini belirlemesinin ardından bu işaretleri ilgili kanal katsayıları ile ağırlıklandırarak oluşturduğu ağ kodlamalı işareti ilettiği kısmi-çöz-ve-ilet (PDF) stratejisi kullanılmıştır.

İlk olarak, tüm birimlerinde tek antenin olduğu bir TWRC sistemi gözönüne alınmıştır. AF ve PDF stratejilerinde, her bir kaynak, kendisi ile röle arasındaki CSI'yi röleden gönderilen pilot simgeler ile, röle ile diğer kaynak arasındaki kısmi CSI'yi ise röleden gönderilen sınırlı sayıda geri besleme biti ile öğrenmektedir. Kaynaklardaki kod çözme işlemi için iki kanala ait CSI'lerin farksal faz bilgisinin kaynaklara geri besleme bitleri ile bildirilmesinin yeterli olduğu gösterilmiş, böylece geri besleme biti sayısı yarıya indirilmiştir. DF stratejisinde ise, pilot simgelerin gönderildiği öğrenme dizileri tamamen kaldırılmış, kaynakların röle ile aralarındaki kısmi CSI'yi sınırlı sayıda geri besleme biti ile öğrenmesi önerilmiştir. Diğer kaynak ile röle arasındaki CSI bu stratejide kullanılmamaktadır. İkili faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK) ile 4'lü dik faz kaydırmalı anahtarlama (QPSK) modülasyonları kullanılarak geri besleme biti sayısına bağlı sıkı bit hata olasılığı (BEP) üst sınırları tüm stratejiler için analitik olarak türetilmiştir. Bilgisayar benzetimleri yardımıyla, birimlerde tüm-CSI'nın bilindiği durumdaki bit hata oranı (BER) başarımına bir kaç geri besleme biti ile ulaşıldığı gösterilmiştir. Ayrıca, kod çözme karmaşıklığının önerilen yöntem ile azaldığı gösterilmiştir.

İkinci olarak, sınırlı geri besleme yöntemi, birimlerinde iki antenin olduğu iki kaynak ve bir röleden oluşan TWRC sisteminde DF ve PDF stratejilerine PLNC protokolü gözönüne alınarak uygulanmıştır. Birimlerde iki antenin olması ile dik uzay-zaman blok kodlarından (OSTBC) Alamouti kodunun her birimden iletim için kullanılması ile çeşitleme sağlanmıştır. DF stratejisinde, kaynaklardan biri anlık CSI hakkında röle tarafından sınırlı geri besleme bitleri ile bilgilendirilerek röledeki BER başarımı kodlama kazancı ile birlikte arttırılmaktadır. BEP'in kapalı-biçim üst ve alt sınırları BPSK ve QPSK modülasyonları için analitik olarak türetilmiş ve bilgisayar benzetimleri yardımıyla doğrulanmıştır. İletimde Alamouti kodu kullanılması durumunda PDF stratejisinde ise, kod çözme işlemi için kaynakların, röle ile diğer

kaynak arasındaki CSI'yi bilmesinin fazladan bir protokol karmaşıklığı getirmesinin yanısıra, klasik ağırlıklandırma yönteminin çeşitleme kazancını azalttığı ve OSTBC tarafından sunulan simge-simge kod çözme olanağından yararlanılamadığı görülmektedir. Bu nedenle, bu tezde sınırlı geri beslemeli değiştirilmiş-PDF (MPDF) stratejisi önerilmiştir. Bu stratejide, röledeki kod çözme için, sınırlı geri beslemeli DF stratejisindeki gibi kaynaklardan biri geri besleme bitleri ile bilgilendirilmektedir. Kaynaklardaki kod çözme için ise, kaynaklar ile röle arasındaki en büyük genlikli CSI'ların farksal faz bilgisi sınırlı geri besleme ile kaynaklara bildirilmekte röledeki ağ kodlamasında ağırlıklandırma bu CSI'lar ile yapılmaktadır. Bu yaklaşım ile, kaynaklarda simge-simge kod çözme ve tam çeşitleme kazancı sağlanabildiği gibi, kaynakların röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'ları bilmelerine gerek kalmamaktadır. MPDF stratejisinin BER başarımları bilgisayar benzetimleri yardımıyla BPSK ve QPSK modülasyonları için incelenmiş ve klasik PDF stratejisine göre çok daha iyi başarımlar sağladığı gösterilmiştir.

Son olarak, sınırlı geri besleme yöntemi, tek antenli iki kaynak ve iki antenli bir röleden oluşan TWRC sistemindeki AF stratejisine PLNC protokolü göz önüne alınarak uygulanmıştır. Klasik AF stratejisinde, kaynaklardaki kod çözme işlemi için röle ile diğer kaynak arasındaki kanalın bilinmesi fazladan bir protokol karmaşıklığına neden olmakta ve ayrıca, birimlerde tüm-CSI'nın bilindiği varsayıldığında bile tam çeşitleme sağlanamamaktadır. Halbuki, kaynakların anlık CSI hakkında bir kaç geri besleme biti ile röle tarafından bilgilendirildiği geri beslemeli AF stratejisi ile tam çeşitleme ve simge-simge kod çözme sağlanmasının yanı sıra, kod çözme işlemi için kaynakların röle ile diğer kaynak arasındaki kanalı bilmelerine gerek kalmamakta ve protokol karmaşıklığı azaltılmaktadır.

PHYSICAL-LAYER NETWORK CODING WITH LIMITED FEEDBACK IN TWO-WAY RELAY CHANNELS

SUMMARY

In wireless communications, when two sources (users) can not communicate owing to their power constraints or to the lack of a direct link, they can communicate with each other by means of a relay. Two-way relay is capable of forwarding information received from any source to another, and the channel in such a system is called as two-way relay channel (TWRC). Wireless system where two mobile units separated by a building or other obstacles, which can not be directly connected and can communicate with a common base station acting as a relay, is appropriate scenario for this system. Another practical scenario could be that of two units located far from each other, which can be connected by means of a relay to overcome the path loss.

In TWRC, physical-layer network coding (PLNC) protocol increases channel capacity by using only two time slots for mutual communication of the sources. In the first time slot, called multiple-access (MAC) phase, sources send their signals to relay simultaneously. In the second time slot, called broadcasting (BC) phase, relay sends PLNC signals to sources according to the considered strategy. In fading environment, the existing strategies like amplify-and-forward (AF) and decode-and-forward (DF) can be applied for processing at the relay. In AF, relay transmits only an amplified version of the received signal constraint to its transmit power without applying any other operation. In this strategy, it is obvious that the noise at the relay is also amplified and causes throughput degradation in low signal-to-noise ratio (SNR) region. In DF, relay decides to one out of the possible realizations of the symbol pair from the two source nodes by applying decoding rule, and then applies a PLNC mapping rule to determine the signal to be transmitted, from which each source will extract the information coming from the other source with the help of its self-information. The decoding complexity of the DF strategy at the relay significantly increases with increasing signal constellation size. On the other hand, the mapping rule to be employed is dependent on the considered modulation technique. Common rule is to apply ‘exclusive or’ (XOR) operation to separately decoded signals to obtain the PLNC-coded one. Although this rule is convenient for communication over additive white Gaussian noise (AWGN) channels, other robust mapping rules are needed in fading channels. The partial decode-and-forward (PDF) strategy is introduced as an intermediate solution to avoid the noise amplification of AF while keeping the channel effect and to avoid the use of a mapping table which is difficult to realize for certain modulation techniques in DF. In PDF, relay decides to the symbol pair from two sources as in DF, and weights decided symbols by corresponding channel coefficients to transmit noiseless version of the received signal instead of applying a mapping rule.

In order to decode information signals from the other source, each source applies the maximum likelihood (ML) decoding rule which is the optimum one. For this decoding rule, each source has to know CSI between relay and the other source in

classical AF and PDF strategies. However, in traditional communication systems, receiver knows CSI by means of pilot symbols sent by the transmitter. In MAC phase of PLNC protocol, relay could know CSI between sources and itself since it acts as receiver. Whereas in BC phase, since relay is transmitter and sources are receiver, each source learns channel between relay and itself from pilot symbols sent by relay. In other words, sources can not obtain CSI between relay and the other source without extra protocol complexity and excess time. One of the learning methods is to obtain CSI of the other link immediately after obtaining CSI between itself and relay. The other one is to obtain the whole channel by a complex algorithm such as least-minimum-mean-square (LMMS). Applying these approaches for just one-way communication to satisfy full-CSI requirement it is needed to increase SNR. Different from AF and PDF, in DF strategy, the sources need only CSI between relay and themselves, the CSI of the other link being useless. Therefore, DF strategy is more practical to implement compared to AF and PDF strategies, but the decoding complexity and CSI derivation from pilot symbols still cause extra cost for the system.

Once more than one antenna are used at the nodes of the TWRC system, the space-time coding techniques can be applied to PLNC protocol to increase diversity. When, the well-known simple orthogonal space-time block code (OSTBC) for two transmit antennas, namely Alamouti coding is applied at sources with two antennas while relay is equipped with single antenna, the average sum-rate of two-way relaying with OSTBC is higher than that of single antenna scheme as well as symbol error rate performance is improved. However, full-CSI is needed at all nodes as in single antenna system to provide these improvements.

On the other hand, the capacity of multiple-input multiple-output (MIMO) channels is dramatically increased when CSI is provided at the transmitter. Moreover, the BER performance can also be improved when the transmitter is informed about channel state and transmits its signals according to the current channel conditions. Limited feedback technique could be employed for this purpose where transmitter chooses a precoding vector or matrix from a codebook to multiply its signal vector or matrix to be sent, according to a few number of feedback bits from the receiver. Optimum precoding vector/matrix selection could be applied according to an appropriate selection strategy such as maximum SNR at the receiver, maximum capacity, minimum decoding complexity or optimum orthogonalization of space-time block code structure. For all of these selection strategies limited number of feedback bits about the current channel conditions are needed.

In this thesis, first, the limited feedback technique is applied to the AF, PDF and DF strategies performing on PLNC protocol in TWRC where all nodes have single antenna. In AF and PDF strategies, sources provide CSI between relay and themselves from pilot symbols sent by relay and partial CSI of the other links by limited feedback. Relay sends to the end nodes, feedback bits about differential phase information of the two channels. Using differential phase information reduces the number of bits to be feed back by one half. It is shown that with a few number of feedback bits, the same BER performance as the scheme having full-CSI of both channels at all nodes, is reached. In DF, by using the limited feedback link, the same BER performance as that of the scheme using training sequences for sources to learn the CSI between relay and themselves, is reached. Moreover, the decoding complexity is reduced for all strategies utilizing M -ary phase-shift keying (M -PSK) modulation. In addition, for Binary-PSK (BPSK) and Quaternary-PSK (QPSK)

modulations very tight upper bounds on bit error probability (BEP) depending on the number of feedback bits are derived for all strategies to support simulations.

Second, limited feedback technique is introduced into PLNC scheme in TWRC, where all nodes are assumed having two antennas to allow transmission by Alamouti's OSTBC which provides diversity. DF and PDF strategies are considered for PLNC. In DF, by limited feedback, one of the sources is informed about instantaneous channel condition to increase the BER performance at relay by increasing the coding gain. The closed-form upper and lower bounds on the BEP of this scheme using BPSK and QPSK modulations are derived analytically and approved via computer simulations from where we conclude that the limited feedback improves the BER performance of DF strategy. In PDF, to decode information signals sent by the other source, each source has to know CSI between relay and the other source which causes extra protocol complexity. Moreover, for the system in which all nodes have two antennas, classical weighting approach causes diversity degradation and single-symbol decoding can not be achieved at the end nodes. Therefore, in this thesis, a modified-PDF (MPDF) strategy with limited feedback is proposed. For decoding at relay, the approach proposed for DF strategy with limited feedback is also applied for this strategy. For decoding at the end nodes, differential phase information between channel fading coefficients having maximum amplitudes is fed back to the sources by relay. This approach enables single-symbol decoding besides full diversity and sources do not need to know CSI between relay and the other source. The BER performance of this strategy is investigated via computer simulations for BPSK and QPSK modulations and it is shown that MPDF strategy with limited feedback has much more better performance than classical PDF strategy when all nodes have two antennas.

In TWRC where two end nodes equipped with single antenna simultaneously communicate with each other by means of a relay equipped with two antennas, AF strategy does not provide full-diversity for PLNC protocol, although all nodes have full-CSI. Finally, in this thesis, by introducing limited feedback technique to the AF strategy, sources are informed about instantaneous CSI by a few feedback bits from relay and full-diversity is achieved with single-symbol decoding, as well as the protocol complexity is reduced for M -PSK modulation since any source does not need to know CSI between relay and the other source.

1. GİRİŞ

Günümüzde, telsiz iletişim sistemlerindeki kullanıcı sayısının artması ile iletişim kanalından olabildiğince yüksek hızda veri aktarımı yapılması kanalın verimli kullanılması açısından çok önemlidir. Bununla birlikte, kullanıcılar arasında doğrudan görüş (LoS) olmadığı durumlarda işaretleri daha bozulmuş olarak almak (sönümlleme etkisi), hata başarımını azalttığından, verici antenlerden daha güçlü işaretlerin gönderilmesini gerektirmekte, bu durum da kullanıcıların daha fazla güç tüketiminde bulunmasına neden olmaktadır. Dolayısıyla, kullanıcıların telsiz iletişim sistemlerinden istemleri, hızlı veri-iletişimi, daha az güç tüketimi ile yüksek başarımlı ve bunları gezgin halde iken de yapabiliyor olmak olarak sıralanmaktadır. Bu tezde, kullanıcılar arasındaki veri alış verişinin iki-yönlü bir röle yardımıyla sağlandığı sistemlerde verimliliği (veri iletim hızını) arttıran fiziksel-katman-ağ kodlamasında (PLNC), ilk olarak protokol ve kod çözme karmaşıklıklarını azaltarak, klasik PLNC hata başarımlarına erişen ve ikinci olarak birimlerde anten çeşitlemesi olduğunda da hata başarımını daha da iyileştiren yeni yöntemler önerilmektedir. Bu yöntemlerin tümü anlık kanal durumunun röle tarafından kullanıcılara sınırlı geri besleme tekniği ile kısmi olarak bildirilmesine dayanmaktadır.

1.1 Konuyla İlgili Literatürde Yapılmış Çalışmalar

Telsiz iletişim sistemlerinde noktadan-noktaya yapılan iletimlerde, kaynakların (kullanıcıların) verici güçlerindeki kısıtlamalar ya da kaynaklar arasında iletişimi engelleyen unsurların bulunması nedeniyle, iletişimin kaynaklar arasındaki bir röle yardımıyla sağlanması fikri ortaya atılmıştır. İlk olarak, bir kaynaktan bir hedefe bilgi aktarımının aralarında bulunan tek-yönlü röle ile yapıldığı klasik işbirlikli sistemler geliştirilmiştir. Bu sistemlerde rölenin aynı zaman diliminde güç kısıtlamaları nedeniyle verme ve alma işlemi yapamamasından (yarı-duplex çalışmasından) dolayı kanal sığası $\frac{1}{2}$ çarpanı ile azalmaktadır. Bu durum spektral verimlilikte önemli bir kayba neden olmaktadır [1]. Bu kaybın üstesinden gelmenin yollarından biri, öncelikle, aralarında doğrudan bir bağlantı kurulamayan iki kaynak

arasındaki iletimin iki-yönlü bir röle yardımıyla gerçekleştirilmesidir. Röle, kaynaklardan aldığı veriyi iki kaynağa aktarabildiği için böyle bir iletim ortamına iki-yönlü röleli kanal (TWRC) denilmektedir. TWRC sistemlerde geliştirilen kodlama teknikleri ağ kodlaması olarak adlandırılmaktadır. Yapılan ilk çalışmalarda [2], bit düzeyinde uygulanan ağ kodlamasının, daha sonra işaretlerin elektromagnetik (EM) dalgalar halinde iken bile yapılabildiği belirtilmiştir [3-6]. İki-yönlü röle kullanılmasının yanında, işaretlerin EM dalgalar halinde olduğu durumda uygulanan fiziksel-katman ağ kodlaması (PLNC) protokolü, kaynaklar arasındaki karşılıklı bilgi aktarımının sadece iki zaman aralığında tamamlanmasına olanak sağladığından bu spektral kaybı tamamen ortadan kaldırmakta ve ilk örnekleri toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanalda verilmektedir [6]. PLNC protokolünden önce, TWRC sistemlerde iletişimin dört ve üç zaman aralığında tamamlandığı geleneksel ve basit ağ kodlamaları geliştirilmiş [1-4] ancak spektral verimlilikteki kayıp tam olarak PLNC ile giderilmiştir.

PLNC, iki zaman aralığından her birine karşılık gelen iki evreden oluşmaktadır: Kaynakların göndermek istedikleri işaretleri eşzamanlı olarak röleye gönderdiği çoklu erişim evresi (MAC) ve rölenin aldığı işarete bir ağ kodlaması uygulayarak oluşturduğu işareti kaynaklara gönderdiği yayın (BC) evresi. AWGN kanalda, rölenin aldığı işareten ağ-kodlamalı işareti oluştururken kaynakların gönderdiği işaretleri teker teker çözmesine gerek olmamakta, ağ-kodlamalı işaret kaynaklardan eş zamanlı olarak gelen EM dalga özellikli işaretlerin fiziksel katmanda toplanmasından elde edilebilmektedir. Kaynaklar, rölenin gönderdiği işareten kendi işaretlerini uygun bir yöntemle çıkararak diğer kaynağın gönderdiği işareti belirlemektedir [6].

İşaretlerin, hedefe çeşitli nesnelerden yansıyarak da ulaşabildiği ve bu nedenle farklı fazlardaki bileşenlerinin toplanması sonucu işaretin hem genliğinde hem de fazında bozulmaların olduğu sönümlenmeli kanallarda, PLNC protokolü çeşitli stratejiler kullanılarak uygulanmaktadır. Bu stratejilerden en bilinenleri çöz-ve-ilet (DF) [1,7-9] ile kuvvetlendir-ve-ilet (AF) [8-10] stratejileridir. DF stratejisinde, MAC evresi sonunda röle, aldığı işarete kod çözme işlemi uygulamakta ve kaynaklardan kendisine gönderilen olası işaret çiftini belirlemektedir. BC evresinden önce ise, bir PLNC eşleme kuralı uygulayarak göndereceği işareti belirlemektedir. Kaynaklar rölenin gönderdiği bu ağ kodlamalı işareten kendi işaretlerini yine eşleme

kuralından yararlanarak çıkarıp, diğer kaynağın gönderdiği işareti belirlemektedirler. DF stratejisinde röledeki kod çözme karmaşıklığı, işaret uzayının artması ile dramatik olarak artmaktadır. Bunun yanında, eşleme kuralının oluşturulmasında bazı modülasyon teknikleri için zorluklar bulunmaktadır. AF stratejisinde ise, röle kendisine gelen işareti verici güç kısıtlaması altında sadece kuvvetlendirerek ağ kodlamalı işareti oluşturup göndermekte, başka herhangi bir işlem uygulamamaktadır. Bu stratejide, röle gürültüsünün de kuvvetlendirilerek iletildiği açıktır. AF stratejisinin verimi, yüksek işaret-gürültü oranlarında (SNR) DF stratejisinden daha iyi olmakta, ancak düşük SNR durumunda, DF stratejisi, AF stratejisindeki gürültü kuvvetlendirmesi nedeniyle daha iyi verim sağlamaktadır [1]. İki stratejinin ulaşılabilen toplam-hızı, rölenin konumu da gözönüne alınarak incelendiğinde, röle bağıl olarak kaynaklara eşite yakın uzaklıkta ise AF, kaynaklardan birine daha yakın ise DF stratejisinin sağladığı toplam hız daha iyidir. Bunun nedeni, DF protokolünün kod çözme işlemini kullanıcılara yakın olduğunda daha iyi yapabilmesinden kaynaklanmaktadır. Öyle ki, DF stratejisinin bu toplam-hızı, yarı-dupleks sistemler için hesaplanan toplam-hızın üst sınırına ulaşmaktadır [1,8,9].

Gerek AF stratejisindeki gürültü kuvvetlendirmesi, gerekse DF stratejisindeki eşleme kuralı oluşturma zorluğu nedeniyle geliştirilen stratejilerden biri kısmi-çöz-ve-ilet (PDF) stratejisidir [10]. Bu stratejide, röle aldığı işarete kod çözme uygulanarak, olası işaret çiftlerini belirler ve aldığı işarettaki gürültü etkenini ortadan kaldırır. Ardından, işaretleri ilgili kanal katsayıları ile ağırlıklandırarak, bir bakıma AF stratejisinde rölede alınan işaretin gürültüsüz biçimini oluşturur ve oluşturduğu bu ağ-kodlamalı işareti kaynaklara gönderir. Böylece, hem röle gürültüsünün kuvvetlendirilmesi önlenir hem de kodlamada kanal katsayılarının etkisinden yararlanılır.

Pratikte, PLNC protokolünün kullanımının uygun olduğu telsiz iletişim senaryolarından biri, aralarında bir bina veya benzeri engeller bulunan ve doğrudan birbirleriyle iletişim kuramayan iki gezgin istasyonun, yine aralarında bulunan ve röle işlevi gören baz istasyonu üzerinden iletişim kurmasıdır. Bir diğer senaryo ise, birbirlerinden çok uzakta olduğu için iletişim kuramayan iki istasyonun (gezgin veya baz) yol kaybının üstesinden gelebilmek için, ikisinin de iletişim kurabildiği röle işlevi gören başka bir istasyon (gezgin veya baz) yardımıyla iletişim kurmasıdır. Her iki senaryo için de röle, iletişimin gerçekleşmesi için gereklidir. Bununla birlikte,

birbirinden uzak iki yer istasyonunun, röle işlevi gören uydu üzerinden iletişim kurması [11], kablosuz geçici ağlarda yönlendiriciler arası iletişim, telsiz yerel alan ağlarında (WLAN) kablolu bir ağa bağlı bir erişim noktası (AP) üzerinden iletişim [12] PLNC protokolünün uygun olduğu senaryolar olarak verilebilir.

Geleneksel iki noktalı iletişim sistemlerinde, alıcı birim, verici birimden kendisine gönderilen pilot simgeler yardımıyla kanal durum bilgisini (CSI) belirlemekte ve bunun için pilot simgelerin iletim süresi kadar bir öğrenme zamanına gereksinim duymaktadır [13]. CSI, alıcının kod çözme işlemini, kod çözme işlemlerinin en iyisi olan, en büyük olabilirlikli (ML) karar kuralı ile gerçekleştirebilmesini sağlar. TWRC sistemlerde uygulanan PLNC protokolü stratejilerinde şimdiye kadar tüm birimlerin röle ile kaynaklar arasındaki tüm-CSI'ları bildiği varsayılagelmiştir. Bunun nedeni, PLNC protokolündeki AF ve PDF stratejilerinde kaynakların kod çözme işlemi için röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'yı da bilmesinin gerekliliğidir. Halbuki, MAC evresinde, röle alıcı, kaynaklar verici durumunda olduğundan röle, kaynaklar ile arasındaki CSI'ları öğrenebilir. BC evresinde ise, röle verici, kaynaklar alıcı durumunda olduğundan, rölenin gönderdiği pilot simgeler ile her kaynak kendisi ile röle arasındaki CSI'yı öğrenebilir. Bir başka deyişle, kaynakların röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'yı öğrenmeleri olanaklı olmakla birlikte fazladan bir protokol karmaşıklığı gerektirmektedir [14]. Bunun yanında, karmaşık kanal kestirim algoritmalarının kullanılmasına ve işlem zamanını arttırarak zaman gecikmesine neden olmaktadır. Bir kaynağın bir hedefe röle yardımıyla bilgi ilettiği tek-yollu işbirlikli sistemler için hedefin röle ile kaynak arasındaki CSI'yı öğrenmesi için önerilen yöntemlerden biri hedefin kendisi ile röle arasındaki CSI'yı öğrenmesinin hemen ardından rölenin kaynak ile kendisi arasındaki CSI'yı hedefe iletmesidir. Diğer bir yöntem ise hedefin tüm kanalı en az en küçük karesel ortalama (LMMS) algoritması gibi karmaşık bir algoritma ile öğrenmesidir. AF stratejisi için gerçekleştirilen bu yöntemlerle, sadece tek-yollu röle kanalları için, hedefin tüm kanalları bilme durumu olan tüm-CSI'yı bildiği durumdaki başarımlara ulaşmak için SNR'ın 2 dB arttırılması gerekmektedir [15]. Diğer taraftan, PDF stratejisi için geliştirilen ve rölenin kod çözme işleminden sonra kanal katsayıları ile ağırlıklandırma işlemi yerine, güç ağırlıklandırması ve ağ kodlaması geliştirilerek uygulanan bir diğer yöntemde ise CSI'dan yararlanılmamasından dolayı, tüm birimlerde tüm-CSI'nın bilinmesi durumundaki başarımlara ulaşmak için SNR 1 dB

arttırılmalıdır [14]. DF stratejisinde ise, kaynakların ML karar kuralını uygulaması için röle ile diğer kaynak arasındaki kanalı bilmesi gerekmemekte, bu yüzden DF stratejisi, AF ve PDF stratejisine göre daha pratik olmaktadır. Ancak, kaynakların kendi kanallarını öğrenmeleri için röle tarafından pilot simgelerin gönderilmesine hala gereksinim bulunmaktadır.

Sönümlemeli kanallarda, telsiz iletişim sisteminin hata başarımını arttırmak için gönderilen işaretin birden fazla kopyasının alıcıya tüm kopyaların birden zayıflamayacağı varsayımıyla ulaştırılması çeşitleme tekniği olarak adlandırılmaktadır. Bu teknik telsiz iletişimin güvenli olmasında en önemli etkenlerden biridir [16,17]. En etkili çeşitleme yöntemi verici anten çeşitlemesidir (TAD). İletim band genişliğini arttırmadığından ve maliyeti baz istasyonunda karşılandığından TAD alanında son yıllarda çok fazla çalışma yapılmaktadır. TAD ile vericide anten dizileri kullanılarak çeşitleme kazancı arttırılmaktadır [18-22]. TWRC sistemlerde bulunan birimlerde de birden fazla anten kullanıldığında, verici ve/veya alıcı çeşitlemesinden yararlanılabilir.

Anten çeşitlemesi, uzay-zaman kodlaması (STC) ile birlikte kullanıldığında sönümleme sorununa daha iyi bir çözüm olmaktadır. Özellikle, işaretlerin birden fazla antenden birden fazla zaman aralığında iletilerek, ML karar kuralı gibi kod çözme yöntemleri ile blok olarak elde edilebildiği uzay-zaman blok kodlaması (STBC) ve bunun yanında işaretlerin birbirlerinden bağımsız olarak elde edilebilmelerine (simge-simge kod çözme) de olanak sağlayan dik-uzay-zaman blok kodlaması (OSTBC) bir çok araştırmacı tarafından ilgi çekici bulunmuştur [16,23]. Alamouti [23] tarafından iki verici anten için geliştirilen ve literatürde Alamouti kodu olarak adlandırılan OSTBC, TWRC sistemlerde PLNC protokolüne uygulanabilir. Rölenin tek antenli, kaynakların ise Alamouti kodu iletimine izin verebilen iki antenli olduğu bir TWRC sisteminde AF stratejisi uygulandığında, ortalama toplam-hız, tüm birimlerde tek anteni olan sisteme göre daha yüksektir [24]. Kaynaklarda tek antenin olduğu, rölede ise iki antenin olup Alamouti kodunun kullanıldığı TWRC sisteminde ise DF stratejisi için geliştirilen bir ağ kodlamasının kanal sığasının, birimlerinde tek antenin olduğu PLNC uygulanan TWRC sistem ile aynı olduğu, başarımı ise daha da iyileştirdiği görülmektedir [25]. Tüm birimlerinde iki antenin olduğu bir TWRC sisteminde her birimde Alamouti kodu kullanılarak uygulanan DF stratejisinde ikili-faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK) modülasyonu

için hata başarımının AF ve PDF stratejilerinden daha iyi olduğu görülmektedir [26]. Bunun yanında birimlerinin herhangi birinde ikiden fazla antenin olduğu TWRC sistemleri de literatürde yer almaktadır [10,27].

Diğer taraftan, STC kullanan sistemlerde alıcıda ve vericide, kod sınırlamasına bakılmaksızın anten dizilerinin kullanılması, çok-girişli ve çok-çıkışlı (MIMO) olarak isimlendirilen bu sistemlerin sığalarını önemli ölçüde arttırmaktadır [19,22]. Ancak, kod çözme karmaşıklığını azaltmak, tam-hız ve tam-çeşitleme sağlamak için OSTBC kullanılması gerekmektedir. Halbuki, karmaşık işaretlerin iletilebildiği OSTBC sadece 2 anten için var olup bilinen Alamouti kodudur [16]. 2'den fazla verici anten kullanan STBC'ler genellikle bu üç özellikten birini yarı-optimum yaparak tasarlanmaktadır [28,29]. Öte yandan, en düşük karmaşıklığı sağlayarak ve tam-hızı koruyarak çeşitlemeyi arttırmak için sınırlı geri besleme tekniğinin kullanılması önerilmiştir [30-35]. Bu teknikte, alıcıdan vericiye gönderilen sınırlı sayıda geri besleme biti ile, verici kanalın o anki durumuna göre daha önceden belirlenen bir kod kümesi içinden bir ön kodlama vektörü ya da matrisi seçerek, ileteceği işaret vektörü ya da matrisini bu ön kodlama vektörü ya da matrisi ile çarparak iletim gerçekleştirilmektedir. Dolayısıyla bu teknikte ön kodlama matrisi tasarımı (kod kümesi tasarımı) [36-39] ve kod seçimi [30-34] olmak üzere iki önemli konu öne çıkmaktadır. En iyi ön kodlama vektörü ya da matrisi seçimi çeşitli seçim yöntemleri ile yapılmaktadır. Bu yöntemlerden bazıları, alıcıdaki en büyük SNR, en büyük sığa, en küçük kod çözme karmaşıklığı ya da STBC yapısını en iyi dikleştirme olarak verilmektedir. Tüm bu seçim yöntemleri için anlık kanal durumu hakkında sınırlı sayıda bitin geri beslenmesi gerekmektedir. Bununla birlikte CSI'nın vericide kısmi olarak bilinmesi bile MIMO kanalların sığasını arttırmaktadır [40-42].

1.2 Tezin Konuya Katkıları

Bir önceki bölümde verilen açıklamalar doğrultusunda bu tezde ele alınan sorunlar şunlardır:

- AF ve PDF stratejileri için, literatürdeki, bir kaynağın tüm-CSI'ları bildiği varsayımının protokol karmaşıklığını arttırması [14],
- Kaynak ile röle arasındaki CSI'nın diğer kaynağa bildirilmesinin karmaşık kanal kestirim algoritmalarının kullanımını gerektirmesi [15],

- Tüm stratejiler için kaynaklarda tüm-CSI'nın bilinmesi durumunda bile kod çözme karmaşıklığının işaret uzayına bağlı olarak artması,
- AF ve PDF stratejileri için birimlerde birden fazla anten kullanılmasının başarımlarına ve kod çözme karmaşıklığına neden olması [26].

Bu tezde, bu sorunlara çözüm olarak önerilen yöntemler aşağıdaki tez düzeni içinde verilmiştir:

Tezin ikinci bölümünde, sonraki bölümlere kuramsal bir dayanak olması açısından, sönümlemeli kanal modelleri ile bu kanallarda hata başarımını iyileştiren çeşitleme tekniklerinden STBC, blok kod tasarım ölçütleri, Alamouti kodu ve blok kod çözümü ile çeşitleme kazancı anlatılmıştır. Sınırlı geri besleme tekniğinin uygulanışı, kod kümesi oluşturma ve kod seçimi ile sınırlı geri beslemeli OSTBC kodların çeşitleme ve kod çözme koşulları hakkında bilgi verilip, röle kanallardaki işbirlikli iletişim ve iletim stratejileri ile iki-yönlü röleli kanallarda spektral verimliliği arttıran fiziksel katman ağ kodlamasının temelleri açıklanmıştır.

Tezin üçüncü bölümü ile birlikte tezde önerilen yöntemler açıklanmaya başlanmaktadır. Bu bölümde, tüm birimlerde tek antenin olduğu iki kaynak ve bir röleden oluşan en basit TWRC sistemi için, geri besleme tekniği AF, PDF ve DF stratejileri ve PLNC protokolu kullanılarak uygulanmıştır. AF ve PDF stratejilerinde, her bir kaynak, kendisi ile röle arasındaki CSI'yi röleden gönderilen pilot simgeler ile, röle ile diğer kaynak arasındaki kısmi CSI'yi ise röleden gönderilen sınırlı sayıda geri besleme biti ile öğrenmektedir. Kod çözme işlemi için iki kanala ait CSI'ların farksal faz bilgisinin kaynaklara geri besleme bitleri ile bildirilmesinin yeterli olduğu gösterilmiş, böylece geri besleme biti sayısı yarıya indirilmiştir. DF stratejisinde ise, öğrenme dizileri tamamen kaldırılmış, kaynakların röle ile aralarındaki kısmi CSI'yi sınırlı sayıda geri besleme biti ile öğrenmesi sağlanmıştır. Tüm stratejiler ve BPSK ile 4'lü dik faz kaydırmalı anahtarlama (QPSK) modülasyonları için geri besleme biti sayısına bağlı olarak sıkı bit hata olasılığı (BEP) üst sınırları analitik olarak elde edilmiştir. Bilgisayar benzetimleri yardımıyla, birimlerde tüm-CSI'nın bilindiği durumdaki bit hata oranı (BER) başarımına bir kaç geri besleme biti kullanıldığında ulaşıldığı görülmüştür. Bunun yanında, M 'li faz kaydırmalı anahtarlama (M -PSK) modülasyonu kullanılması durumunda kod çözme karmaşıklığının azaldığı gösterilmiştir [43-45].

Tezin dördüncü bölümünde, tüm birimlerinde iki antenin olduğu bir röle ve iki kaynaktan oluşan TWRC sisteminde, geri besleme tekniği DF ve PDF stratejileri kullanan PLNC protokolüne uygulanmıştır. Her iki yöndeki işaret iletimi Alamouti OSTBC ile yapılmaktadır. DF stratejisinde, kaynaklardan biri anlık CSI hakkında röle tarafından geri besleme bitleri ile bilgilendirilerek röledeki BER başarımı kodlama kazancı ile birlikte arttırılmaktadır. BEP'in kapalı biçim üst ve alt sınırları BPSK ve QPSK modülasyonları için analitik olarak elde edilmiş ve bilgisayar benzetimleri yardımıyla doğrulanmıştır. Sonuçta, geri beslemenin DF stratejisinin hata başarımını iyileştirdiği görülmüştür. Birimlerde Alamouti kodunun kullanılması durumunda PDF stratejisinde ise, kod çözme işlemi için kaynakların röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'ları bilmesi gerekmektedir. Bununla birlikte, rölede PDF için klasik ağırlıklandırma yönteminin kullanılması çeşitleme kazancını azaltmakta ve OSTBC tarafından sağlanan simge-simgede kod çözme yapılamamaktadır. Bu nedenle bu tezde, sınırlı geri beslemeli değiştirilmiş-PDF (MPDF) stratejisi geliştirilmiştir. Bu stratejide, MAC evresinde, DF stratejisindeki gibi röle kaynaklardan birini kanalın anlık durumu hakkında geri besleme ile bilgilendirmekte, böylece röledeki başarımlar arttırılmaktadır. Kaynaklardaki kod çözme için ise, kaynaklar ile röle arasındaki en büyük genlikli CSI'ların farksal faz bilgisi, sınırlı sayıda geri besleme biti ile kaynaklara röle tarafından bildirilmektedir. Röledeki ağ kodlamasında da ağırlıklandırma bu CSI'lar ile yapılmaktadır. Bu strateji ile, kaynaklarda simge-simgede kod çözme ve tam-çeşitleme kazancı sağlanmakta kaynakların röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'ları bilmesine gerek kalmadığından protokol karmaşıklığı azaltılmaktadır. MPDF stratejisinin BER başarımları bilgisayar benzetimleri yardımıyla BPSK ve QPSK modülasyonları için incelenmiş ve klasik PDF stratejisine göre çok daha iyi başarımlar sağladığı gösterilmiştir [46].

Tezin beşinci bölümünde, geri besleme tekniği, tek antenli iki kullanıcı ve iki antenli bir röleden oluşan TWRC sisteminde kullanılan AF stratejisine PLNC protokolü temel alınarak uygulanmıştır. TWRC sistemlerdeki birimlerde birden fazla anten kullanıldığında AF stratejisi için de PDF stratejisine benzer biçimde, kaynaklardaki kod çözme işlemi için kaynakların röle ile diğer kaynak arasındaki kanalları bilmeleri gerekmekte, tüm-CSI'nın bilinmesi varsayımı durumunda bile tam-çeşitleme sağlanamamaktadır. Bu tezde, röleden kaynaklara yapılan bir kaç bit geri besleme ile kaynaklar anlık CSI hakkında bilgilendirilmiş ve rölede birden fazla

anten kullanıldığında AF stratejisi için de tam-çeşitleme sağlayan pratik bir yöntem önerilmiştir. Üstelik, kaynakların röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'yı bilmesine gerek kalmadan simge-simge kod çözümünün gerçekleştirilmesi sağlanarak protokol karmaşıklığı da azaltılmıştır.

Tezin altıncı bölümünde, tezde önerilen yöntemlerden çıkarılan sonuçlar özetlenmekte ve tez sonlandırılmaktadır.

2. ÇEŞİTLEME VE SINIRLI GERİ BESLEME TEKNİKLERİ

Bu bölümde, tezde önerilen konulara kuramsal bir dayanak olması açısından, telsiz iletişimde oluşan ve başarımı belirleyen sönümlmeli kanallar, çeşitleme sağlayıp başarımı iyileştiren STBC, sınırlı geri beslemenin uygulandığı ile sınırlı geri beslemeli OSTBC, röle kanallar ve TWRC’de verimliliği arttıran PLNC’nin temeli hakkında bilgi verilmektedir.

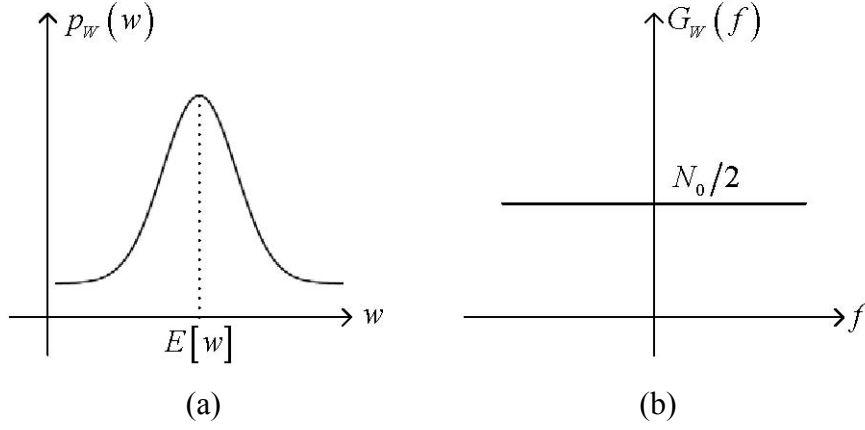
2.1 Sönümlmeli Kanallar

Telsiz iletişimde simgeler arası girişimden (ISI) bağımsız işaretlerin, alıcıdaki ısı gürültü nedeniyle oluşan istatistiksel bağımsız Gauss örnekleri ile bozulmaya uğradığı AWGN kanalı, ideal bir kanal olup, iletim karakteristiği zamanla değişen radyo kanallarında, işaret iletimini modellemek için uygun değildir. Bunun nedeni AWGN örneklerinin genliğinin, $E[w]$ beklenen değeri, $N_0 / 2$ varyansı ($\text{var}(w)$) göstermek üzere;

$$p_w(w) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(w-E[w])^2}{N_0}}, \quad -\infty < w < \infty \quad (2.1)$$

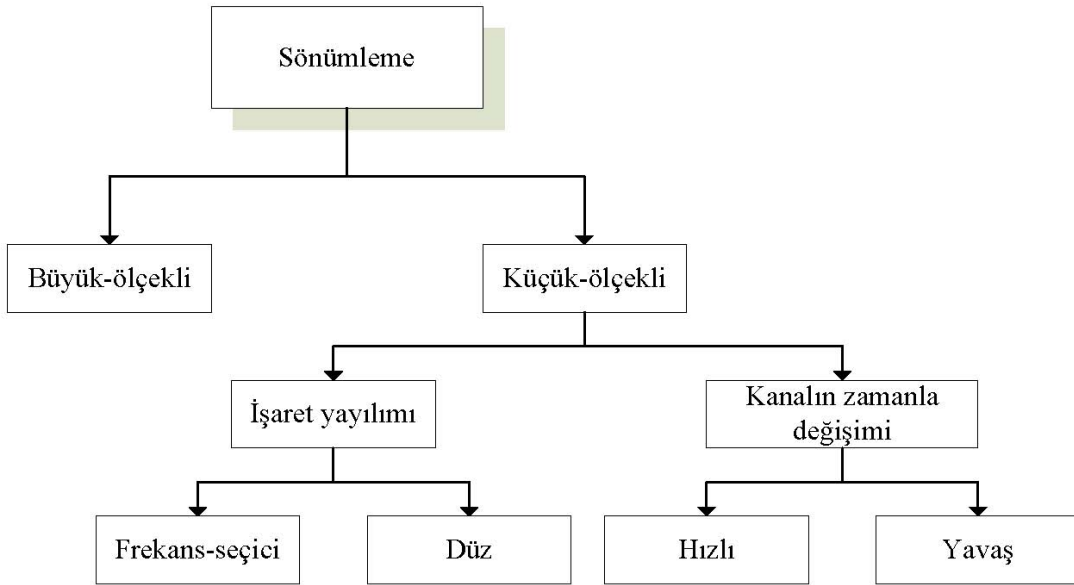
ile verilen ve Şekil 2.1a’da gösterilen Gauss olasılık yoğunluk işlevi (p.d.f.) ile dağılması ve buna karşılık gelen çift yönlü güç spektral yoğunluğunun Şekil 2.1b’den görüldüğü gibi tüm frekans değerlerinde aynı ($N_0 / 2$) olmasıdır. Dolayısıyla, zamanla değişen kanal davranışını karakterize etmek için daha genel modeller kullanılmaktadır [47].

Radyo kanallarındaki sayısal iletişim, “sönümlleme” olarak ifade edilen ve işaretin gücünü etkileyen bozucu etkinin hesaba katılmasını gerektiren bir kanal modeline gereksinim duymaktadır [48]. Sönümlleme, genel olarak Şekil 2.2’den görüldüğü gibi büyük-ölçekli ve küçük-ölçekli sönümlleme olmak üzere ikiye ayrılır. Büyük-ölçekli sönümlleme işaretin geniş bir alanda yayılmasının neden olduğu yol kaybı ile ilgilidir.



Şekil 2.1 : a) Gauss p.d.f., b) AWGN güç spektrumu.

Yol kaybı, verici ve alıcı arasındaki mesafenin ve yayılım çevresi özelliklerinin neden olduğu bir ortalama kayıp ve bu ortalama kayıp etrafındaki değişmelerle karakterize edilmektedir. Küçük-ölçekli sönümlleme ise verici ve alıcı arasındaki küçük değişimlerin etkilerini belirlemekte ve çok yollu olarak tanımlanan yayılım çevresi ile kanalın zaman değişimlerine neden olan bağıl verici ve alıcı hareketlerine bağlıdır. Dolayısıyla küçük-ölçekli sönümlleme, büyük-ölçekli sönümllemenin üzerine eklenmekte ve kolayca belirlenmektedir. Genellikle, “sönümlleme” ile “küçük-ölçekli sönümlleme” anlaşılmaktadır [49].



Şekil 2.2 : Sönümllemenin sınıflandırılması.

Çok yollu yayılım işaretin alıcı ile vericiyi bağlayan birden fazla yol üzerinden yayılımıyla oluşmaktadır. İyonosferik tabakalardan; gezgin radyo iletiminde olduğu gibi binalardan, tepelerden, hareketli nesnelerden; uçaklar arası iletimde olduğu gibi

yerden yansımalar sonucunda, farklı yayılım yollarından gelen işaret bileşenleri farklı gecikmelerle alıcıya ulaşmaktadır. Bu işaret bileşenlerine çok yollu bileşenler denir ve genel olarak bu bileşenlerin farklı taşıyıcı faz kaymaları bulunmaktadır. Bu bileşenler, zamanda bozulma oluşturacak şekilde, işareti alıcıda tekrar elde etmek için toplanırlarsa işaret sönümlemesi denilen olay oluşmaktadır. Dolayısıyla, çok yollu yayılım zaman gecikmeleri oluşturmakta, alınan işaret bu gecikmeler nedeniyle zamanda yayılmaktadır. Bu durumda kanala zamanda yayılımlı veya zamanla değişen çok yollu kanal denir [47].

Farklı yollardan gelen gecikmelerin farklı oranlarda olması nedeniyle gecikmeler rastlantısaldır. Çok fazla sayıda yayılım yolu olduğunda bu gecikmelere merkezi limit teoremi uygulanabilir. Bu durumda alınan işaret karmaşık değerli Gauss rastlantı süreci olmaktadır [47].

Alıcının veya vericinin veya çevresindekilerin hareketi nedeniyle alıcıya gelen işaret bileşenlerinin farklı frekansları bulunabilir. Bu farklı frekanstaki bileşenlerin toplanması sonucu da yine işaret sönümlemesi oluşmaktadır [47].

Sonuç olarak, sönümlemeli kanalların karakterize edilmesi Şekil 2.2'den görüldüğü gibi kanalın zaman değişimleriyle ilgili gecikme yayılımı ve işaretin yayılması ile ilgili Doppler frekans kayması denilen iki parametre ile yapılmaktadır. Gecikme yayılımı, farklı yollardan gelen işaretlerin gecikmelerinin en büyüğü ile en küçüğü arasındaki fark olarak tanımlanır ve T_m ile gösterilmektedir. Doppler frekans kayması, alıcıya ulaşan işaretlerin frekanslarının en büyüğü ile en küçüğü arasındaki farktır ve B_d ile gösterilmektedir [48].

Gecikme yayılımı T_m ve Doppler frekans kayması B_d 'nin yanında bu ikisinden türetilen iki parametre daha sönümlemeli kanalları analiz etmek için kullanılmaktadır. Bunlardan biri, Doppler frekans kaymasının karşılığıdır. Bu miktar, kanal karakteristiğinin değişmediği veya çok az değiştiği zaman aralığının ölçüsü olup

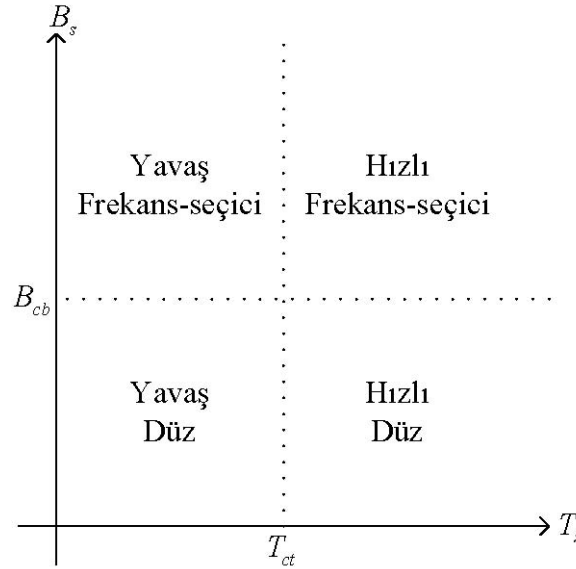
kanalın uyum zamanı olarak isimlendirilir ve $T_{ct} = \frac{1}{2B_d}$ olarak tanımlanmaktadır.

Gecikme yayılımının karşılığı olan diğer parametre ise kanal şiddeti ve fazın çok fazla ilişkili olduğu band genişliğinin ölçüsü olup kanalın uyum band genişliği olarak

isimlendirilir ve $B_{cb} = \frac{1}{2T_m}$ olarak tanımlanmaktadır [47].

B_{cb} ve T_{ct} verilen işaret için kanalın nasıl davranacağını belirlemektedir. Şekil 2.3'ten görüldüğü gibi B_s işaretin band genişliği ve T_s işaret süresi olmak üzere;

- Eğer $B_s < B_{cb}$ ve $T_s < T_{ct}$ ise, kanal zamanda yavaş, frekansta ise düz sönümlemeli olarak isimlendirilir.
- Eğer $B_s > B_{cb}$ ve $T_s > T_{ct}$ ise, kanal zamanda hızlı, frekansta ise frekans-seçici sönümlemeli olarak isimlendirilir.
- Eğer $B_s < B_{cb}$ ve $T_s > T_{ct}$ ise, kanal zamanda hızlı, frekansta düz sönümlemeli olarak isimlendirilir.
- Eğer $B_s > B_{cb}$ ve $T_s < T_{ct}$ ise, kanal zamanda yavaş, frekansta seçici sönümlemeli olarak isimlendirilir.



Şekil 2.3 : Küçük-ölçekli sönümlemeli kanalların sınıflandırılması.

Kanalın zamanla değişiminin hızlı veya yavaş olduğunun söylenemeyeceği durumlarda, kanalın davranışını modellemek için duruğumsu sönümleme modeli olarak tanımlanan bir model geliştirilmiştir. Genel olarak verici veya alıcı arasındaki sönümleme katsayılarının bir çerçeve boyunca değişmediği, ancak çerçeveden çerçeveye istatistiksel bağımsız olarak değiştiği sönümleme modeli olarak kabul edilen duruğumsu sönümleme özellikle geri beslemeli iletişim sistemlerinin analizinde kullanılmaktadır.

Küçük-ölçekli sönümleme, çok yollu bileşenlerin alıcıya ulaşma biçimine göre tipik olarak Rayleigh ve Ricean sönümlemesi olarak ikiye ayrılır.

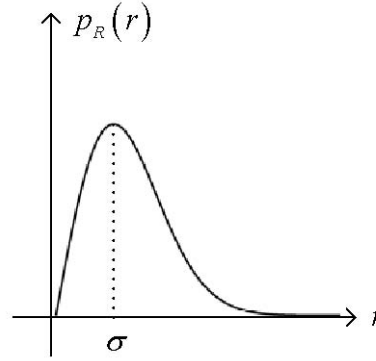
2.1.1 Rayleigh sönümlmeli kanal

Verici ile alıcı arasında LoS'nin olmadığı ve tüm çok yollu bileşenlerin birbirinden bağımsız ve yansiyarak alıcıya ulaştığı durumda alınan işaretin zarfı Rayleigh dağılımlı olmaktadır ve kanala Rayleigh sönümlmeli kanal denir [47]. Rayleigh

p.d.f.'i, $E[r] = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma$ ve $\text{var}(r) = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \sigma^2$ olmak üzere;

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right), \quad r \geq 0 \quad (2.2)$$

olarak verilmekte ve değişimi Şekil 2.4'de gösterilmektedir. Burada σ , dağılıma özgü bir parametre olup dağılımın modu olarak tanımlanmaktadır ve pozitiftir.



Şekil 2.4 : Rayleigh p.d.f.

2.1.2 Ricean sönümlmeli kanal

Verici ile alıcı arasında LoS'nin bulunduğu ve bazı çok yollu bileşenlerin alıcıya doğrudan ulaştığı durumda alınan işaretin zarfı Ricean dağılımlı olmaktadır ve kanala Ricean sönümlmeli kanal denilmektedir [47]. Ricean p.d.f.'i;

$$p_\rho(\rho) = 2\rho(1+K_\rho) e^{-K_\rho - \rho^2(1+K_\rho)} I_0\left(2\rho\sqrt{K_\rho(1+K_\rho)}\right), \quad \rho \geq 0 \quad (2.3)$$

olarak verilmektedir. Burada, $I_0(\cdot)$ 1. tür, 0. mertebeden değiştirilmiş Bessel işlevi olup;

$$I_0(v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{v \cos \phi} d\phi \quad (2.4)$$

olarak tanımlanmaktadır. K_ρ ise Ricean parametresidir. P_d vericiden alıcıya doğrudan ulaşan güç, P_y vericiden alıcıya yansiyarak ulaşan güç olmak üzere

$K_\rho = P_d/P_y$ olarak tanımlanmaktadır. Kanallara göre K_ρ 'nun aldığı değerler Çizelge 2.1 'de verilmektedir.

Çizelge 2.1 : K_ρ 'nun kanallara göre aldığı değerler.

AWGN kanal	$K_\rho = \infty$
Rayleigh sönümlemeli kanal	$K_\rho = 0$
Ricean sönümlemeli kanal	$0 < K_\rho < \infty$

Çizelge 2.1'den görüldüğü gibi K_ρ 'nun sonsuz olduğu AWGN kanalda verici ile alıcı sürekli birbirlerini görmekte ve çok yollu bileşenlerin tümü doğrudan alıcıya ulaşmaktadır. Bu nedenle Bölüm 2.1'de belirtildiği gibi AWGN kanal ideal bir kanaldır. Rayleigh sönümlemeli kanalda ise Bölüm 2.1.1'de belirtildiği gibi verici ve alıcı birbirlerini görmemekte ve tüm bileşenler yansıyarak alıcıya ulaşmaktadır. Bu nedenle Rayleigh sönümlemeli kanal hata başarımını en kötü etkileyen kanaldır. Bir sistemin avantajı en kötü koşullarda sağladığı başarıma bağlı olduğundan, iletişim sistemlerinin hata başarımları genel olarak Rayleigh sönümlemeli kanalda incelenmektedir.

2.2 Uzay-Zaman Blok Kodlaması

STC, sönümlemeli kanallarda hata başarımını iyileştirmek için kullanılan tekniklerdendir. Bu kodlar, alınan işaret gücünün kullanılan kanal sayısı ile orantılı olmasını sağlayacak biçimde tasarlanır ve bu ölçüte çeşitleme derecesi denir. Eğer, kullanılan kanal sayısına eşit bir çeşitleme derecesi elde edilirse tasarlanan koda tam-çeşitlemeli kod denilmektedir. Bu ölçüt hata olasılığını azaltmak için gereken en önemli ölçüt olarak kabul edilmektedir. Bununla birlikte, iletimde kullanılan işaret sayısının iletim için kullanılan zaman aralığı sayısına oranı olarak tanımlanan iletim hızı da kanalın sığasını arttırmak için önemlidir. Bu oranın 1'e eşit olduğu kodlar tam-hızlı kod olarak adlandırılır. STC'nin bir çeşidi olan, işaretlerin verici antenlerden bloklar şeklinde iletilmesine dayanan STBC, verilen verici ve alıcı anten sayısı için en büyük çeşitleme derecesini elde edecek şekilde tasarlanmaktadır. Kod, bir iletim matrisi ile verilmekte ve bu matrisin satır sayısı kullanılan işaretleşme aralığı sayısını, sütunları ise verici antenlerden gönderilen işaretleri göstermektedir.

STBC'nin tasarımındaki en önemli sorun, gönderilen işaretlerin alıcıda birbirlerinden bağımsız olarak basit bir şekilde ML karar kuralı ile elde edilebilmesidir. Sadece doğrusal işlemler gerektiren bu kod çözme yöntemi STBC'nin dik yapılı olarak tasarlanmasıyla (OSTBC kodlar ile) sağlanmaktadır. Aksi halde işaretler alıcıda birleşik kod çözme olarak tanımlanan, karmaşık ve uzun işlemler gerektiren ML karar kuralıyla elde edilmek zorunda kalırlar.

Genel olarak STC için, N_T verici antenli ve N_R alıcı antenli bir iletişim sisteminde $s_{i,t}$, t . işaretleşme aralığında i . verici anten tarafından duruğumsu, düz sönümlemeli kanaldan iletilen işareti göstermek üzere, $\mathbf{s} = s_{1,1}s_{2,1} \dots s_{N_T,1}s_{1,2}s_{2,2} \dots s_{N_T,2} \dots s_{1,T}s_{2,T} \dots s_{N_T,T}$ kodlanmış işaret dizisinin gönderilmesi durumunda alıcının hatalı olarak $\mathbf{e} = e_{1,1}e_{2,1} \dots e_{N_T,1}e_{1,2}e_{2,2} \dots e_{N_T,2} \dots e_{1,T}e_{2,T} \dots e_{N_T,T}$ dizisine karar verme olasılığından yola çıkılarak,

$$B(\mathbf{s}, \mathbf{e}) = \begin{pmatrix} s_{1,1} - e_{1,1} & s_{1,2} - e_{1,2} & \dots & \dots & s_{1,T} - e_{1,T} \\ s_{2,1} - e_{2,1} & s_{2,2} - e_{2,2} & \dots & \dots & s_{2,T} - e_{2,T} \\ s_{3,1} - e_{3,1} & s_{3,2} - e_{3,2} & \ddots & \vdots & s_{3,T} - e_{3,T} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ s_{N_T,1} - e_{N_T,1} & s_{N_T,2} - e_{N_T,2} & \dots & \dots & s_{N_T,T} - e_{N_T,T} \end{pmatrix}$$

ile tanımlanan bir fark matrisi oluşturulmakta ve hatalı karar verme olasılığı bu matrisin özdeğerleri (λ_i) ve rankı (r) cinsinden,

$$P(\mathbf{s} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-N_R} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-rN_R} \quad (2.5)$$

olarak verilmektedir. Burada, E_s , işaret enerjisini göstermektedir. (2.5)'te, hata olasılığını işaret-gürültü oranı ile üstel olarak azaltan ikinci terim çeşitleme başarımını, özdeğerlerin çarpımından oluşan ilk terim ise kodlama kazancını belirtmektedir. Bu nedenle, $B(\mathbf{s}, \mathbf{e})$ fark matrisine dayanılarak, STC kodların başarımı için şu iki koşul ortaya atılmaktadır:

Rank koşulu: En büyük çeşitleme derecesinin ($N_R N_T$) elde edilebilmesi için $B(\mathbf{s}, \mathbf{e})$ matrisleri tüm olası $\mathbf{s}$ ve $\mathbf{e}$ kod sözcükleri için tam ranklı olmalıdır. Eğer rank $r < N_T$ ise rN_R çeşitleme derecesi elde edilmektedir [16,18].

Determinant koşulu: $A(s, e) = B^H(s, e)B(s, e)$ matrisinin rankı r olmak üzere, tüm ayrık s ve e kod sözcükleri için $A(s, e)$ matrisinin sıfırdan farklı r tane öz değerinin çarpımının (bir başka deyişle $A(s, e)$ matrisinin determinantının) r . dereceden en küçük kökü kodlama kazancını vermektedir. Kodlama kazancının artırılması için özdeğerlerin çarpımının (determinantın) en büyük yapılması gerekmektedir [16,18].

Bu koşullar fark matrisi yerine STBC iletim matrisi kullanılırsa STBC ve OSTBC'ler için de geçerlidir [16].

OSTBC sadece belirli ve küçük sayıda verici anten için vardır. Darbe genlik modülasyonu (PAM) gibi gerçel işaretlerden oluşan modülasyon yöntemini kullanan OSTBC 2, 4 ve 8 verici anten için bulunmaktadır. Faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) ve 4'lü dik genlik modülasyonu (QAM) gibi karmaşık işaretlerden oluşan modülasyon yöntemlerini kullanan OSTBC ise tam-hızlı ve tam-çeşitlemeli olarak sadece 2 verici anten için mevcut olup Alamouti [23] kodu olarak tanımlanmaktadır [16].

Genelleştirilmiş bir karmaşık OSTBC iletim matrisi A_c , bileşenleri 0 ve $\pm s_i$ ve $\pm s_i^*$ ($i = 1, 2, \dots, K$) işaretleri veya bu işaretlerin $j = \sqrt{-1}$ olmak üzere $\pm j$ ile çarpımları olabilen ve D_c köşegen matris ve elemanları pozitif katsayılı $|s_i|^2$ ($i = 1, 2, \dots, K$) modül karelerinin toplamı olmak üzere, $A_c^H A_c = D_c$ koşulunu sağlayan $T \times N_T$ boyutlu bir matristir. Bu durumda iletim hızı $R = K/T$ olmaktadır. Kısaca, I_{N_T} $N_T \times N_T$ boyutlu birim matris olmak üzere, A_c $T \times N_T$ boyutlu ve $R = K/T$ hızını sağlayan genelleştirilmiş OSTBC iletim matrisi,

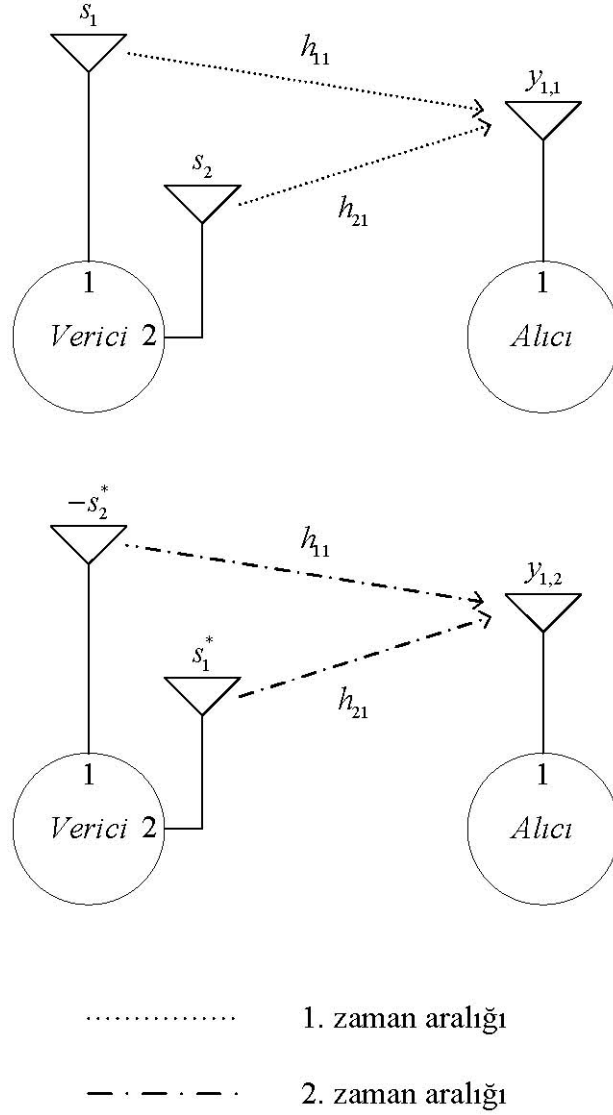
$$A_c^H A_c = D_c = \left(\sum_{i=1}^K |s_i|^2 \right) I_{N_T} \quad (2.6)$$

koşulunu sağlamaktadır. (2.6) ile verilen koşul bir OSTBC'nin tam-çeşitlemeli olması için gerek ve yeter koşuldur [16].

Alamouti tarafından önerilen STBC, hem dik yapılı olan hem de karmaşık işaretlerin iletimine olanak sağlayan tam-hızlı ve tam-çeşitlemeli tek koddur ve iletim matrisi,

$$\begin{pmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{pmatrix} \quad (2.7)$$

olarak verilmektedir. Burada, ilk işaretleşme aralığında ilk antenden s_1 , ikinci antenden s_2 ; ikinci işaretleşme aralığında ilk antenden $-s_2^*$, ikinci antenden s_1^* işaretleri gönderilmektedir ($s_{1,1} = s_1, s_{2,1} = s_2, s_{1,2} = -s_2^*, s_{2,2} = s_1^*$) [23]. İletim yöntemi alıcıda tek bir anten için Şekil 2.5’de verilmekte, alıcıda N_R anten bulunmaktadır.



Şekil 2.5 : Alamouti kodu iletimi.

t anında j . alıcı anten tarafından alınan işaret,

$$y_{j,t} = \sum_{i=1}^2 h_{ji} s_{i,t} + w_{j,t} \quad (2.7)$$

olarak verilmektedir. Burada, h_{ij} i . verici anten ile j . alıcı anten arasındaki sönümleme katsayısı, $w_{j,t}$ j . alıcı antene etkiyen AWGN'dir. Alıcı, işaret uzayında bulunan tüm $c_{i,t}$ işaretleri üzerinden,

$$\sum_{t=1}^2 \sum_{j=1}^{N_R} \left| y_{j,t} - \sum_{i=1}^2 h_{ij} c_{i,t} \right|^2 \quad (2.8)$$

ile hesaplanan ML karar metriğini en küçük yapan kod dizisine karar vermektedir. Bu karar kuralı, eşit enerjili işaretler için;

$$\hat{s}_k = \arg \min_{c_l} d^2(\tilde{s}_k, c_l) \quad , \quad k = 1, 2 \quad (2.9)$$

olarak sadeleştirilmektedir [23,51]. Burada $d^2(.,.)$, iki işaret arasındaki Öklit uzaklığını vermekte, c_l kullanılan işaret uzayındaki tüm işaretleri belirtmekte, $\hat{s}_k$ karar verilen işareti göstermekte ve $\tilde{s}_k$ ise işaret kestirimi olarak tanımlanmakta ve Alamouti iletim matrisindeki işaretler için,

$$\tilde{s}_1 = \sum_{j=1}^m \left(y_{j,1} h_{1j}^* - (y_{j,2})^* h_{2j} \right) \quad (2.10)$$

ve

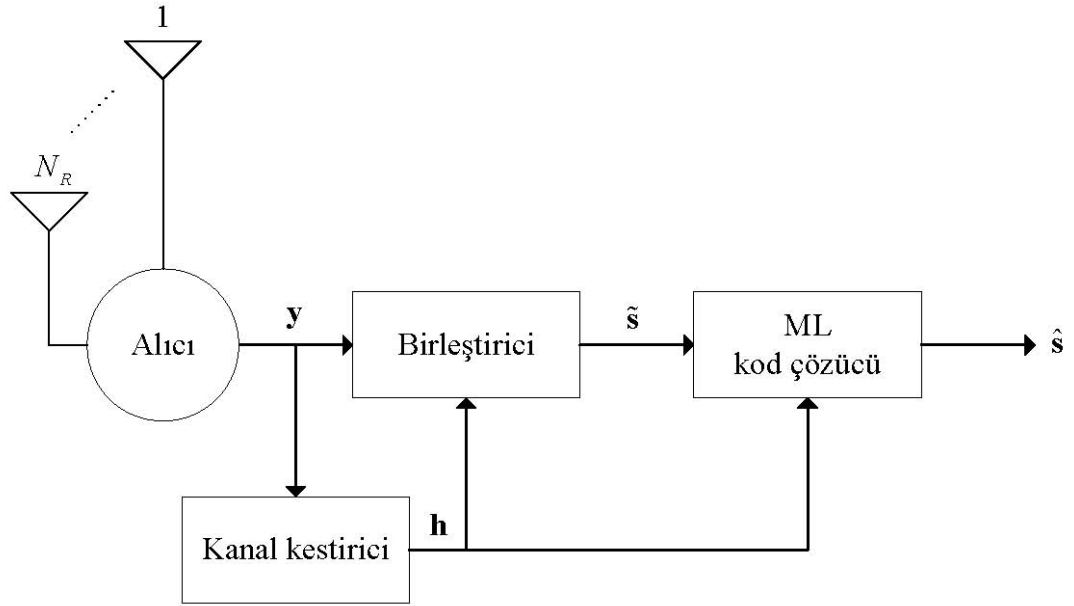
$$\tilde{s}_2 = \sum_{j=1}^m \left(y_{j,1} h_{2j}^* - (y_{j,2})^* h_{1j} \right) \quad (2.11)$$

olarak yazılabilmektedir. Alıcı blok diyagramı Şekil 2.6'da verilmektedir.

Öte yandan Alamouti iletim matrisi doğrusal işlemli ve tam-çeşitlemeli OSTBC için gerekli olan (2.6) koşulunu sağlamaktadır. (2.10) ve (2.11) denklemlerinde (2.7) ile hesaplanan alınan işaretler yerine konursa, tam-çeşitlemeli bir OSTBC için kestirim ifadeleri,

$$\tilde{s}_k = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^2 \left(|h_{ij}|^2 \right) s_k + \tilde{w} \quad (2.12)$$

olarak elde edilmektedir. Yani, kestirim ifadesindeki s_k 'nın katsayısı tüm yol kazançlarının modül karelerinin toplamıdır ve daima pozitifdir [52]. Bu katsayıyı azaltacak herhangi bir terim çeşitlemeyi düşürmektedir.



Şekil 2.6 : STBC için basitleştirilmiş alıcı blok diyagramı.

2.3 Sınırlı Geri Besleme Tekniği

Doğrusal ön kodlama, MIMO kanallarda iletimi iyileştirmede kullanılan en etkili yöntemlerden biridir. Bilinen bir STBC'nin iletim matrisinin, CSI'nın bir işlevi olan ön kodlama matrisleri ile çarpılarak iletimin gerçekleştirildiği bu yöntemde, tamamıyla sadece alıcıda bilinen CSI, bir geri besleme hattı ile vericiye kısmi olarak bildirilmektedir. İlk olarak, kod çözmede ortalama karesel hatayı (MSE) en küçükleyen [53], BER'i en küçükleyen [54] ve sığayı en iyileyen [22] ön kodlayıcılar üzerinde çalışılmıştır. Kısmi CSI ise vericiye, Lloyd algoritması kullanılarak [55], ortalama [56] ya da kovaryans [57] geri besleme ile bildirilmiştir. Kuantalanan ön kodlayıcının alıcıda doğrudan seçilerek indeksinin vericiye bildirilmesi bir diğer geri besleme bildirim yöntemidir [58]. Sınırlı geri beslemede, kod seçimi ve kod tasarımı olmak üzere iki önemli ana konu bulunmaktadır.

2.3.1 OSTBC için kod seçimi ve kod kümesi tasarımı

N_T verici antenli ve N_R alıcı antenli bir sistemde iletimde kullanılan anten sayısı N_S , işaret sayısı ise $K \leq \min(N_T, N_R)$ olup, P_T toplam verici gücü olmak üzere, sistem denklemi,

$$Y = \sqrt{\frac{P_T}{N_S}} H F C + W \quad (2.13)$$

olarak yazılabilir. Burada, $Y \in \mathbb{C}^{N_R \times T}$ olmak üzere alınan işaret matrisi, $W \in \mathbb{C}^{N_R \times T}$ olmak üzere bileşenleri sıfır-ortalamalı ve boyut başına $N_0/2$ varyanslı olan AWGN bileşenleri matrisi, $C \in \mathbb{C}^{N_S \times T}$ olmak üzere iletilen OSTBC matrisidir. Ön kodlamalı bir MIMO sistemde iletim matrisi, iletimden önce $F \in \mathbb{C}^{N_T \times N_S}$ olarak verilen doğrusal ön kodlama matrisi ile çarpılmaktadır ($N_S \leq N_T$). $H \in \mathbb{C}^{N_R \times N_T}$ matrisi bileşenleri verici ve alıcı antenler arasındaki yol kazançlarını gösteren ve sıfır ortalamalı ve birim varyanslı bağımsız karmaşık Gauss raslantı değişkeni olarak modellenen kanal matrisidir. Kanalin duruğumsu, düz sönmülemeli bir kanal olduğu varsayılmaktadır [38].

Ön kodlama matrisi F , ön kodlama matrislerinden oluşan bir $\mathbf{F}$ kod kümesi içinden o anki kanalın bir işlevi olan ($F=f(H)$) $f: \mathbb{C}^{N_R \times N_T} \rightarrow \mathbf{F} = \{F_1, F_2, \dots, F_{N_F}\}$ işlevi ile seçilmekte ve vericiye $\lceil \log_2 N_F \rceil$ bit ile bildirilmektedir. Burada N_F ön kodlama matrisleri sayısını, $\lceil \cdot \rceil$ tavan işlevini göstermektedir. Bu kod kümesi iletim dışı (*off-line*) olarak belirlenir ve alıcı ile verici tarafından bilinmektedir [36]. [53]'te kanalı tümüyle bilen en iyi ön kodlayıcıların $N_T \times N_S$ boyutlu ortonormal sütunlardan oluşan matrisler olduğu gösterilmiştir. Dolayısıyla, $\mathbf{F}$ kümesinin ortonormal sütunları olan ön kodlama matrislerinden oluştuğu varsayılmaktadır. Böyle bir sistem yapısı içinde ortaya çıkan iki önemli problem, en iyi ön kodlama matrisinin seçimi ve bu seçim koşuluna göre kod kümesinin tasarlanmasıdır.

Kod Seçimi: OSTBC iletim matrisleri işaretlerin ML karar kuralı ile ayrı ayrı elde edilmesine olanak sağlamaktadır. OSTBC kullanan geri beslemeli sistemlerde alınan SNR,

$$SNR_r = \frac{P_T}{N_S} \|HF\|_F^2 \quad (2.14)$$

olarak verilmektedir. Burada, $\|\cdot\|_F$ bir matris için Frobenius normunu göstermektedir. (2.14)'teki $\|HF\|_F^2$ verici çeşitleme kazancı olarak adlandırılmaktadır. Kanala göre koşullu hata olasılığı,

$$P(e|H) \leq \exp\left(-\eta \|HF\|_F^2\right) \quad (2.15)$$

olmaktadır. Burada η , N_s ve P_T 'ye bağılı sabit bir sayıdır. Dolayısıyla kod seçimi hata olasılığını en küçük ya da verici çeşitleme kazancını en büyük yapacak biçimde gerçekleştirilmektedir [36]:

$$f(H, F) = \arg \max_{F_i \in \mathcal{F}} \left\{ \|HF_i\|_F^2 \right\}. \quad (2.16)$$

Kod kümesi tasarımı: OSTBC için kullanılabilecek kod kümeleri $\mathbf{F}_i$ ve i . kod kümesine ait ön kodlama matrisleri F_{ik} olmak üzere,

$$\delta_i = \arg \min_{F_{i,k \neq l}} \left\{ \frac{1}{\sqrt{2}} \|F_{ik}F_{ik}^H - F_{il}F_{il}^H\|_F \right\} \quad (2.17)$$

i . kod kümesine ilişkin Kordal uzaklığıdır. O halde, kullanılacak kod kümesi,

$$\mathbf{F} = \arg \max_i \{ \delta_i \} \quad (2.18)$$

olacak biçimde tasarlanmalıdır [36]. Bir başka deyişle, ön kodlama matrisleri arasındaki en küçük Kordal uzaklığının en büyük olduğu kod kümesi kullanılmalıdır.

2.3.2 Ön kodlamalı OSTBC için çeşitleme derecesi ve kod çözme

Ön kodlanmış OSTBC matrisleri için tam çeşitleme derecesinin sağlandığını gösteren iki farklı teorem bulunmaktadır:

Teorem 1: Ön kodlama matrislerinden oluşan, $E = [F_1 F_2 \cdots F_{N_F}]$ matrisi tam ranklı ise ön kodlanmış OSTBC iletimi tam-çeşitleme derecesini sağlamaktadır [38].

Teorem 2: F_o en iyi ön kodlama matrisi F_B de herhangi bir ön kodlama matrisi, $\hat{\mathbf{h}}_o = F_o \mathbf{h}$ ve $\hat{\mathbf{h}}_B = F_B \mathbf{h}$ ($\|\hat{\mathbf{h}}_o\| \geq \|\hat{\mathbf{h}}_B\|$) ise bu ön kodlama matrislerine ilişkin eşdeğer kanal vektörleri olmak üzere, bu ön kodlama matrisleri ile kodlanmış OSTBC tam çeşitleme sağlamaktadır [59].

Tanıt 2: Bir OSTBC için koşullu hata olasılığı ($\mathbf{h}$ kanalı koşulu altında bir s_k simgesi gönderilmesi durumunda hatalı olarak e_k simgesine karar verme olasılığı),

$$P(s_k \rightarrow e_k | \mathbf{h}) = Q\left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2 \|\mathbf{h}\|^2}{N_S N_0}}\right) \quad (2.19)$$

olarak verilmektedir. Burada, $d_{\min}^2 = \min_{s_k, e_k; s_k \neq e_k} |s_k - e_k|^2$, olup işaret uzayında ayrık iki işaret arasındaki minimum Öklit uzaklığı, N_0 AWGN bileşeni tek yönlü güç spektral yoğunluğu ve $Q(v) = (\sqrt{2\pi})^{-1} \int_v^\infty e^{-(u^2/2)} du$ olup Q-işlevidir. Ön kodlanmış OSTBC için;

$$\begin{aligned} P(s_k \rightarrow e_k | \mathbf{h}) &= Q\left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2 \|\hat{\mathbf{h}}_o\|^2}{N_T N_0}}\right) \leq Q\left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2 \|\hat{\mathbf{h}}_B\|^2}{N_T N_0}}\right) \\ &\leq Q\left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2 \|\mathbf{h}\|^2}{N_T N_0}}\right) \leq \exp\left(-\frac{d_{\min}^2 \|\mathbf{h}\|^2}{N_T N_0}\right) \end{aligned} \quad (2.20)$$

eşitsizlikleri yazılabilir. $\mathbf{h}$ üzerinden ortalama alınırsa;

$$\begin{aligned} P(s_k \rightarrow e_k) &\leq E\left[Q\left(\sqrt{\frac{d_{\min}^2 \|\mathbf{h}\|^2}{N_T N_0}}\right)\right] \leq E\left[\exp\left(-\frac{d_{\min}^2 \|\mathbf{h}\|^2}{N_T N_0}\right)\right] \\ &\leq \left(\frac{1}{1 + \frac{d_{\min}^2}{2N_0 N_T}}\right)^{N_T} \leq \left(\frac{d_{\min}^2}{2N_0 N_T}\right)^{-N_T} \end{aligned} \quad (2.21)$$

olarak bulunmaktadır. (2.21) eşitsizliğinden görüldüğü gibi ön kodlanmış OSTBC için tam-çeşitleme sağlandığı hata olasılığının çeşitleme derecesi ile üstel olarak azaldığından anlaşılmaktadır [59].

Sonuç: Eğer tam çeşitlemeli bir geri beslemeli sistem tasarlanacaksa bu sistemde en az $\lceil \log_2(N_T) - \log_2(N_S) \rceil$ geri besleme biti kullanılması gerekmektedir. Halbuki huzme oluşturma tekniklerinde tam-çeşitleme derecesine ulaşmak için en az $\lceil \log_2(N_T) \rceil$ bite gereksinim vardır. O halde, ön kodlamalı bir sistem, $\lfloor \cdot \rfloor$ taban işlemini göstermek üzere, en az $\lfloor \log_2(N_S) \rfloor$ bitten tasarruf edilmesini sağlamaktadır [38].

Ön kodlanmış bir OSTBC için kod çözme işleminin aynen OSTBC kod çözümü gibi yapıldığını gösteren aşağıdaki önerme ortaya atılmıştır:

Önerme: Bir ön kodlanmış OSTBC'nin çözümü OSTBC ile aynı biçimde gerçekleştirilebilir [59].

Tanıt: $\mathbf{h}$ kanal vektörü, $\mathbf{w}$ gürültü vektörü, C OSTBC iletim matrisi, F ön kodlama matrisi ve $C_B = CF$ ön kodlanmış OSTBC iletim matrisini göstermek üzere, $\mathbf{y}$ alınan işaret vektörü

$$\begin{aligned}\mathbf{y} &= \frac{1}{\sqrt{N_T}} C_B \mathbf{h} + \mathbf{w} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N_T}} C F \mathbf{h} + \mathbf{w} \\ &= \frac{1}{\sqrt{N_T}} C \hat{\mathbf{h}} + \mathbf{w}\end{aligned}\tag{2.22}$$

olarak elde edilir. Burada, $\hat{\mathbf{h}} = F \mathbf{h}$ dir. C bir OSTBC olduğundan $\mathbf{h}$ yerine $\hat{\mathbf{h}}$ yerleştirilmesi ile aynı durum elde edilir.

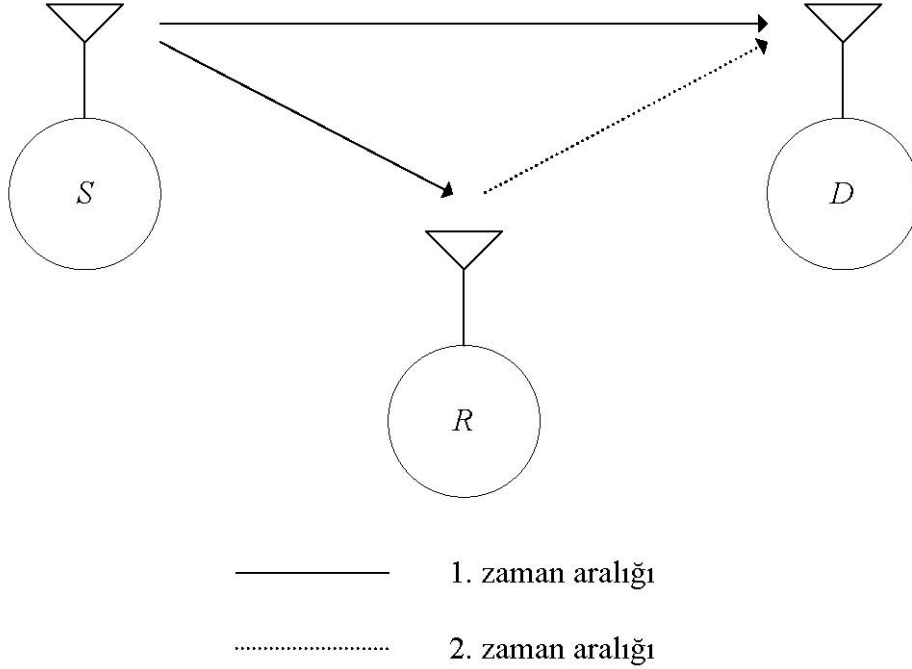
O halde, geri beslemeli OSTBC bir taraftan kod çözme karmaşıklığını en az düzeyde bırakırken, diğer taraftan çeşitleme derecesinin arttırılmasına da olanak sağlamaktadır.

2.4 Röle Kanalları

Telsiz iletişimde, vericiden alıcıya yayılan EM dalgaların gücü, verici ile alıcı arasındaki uzaklığın karesi (atmosfer) ile dördüncü kuvveti (bina içi ya da yansıtıcıların bulunduğu yerler) arasındaki bir değer ile azalmaktadır. Bu değere yol kaybı üssü, güçteki azalmaya da yol kaybı denilmektedir. Kaldı ki, günümüz iletişim sistemlerinde, kullanıcılar arasında LoS'nin olmadığı durumlar daha fazla oluşmaktadır. Bu durumlarda, alıcı duyarlılığı olarak tanımlanan bir eşik değerinin üzerinde bir işaret gücü algılanamaz ise, iletişim kurulamamaktadır. Bununla birlikte, verici çeşitlemesi yöntemi, gezgin birimlerin boyut olarak küçük (donanım karmaşıklığı az) ve maliyet olarak da ucuz olması istendiğinden gezgin birimden baz istasyonuna doğru olan iletişimde uygun görülmemektedir.

Bu durumlarda, bilgi üretmeyerek sadece kullanıcılara iletimde destek olan ve hem kaynağa hem de hedefe veri alış-verişinde güç sorunu oluşturmayacak uzaklıkta bulunan rölelerin kullanılması öngörülmüştür [60]. Böylece, kaynağın verici

anteninin gücünün arttırılması yerine, röle tarafından kaynaktan alınan işaretin uygun bir kopyası da hedefe ulaştırılmaktadır. İşbirlikli iletişimin temeli olan röle kanalı Şekil 2.7’de verilmektedir. Şekilde, S kaynağı, R röleyi, D ise hedefi göstermektedir.



Şekil 2.7 : Temel röle kanalı.

Röle kanalları üzerinde yapılan ilk çalışmalarda, röleler için üç farklı iletim yöntemi üzerinde durulmuştur [61].

Kolaylaştırma: Bu yöntemde röle aldığı işareti aynen ileterek, hedefte kaynağın gönderdiğiyle girişim oluşturmasını sağlar.

İşbirliği: Bu yöntemde röle, kaynaktan gelen bilgiyi belirler ve belirlediği bilgiyi hedefe gönderir. Hedef, kaynak ve röleden aldığı bilgiler üzerinden bir kod çözme gerçekleştirir.

Gözlem: Röle, aldığı işaretin kuantalanmış biçimini hedefe iletir. Hedef, kaynak ve röleden aldığı bilgiler üzerinden bir kod çözme gerçekleştirir.

Bu üç yöntem, kaynak ile röle arasındaki kanalın iyi olması durumunda karşılaştırıldığında, en iyi başarıımı işbirliği yöntemi sağlamaktadır.

2.4.1 İşbirlikli çeşitleme

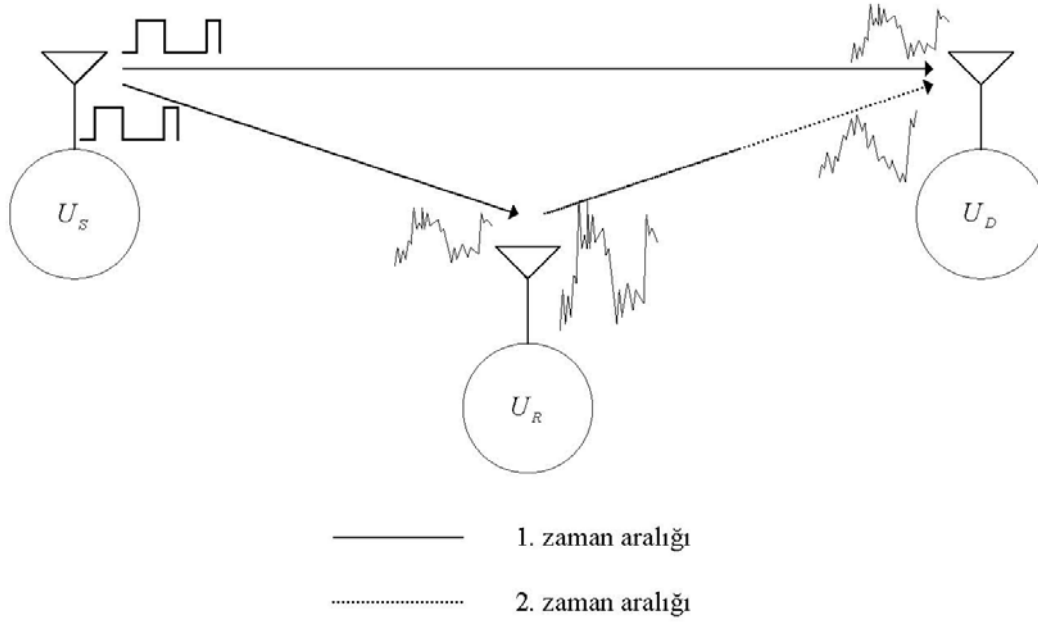
İşbirlikli iletişimin, temel röleli kanallardan farkı toplam verici gücünün sabit olması ve kullanıcıların hem kaynak hem röle işlevi görebilmesidir. İletişim ortamında başka kullanıcılar bulunmakta ise, tek antenli bir kullanıcının verici gücünü arttırmak yerine tek antenli kullanıcılar arasında işbirliğini sağlamak, hedefe (sanki) çok antenden veri gönderimine olanak sağlamakta ve işaretlerin alımını iyileştirebilmektedir. Kullanıcıların işbirliği yapması ile, kullanıcıların tümünün sahip olduğu anten sayısı kadar bir anten çeşitlemesine ulaşılır ki buna işbirlikli çeşitleme denilmektedir. Böylece, elde edilen iletişim sistemi aynı başarımlar için daha az enerji harcayıp sönümleme sorununa daha iyi bir çözüm oluşturabilir [62]. Özellikle gezgin iletişim sistemlerinde gezgin birimlerin boyutlarının küçük olması için tek verici anten kullanması, bu birimlerin baz istasyonuna veri iletimi sırasında birbirlerini röle olarak kullanarak işbirliği yapması, işbirlikli iletişimin en uygun olduğu senaryolardan biridir.

İşbirlikli iletişimde, sadece kullanıcının değil, rölenin de hedefe göndereceği bilginin beklenmesi nedeniyle iletişim hızında bir azalma olduğu düşünülse de, çeşitli işbirlikli kodlama teknikleri sayesinde hız arttırılabilmektedir.

İşbirlikli iletişimde kaynak ve hedefin aynı anda iletim yapmadığı, kaynak-hedef ve kaynak-röle yollarının kullanılabilir olduğu düşünülmektedir. Kaynaktan hedefe gönderilen işaret, röle tarafından alınır ve işaretin değişik biçimlerdeki kopyaları röle tarafından da hedefe iletilir. Böylece, hedefte işaretin birden fazla kopyasının alınması ile, iletişimi daha gürbüz yapan işbirlikli çeşitleme oluşur.

Rölenin uyguladığı işbirlikli iletişim stratejileri, AF, DF, kodlamalı işbirliği (CC), sıkıştır-ve-ilet (CF) olarak sınıflandırılmaktadır [62].

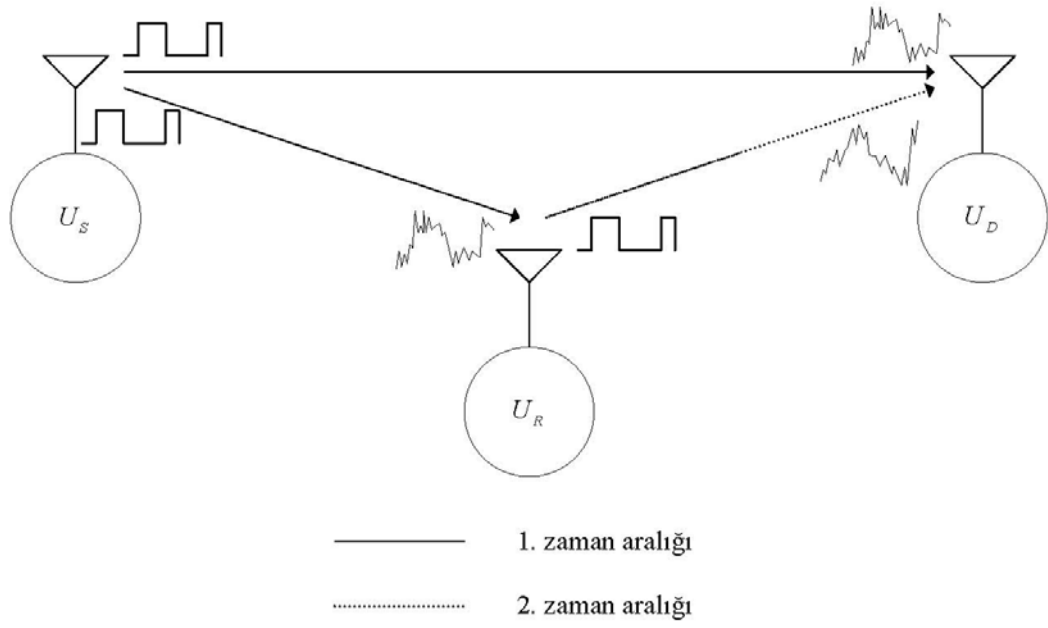
AF işbirliği stratejisinde, Şekil 2.8’de görüldüğü gibi röle görevi yapan kullanıcı (U_R), kaynak kullanıcıdan (U_S) gelen işareti sadece kuvvetlendirerek hedef kullanıcıya (U_D) iletmektedir. Bu yöntemde, rölenin gürültüsünün de kuvvetlendirilerek iletilmesi ve hedefin en iyi kod çözümünü yapması için kullanıcılar arası kanalların tümünü (tüm-CSI) bilmesinin gerekliliği bu yöntemin dezavantajları olarak görülse de, AF stratejisi bazı durumlarda DF stratejisine göre daha iyi başarımlar sağladığından işbirlikli sistemlerin anlaşılması için en uygun ve en basit işbirliği yöntemidir [62].



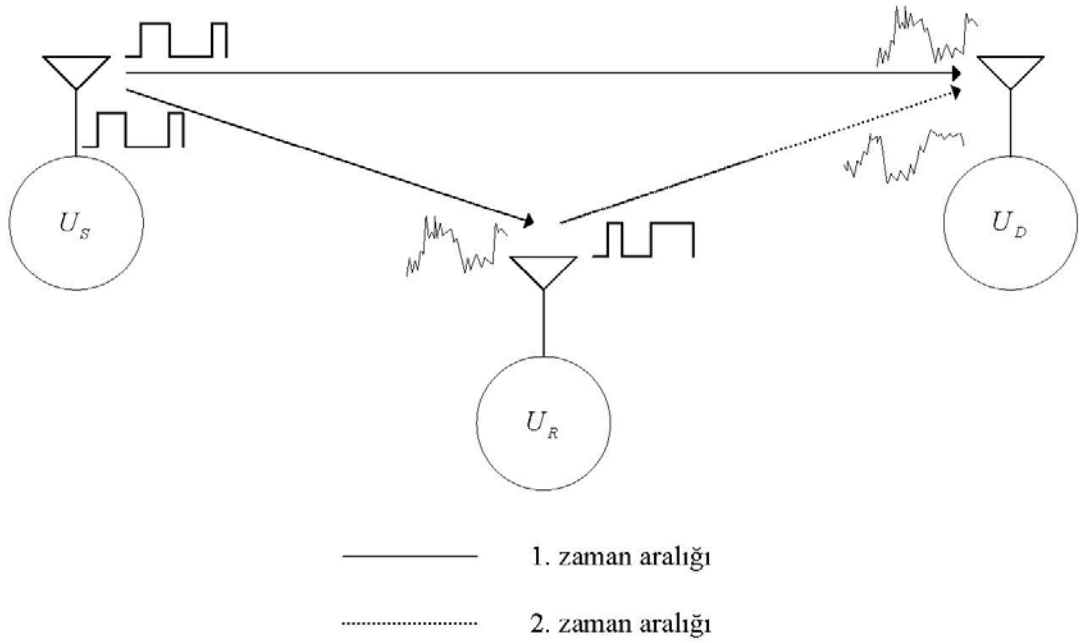
Şekil 2.8 : AF işbirliği stratejisi.

DF işbirliği stratejisinde ise, Şekil 2.9'dan görüldüğü gibi röle, kaynaktan gönderilen işaretleri kod çözme ile belirleyerek hedefe iletir. Bu durumda, rölenin hatalı karar vermesi, hata yayılımına neden olmaktadır. Bu nedenle, kullanıcılar arası kanalın nitelikleri belirlenerek, kullanıcıların röle olarak kullanılıp kullanılmayacağı ya da hangi kullanıcının röle olarak kullanılacağına karar verilebildiği ‘seçimli-işbirliği’ (SC) yöntemi önerilmiştir. DF stratejisinde, hedefin en iyi kod çözme için kullanıcılar arası kanalı bilmesine gerek bulunmamakta bu sayede kullanıcılar arasındaki kanalı –varsa- bozucu etkisi hedefte görülmemektedir. DF için, rölede hata yapılmaması durumunda hedefte tam-çeşitleme sağlandığı gösterilmiştir [62].

CC yöntemi kanal kodlama tekniklerinin işbirliği teknikleri ile birleştirilmesinden oluşmaktadır. Bu yöntemde, Şekil 2.10'dan görüldüğü gibi, röle DF yönteminde olduğu gibi kaynaktan gelen işareti belirlemekte ve kaynağın kullandığı kodlama tekniğine destek olan bir kodlama ile belirlediği işareti hedefe iletmektedir. AF ve DF stratejileri bu bakımdan değerlendirildiğinde yinelemeli kodlama olarak adlandırılır ve kodlama açısından zayıf kodlar olarak değerlendirilir. CC yönteminin işbirlikli çeşitlemeye uygulanması ilk olarak katlamalı kodlar ile gerçekleştirilmiş ve SC yöntemi de kullanılarak röledeki hata yayılımının azaltıldığı daha gürbüz bir sistem önerilmiştir [63].



Şekil 2.9 : DF işbirliği stratejisi.



Şekil 2.10 : CC yöntemi.

Kullanıcıların birden fazla antene sahip olması durumunda STC kullanılabilir ve bu durumda oluşan teknik, “işbirlikli uzay-zaman kodlaması” olarak adlandırılır [64]. İşbirlikli çeşitleme, dağıtılmış uzay zaman kodları ile birlikte kullanılarak sönümlemeye karşı etkili bir sistem oluşturulmaktadır. Röle görevi yapan kullanıcının antenlerinin bir uzay zaman koduna ilişkin dağıtılmış antenler olduğu bu yöntemde, birimler sönümlemeye karşı ortaklaşa hareket ederek tam uzay

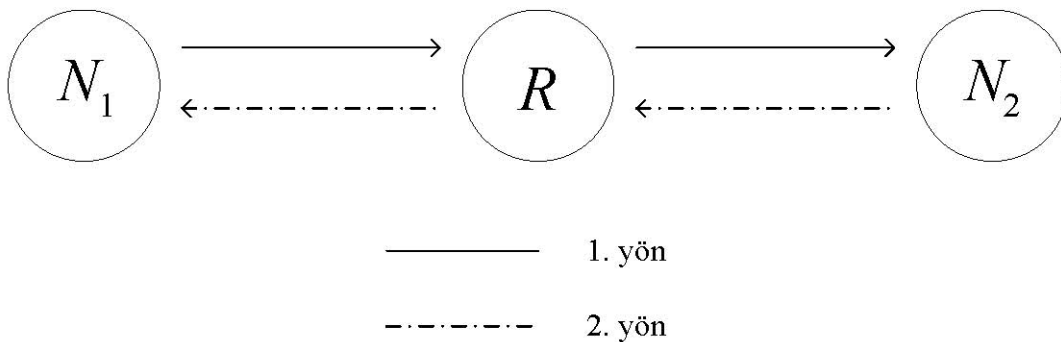
çeşitlemesine ulaşılmakta ve hata başarımı iyileştirilmektedir. Eğer STBC kullanılırsa, blok kodun iletim matrisindeki sütunların her birine ilişkin işaretler farklı bir kullanıcı tarafından iletilmektedir [65]. Birimler arasındaki kanal kestirimlerine göre uygun birimin röle seçilmesi için çeşitli stratejiler geliştirilmiş, işbirlikli sistemlerin servis dışı kalma sığıası üzerinde çalışmalar yapılmıştır [62]. Gezgin kullanıcılar arasında işbirliğinin sağlanması ve bunun uygulamalı olarak gerçekleşmesi, hata başarımı ile kanal sığıasını arttırması incelenmiştir [66]. İşbirlikli sistemlerdeki araştırmalardan biri de sistemin toplam gücünün nasıl paylaştırılacağı konusunda yapılmış ve birimler arasında eşit güç dağılımının en iyi çözüm olmadığı gösterilmiştir [67]. Bunun yanında, OFDMA sisteminde de CC tekniği uygulanabilmektedir [68].

2.4.2 İki-yönlü röle kanalları

TWRC'nin işbirlikli iletişimden farkını iki ana başlıkta toplamak mümkündür:

- TWRC'de, kaynak-hedef arasında doğrudan bir iletişim hattının kurulamadığı ve iletişimin tamamıyla röle üzerinden yapıldığı varsayılmaktadır. Bu nedenle yapılan ilk çalışmalarda bu sistemler, “ayrılmış iki-yönlü röle kanalları” biçiminde ifade edilmiştir.
- TWRC'de, hedef de kaynak olarak ifade edilir ve iki kaynak arasındaki veri alışverişinin röle üzerinden yapılması söz konusudur.

Bu kanallardaki iki-yönlü veri alışverişini N_1 ve N_2 kaynakları ve R röleyi göstermek üzere Şekil 2.11'de verilmektedir.



Şekil 2.11 : İki-yönlü veri alışverişini.

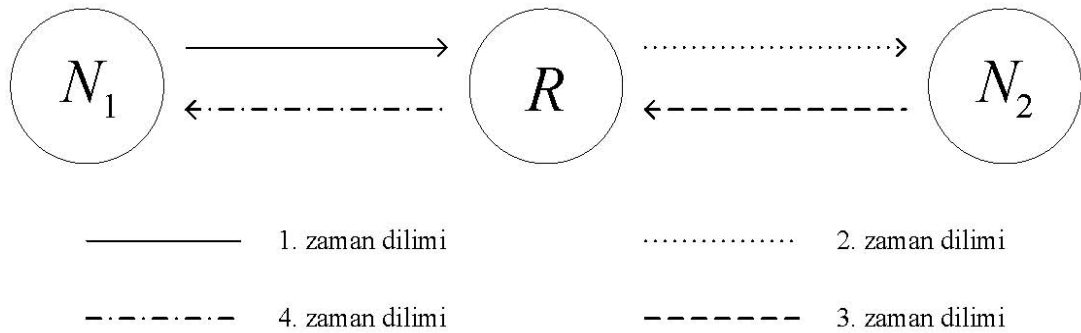
TWRC sistemlerde veri alışverişinin ne şekilde yapılacağı protokoller yardımıyla belirlenmektedir. Bit düzeyinde işlem yapan klasik ağ kodlama teknikleri

kullanabileceği gibi, EM dalgası olarak gelen işaretlerin toplanabilme özelliğinden yararlanan PLNC protokolü de kullanabilir. Bununla birlikte rölenin iletim stratejileri de çeşitlilik göstermektedir. Röle, kaynaklardan kendisine gönderilen işaretleri veya işaretlerin toplamını aldıktan sonra, işbirlikli çeşitlemede olduğu gibi AF ve DF stratejilerini kullanabileceği gibi, kısmi-çöz-ve-ilet (PDF), kestir-ve-ilet (EF) gibi stratejileri de kullanabilir. PLNC protokolü esas alınarak rölede kullanılan stratejiler bir sonraki bölümde açıklanmaktadır.

2.5 Fiziksel-Katman Ağ Kodlaması

Kaynaklar ve rölelerden oluşan bir iletişim ağında geliştirilen kodlama teknikleri ağ kodlaması olarak nitelendirilebilir. Bu kodlama, bit düzeyinde uygulanabileceği gibi [2], işaretler EM dalgalar halinde iken de yapılabilir [3-6]. İşaretlerin EM dalgalar halinde olduğu durumda yapılan bu kodlamaya PLNC denilmekte ve ilk örnekleri AWGN kanalda verilmektedir [6].

PLNC'ye gelinceye kadar ağ kodlamasının gelişimi Şekil 2.12 ve Şekil 2.13'te verilmektedir. Geleneksel ağ kodlaması denilen Şekil 2.12'deki protokolde kaynaklar arasındaki veri alış verişi 4 zaman aralığında tamamlanmaktadır. İlk zaman aralığında, N_1 kaynağı ileteceği veriyi R rölesine gönderir. 2. zaman aralığında röle aldığı veriyi N_2 kaynağına iletir. 3. zaman aralığında N_2 kaynağı ileteceği veriyi R rölesine gönderir. 4. zaman aralığında röle aldığı veriyi N_1 kaynağına iletir ve kaynaklar arasındaki veri alışverişi tamamlanır.



Şekil 2.12 : Geleneksel ağ kodlaması.

Geleneksel ağ kodlamasındaki zaman dilimi sayısını azaltmak için önerilen Şekil 2.13'deki basit ağ kodlamasında ise ilk zaman aralığında, N_1 kaynağı ileteceği

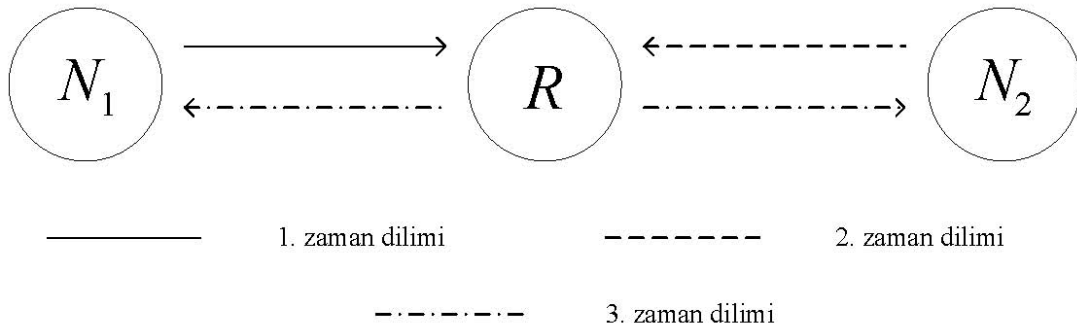
veriyi (s_1) röleye gönderir. 2. zaman aralığında N_2 kaynağı ileteceği veriyi (s_2) röleye gönderir. 3. zaman aralığında röle aldığı verileri

$$s_R = s_1 \oplus s_2 \quad (2.23)$$

biçiminde kodlayarak iletmektedir. (2.23)'te $\oplus$, 'ayrıcalıklı veya' işlemini göstermektedir. N_1 kaynağı, N_2 kaynağının gönderdiği veriyi:

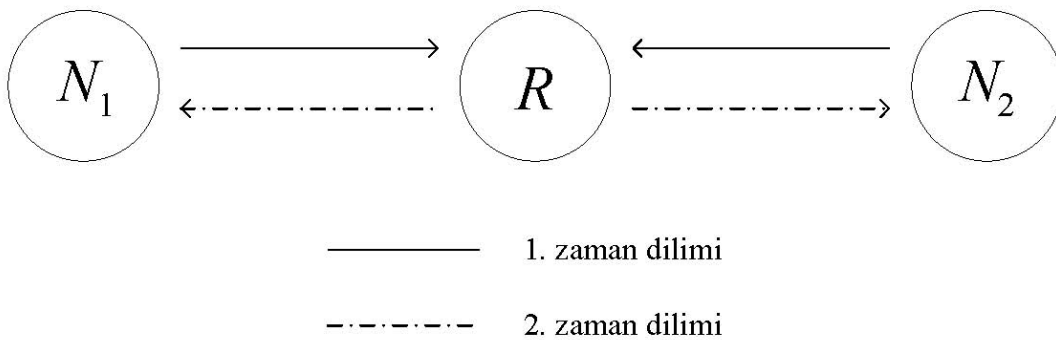
$$s_1 \oplus s_R = s_1 \oplus (s_1 \oplus s_2) = s_2 \quad (2.24)$$

biçiminde bit düzeyinde 'ayrıcalıklı veya' işlemi yaparak çözebilmektedir. Böylece, zaman dilimi sayısı azaldığı için geleneksel ağ kodlamasına göre %33 verim arttırımı sağlanmaktadır.



Şekil 2.13 : Basit ağ kodlaması.

PLNC'de ise [6], Şekil 2.14'ten görüldüğü gibi ilk zaman aralığında (çoklu erişim evresi, MAC) her iki kaynak da iletmek istediği veriyi röleye göndermektedir. İkinci zaman aralığında (yayın evresi, BC) röle, iki kaynaktan eş zamanlı olarak aldığı veriyi kodlayarak kaynaklara iletmektedir.



Şekil 2.14 : PLNC.

PLNC için sağlanması gereken ölçütler Zhang vd. [6] tarafından AWGN kanal için verilmiş olup, bu ölçütlerden bazıları telsiz iletişim kanallarında da uygulanabilir.

PLNC ölçütleri: M simgeden oluşan bir modülasyon türünde ‘•’ işlemi, ağ kodlaması için genel bir ikili aritmetik işlem olsun. $x_i, x_j \in M$ simgelerine ‘•’ işlemi uygulandığında $x_i \bullet x_j = x_k \in M$ olsun. Q ise EM dalga olarak simgelere karşı gelen işaret uzayını göstere. Her $x_i \in M$, Q uzayından bir işarete (s_i) eşlenebilmektedir. Öyle ki, $f: M \rightarrow Q$ işlevi bu eşlemeyi belirtmek üzere $f(x_i) = s_i, \forall x_i$ yazılabilir. Burada, $f: M \rightarrow Q$ bire-bir işlevdir [6].

EM dalga olarak ise, kaynaklardan gönderilen işaretler alıcıda toplanmaktadır. ‘♦’ işlemi bu ikili aritmetik işlemi belirtsin. $s_i \diamond s_j = s'_k \in Q'$ olmakta ve Q' , Q 'den farklı bir işaret uzayı olup, Q' den daha fazla eleman içermektedir [6].

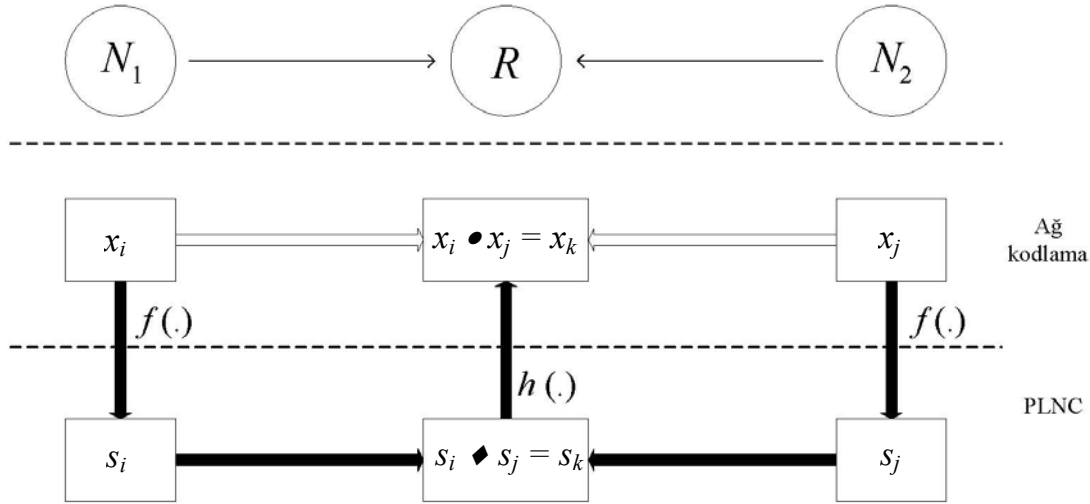
Röle tarafından alınan her bir $s'_k \in Q'$ işareti, demodülasyon sonucunda $x_k \in M$ simgesine eşlenmek zorundadır. $h: Q' \rightarrow M$ işlevi bu demodülasyon eşlemesini göstermek üzere, h içine (‘many-to-one’) bir işlevdir [6].

Sonuç olarak, PLNC iletimi şu adımları içermektedir:

- M ve ‘•’ ile belirlenen ağ kodlaması,
- $f: M \rightarrow Q$ işlevi ile verilen bire-bir modülasyon eşlemesi,
- $h: Q' \rightarrow M$ işlevi ile verilen içine (‘many-to-one’) demodülasyon eşlemesi [6].

PLNC'nin gerçekleşmesi için M , ‘•’ ve $f: M \rightarrow Q$ tasarımcı tarafından belirlendiğinde, uygun bir $h: Q' \rightarrow M$ işlevinin bulunup bulunamayacağı önemli bir noktadır. Daha kesin olarak, bir ağ kodlaması ve modülasyon türü için şu PLNC eşleme gereksinimi bulunmaktadır:

M , ‘•’ ve $f: M \rightarrow Q$ verildiğinde, eğer her $x_i, x_j \in M$ için $x_i \bullet x_j = x_k$ ise, $h(s_i \diamond s_j) = x_k$ olan bir $h: Q' \rightarrow M$ işlevi bulunmalıdır. Başka bir deyişle, $h(f(x_i) \diamond f(x_j)) = x_k$ ’dır. Bu gereksinim Şekil 2.15’de gösterilmektedir. Şekilde beyaz oklar ağ kodlamasına, siyah oklarsa belirtilen PLNC’ye ilişkindir [6].



Şekil 2.15 : PLNC eşlemenin gösterimi [6].

Örnek olarak, PLNC’de BPSK modülasyonu için, 0 ve 1 bitleri (b_i),

$$s_i = 2b_i - 1 \quad , \quad i = 1, 2 \quad (2.25)$$

olmak üzere, -1 ve 1 işaretlerine eşlenmektedir. Dolayısıyla, röle Çizelge 2.2’de verildiği gibi bir eşleme yapar, göndereceği veriyi (b_R) ve göndereceği işareti, $i = R$ varsayarak, (2.25) denklemi ile belirler. Her iki kaynak röleden gelen veri ile kendi verisi arasında ‘ayrıcalıklı veya’ işlemi uygulayarak kod çözme işlemi yapar. Bu işlem, N_1 kaynağı için Çizelge 2.3’te verilmektedir. (‘ayrıcalıklı veya’ işleminde işlenen veriler aynı ise sonuç -1, farklı ise 1 olmaktadır.)

Çizelge 2.2 : PLNC eşleme kuralı.

b_1	b_2	s_1	s_2	$s_1 + s_2$	b_R	s_R
1	1	1	1	2	0	-1
0	1	-1	1	0	1	1
1	0	1	-1	0	1	1
0	0	-1	-1	-2	0	-1

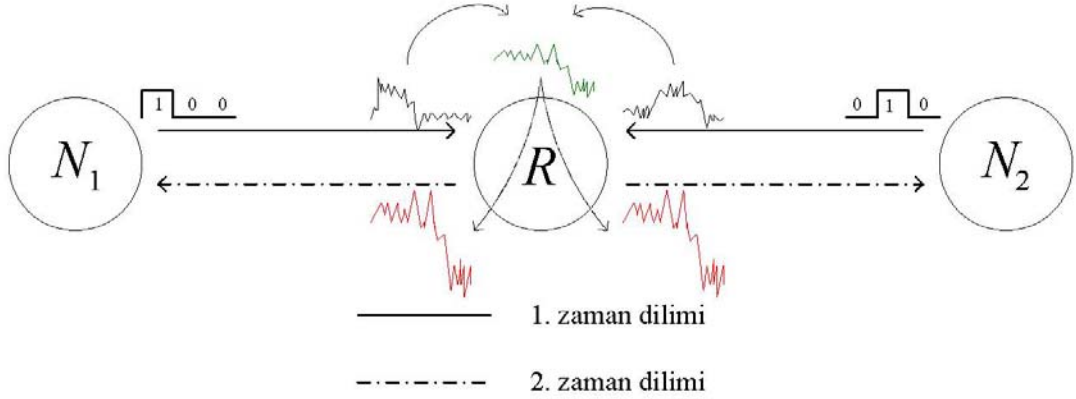
Telsiz iletişimde ise AWGN kanaldan farklı olarak, kanalın sönümlleme etkisi de bulunmaktadır. Bu nedenle, PLNC kodlamasının uygulanması çeşitli stratejiler yardımıyla gerçekleştirilmektedir.

Çizelge 2.3 : N_1 kaynağı için PLNC kod çözümü.

b_R	s_R	s_1	$\hat{s}_2 = s_R \oplus s_1$	$\hat{b}_2 = (\hat{s}_2 + 1)/2$
0	-1	1	1	1
1	1	-1	1	1
1	1	1	-1	0
0	-1	-1	-1	0

2.5.1 AF stratejisi

Bu stratejide Şekil 2.16'dan görüldüğü gibi, MAC evresinde kaynaklar eşzamanlı olarak iletmek istedikleri işaretleri röleye göndermektedirler. BC evresinde ise, röle verici güç kısıtlaması altında, gelen işareti sadece kuvvetlendirerek oluşturduğu ağ kodlamalı işareti kaynaklara iletmektedir.



Şekil 2.16 : PLNC'de AF stratejisi.

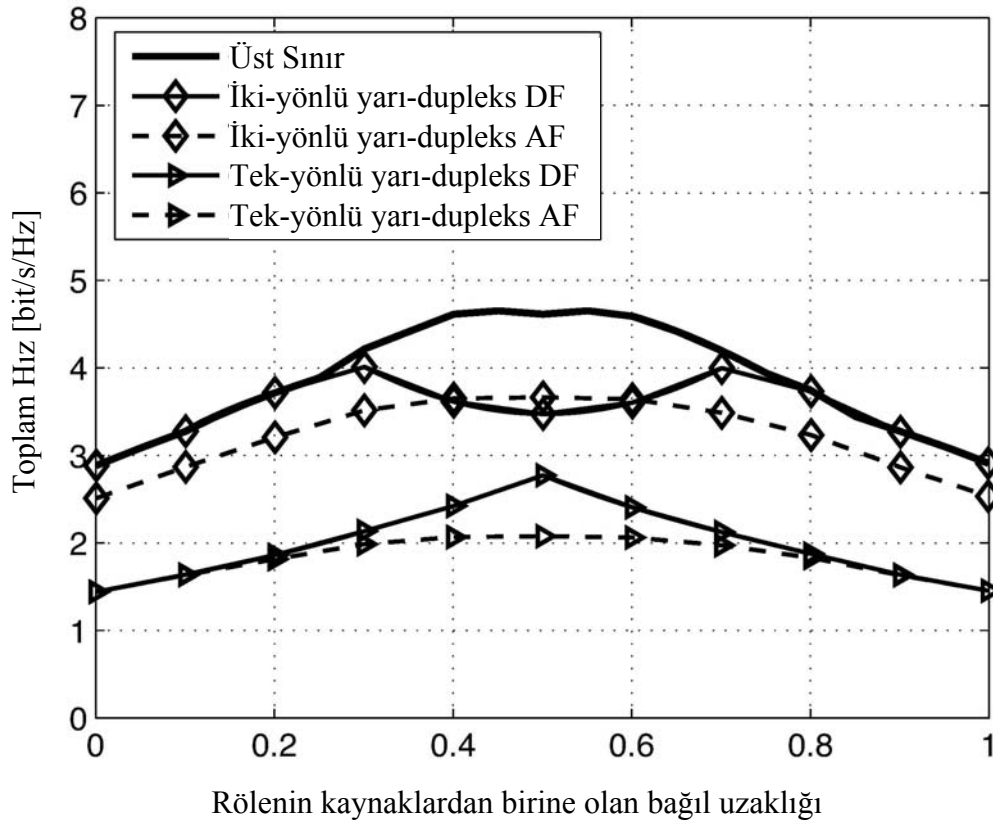
Bu stratejinin en önemli dezavantajı, röle gürültüsünün de kuvvetlendirilerek iletilmesidir. Bu durum, düşük-SNR durumlarında verim kaybına neden olmaktadır. Diğer yandan, Şekil 2.13'teki basit ağ-kodlaması ile karşılaştırıldığında AF stratejisinin düşük-SNR değerlerinde daha düşük verime sahip olduğu görülmektedir. Yüksek-SNR'da ise basit ağ kodlamasına göre daha iyi verime sahiptir [7,8].

2.5.2 DF stratejisi

DF stratejisinin tanımlanması, literatürde araştırmacılar tarafından farklı biçimlerde yapılmıştır. Rankov ve Wittneben [1], DF stratejisini, PDF stratejisine yakın bir kodlama tekniği olarak tanımlamıştır. Bu tanımlamada, kod çözümünün ardından, işaret çifti, eğer röle kanalı biliyorsa, röle ile kaynaklar arasındaki kanalların durumuna göre ağırlıklandırılarak

$$s_R = \sqrt{\zeta} \hat{s}_{R1} + \sqrt{1-\zeta} \hat{s}_{R2} \quad (2.26)$$

biçiminde iletilmektedir. (2.26)'da, ζ , kanalın durumuna göre belirlenen ağırlıklandırma katsayısı, $\hat{s}_{R1}$ ve $\hat{s}_{R2}$, rölede karar verilen ve sırasıyla s_1 ve s_2 işaretlerine karşılık gelen işaretlerdir. Kanalların röle tarafından bilinmediği durumda $\zeta = 1/2$ alınmakta ve iki işaretin toplamından oluşan ağ kodlamalı işaret iletilmektedir [1]. AF stratejisi ile DF stratejisinin toplam hızları rölenin kaynaklara olan bağıl konumu gözönüne alınarak karşılaştırıldığında (Şekil 2.17), AF stratejisinin röle kaynaklara eşit uzaklıkta iken DF stratejisinden daha iyi bir hıza sahip olduğu görülmüştür. Röle kaynaklara yakın iken ise, DF stratejisi iki-yönlü röle kanalları için hesaplanan toplam hız üst sınırına ulaşmakta ve AF'den daha iyi bir hıza sahip olmaktadır. Bunun nedeni rölenin kaynaklara yakinken kod çözme işlemini daha iyi yapabilmesidir.



Şekil 2.17 : AF ve DF stratejilerinin toplam-hızı [1].

Popovski ve Yomo [7], Şekil 2.13'te verilen ve üç zaman aralığında tamamlanarak ağ kodlamasını

$$s_R = \hat{s}_{R1} \oplus \hat{s}_{R2} \quad (2.27)$$

biçiminde XOR işlemi ile yapan basit ağ kodlamalı yapıyı DF olarak tanımlamışlardır. Yine Popovski ve Yomo [9], basit ağ kodlamalı yapıyı DF olarak tanımladıkları için, iki zaman aralığında tamamlanan stratejilerine eğer ağ kodlamasını XOR ile yapıyorlarsa ortak-çöz-ve-ilet (JDF) eğer farklı bir ağ kodlama kuralı kullanıyorlarsa gürültüsüzleştir-ve-ilet (DNF) adını vermişler ve ağ kodlaması ölçütlerini şu şekilde belirlemişlerdir:

DF için PLNC ölçütleri: s_1 ve s_2 sırasıyla N_1 ve N_2 kaynaklarından röleye gönderilen işaretler, h_1 ve h_2 ise sırasıyla N_1 ve N_2 kaynakları ile röle arasındaki kanal sönmüleme katsayıları olarak verildiğinde ve rölenin kanal sönmüleme katsayılarını bildiği varsayıldığında, kaynaklar tarafından gönderilen işaret çifti rölede

$$\{\hat{s}_{R1}, \hat{s}_{R2}\} = \arg \min_{(c_1, c_2) \in Q^2} |y_R - h_1 c_1 - h_2 c_2|^2 \quad (2.28)$$

karar kuralı ile belirlenmektedir. Burada, y_R , röle tarafından alınan işaret, $\hat{s}_{R1}$ ve $\hat{s}_{R2}$ ise rölede belirlenen ve sırasıyla s_1 ve s_2 işaretlerine karşılık gelen işaretlerdir. $D : Q^2 \rightarrow Q$ eşleme işlevini göstermek üzere;

$$d = D(\hat{s}_{R1}, \hat{s}_{R2}) \quad (2.29)$$

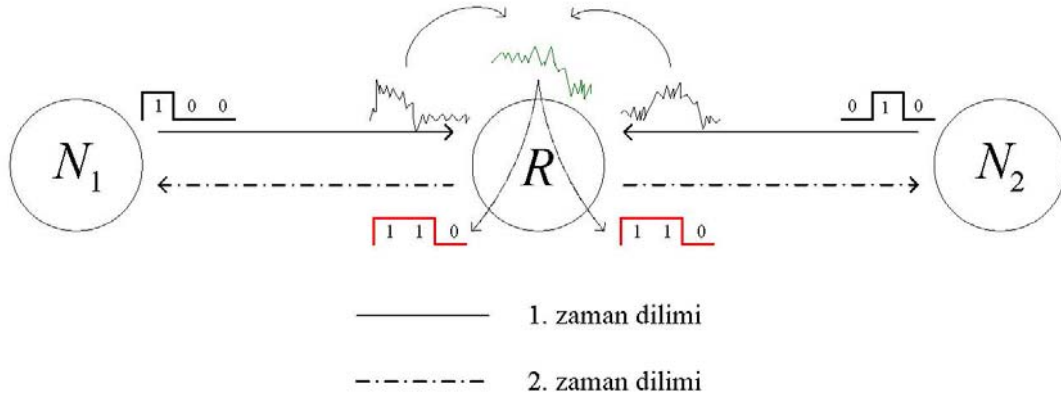
ile bir ağ kodlanmış d işareti belirlenmekte ve röle tarafından iletilmektedir. Bu eşleme işlevinin özellikleri ise,

$$D(s_1, s_2) = D(s'_1, s_2) \Rightarrow s_1 = s'_1, \quad (2.30)$$

$$D(s_1, s_2) = D(s_1, s'_2) \Rightarrow s_2 = s'_2 \quad (2.31)$$

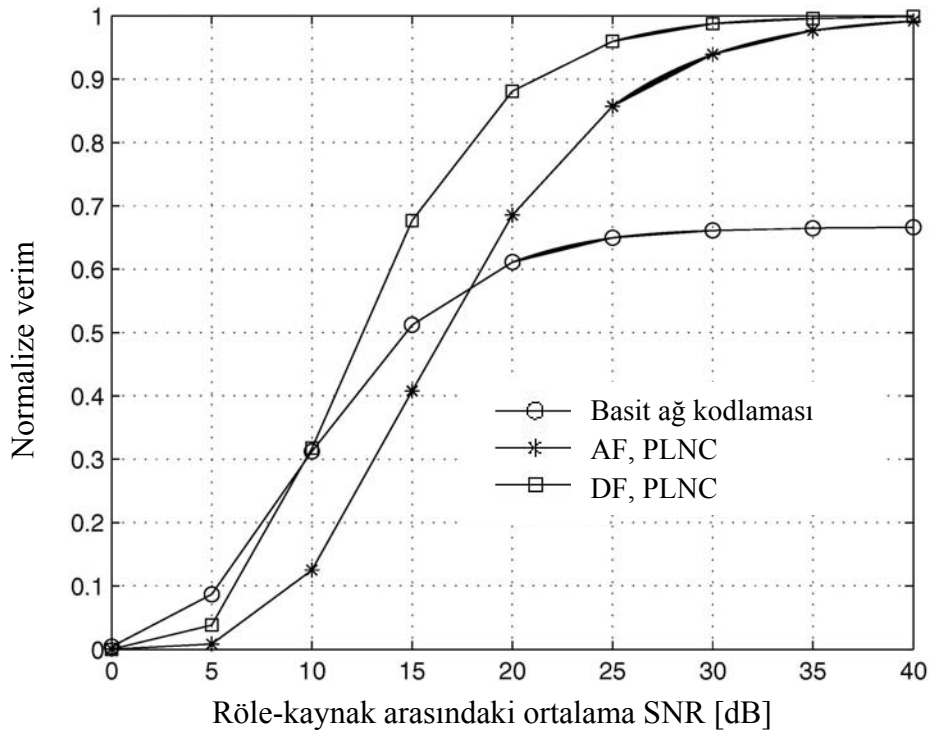
olarak verilmektedir.

Bu çalışmada DF, Şekil 2.18'de görülen, iki zaman aralığında tamamlanan ve ağ kodlaması eşleme kuralı kullanan strateji olarak tanımlanmaktadır.



Şekil 2.18 : PLNC’de DF stratejisi.

AF, DF ve basit ağ kodlamasının normalize edilmiş verimleri Şekil 2.19’da verilmektedir. Burada verim, kaynaklardan birinden diğerine, belli bir sürede iletilebilen veri paketindeki bit sayısı olarak tanımlanmakta ve kaynakların röleye gönderdiği veri paketlerinin hatalı (ya da doğru) olarak belirlenme olasılıkları ile rölede kullanılan strateji ile kaynaklara gönderilen paketlerin hatalı (ya da doğru) olarak belirlenme olasılıkları kullanılarak hesaplanmaktadır. Şekil 2.19’daki normalize verimler hesaplanırken, her bir kaynak ile röle arasındaki ortalama SNR değerlerinin eşit olduğu varsayılmıştır [7,8].



Şekil 2.19 : AF, DF ve basit ağ kodlamasının normalize verimleri [7].

Her SNR değeri için DF stratejisi AF'den daha iyi bir verim sağlarken, düşük SNR değerlerinde basit ağ kodlaması DF'ten daha iyi verim sağlayabilir. Bunun nedeni, iki-yönlü iletimde, röledeki kod çözmede daha fazla hata yapılabilmesidir [7].

2.5.3 PDF stratejisi

AF stratejisindeki röle gürültüsünün kuvvetlendirmesini önlemek ve DF stratejisindeki eşleme kuralı oluşturmaktan kaçınmak için bu iki strateji arasında bir çözüm olarak önerilen PDF stratejisinde, rölede kod çözme ile belirlenen işaret çiftleri ilgili kanal katsayıları ile ağırlıklandırılarak oluşturulan ağ kodlamalı işaret röle tarafından kaynaklara iletilmektedir [10]. Bu işaret AF stratejisinde rölede alınan işaretin gürültüsüz hali gibi düşünülebilir.

AF, DF ve PDF stratejilerindeki veri alış verişi bir sonraki bölümde ayrıntılı olarak anlatılmaktadır.

3. TWRC'DE SINIRLI GERİ BESLEMELİ PLNC

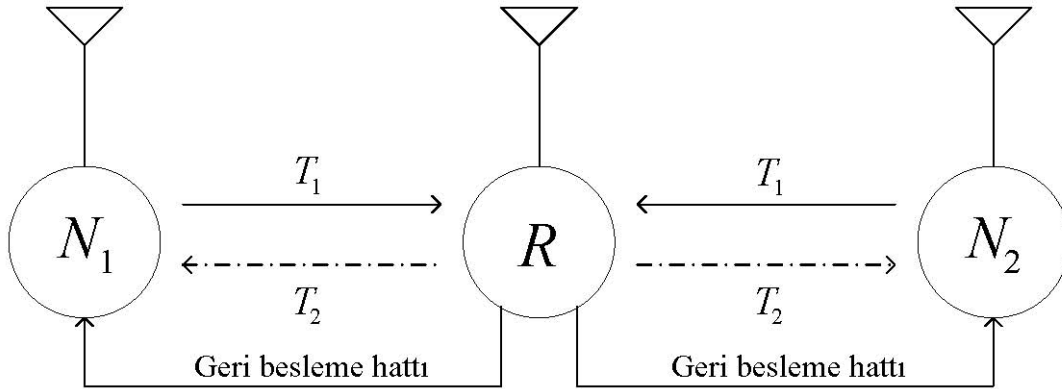
TWRC sistemlerinde PLNC protokolü kullanıldığında, genellikle tüm birimlerde tüm-CSI'nın bilindiği varsayılmaktadır. Geleneksel iletişim sistemlerinde ise, alıcı birim vericiden kendisine gönderilen pilot simgeler yardımıyla kanalı bilebilmektedir. Bu durumda, TWRC sistemlerinde bir kaynağın diğer kaynak ile röle arasındaki kanalı fazladan bir protokol karmaşıklığı olmadan bilebilmesi olanaklı değildir. [15]'te, tek-yollu işbirlikli sistemler için AF stratejisi kullanılması durumunda, hedefin kaynak ile röle arasındaki kanalı öğrenmesi için önerilen yöntemlerden biri, kaynak ile röle arasındaki CSI'nın, hedef ile röle arasındaki CSI'nın öğrenilmesinin hemen ardından öğrenilmesidir. Diğer ise tüm kanalın LMMS gibi karmaşık algoritmalar yardımıyla öğrenilmesidir. Bu yöntemlerin sadece tek yollu iletişime uygulanmasında bile, tüm birimlerin tüm-CSI'yı bildiği durumdaki hata başarımına ulaşmak için 2 dB'lik SNR arttırımına gereksinim olduğu gösterilmiştir. Diğer taraftan, PDF stratejisi için CSI'nın kullanılmadığı durumda, yeni bir ağ kodlaması eşleme kuralı geliştirilmiş [14], ancak bu yöntemde de tüm CSI'ların bilindiği durumdaki hata başarımına ancak 1 dB yaklaşılabilmektedir.

Bu bölümde, tüm birimlerde tek antenin olduğu iki kaynak ve bir röleden oluşan en basit TWRC sistemi için geri besleme tekniği, AF, PDF ve DF stratejilerine PLNC protokolü kullanılarak uygulanmıştır. AF ve PDF stratejilerinde, her bir kaynak, kendisi ile röle arasındaki CSI'yı pilot simgeler ile, röle ile diğer kaynak arasındaki kısmi CSI'yı ise röleden gönderilen sınırlı sayıda geri besleme biti ile öğrenmektedir. Kod çözme işlemi için iki kanala ait CSI'ların farksal faz bilgisinin kaynaklara geri besleme bitleri ile bildirilmesinin yeterli olduğu gösterilmiş, böylece geri besleme biti sayısı yarıya indirilmiştir. DF stratejisinde ise, öğrenme dizileri tamamen kaldırılmış, kaynakların röle ile aralarındaki kısmi CSI'yı sınırlı sayıda geri besleme biti ile öğrenmesi sağlanmıştır. Tüm stratejiler ve BPSK ile QPSK modülasyonları için geri besleme biti sayısına bağlı olarak sıkı BEP üst sınırları analitik olarak türetilmiştir. Bilgisayar benzetimleri yardımıyla, birimlerde tüm-CSI'nın bilindiği durumdaki BER başarımına bir kaç geri besleme biti kullanıldığında ulaşıldığı

görülmüştür. Bunun yanında, M -PSK modülasyonu kullanılması durumunda klasik PLNC stratejilerine göre kod çözme karmaşıklığının azaldığı gösterilmiştir [43-45].

3.1 Sistem Modeli

Birbirlerine bilgi gönderen iki kaynak (N_1, N_2) ve bunlar arasında bulunan bir röleden (R) oluşan üç birimli bir telsiz iletişim sistemi göz önüne alınmaktadır. Rölenin iki kaynağa eşit mesafede olduğu ve kaynaklar arasında LoS'nin bulunmadığı ve kaynakların verici güçlerinin birbirleri ile doğrudan iletişim kurmak için yeterli olmadığı varsayılmaktadır. Kaynakların veya rölenin bir zaman aralığında sadece verici ya da alıcı olduğu yarı-duplex iletişim düşünülmektedir. Gözönüne alınan sistem Şekil 3.1'de verilmekte, iletişim MAC ve BC evrelerinden oluşan PLNC protokolü ile gerçekleştirilmekte, kaynaklar arasındaki veri alış verişi iki zaman diliminde tamamlanmaktadır. T_1 ve T_2 , sırasıyla PLNC protokolünün MAC ve BC evrelerini göstermektedir.



Şekil 3.1 : PLNC protokolü için TWRC sistemi.

T_1 (MAC evresi) süresince, kaynaklar k bitten oluşan veri bloklarını $M = 2^k$ olmak üzere M -PSK işaretlerine eşlemekte ve işaretleri eşzamanlı olarak röleye iletmektedirler. T_2 süresince (BC evresi) ise, röle, AF, PDF ya da DF stratejilerinden birini kullanarak oluşturduğu ağ-kodlanmış işareti kaynaklara iletmektedir. M -PSK işaretlerinin oluşturduğu küme Q ile gösterilmektedir. Gönderilen ve alınan işaretler, sırasıyla, s_i ve y_i olarak gösterilmekte, burada, $i = 1, 2, R$ olmak üzere birimi belirtmektedir. i . kaynak ile röle arasındaki sönmüleme katsayısı h_i ($i = 1, 2$) ile gösterilmekte, sıfır ortalamalı ve boyut başına $\frac{1}{2}$ varyanslı bağımsız karmaşık Gauss

raslantı değişkeni olarak modellenmektedir. Yol kaybının duruğumsu, düz sönümlemeli olduğu, bir başka deyişle, bir çerçeve boyunca değişmediği ancak çerçeveden çerçeveye bağımsız olarak değiştiği varsayılmaktadır. Antenlere etkiyen sıfır ortalamalı, N_0 varyanslı AWGN bileşeni ise w_i ile gösterilmektedir. Her iki kanalın tersinir olduğu (kaynaktan röleye ve röleden kaynağa veri aktarımı süresince aynı sönümleme katsayılarına sahip olduğu) ve birimlerin ortalama verici güçlerinin eşit olarak 1 W olduğu varsayılmaktadır.

Öncelikle, gözönüne alınan bu sistem modeli kapsamında klasik PLNC stratejilerindeki iletişim anlatılmakta, daha sonra geri beslemenin PLNC stratejilerine uygulanışı açıklanmaktadır.

3.2 Klasik PLNC Stratejileri

Bu bölümde, geleneksel PLNC protokolünde AF, PDF ve DF stratejileri gözönüne alınarak, rölede alınan işaret üzerindeki işlemler ve PLNC kodlama teknikleri ile kaynaklardaki kod çözme işlemleri anlatılmaktadır.

Her üç strateji için, ilk zaman aralığında kaynaklar eş zamanlı olarak işaretlerini iletmede ve rölede alınan işaret

$$y_R = \sum_{i=1}^2 h_i s_i + w_R \quad (3.1)$$

olarak yazılabilmektedir. İkinci zaman aralığında, kullanılan stratejiye göre röle PLNC kodlu işareti göndermektedir.

3.2.1 AF stratejisi

AF stratejisinde, röle aldığı işareti, kendi verici güç kısıtlamasına göre kuvvetlendirmekten başka hiç bir işlem yapmamaktadır. Dolayısıyla, röle tarafından gönderilen işaret,

$$s_R = \beta_A y_R \quad (3.2)$$

olarak verilmektedir. Burada, β_A kuvvetlendirme çarpanı olarak adlandırılmakta ve E_s simge enerjisini göstermek üzere

$$\beta_A = \frac{E_s}{\sqrt{\sum_{i=1}^2 |h_i|^2 E_s + N_0}} \quad (3.3)$$

olarak tanımlanmaktadır. Kaynaklarda alınan işaretler

$$y_i = h_i s_R + w_i, \quad i = 1, 2 \quad (3.4)$$

olarak belirlenmekte ve açık olarak şu şekilde yazılabilmektedir:

$$y_i = h_i \beta_A \left(\sum_{m=1}^2 h_m s_m + w_R \right) + w_i. \quad (3.5)$$

Her bir kaynak kendi gönderdiği işareti bildiği için ve kaynaklarda tüm-CSI'nın ve β_A 'nın bilindiği varsayımı altında, kaynaklar kendilerine iletilmek istenen işareti ML karar kuralı ile belirlemektedir. N_1 ve N_2 kaynağı için kod çözme işlemi sırasıyla şu şekilde yapılabilmektedir:

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{c \in Q} |y_1 - \beta_A h_1 (h_1 s_1 + h_2 c)|^2, \quad (3.6)$$

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{c \in Q} |y_2 - \beta_A h_2 (h_1 c + h_2 s_2)|^2. \quad (3.7)$$

(3.6) ve (3.7)'den anlaşılacağı üzere, kaynakların kod çözme işlemi için röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'yı bilmesi gerekmektedir.

3.2.2 PDF stratejisi

AF stratejisinde (3.5) denkleminde görüldüğü gibi, röle antenine etkiyen AWGN bileşeni (w_R) de kuvvetlendirilip iletilmektedir. Bunu önlemek için, PDF stratejisi önerilmiştir [10]. Bu stratejide, ilk olarak, röle (3.1) denklemi ile verilmiş işareten kullanıcıların gönderdiği işaret çiftini ML karar kuralı ile şu şekilde belirlemektedir:

$$\{\hat{s}_{R1}, \hat{s}_{R2}\} = \arg \min_{c_1, c_2 \in Q^2} |y_R - (h_1 c_1 + h_2 c_2)|^2. \quad (3.8)$$

Burada, $\hat{s}_{R1}$ ve $\hat{s}_{R2}$ röle tarafından karar verilen ve sırasıyla s_1 ve s_2 işaretlerine karşılık gelen işaretlerdir. Kod çözme işleminden sonra, röle karar verilen işaretleri ilgili CSI ile ağırlıklandırarak şu şekilde göndermektedir:

$$s_R = \beta_P (h_1 \hat{s}_{R1} + h_2 \hat{s}_{R2}). \quad (3.9)$$

Burada, β_p kuvvetlendirme çarpanı,

$$\beta_p = \frac{1}{\sqrt{\sum_{i=1}^2 |h_i|^2}} \quad (3.10)$$

olarak tanımlanmaktadır. Her bir kaynakta alınan işaretler (3.4) denklemi ile aynı olup,

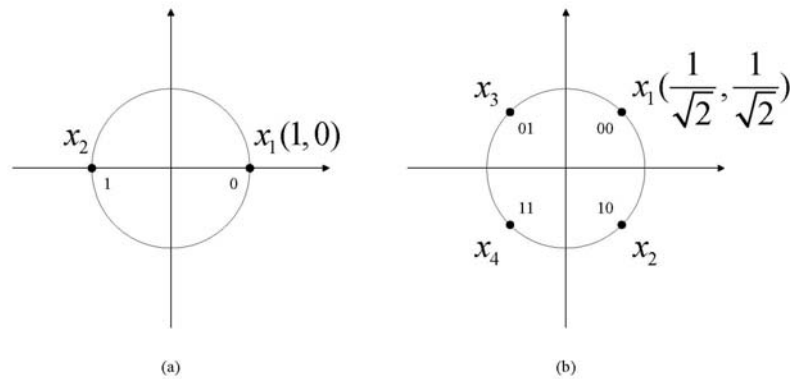
$$y_i = h_i \beta_p \left(\sum_{m=1}^2 h_m \hat{s}_{Rm} \right) + w_i \quad (3.11)$$

olarak yazılabilmektedir. (3.5) ve (3.11) denklemleri arasındaki farktan görüleceği üzere, röle tarafından alınan işaretteki gürültü terimi, PDF stratejisinde yok edilmiş ve işaretin sadece bilgi kısmı kuvvetlendirilmiştir.

Kod çözme işlemi AF stratejisi ile aynı olup, N_1 ve N_2 kaynakları için elde edilen işaretler $\hat{s}_{Ri} = s_i$ varsayımı altında ve β_A yerine β_p yazılarak, sırasıyla, (3.6) ve (3.7) denklemleri ile verilmektedir. PDF stratejisinde de, AF stratejisinde olduğu gibi tüm birimlerin, tüm-CSI ve β_p 'yi bildiği varsayılmaktadır.

3.2.3 DF stratejisi

DF stratejisinde, röle (3.1) denklemi ile verilmiş alınan işareten kaynakların gönderdiği işaretleri (3.8)'de verilen ML karar kuralı ile elde etmektedir. Ardından, bir ağ kodlaması uygulayarak, çözdüğü işaretleri s_R işaretine eşlemektedir. Bu çalışmada, BPSK ve QPSK modülasyonları gözönüne alınmakta ve işaret uzayları Şekil 3.2'de verilmektedir. BPSK ve QPSK modülasyonları için ağ kodlamasında kullanılan eşleme tabloları ise sırasıyla Çizelge 3.1 ve Çizelge 3.2'de verilmektedir.



Şekil 3.2 : (a) BPSK (b) QPSK işaret uzayları.

Çizelge 3.1 : BPSK modülasyonu için ağ kodlaması eşleme kuralı [6].

$\hat{s}_{R1}$	$\hat{s}_{R2}$	s_R
x_1	x_1	x_2
x_1	x_2	x_1
x_2	x_1	x_1
x_2	x_2	x_2

Çizelge 3.2 : QPSK modülasyonu için ağ kodlaması eşleme kuralı [14].

$\hat{s}_{R1}$	$\hat{s}_{R2}$	s_R
x_1	x_1	x_1
x_1	x_2	x_2
x_1	x_3	x_3
x_1	x_4	x_4
x_2	x_1	x_3
x_2	x_2	x_1
x_2	x_3	x_4
x_2	x_4	x_2
x_3	x_1	x_2
x_3	x_2	x_4
x_3	x_3	x_1
x_3	x_4	x_3
x_4	x_1	x_4
x_4	x_2	x_3
x_4	x_3	x_2
x_4	x_4	x_1

Eşleme işleminden sonra röle s_R işaretini kaynaklara göndermektedir. Her bir kaynaktan alınan işaretler (3.4) denklemi ile aynı olup, kaynaklar rölenin gönderdiği işareti ML karar kuralını kullanarak

$$\hat{s}_R = \arg \min_{c \in Q} |y_i - h_i c|^2 \quad (3.12)$$

biçiminde elde etmektedir. Her bir kaynak kendi işaretini bildiği ve rölenin gönderdiği işareti elde ettiği için, kendisine gönderilen işareti eşleme tablosu yardımıyla, ($\hat{s}_R = s_R$ ve $\hat{s}_{Ri} = s_i$ varsayarak) belirleyebilir. Bu protokolde, kaynakların tüm-CSI'yı bilmelerine gerek yoktur. Sadece röle tüm-CSI'yı bilmekte olup, kaynaklar sadece kendileri ile röle arasındaki CSI'yı bilmektedirler.

3.3 Sınırlı Geri Beslemeli PLNC Stratejileri

Bu bölümde, her bir kaynağın CSI hakkında geri besleme ile nasıl bilgilendirildiği açıklanmaktadır. Bölüm 3.1'de belirtildiği gibi h_i kanal sönümlenme katsayıları sıfır-ortalamalı ve boyut başına $\frac{1}{2}$ varyanslı karmaşık Gauss rastlantı değişkenleri olarak modellenmektedir. Bu durumda, Rayleigh dağılımlı bir genliğe ($|h_i|$) ve düzgün dağılımlı bir faza (ϕ_i) sahip olmaktadır ve

$$h_i = |h_i| e^{j\phi_i} \quad (3.13)$$

olarak yazılabilmektedirler. Rayleigh dağılımlı genlik 0 ile ∞ arasında değişebildiği için, geri besleme uygulanması zordur. Halbuki, düzgün dağılımlı faz, 0 ile 2π arasında değiştiği için geri besleme uygulaması için uygundur. fb geri besleme biti sayısını göstermek üzere, ϕ_i 'nin kuantalanmış değerlerini belirlemek için $[0, 2\pi]$ aralığı 2^{fb} eşit aralığa, aç sınırları

$$\Theta_m = \frac{2\pi m}{2^{fb}}, \quad m = 0, 1, \dots, 2^{fb-1} \quad (3.14)$$

olmak üzere bölünmektedir.

Sonraki bölümlerde, PLNC protokolünde AF, PDF ve DF stratejilerinin her birine geri besleme tekniğinin uygulanışı açıklanmaktadır. Tüm stratejiler için, her iki kanalı tam olarak bilen röle tarafından karmaşık kanal sönümlenme katsayısının fazları ya da fazlarının doğrusal birleşimleri uygun bir biçimde geri beslenmektedir.

3.3.1 Sınırlı geri beslemeli AF stratejisi

AF stratejisinde, her bir kaynak röle ile kendisi arasındaki CSI'yı röle tarafından gönderilen pilot simgelerden oluşan öğrenme dizileri ile tam olarak öğrenmekte, röle ile diğer kaynak arasındaki kısmi CSI'yı ise röleden gönderilen sınırlı sayıda geri besleme biti ile öğrenmektedir.

Kaynakların s_i işareti yerine $s_i e^{j\theta_i}$ işaretini gönderdiği gözönüne alındığında, rölede alınan işaret

$$y_R = \sum_{i=1}^2 h_i s_i e^{j\theta_i} + w_R \quad (3.15)$$

olarak elde edilmektedir. Geri beslemeli AF stratejisinde rölenin kuvvetlendirerek oluşturduğu ve ilettiği işaret ise

$$s_R = \beta_A y_R^* \quad (3.16)$$

olarak tanımlanmaktadır. Buradaki β_A kuvvetlendirme çarpanı, (3.3) denkleminde $|h_i|^2$ yerine $E[|h_i|^2]$ alınarak elde edilmektedir (kaynaklar röle ile diğer kaynak arasındaki kanalın anlık değerini bilmemektedir). $E[\cdot]$, beklenen değer işlevini göstermektedir. Kaynaklarda alınan işaretler (3.4) denklemi ile elde edilebilir ve N_1 ve N_2 kaynakları için açık olarak şu şekilde yazılabilmektedir:

$$y_1 = \beta_A |h_1|^2 s_1^* e^{-j\theta_1} + \beta_A h_1 h_2^* s_2^* e^{-j\theta_2} + \beta_A h_1 w_R^* + w_1, \quad (3.17)$$

$$y_2 = \beta_A |h_2|^2 s_2^* e^{-j\theta_2} + \beta_A h_2 h_1^* s_1^* e^{-j\theta_1} + \beta_A h_2 w_R^* + w_2. \quad (3.18)$$

N_1 kaynağı, β_A, h_1, s_1 ve θ_1 değerlerini bildiği için (3.17) ifadesindeki ilk terimi aldığı işaretten (y_1) çıkararak

$$\tilde{y}_1 = y_1 - \beta_A |h_1|^2 s_1^* e^{-j\theta_1} = \beta_A h_1 h_2^* s_2^* e^{-j\theta_2} + \tilde{w}_1 \quad (3.19)$$

işaretini elde etmektedir. Burada, $\tilde{w}_1 = \beta_A h_1 w_R^* + w_1$ gürültü terimini belirtmektedir. Aynı biçimde, N_2 kaynağı, β_A, h_2, s_2 ve θ_2 değerlerini bildiği için (3.18) ifadesindeki ilk terimi aldığı işaretten (y_2) çıkararak

$$\tilde{y}_2 = y_2 - \beta_A |h_2|^2 s_2^* e^{-j\theta_2} = \beta_A h_2 h_1^* s_1^* e^{-j\theta_1} + \tilde{w}_2 \quad (3.20)$$

işaretini elde etmektedir. Burada, $\tilde{w}_2 = \beta_A h_2 w_R^* + w_2$ gürültü terimini belirtmektedir. Eğer, $\tilde{y}_1$ ve $\tilde{y}_2$ işaretlerinin eşleniklerini alıp, kanal katsayıları (3.13) yardımıyla açık olarak yazılırsa:

$$\tilde{y}_1^* = \beta_A |h_1| |h_2| e^{-j(\phi_1 - \phi_2)} s_2 e^{j\theta_2} + \tilde{w}_1^*, \quad (3.21)$$

$$\tilde{y}_2^* = \beta_A |h_2| |h_1| e^{j(\phi_1 - \phi_2)} s_1 e^{j\theta_1} + \tilde{y}_2^* \quad (3.22)$$

elde edilmektedir. Burada,

$$\phi_o = \phi_1 - \phi_2 \quad (3.23)$$

olarak tanımlanır ve,

$$\theta_i = (-1)^i \phi_o, \quad i = 1, 2 \quad (3.24)$$

olarak seçilirse, (3.21) ve (3.22) şu şekilde yazılabilir:

$$\tilde{y}_1^* = \beta_A |h_1| |h_2| s_2 + \tilde{w}_1^*, \quad (3.25)$$

$$\tilde{y}_2^* = \beta_A |h_2| |h_1| s_1 + \tilde{w}_2^*. \quad (3.26)$$

(3.25) ve (3.26), geri besleme kullanılarak, kaynaklar tarafından alınan işaretlerin, -genlik ve faz sönümlemesi yerine- sadece genlik sönümlemesine uğramış olarak alınabileceğini göstermektedir. Bunun için, ϕ_o fazının, kaynaklardan gönderilen pilot simgeler ile her iki kanalı tam olarak bilen röle tarafından (3.23) ile belirlenip, fb geri besleme biti ile kuantalanmış hali kaynaklara iletilir.

Bu durumda, M -PSK modülasyonu için genlik sönümlemesi işaret uzayındaki karar bölgelerini değiştirmeyeceğinden, kod çözme işlemi ML karar kuralı yerine Öklit uzaklık metriği kullanılarak N_1 ve N_2 kaynakları için, sırasıyla, şu şekilde yapılabilmektedir:

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{c \in Q} |\tilde{y}_1^* - c|^2, \quad (3.27)$$

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{c \in Q} |\tilde{y}_2^* - c|^2. \quad (3.28)$$

3.3.2 Sınırlı geri beslemeli PDF stratejisi

PDF stratejisinde de AF stratejisinde olduğu gibi, her bir kaynak, röle ile kendisi arasındaki CSI'yi röle tarafından gönderilen pilot simgelerden oluşan öğrenme dizileri ile tam olarak öğrenmekte, röle ile diğer kaynak arasındaki kısmi CSI'yi ise röleden gönderilen sınırlı sayıda geri besleme biti ile öğrenmektedir. Ancak, PDF stratejisinde, röle MAC evresinde alınan işaretten gürültüyü elimine etmek için kaynakların gönderdiği işaretleri belirlediğinden, geri besleme uygulaması -AF

stratejisinden farklı olarak- bu evrede yapılmamaktadır. Dolayısıyla, bu evre Bölüm 3.2.2’de anlatılan klasik PDF stratejisinin MAC evresi ile aynıdır.

BC evresinde rölenin, (3.8) denklemi ile elde ettiği $\hat{s}_{Ri}$ işaretleri yerine $\hat{s}_{Ri}e^{j\theta_i}$ işaretlerini CSI ile ağırlandırarak şu gönderimi yaptığı göz önüne alınsın:

$$s_R = \beta_P \left(h_1^* \hat{s}_{R1} e^{j\theta_1} + h_2^* \hat{s}_{R2} e^{j\theta_2} \right). \quad (3.29)$$

Burada, β_P kuvvetlendirme çarpanı (3.10) ile verilen denklemde $|h_i|^2$ yerine $E[|h_i|^2]$ alınarak elde edilmektedir. Her bir kaynaktan alınan işaretler (3.4) ile verilip, N_1 ve N_2 için, sırasıyla, (3.13)’ten de yararlanarak açık olarak şu şekilde yazılabilmektedir:

$$y_1 = \beta_P |h_1|^2 \hat{s}_{R1} e^{j\theta_1} + \beta_P |h_1| |h_2| e^{j(\phi_1 - \phi_2)} \hat{s}_{R2} e^{j\theta_2} + w_1, \quad (3.30)$$

$$y_2 = \beta_P |h_2|^2 \hat{s}_{R2} e^{j\theta_2} + \beta_P |h_2| |h_1| e^{-j(\phi_1 - \phi_2)} \hat{s}_{R1} e^{j\theta_1} + w_2. \quad (3.31)$$

Burada, ϕ_o , (3.23)’teki gibi tanımlanmaktadır. Eğer,

$$\theta_i = (-1)^{i-1} \phi_o, \quad i = 1, 2 \quad (3.32)$$

olarak seçilirse, (3.30) ve (3.31) ifadeleri şu şekilde yazılabilir:

$$y_1 = \beta_P |h_1|^2 \hat{s}_{R1} e^{j\phi_o} + \beta_P |h_1| |h_2| \hat{s}_{R2} + w_1, \quad (3.33)$$

$$y_2 = \beta_P |h_2|^2 \hat{s}_{R2} e^{-j\phi_o} + \beta_P |h_2| |h_1| \hat{s}_{R1} + w_2. \quad (3.34)$$

N_1 kaynağı, β_P, h_1, s_1 değerlerini bildiği ve ϕ_o değerini geri besleme ile öğrendiği için, $\hat{s}_{R1} = s_1$ varsayıp, (3.33) ifadesindeki ilk terimi aldığı işaretten (y_1) çıkararak

$$\tilde{y}_1 = y_1 - \beta_P |h_1|^2 s_1 e^{j\phi_o} = \beta_P |h_1| |h_2| \hat{s}_{R2} + w_1 \quad (3.35)$$

işaretini elde etmektedir. Aynı şekilde, N_2 kaynağı, β_P, h_2, s_2 terimlerini bildiği ve ϕ_o terimini geri besleme ile öğrendiği için, $\hat{s}_{R2} = s_2$ varsayıp, (3.34) ifadesindeki ilk terimi aldığı işaretten (y_2) çıkararak

$$\tilde{y}_2 = y_2 - \beta_P |h_2|^2 s_2 e^{-j\phi_o} = \beta_P |h_2| |h_1| \hat{s}_{R1} + w_2 \quad (3.36)$$

işaretini elde etmektedir.

(3.35) ve (3.36) ifadeleri, geri besleme ile AF stratejisinde olduğu gibi PDF stratejisinde de kaynaklar tarafından alınan işaretin sadece genlik sönümlemesine uğramış biçimde alınabileceğini göstermektedir. Bunun için, ϕ_o fazının fb geri besleme biti ile kuantalanmış hali, her iki kanalı kaynaklardan gönderilen pilot simgeler yardımıyla tam olarak bilen röleden kaynaklara iletilir.

Bu durumda, kod çözme işlemi ML karar kuralı yerine Öklit uzaklık metriği kullanılarak, $\hat{s}_{R1} = s_1$ ve $\hat{s}_{R2} = s_2$ varsayımı altında, şu şekilde yapılabilmektedir:

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{c \in Q} |\tilde{y}_1 - c|^2, \quad (3.37)$$

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{c \in Q} |\tilde{y}_2 - c|^2. \quad (3.38)$$

3.3.3 Sınırlı geri beslemeli DF stratejisi

Klasik DF stratejisinde, Bölüm 3.2.3’de açıklandığı gibi, sadece rölenin tüm-CSI’yı bilmesi yeterli olup, kaynakların ML karar kuralını uygulamaları için kendileri ile röle arasındaki kanalı bilmeleri yeterlidir. DF stratejisinde geri besleme ile kaynaklara, röle ile kendileri arasındaki kısmi CSI bildirilmekte, böylece kaynakların pilot simgeler ile kanalı öğrenme dizileri ve kanal kestirim algoritmaları kaldırılmaktadır.

PDF stratejisinde olduğu gibi geri beslemeli DF stratejisinde de MAC evresinde geri besleme uygulanmamakta ve bu evre Bölüm 3.2.3’de anlatılan klasik DF stratejisi ile aynı biçimde gerçekleştirilmektedir.

BC evresinde, röle (3.8) denklemi ile çözdüğü işaretler ile eşleme tablosunu kullanarak belirlediği s_R işaretini iletmektedir. Her bir kaynak tarafından alınan işaret (3.4) ifadesi ile verilmekte olup bu ifade, (3.13) denkleminde yararlanarak daha açık bir biçimde şu şekilde elde edilebilir:

$$y_i = |h_i| e^{j\phi_i} s_R + w_i, \quad i = 1, 2. \quad (3.39)$$

Geri beslemeli DF stratejisinde kaynakların kendileri ile röle arasındaki kanalı bilmediği varsayıldığından, kaynaklar (3.12) ile verilen ML karar kuralını uygulayamamaktadır. Bunun yerine, rölenin geri besleme ile kanal katsayılarının

fazını (ϕ_i) kaynaklara bildirdiğini göz önüne alırsak, her bir kaynak aldığı işarete şu işlemi uygulamaktadır:

$$\tilde{y}_i = e^{-j\phi_i} y_i. \quad (3.40)$$

Bu işlem sonucunda, kaynaklarda sadece genlik sönümlemesine uğramış

$$\tilde{y}_i = |h_i| s_R + \tilde{w}_i \quad (3.41)$$

işareti elde edilir. Burada, $\tilde{w}_i = e^{-j\phi_i} w_i$ olarak tanımlanmakta ve gürültü terimini göstermektedir. Böylece kod çözme Öklit uzaklık metriği kullanılarak şu şekilde yapılabilir:

$$\hat{s}_R = \arg \min_{c \in Q} |\tilde{y}_i - c|^2. \quad (3.42)$$

Kod çözme işleminden sonra, her bir kaynak klasik DF stratejisinde olduğu gibi, eşleme tablosunu kullanarak diğer kaynak tarafından kendisine gönderilen işareti belirleyebilmektedir.

DF stratejisinde, AF ve PDF stratejisinden farklı olarak, her iki kanalın da fazları (faz farkları yerine) kaynaklara geri beslenmektedir. Bu durumda, toplam $2fb$ geri besleme biti kullanılmakta, yarısı ilk kanalın fazına ilişkin kısmi bilgiyi, diğer yarısı da ikinci kanalın fazına ilişkin kısmi bilgiyi bildirmektedir. N_1 ve N_2 kaynakları geri besleme bit dizisinin sırasıyla, ilk ve ikinci yarısını gözönüne alıp, diğer yarısını gözönüne almamaktadırlar.

3.4 Bit Hata Olasılığı Analizleri

Bu bölümde, Bölüm 3.3'te anlatılan geri beslemeli PLNC stratejilerinin kapalı biçim BEP ifadeleri BPSK ve QPSK modülasyonları için elde edilmektedir. Kaynaklar arasındaki karşılıklı bilgi alışverişinin simetrik olduğu varsayımı nedeniyle sadece N_1 kaynağındaki BEP gözönüne alınmaktadır.

Rayleigh sönümlemeli kanallarda, taşıyıcı faz hatası ϕ ve anlık SNR γ 'ya koşullu BEP, BPSK modülasyonu için [69]

$$P_b(e|\gamma, \phi) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\gamma} \cos(\phi) \right], \quad (3.43)$$

QPSK modülasyonu için [70],

$$P_q(e|\gamma, \varphi) = \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\gamma} \cos \left(\varphi + \frac{\pi}{4} \right) \right] + \frac{1}{4} \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\gamma} \cos \left(\varphi - \frac{\pi}{4} \right) \right] \quad (3.44)$$

olarak verilmektedir. Burada, $\operatorname{erfc}(\cdot)$ tümleyen hata işlevi olarak verilmekte ve

$$\operatorname{erfc}(t) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_t^{\infty} e^{-u^2} du \quad (3.45)$$

olarak tanımlanmaktadır.

Sınırlı geri beslemeli durum için ise, geri beslemedeki kuantalama hatası, taşıyıcı faz hatasının farklı bir olasılık yoğunluk işlevi ile dağılması olarak düşünülebilir. Kanallar arasındaki farksal faz bilgisi ϕ_o , geri beslemeden elde edilen kuantalanmış faz değeri $\hat{\theta}_i$ verildiğinde, faz kuantalama hatası $\varphi = \phi_o - \hat{\theta}_i$ olarak tanımlanmaktadır.

Önerme: Faz kuantalama hatası (φ) düzgün dağılımlı bir raslantı değişkenidir.

Tanıt: ϕ_o , $[0, 2\pi]$ aralığında düzgün dağılımlı kanal fazlarının farklarından oluştuğu için, düzgün dağılımlı bir raslantı değişkeni, $\hat{\theta}_i$ ise deterministik bir değer olduğundan, φ düzgün dağılımlı olmaktadır.

Sonuç 1: φ , geri besleme biti sayısı ile belirlenen bir aralıkta düzgün dağılımlıdır ve p.d.f.'i,

$$p(\varphi) = \frac{2^{j_b}}{2\pi}, \quad -\frac{\pi}{2^{j_b}} < \varphi < \frac{\pi}{2^{j_b}}, \quad (3.46)$$

olarak verilmektedir.

Sonuç 2: $p(\varphi)$ çift işlev olduğundan, daha kolay izlenebilmesi için şu biçimde yazılabilmektedir:

$$p(\varphi) = \frac{2^{j_b}}{\pi}, \quad 0 < \varphi < \frac{\pi}{2^{j_b}}. \quad (3.47)$$

Diğer taraftan, alınan işaretin anlık SNR'ı olan γ , gözönüne alınan stratejiye bağlıdır.

$p(\gamma)$, anlık SNR'ın p.d.f.'si olarak tanımlandığında BEP,

$$P_x = \int_0^{\frac{\pi}{2^{j_b}}} \int_0^{\infty} P_x(e|\gamma, \varphi) p(\gamma) p(\varphi) d\gamma d\varphi, \quad (3.48)$$

ile hesaplanmaktadır. Burada, BPSK için $x = b$, QPSK için $x = q$ dır. Bundan sonraki alt bölümlerde her PLNC stratejisi için $p(\gamma)$ 'nın elde edilmesi üzerinde durulmaktadır.

3.4.1 Sınırlı geri beslemeli AF stratejisi için BEP

AF stratejisinde, rölede kod çözme işlemi olmadığından, sadece N_1 kaynağındaki BEP hesaplanmaktadır. N_1 kaynağında alınan işaret – kaynağın kendi işaretinin çıkarılmasından sonra - (3.25) ile verilmekte ve faz kuantalama hatası göz önüne alınarak

$$\tilde{y}_1^* = \beta_A |h_1| |h_2| s_2 e^{j\varphi} + \beta_A |h_1| e^{j\phi} w_R^* + w_1 \quad (3.49)$$

biçiminde yazılabilmektedir. N_1 kaynağı β_A ve $|h_1|$ 'i bildiğinden, ML karar kuralında kullanılan alınan işareti SNR'da herhangi bir değişiklik olmadan şu biçimde değiştirebilir:

$$\frac{\tilde{y}_1^*}{\beta_A |h_1|} = |h_2| s_2 e^{j\varphi} + e^{j\phi} w_R^* + \frac{w_1}{\beta_A |h_1|}. \quad (3.50)$$

Burada,

$$\hat{w}_1 = e^{j\phi} w_R^* + \frac{w_1}{\beta_A |h_1|} \quad (3.51)$$

tüm toplamsal gürültü olarak tanımlanmaktadır. (3.51) ifadesindeki ilk terim ($e^{j\phi} w_R^*$) de w_R gibi iki boyutlu sıfır ortalamalı ve boyut başına $N_0/2$ varyanslı Gauss raslantı değişkenidir. Bununla birlikte, w_R küresel simetrik olduğundan, hata olasılığı gürültü vektöründeki dönmeden ($e^{j\phi}$) etkilenmemektedir. Halbuki, (3.51) ifadesindeki ikinci terim Gauss raslantı değişkeninin Rayleigh raslantı değişkenine oranı olarak verildiğinden ($\frac{w_1}{\beta_A |h_1|}$) Gauss dağılımlı olmamaktadır. [71]'deki farklı bir uygulamada $\frac{w_1}{|h_1|}$ tipi gürültünün Gauss olmaması nedeniyle BEP'in olağan yöntemlerle hesaplanamayacağı belirtilmiş, ancak bunun yerine $\hat{w}_1$ gürültüsünün

Gauss dağılımlı olduğu varsayılarak BEP üst sınırının elde edilebileceği gösterilmiştir.

(3.50) ifadesinden yararlanılarak anlık SNR

$$\gamma_A = \frac{|h_2|^2 E_s}{N_A} \quad (3.52)$$

olarak yazılabilir. Burada,

$$N_A = N_0 + \frac{N_0}{\beta_A^2 E \left[|h_1|^2 \right]} \quad (3.53)$$

olarak tanımlanmaktadır. $|h_1|^2$, üstel dağılımlı olup beklenen değeri 1'dir [72]. (3.53), (3.52)'de yerine yazıldığında

$$\gamma_A = \frac{|h_2|^2 E_s}{N_0 \left(1 + \frac{1}{\beta_A^2} \right)} \quad (3.54)$$

elde edilir. Dolayısıyla, γ_A

$$\bar{\gamma}_A = \frac{E_s}{N_0 \left(1 + \frac{1}{\beta_A^2} \right)} \quad (3.55)$$

ortalama değeri ile $|h_2|^2$ 'nin p.d.f.'ine sahip olur. Bu p.d.f.

$$p(\gamma_A) = \frac{1}{\bar{\gamma}_A} e^{-\frac{\gamma_A}{\bar{\gamma}_A}} \quad (3.56)$$

olarak verilmektedir [72]. Sonuç olarak, (3.43), (3.47) ve (3.56); (3.48)'de yerlerine yazılırsa BPSK modülasyonu için

$$P_b^A < \frac{2^{fb}}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2^{fb}}} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_A \cos^2(\varphi)}{1 + \bar{\gamma}_A \cos^2(\varphi)}} \right] d\varphi \quad (3.57)$$

elde edilir. (3.44), (3.47) ve (3.56); (3.48)'de yerlerine yazılırsa QPSK modülasyonu için [73]'teki (6.283.1) formülünün kullanılması ile

$$P_q^A < \frac{2^{fb}}{4\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2^{fb}}} \left[\left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_A \cos^2\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}{1 + \bar{\gamma}_A \cos^2\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}} \right) + \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_A \cos^2\left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right)}{1 + \bar{\gamma}_A \cos^2\left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right)}} \right) \right] d\varphi \quad (3.58)$$

elde edilmektedir. (3.57) ve (3.58)'in hesaplanması ile aşağıdaki teoremlere ulaşılmaktadır.

Teorem 1: BPSK modülasyonu için, sınırlı geri beslemeli AF stratejisi bit hata olasılığı, $fb \geq 1$ için;

$$P_b^A < \frac{2^{fb-1}}{\pi} \left[\frac{\pi}{2^{fb}} - \sin^{-1} \left(\frac{\sqrt{\bar{\gamma}_A}}{\sqrt{\bar{\gamma}_A} + 1} \sin \left(\frac{\pi}{2^{fb}} \right) \right) \right] \quad (3.59)$$

ile üstten sınırlıdır.

Tanıt: (3.57) ifadesinde, $\omega := \frac{\pi}{2^{fb}}$ olmak üzere

$$I = \int_0^{\omega} \left[1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_A \cos^2(\varphi)}{1 + \bar{\gamma}_A \cos^2(\varphi)}} \right] d\varphi \quad (3.60)$$

integrali hesaplanmalıdır. (3.60) ifadesi

$$I = \omega - \int_0^{\omega} \left[\frac{|\cos(\varphi)|}{\sqrt{\frac{1}{\bar{\gamma}_A} + \cos^2(\varphi)}} \right] d\varphi \quad (3.61)$$

olarak yazılabilir ve açık olarak

$$I = \omega - \int_0^{\omega_1} \left[\frac{\cos(\varphi)}{\sqrt{\frac{1}{\bar{\gamma}_A} + \cos^2(\varphi)}} \right] d\varphi + u\left(\omega - \frac{\pi}{2}\right) \int_{\frac{\pi}{2}}^{\omega} \left[\frac{\cos(\varphi)}{\sqrt{\frac{1}{\bar{\gamma}_A} + \cos^2(\varphi)}} \right] d\varphi \quad (3.62)$$

biçiminde elde edilmektedir. Burada; $\omega_1 := \min \left\{ \omega, \frac{\pi}{2} \right\}$ ve $u(\cdot)$ birim basamak işlevi

olarak tanımlanmaktadır. (3.62) integralini hesaplamak için

$$I_1 = \int \left[\frac{\cos(\varphi)}{\sqrt{\frac{1}{\bar{\gamma}_A} + \cos^2(\varphi)}} \right] d\varphi \quad (3.63)$$

belirsiz integrali tanımlansın. $v = \sin(\varphi)$ değişken dönüşümü yapıldığında

$$I_1 = \int \frac{dv}{\sqrt{\frac{1+\bar{\gamma}_A}{\bar{\gamma}_A} - v^2}} \quad (3.64)$$

olarak yazılabilir. $a := \sqrt{\frac{1+\bar{\gamma}_A}{\bar{\gamma}_A}}$ olmak üzere

$$I_1 = \sin^{-1}\left(\frac{v}{a}\right) = \sin^{-1}\left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_A}{1+\bar{\gamma}_A}} \sin(\varphi)\right) \quad (3.65)$$

elde edilmektedir. (3.65) ile elde edilen sonuç, (3.62)'de yerine yazılırsa

$$I = \omega - \sin^{-1}\left(\frac{\sin(\omega_1)}{a}\right) + u\left(\omega - \frac{\pi}{2}\right) \left[\sin^{-1}\left(\frac{\sin(\omega)}{a}\right) - \sin^{-1}\left(\frac{1}{a}\right) \right] \quad (3.66)$$

elde edilmektedir. $fb \geq 1$ ($\omega \leq \frac{\pi}{2}$) için, (3.66) ifadesindeki son terim birim basamak işlevi nedeniyle 0 ve $\omega_1 = \omega$ olmaktadır. Bu işlemlerin sonucunda, (3.59) elde edilmektedir. $\square$

Teorem 2: QPSK modülasyonu için sınırlı geri beslemeli AF stratejisi bit hata olasılığı, $fb \geq 2$ için

$$P_q^A < \frac{2^{fb-2}}{\pi} \left[\frac{\pi}{2^{fb}} - \sin^{-1}\left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_A}{\bar{\gamma}_A+1}} \sin\left(\frac{\pi}{2^{fb}} + \frac{\pi}{4}\right)\right) \right] \\ + \frac{2^{fb-2}}{\pi} \left[\frac{\pi}{2^{fb}} - \sin^{-1}\left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_A}{\bar{\gamma}_A+1}} \sin\left(\frac{\pi}{2^{fb}} - \frac{\pi}{4}\right)\right) \right] \quad (3.67)$$

ile üstten sınırlıdır.

Tanıt: (3.58) ifadesinde, $\omega := \frac{\pi}{2^{fb}}$ olmak üzere

$$I_2 = \int_0^\omega \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_A \cos^2\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}{1 + \bar{\gamma}_A \cos^2\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}} \right) d\varphi \quad (3.68)$$

ve

$$I_3 = \int_0^\omega \left(1 - \sqrt{\frac{\bar{\gamma}_A \cos^2\left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right)}{1 + \bar{\gamma}_A \cos^2\left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right)}} \right) d\varphi \quad (3.69)$$

integralleri hesaplanmalıdır. (3.68) ifadesi

$$I_2 = \omega - \int_0^\omega \left[\frac{\left| \cos\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right) \right|}{\sqrt{\frac{1}{\bar{\gamma}_A} + \cos^2\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}} \right] d\varphi \quad (3.70)$$

olarak yazılabilir ve açık olarak

$$I_2 = \omega - \int_0^{\omega_1} \left[\frac{\cos\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}{\sqrt{\frac{1}{\bar{\gamma}_A} + \cos^2\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}} \right] d\varphi \quad (3.71)$$

$$+ u\left(\omega - \frac{\pi}{4}\right) \int_{\frac{\pi}{4}}^\omega \left[\frac{\cos\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}{\sqrt{\frac{1}{\bar{\gamma}_A} + \cos^2\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}} \right] d\varphi$$

biçiminde elde edilmektedir. Burada; $\omega_1 := \min\left\{\omega, \frac{\pi}{4}\right\}$ olarak tanımlanmaktadır.

(3.71) integralini hesaplamak için

$$I_4 = \int \left[\frac{\cos\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}{\sqrt{\frac{1}{\bar{\gamma}_A} + \cos^2\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)}} \right] d\varphi \quad (3.72)$$

belirsiz integrali tanımlansın. $v = \sin\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)$ değişken dönüşümü yapıldığında (3.72)

ifadesi, (3.64) ifadesine dönüşmektedir. $a := \sqrt{\frac{1+\bar{\gamma}_A}{\bar{\gamma}_A}}$ olmak üzere

$$I_4 = \sin^{-1}\left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_A}{1+\bar{\gamma}_A}} \sin\left(\varphi + \frac{\pi}{4}\right)\right) \quad (3.73)$$

elde edilmektedir. (3.73) ile elde edilen sonuç, (3.71)'de yerine yazılırsa

$$\begin{aligned} I_2 = \omega - \sin^{-1}\left(\frac{\sin\left(\omega_1 + \frac{\pi}{4}\right)}{a}\right) - \sin^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{2}a}\right) \\ + u\left(\omega - \frac{\pi}{4}\right) \left[\sin^{-1}\left(\frac{\sin\left(\omega + \frac{\pi}{4}\right)}{a}\right) - \sin^{-1}\left(\frac{1}{a}\right) \right] \end{aligned} \quad (3.74)$$

elde edilmektedir. (3.69) ifadesi ise

$$I_3 = \omega - \int_0^\omega \left[\frac{\left| \cos\left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right) \right|}{\sqrt{\frac{1}{\bar{\gamma}_A} + \cos^2\left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right)}} \right] d\varphi \quad (3.75)$$

olarak yazılabilir. $\cos\left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right)$, $[0, 2\pi]$ aralığında daima pozitif olacağından, (3.75)

ifadesindeki mutlak değer kaldırılabilir. $v = \sin\left(\varphi - \frac{\pi}{4}\right)$ değişken dönüşümü yapıp,

I_2 'nin hesabındaki adımların benzeri uygulandığında

$$I_3 = \omega - \sin^{-1}\left(\frac{\sin\left(\omega - \frac{\pi}{4}\right)}{a}\right) + \sin^{-1}\left(\frac{1}{\sqrt{2}a}\right) \quad (3.76)$$

olarak elde edilmektedir. (3.74) ve (3.76), (3.58)'de yerlerine konulduğunda, ve $fb \geq 2$ ($\omega \leq \frac{\pi}{4}$) için, (3.74) ifadesindeki son terim birim basamak işlevi nedeniyle 0 ve $\omega_1 = \omega$ olduğu gözönüne alındığında (3.67) elde edilmektedir. $\square$

3.4.2 Sınırlı geri beslemeli PDF stratejisi için BEP

PDF stratejisinde hata olasılığı kaynağın yanı sıra röledeki kod çözmeden oluşabilecek hata yayılımı nedeniyle rölede de hesaplanmalıdır. Dolayısıyla, BEP iki adımda hesaplanmaktadır:

a) Rölede BEP: (3.1)'de ifadesi verilen rölede alınan işaret gözönüne alınsın. [74]'te verilen çok-kullanıcılı kod çözme stratejisinin uygulanması ile rölede BEP

$$P_b^r = \frac{1}{2} [P(\hat{s}_{R1} \neq s_1) + P(\hat{s}_{R2} \neq s_2)] \quad (3.77)$$

olarak verilmektedir. $P(\hat{s}_{R1} \neq s_1)$ olasılığı için bir üst sınır, $\Gamma = \frac{E_b}{N_0}$ olmak üzere

$$P(\hat{s}_{R1} \neq s_1) \leq 1 - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\Gamma}{\Gamma+1}} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2\Gamma}{2\Gamma+1}} \quad (3.78)$$

ile [75]'de verilmektedir. Dolayısıyla, BPSK modülasyonu için rölede BEP

$$P_b^r \leq 1 - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\Gamma}{\Gamma+1}} - \frac{1}{2} \sqrt{\frac{2\Gamma}{2\Gamma+1}} \quad (3.79)$$

ile üst sınırlıdır. QPSK modülasyonu için, (3.77)'de verilen olasılıklar iki kez yazılacağından şu sonuç elde edilmektedir:

Sonuç 3: QPSK modülasyonu için rölede BEP

$$P_q^r \leq 2 - \sqrt{\frac{\Gamma}{\Gamma+1}} - \sqrt{\frac{2\Gamma}{2\Gamma+1}} \quad (3.80)$$

ile üstten sınırlıdır.

(3.79) ve (3.80)'den görüldüğü gibi röledeki QPSK hata olasılığı, gerçel ve sanal bileşenler arasındaki karışma ('*crosstalk*') nedeniyle BPSK hata olasılığından daha fazla ve tam olarak BPSK hata olasılığının iki katıdır.

b) N_1 kaynağında BEP: (3.35)'de ifade edilen N_1 kaynağında alınan işaret faz kuantalama hatası gözönüne alınarak;

$$\tilde{y}_1 = \beta_p |h_1| |h_2| \hat{s}_{R2} e^{j\varphi} + w_1 \quad (3.81)$$

biçiminde yazılabilmektedir. N_1 kaynağı β_p ve $|h_1|$ 'i bildiğinden, ML karar kuralında kullanılan (3.81)'deki alınan işareti SNR'da herhangi bir değişiklik olmadan şu biçimde değiştirebilir:

$$\frac{\tilde{y}_1}{\beta_p |h_1|} = |h_2| s_2 e^{j\varphi} + \frac{w_1}{\beta_p |h_1|} . \quad (3.82)$$

Burada

$$\hat{w}_1 = \frac{w_1}{\beta_p |h_1|} \quad (3.83)$$

tüm toplamsal gürültü olarak tanımlanmaktadır ve Gauss dağılımlı değildir. Bölüm 3.4.1'de sınırlı geri beslemeli AF stratejisi için geliştirilen BEP analizindeki yaklaşım ile (3.82) ifadesinden yararlanılarak anlık SNR

$$\gamma_p = \frac{|h_2|^2 E_s}{N_p} \quad (3.84)$$

olarak yazılabilir. Burada,

$$N_p = \frac{N_0}{\beta_p^2 E \left[|h_1|^2 \right]} \quad (3.85)$$

olarak tanımlanmaktadır. $|h_2|^2$, üstel dağılımlı olup beklenen değeri 1'dir. (3.85) ifadesi, (3.84) ifadesinde yerine yazıldığında

$$\gamma_p = \frac{|h_2|^2 E_s}{\frac{N_0}{\beta_p^2}} \quad (3.86)$$

elde edilir. Dolayısıyla, γ_p ,

$$\bar{\gamma}_p = \frac{\beta_p^2 E_s}{N_0} \quad (3.87)$$

ortalama değeri ile $|h_2|^2$ 'nin p.d.f.'sine sahip olup üstel dağılımlıdır. Dolayısıyla, BEP için AF stratejisindeki yaklaşımlar kullanılarak üst sınır bulunabilir. Sonuç olarak, BPSK modülasyonu için, sınırlı geri beslemeli PDF stratejisinde P_b^{nP} ile gösterilen kaynakta BEP, $fb \geq 1$ için,

$$P_b^{nP} < \frac{2^{fb-1}}{\pi} \left[\frac{\pi}{2^{fb}} - \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_P}{\bar{\gamma}_P + 1}} \sin \left(\frac{\pi}{2^{fb}} \right) \right) \right] \quad (3.88)$$

ile üstten sınırlı olup, (3.59)'da $\bar{\gamma}_A$ yerine $\bar{\gamma}_P$ konulması ile elde edilebilir. Aynı şekilde, QPSK modülasyonu için, sınırlı geri beslemeli PDF stratejisinde kaynakta BEP, $fb \geq 2$ için,

$$\begin{aligned} P_q^{nP} &< \frac{2^{fb-2}}{\pi} \left[\frac{\pi}{2^{fb}} - \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_P}{\bar{\gamma}_P + 1}} \sin \left(\frac{\pi}{2^{fb}} + \frac{\pi}{4} \right) \right) \right] \\ &+ \frac{2^{fb-2}}{\pi} \left[\frac{\pi}{2^{fb}} - \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_P}{\bar{\gamma}_P + 1}} \sin \left(\frac{\pi}{2^{fb}} - \frac{\pi}{4} \right) \right) \right] \end{aligned} \quad (3.89)$$

ile üstten sınırlıdır ve (3.67)'de $\bar{\gamma}_A$ yerine $\bar{\gamma}_P$ konulması ile elde edilebilir.

Rölede (P_x^r) ve kaynakta (P_x^{nP}) BEP'in bulunması ile aşağıdaki teoreme ulaşılmaktadır.

Teorem 3: PDF stratejisi için, kaynaktan-kaynağa toplam bit hata olasılığı üst sınırı;

$$P_x^P < P_x^{nP} (1 - P_x^r) + P_x^r (1 - P_x^{nP}), \quad (3.90)$$

ile hesaplanmaktadır.

Tanıt: Kaynaktan-kaynağa hata olasılığı, basit olarak,

$$\begin{aligned} P_x^P &= P(\text{rölede hata}) \times P(\text{kaynakta doğru karar verme}) \\ &+ P(\text{kaynakta hata}) \times P(\text{rölede doğru karar verme}), \\ &+ P(\text{kaynakta hata}) \times P(\text{rölede hata}) \end{aligned} \quad (3.91)$$

ile verilmekte, bu ifadenin sağ tarafındaki üçüncü terim, diğer ikisinin yanında çok küçük olduğundan ihmal edilebilmektedir. Böylece, N_1 kaynağındaki hata olasılığının üst sınır olduğu göz önüne alınarak teorem kolayca tanıtlanmaktadır. $\square$

3.4.3 Sınırlı geri beslemeli DF stratejisi için BEP

PDF stratejisinde olduğu gibi DF stratejisinde de hata hem rölede hem de N_1 kaynağında hesaplanmalıdır.

a) Rölede BEP: (3.1)'de ifadesi verilen rölede alınan işaret ve Bölüm 3.4.2'deki hesaplamalar gözönüne alındığında şu sonuç elde edilmektedir:

Sonuç 4: Sınırlı geri beslemeli DF stratejisi için röledeki BEP, PDF stratejisi ile aynı olup, BPSK ve QPSK modülasyonları için sırasıyla, (3.79) ve (3.80) ile verilmektedir.

b) N_1 kaynağında BEP: (3.41)'de ifadesi verilen N_1 kaynağında alınan işaret faz kuantalama hatası gözönüne alınarak

$$\tilde{y}_1 = |h_1| s_R e^{j\varphi} + w_1 \quad (3.92)$$

biçiminde yazılabilmektedir. Anlık SNR

$$\gamma_D = \frac{|h_1|^2 E_s}{N_0} \quad (3.93)$$

olarak yazılabilir. Dolayısıyla, γ_D ,

$$\bar{\gamma}_D = \frac{E_s}{N_0} \quad (3.94)$$

ortalama değeri ile $|h_1|^2$ 'nin p.d.f.'ine sahip olup üstel dağılımlıdır. BEP için AF stratejisindeki yaklaşımlar kullanılarak üst sınır bulunabilir. BPSK modülasyonu için, sınırlı geri beslemeli DF stratejisinde kaynakta BEP, $fb \geq 1$ için,

$$P_b^{nD} < \frac{2^{fb-1}}{\pi} \left[\frac{\pi}{2^{fb}} - \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_D}{\bar{\gamma}_D + 1}} \sin \left(\frac{\pi}{2^{fb}} \right) \right) \right] \quad (3.95)$$

ile üstten sınırlı olup, (3.59)'da $\bar{\gamma}_A$ yerine $\bar{\gamma}_D$ konulması ile elde edilebilir. Aynı şekilde, QPSK modülasyonu için, sınırlı geri beslemeli PDF stratejisinde kaynakta BEP, $fb \geq 2$ için,

$$P_q^{nD} < \frac{2^{fb-2}}{\pi} \left[\frac{\pi}{2^{fb}} - \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_D}{\bar{\gamma}_D + 1}} \sin \left(\frac{\pi}{2^{fb}} + \frac{\pi}{4} \right) \right) \right] + \frac{2^{fb-2}}{\pi} \left[\frac{\pi}{2^{fb}} - \sin^{-1} \left(\sqrt{\frac{\bar{\gamma}_D}{\bar{\gamma}_D + 1}} \sin \left(\frac{\pi}{2^{fb}} - \frac{\pi}{4} \right) \right) \right] \quad (3.96)$$

ile üstten sınırlıdır ve (3.67)'de $\bar{\gamma}_A$ yerine $\bar{\gamma}_D$ konulması ile elde edilebilir.

Sonuç olarak, DF stratejisi için kaynaktan-kaynağa bit hata olasılığı *Teorem 3*'ten yararlanılarak

$$P_x^D < P_x^{nD} (1 - P_x^r) + P_x^r (1 - P_x^{nD}) \quad (3.97)$$

ile hesaplanmaktadır.

3.5 Kod Çözmedeki Hesaplama Karmaşıklığı

Bu bölümde, önerilen sınırlı geri beslemeli PLNC ile klasik PLNC protokollerinin kaynaklardaki kod çözümü sırasındaki hesaplama karmaşıklıkları *M*-PSK modülasyonu için karşılaştırılmaktadır. Toplam karmaşıklık, kaynaklardaki kod çözme için gerekli gerçel işlemlerin sayısı ile ölçülmektedir. Bunun için, tüm karmaşık işlemler, karşılık gelen gerçel işlemlere şu şekilde dönüştürülmektedir:

- Karmaşık bir çarpma $\rightarrow$ 4 gerçel çarpma ve 2 gerçel toplama,
- Gerçel ile karmaşık bir çarpma $\rightarrow$ 2 gerçel çarpma,
- Karmaşık bir toplama $\rightarrow$ 2 gerçel toplama.

Bu kapsamda, klasik AF stratejisi için (3.6), geri beslemeli AF stratejisi için (3.19) ve (3.27) gözönüne alındığında, kod çözmedeki hesaplamaların sayısı şu şekilde bulunmaktadır:

- (3.6) $\rightarrow$ $3M$ karmaşık ve M gerçel-karmaşık çarpma ile $2M$ karmaşık toplama,
- (3.19) $\rightarrow$ 3 karmaşık ve 1 gerçel-karmaşık çarpma ile 1 karmaşık toplama,
- (3.27) $\rightarrow$ M karmaşık toplama.

AF stratejisi için toplam karmaşıklık, R_M ve R_A sırasıyla gerçel çarpma ve toplama sayılarını göstermek üzere, Çizelge 3.3'te verilmektedir. Çizelge 3.3'ten görüldüğü

gibi, sınırlı geri beslemeli durumda (LF) tüm çarpma işlemleri (3.19)'da yapıp, (3.27)'de herhangi bir çarpma işlemi olmadığından, R_M değeri sabit olup 14 iken klasik AF stratejisinde modülasyon derecesi M ile orantılı olarak artmaktadır. Bununla birlikte, sınırlı geri beslemeli durumda R_A değeri $8+2M$ ile artarken, klasik durumda $10M$ ile artmaktadır. Sonuç olarak, sınırlı geri beslemeli AF stratejisi için hesaplamadaki gerçel işlemlerin sayısı klasik AF stratejisindekilerden daha azdır.

Klasik PDF stratejisi için (3.6), geri beslemeli PDF stratejisi için (3.35) ve (3.37) gözönüne alındığında, kod çözme hesaplamalarının sayısı AF stratejilerindekiler ile aynı olmaktadır. Dolayısıyla, PDF stratejileri için de Çizelge 3.3'teki R_M ve R_A değerleri geçerlidir.

Çizelge 3.3 : AF ve PDF stratejileri için kod çözmedeki hesaplama karmaşıklıkları.

	M -PSK		BPSK		QPSK	
	Klasik	LF	Klasik	LF	Klasik	LF
R_M	$14M$	14	28	14	56	14
R_A	$10M$	$8+2M$	20	12	40	16

Klasik DF stratejisi için (3.12), geri beslemeli DF stratejisi için (3.40) ve (3.42) ifadeleri gözönüne alındığında, kod çözmedeki hesaplamaların sayısı şu şekilde bulunmaktadır:

- (3.12) $\rightarrow M$ karmaşık çarpma ile M karmaşık toplama,
- (3.40) $\rightarrow 1$ karmaşık çarpma,
- (3.42) $\rightarrow M$ karmaşık toplama.

DF stratejisi için toplam karmaşıklık Çizelge 3.4'te verilmektedir. Çizelge 3.4'ten görüldüğü gibi, sınırlı geri beslemeli durumda tüm çarpma işlemleri (3.40)'ta yapıp, (3.42)'de herhangi bir çarpma işlemi olmadığından, R_M değeri sabit olup 4 iken klasik DF stratejisinde modülasyon derecesi M ile orantılı olarak artmaktadır. Bununla birlikte, sınırlı geri beslemeli durumda R_A değeri $2+2M$ ile artarken, klasik durumda $4M$ ile artmaktadır. Sonuç olarak, sınırlı geri beslemeli DF stratejisi için hesaplamadaki gerçel işlemlerin sayısı klasik DF stratejisindekilerden daha azdır.

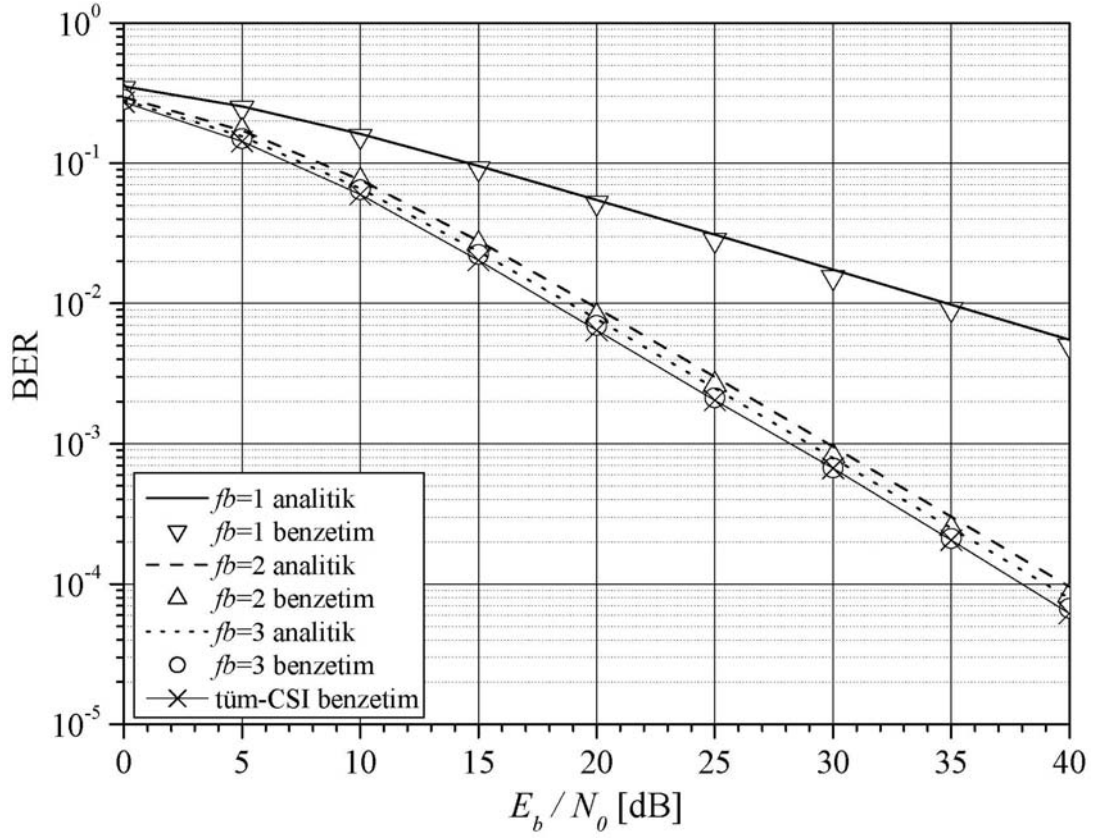
Çizelge 3.4 : DF stratejisi için kod çözmedeki hesaplama karmaşıklığı.

	<i>M</i> -PSK		BPSK		QPSK	
	Klasik	LF	Klasik	LF	Klasik	LF
R_M	$4M$	4	8	4	16	4
R_A	$4M$	$2+2M$	8	6	16	10

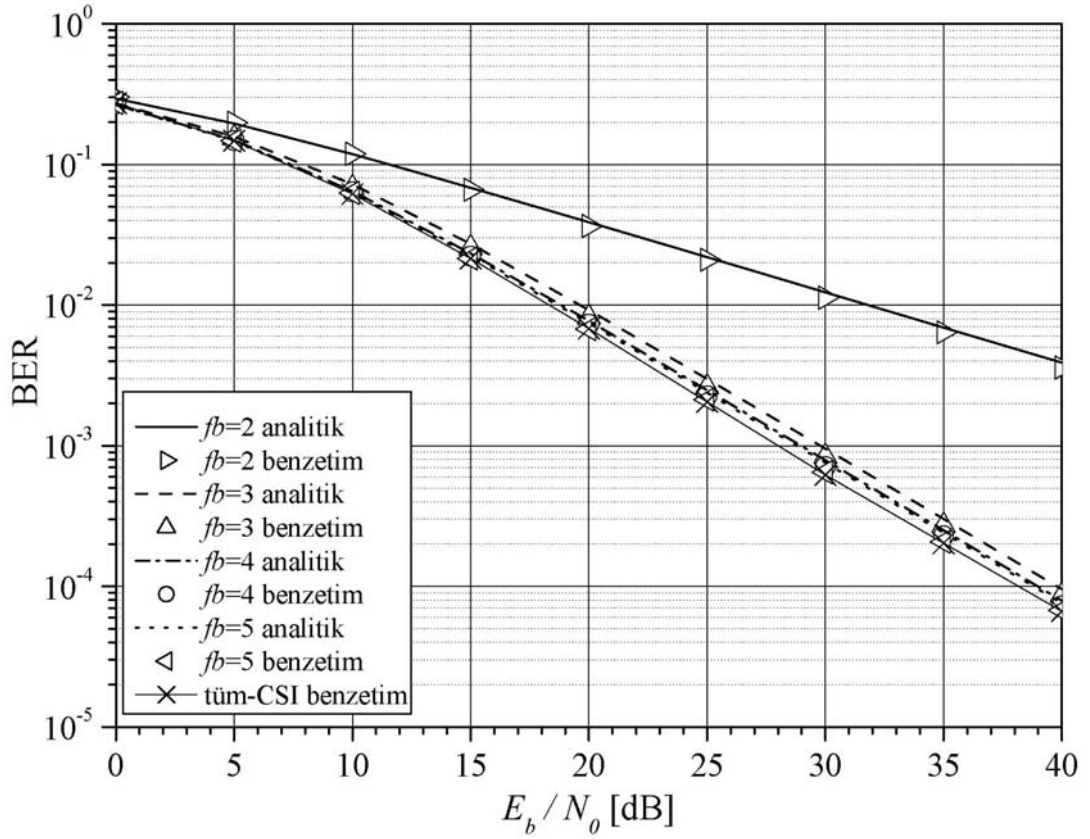
3.6 Başarım Değerlendirmesi

Önerilen geri beslemeli PLNC yöntemlerinin BER başarımları BPSK ve QPSK modülasyonları kullanılarak bilgisayar benzetimleri yardımıyla incelenmiştir. İletim, kanal sönümleme katsayılarının sıfır ortalamalı ve birim varyanslı karmaşık Gauss rastlantı değişkeni olarak modellendiği duruğumsu, düz sönümlemeli Rayleigh kanaldan gerçekleştirilmektedir. Kanalin 130 simgeli bir çerçeve boyunca değişmediği, ancak bir çerçeveden diğerine istatistiksel bağımsız olarak değiştiği, geri besleme hatasının olmadığı varsayılmaktadır.

Sınırlı geri beslemeli AF stratejisinin BER başarımları BPSK ve QPSK modülasyonları için sırasıyla Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te verilmektedir. Karşılaştırma amacıyla tüm-CSI'nin bilindiği klasik AF stratejisinin başarımları da şekillerde gösterilmiştir. Şekil 3.3'ten görüldüğü gibi BPSK modülasyonu kullanan geri beslemeli AF stratejisi 3 geri besleme biti kullanılması durumunda tüm-CSI'nin bilindiği klasik AF stratejisinin başarımlarına ulaşmaktadır. Bununla birlikte 2 geri besleme biti kullanılması durumunda ise, klasik AF stratejisine göre aynı başarıma sadece 1 dB'lik E_b / N_0 arttırımı ile ulaşılabilir. QPSK modülasyonu kullanan AF stratejisi ise Şekil 3.4'ten görüldüğü gibi 5 geri besleme biti kullanılması durumunda tüm-CSI'nin bilindiği klasik AF stratejisinin başarımlarına ulaşmaktadır. Bununla birlikte 4 geri besleme biti kullanılması durumunda ise, klasik AF stratejisiyle aynı başarıma sadece 0.5 dB'lik E_b / N_0 arttırımı ile ulaşılabilir. Ayrıca, BPSK ve QPSK modülasyonları için sırasıyla (3.59) ve (3.67) ile verilen analitik BEP üst sınırları da şekillerde gösterilmekte ve sınırların oldukça sıkı olduğu görülmektedir.

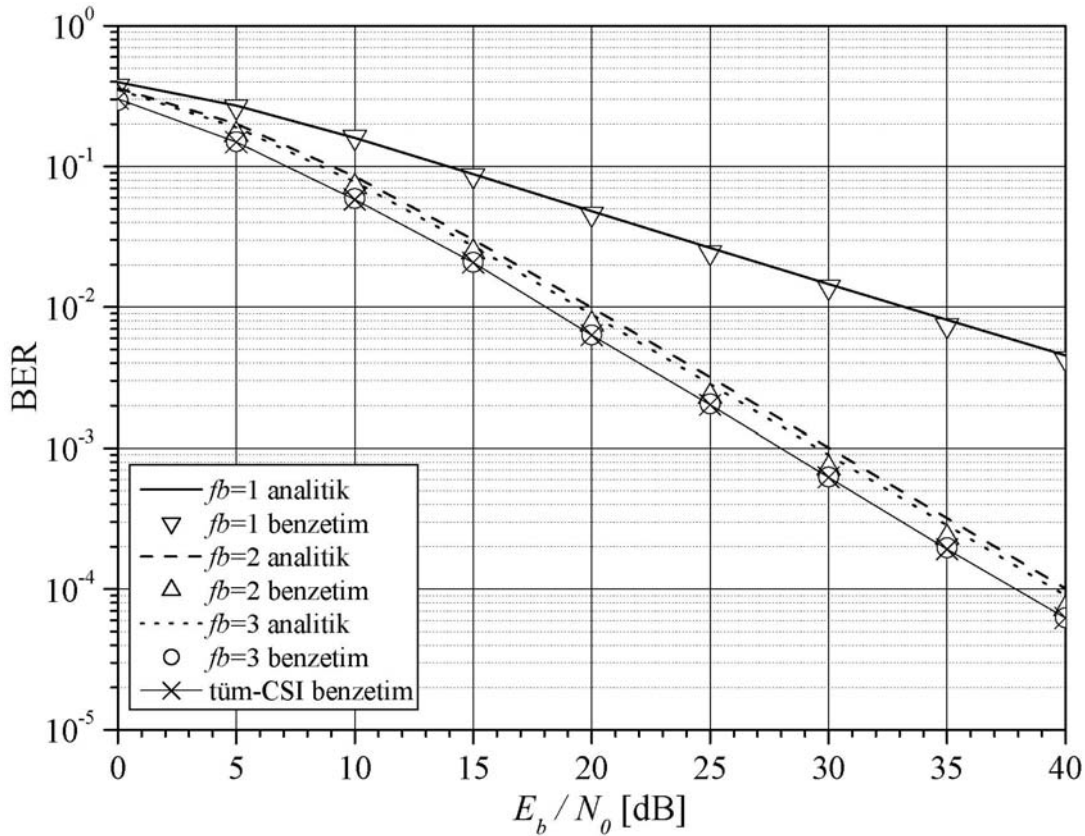


Şekil 3.3 : BPSK modülasyonu için geri beslemeli AF stratejisinin BER başarımları.

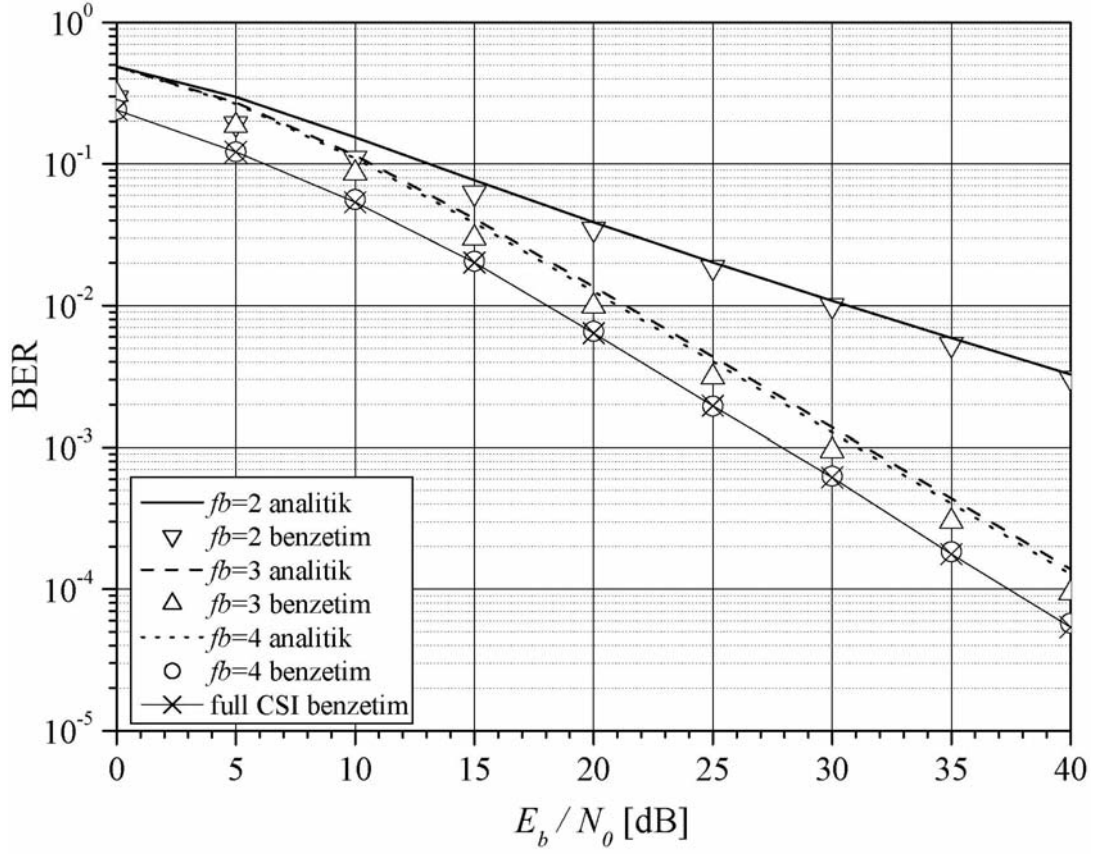


Şekil 3.4 : QPSK modülasyonu için geri beslemeli AF stratejisinin BER başarımları.

Sınırlı geri beslemeli PDF stratejisinin BER başarımları BPSK ve QPSK modülasyonları için sırasıyla Şekil 3.5 ve Şekil 3.6’da verilmektedir. Karşılaştırma amacıyla tüm-CSI’nın bilindiği klasik PDF stratejisinin başarımı da şekillerde gösterilmiştir. Şekil 3.5’ten görüldüğü gibi BPSK modülasyonu kullanan geri beslemeli PDF stratejisi 3 geri besleme biti kullanılması durumunda tüm-CSI’nın bilindiği klasik PDF stratejisinin başarımına ulaşmaktadır. Bununla birlikte, 2 geri besleme biti kullanılması durumunda ise, klasik PDF stratejisine göre aynı başarıma sadece 0.5 dB’lik E_b / N_0 arttırımı ile ulaşılabilir. QPSK modülasyonu kullanan PDF stratejisi ise Şekil 3.6’dan görüldüğü gibi 4 geri besleme biti kullanılması durumunda tüm-CSI’nın bilindiği klasik PDF stratejisinin başarımına ulaşmaktadır. Bununla birlikte, 3 geri besleme biti kullanılması durumunda ise, klasik PDF protokolüne göre aynı başarıma 2 dB’lik E_b / N_0 arttırımı ile ulaşılabilir. Ayrıca, (3.90) ile hesaplanan analitik BEP üst sınırları da şekillerde gösterilmekte ve sınırların oldukça sıkı olduğu görülmektedir.

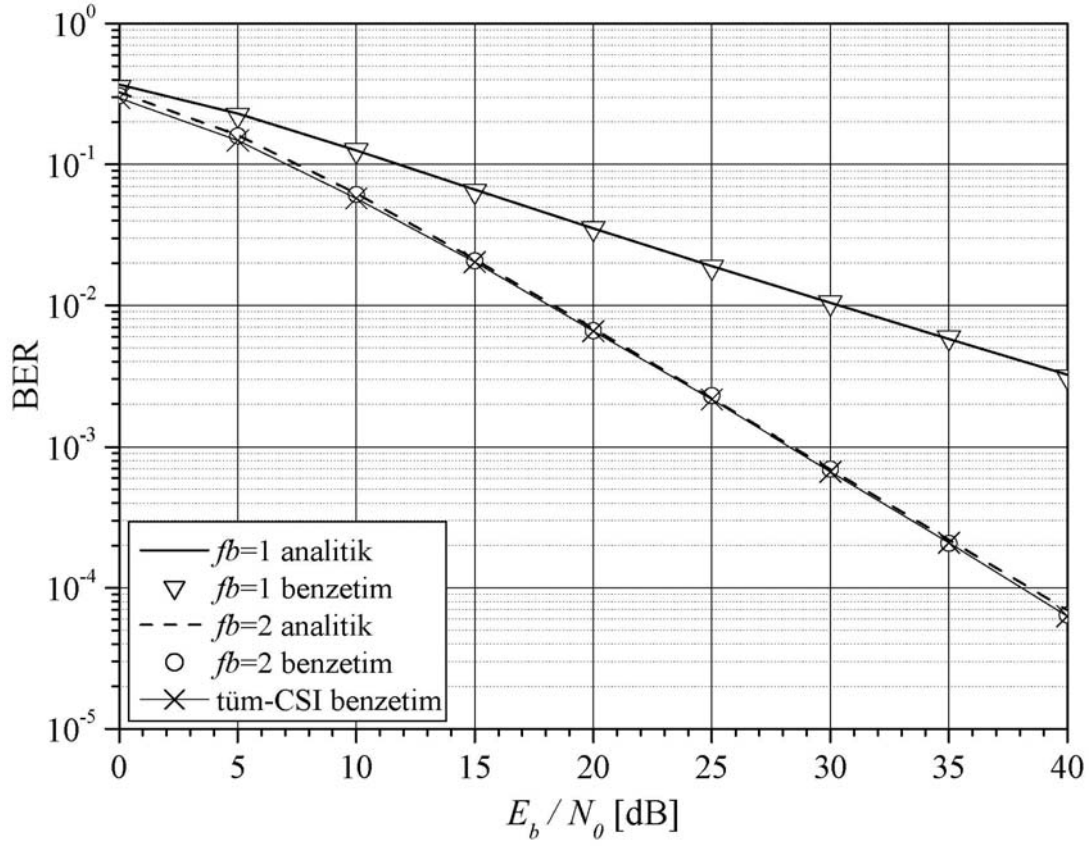


Şekil 3.5 : BPSK modülasyonu için geri beslemeli PDF stratejisinin BER başarımları.

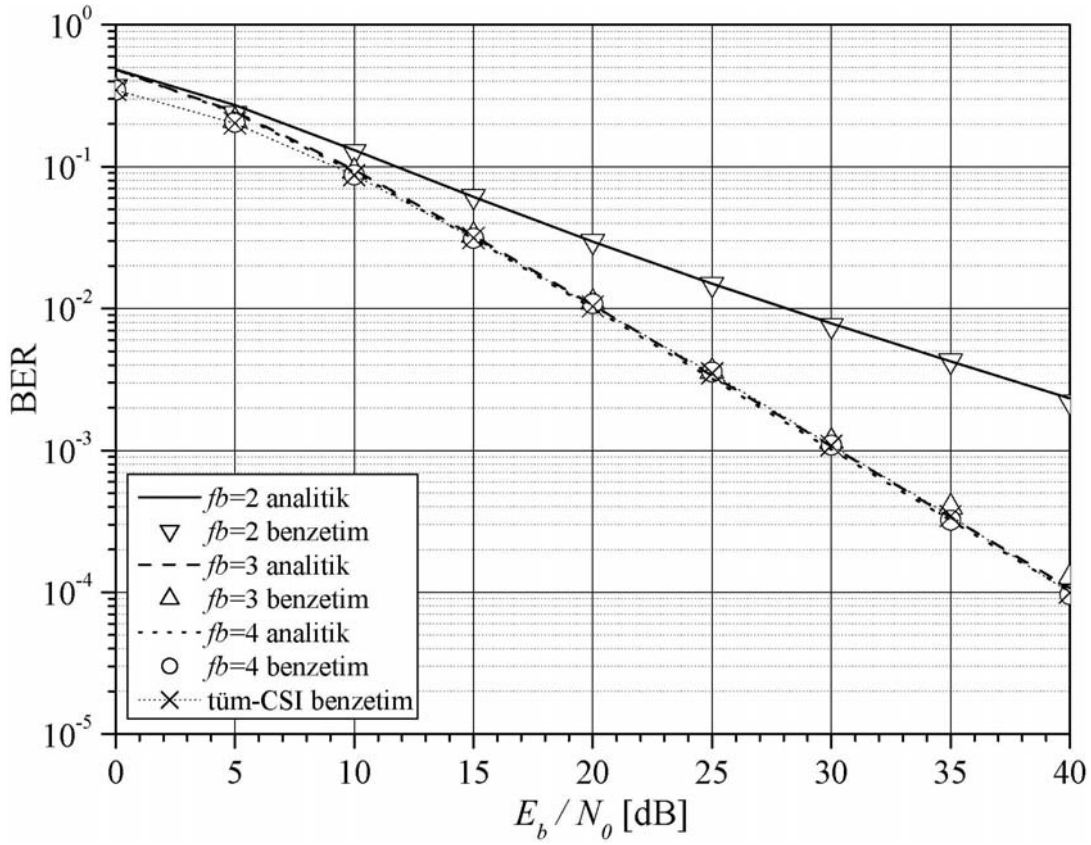


Şekil 3.6 : QPSK modülasyonu için geri beslemeli PDF stratejisinin BER başarımları.

Sınırlı geri beslemeli DF stratejisinin BER başarımları BPSK ve QPSK modülasyonları için sırasıyla Şekil 3.7 ve Şekil 3.8’de verilmektedir. Karşılaştırma amacıyla tüm-CSI’nın bilindiği klasik DF stratejisinin başarımı da şekillerde gösterilmiştir. Şekil 3.7’den görüldüğü gibi BPSK modülasyonu kullanan geri beslemeli DF stratejisi 4 geri besleme biti (kanal başına 2 bit) kullanılması durumunda tüm-CSI’nın bilindiği klasik DF stratejisinin başarımına ulaşmaktadır. QPSK modülasyonu kullanan geri beslemeli DF stratejisi ise Şekil 3.8’den görüldüğü gibi 8 geri besleme biti (kanal başına 4 bit) kullanılması durumunda tüm-CSI’nın bilindiği klasik DF stratejisinin başarımına ulaşmaktadır. Ayrıca, (3.97) ile hesaplanan analitik BEP üst sınırları da şekillerde gösterilmekte ve sınırların oldukça sıkı olduğu görülmektedir.



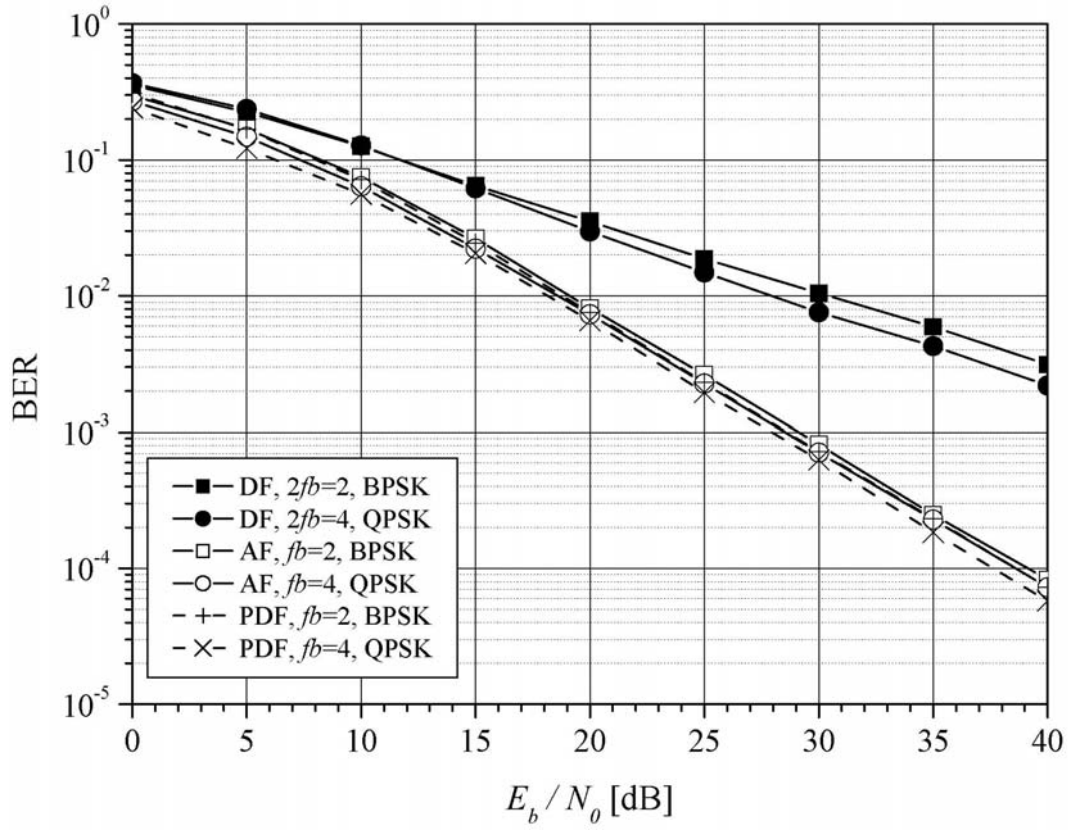
Şekil 3.7 : BPSK modülasyonu için geri beslemeli DF stratejisinin BER başarımları.



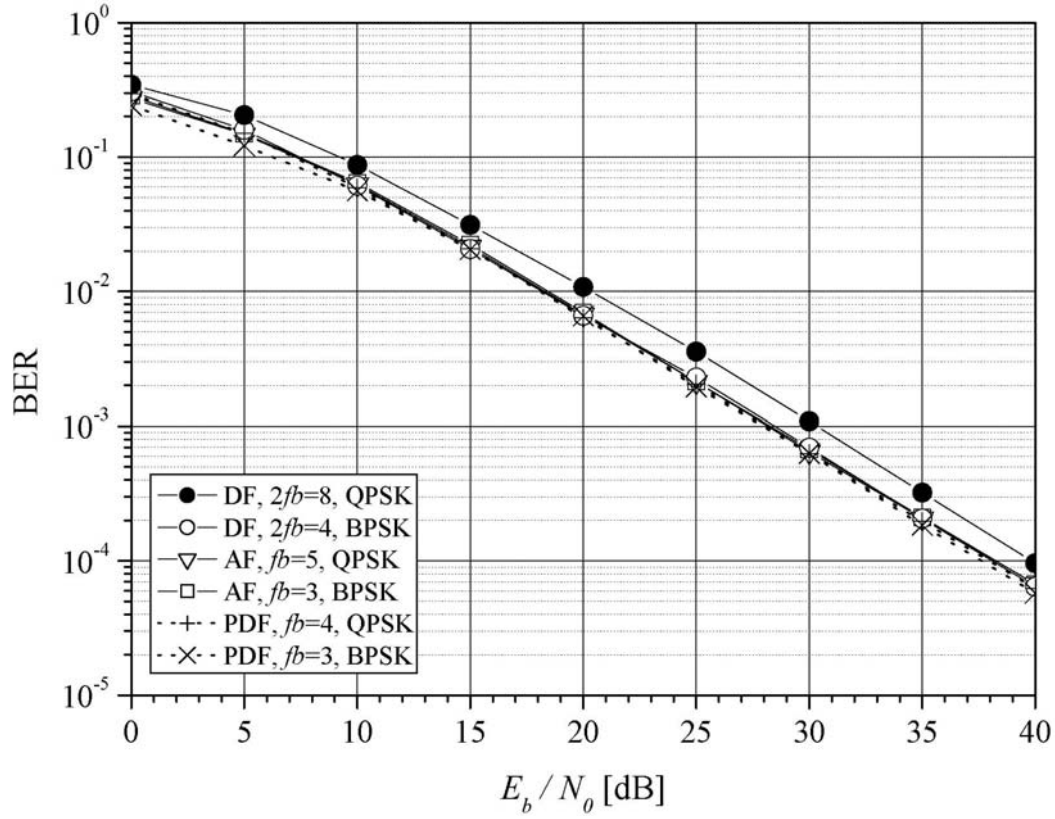
Şekil 3.8 : QPSK modülasyonu için geri beslemeli DF stratejisinin BER başarımları.

Şekil 3.9’da BPSK modülasyonu için 2, QPSK modülasyonu için 4 geri besleme biti kullanılması durumunda AF, PDF ve DF stratejilerinin BER başarımları karşılaştırılmıştır. DF stratejisi her iki modülasyon türü için de, kanal fazlarının ayrı ayrı geri beslenmesi gerektiğinden, en kötü başarımları göstermektedir. PDF stratejisi ise özellikle yüksek SNR değerlerinde, kodlamada röledeki gürültü etkisi kaldırıldığından, bir başka deyişle AF stratejisinde röledeki gürültü de kuvvetlendirildiğinden, AF stratejisine göre her iki modülasyon türünde de yaklaşık 1 dB’lik daha az E_b / N_0 değerinde aynı başarıma ulaşmaktadır.

Şekil 3.10’da ise geri besleme biti sayısından bağımsız olarak her üç stratejinin BPSK ve QPSK modülasyonları için en iyi BER başarımları verilmektedir. Yüksek SNR değerlerinde AF-BPSK, AF-QPSK, DF-BPSK strateji-modülasyon tipi çifti hemen hemen aynı başarımları göstermektedir. PDF-BPSK ve PDF-QPSK ise birbirleriyle hemen hemen aynı, AF-BPSK, AF-QPSK, DF-BPSK’den biraz daha iyi başarımları göstermektedir. DF-QPSK ise röledeki QPSK başarımları BPSK’den daha kötü olduğundan diğer strateji-modülasyon tipi çiftlerinden daha kötü başarımları göstermektedir. Burada DF stratejisinin diğerlerine göre daha fazla geri besleme biti kullandığı unutulmamalıdır.



Şekil 3.9 : AF, PDF ve DF stratejilerinin aynı geri besleme biti sayısındaki BER başarımları.



Şekil 3.10 : Geri beslemeli AF, PDF ve DF stratejilerinin en iyi BER başarımları.

4. OSTBC KULLANAN RÖLEDE KOD ÇÖZMEYE DAYALI SINIRLI GERİ BESLEMELİ PLNC

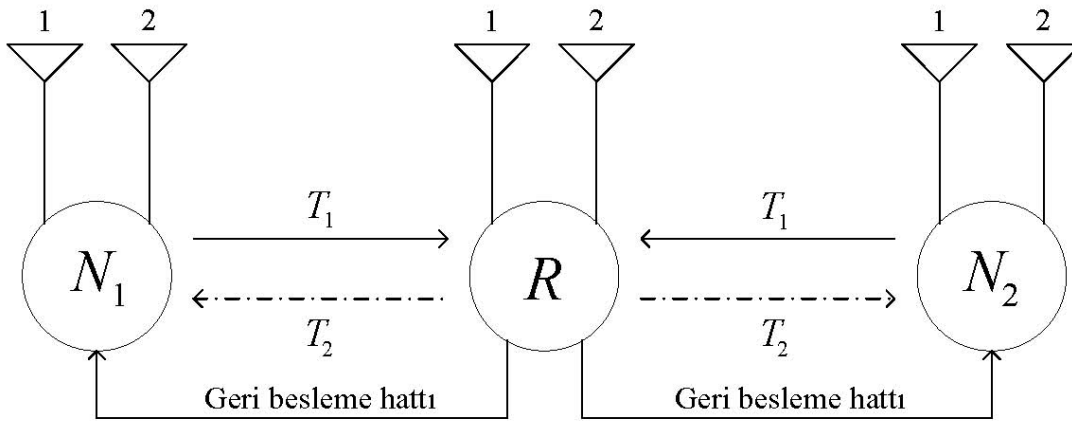
Bu bölümde, sınırlı geri beslemenin TWRC sistemindeki birimlerde anten çeşitlemesi olduğunda PLNC protokolüne uygulanışı ele alınmaktadır. PLNC için DF ve PDF stratejileri göz önüne alınmakta ve tüm birimlerde Alamouti OSTBC iletilmesine olanak sağlamak üzere iki anten kullanılmaktadır. DF stratejisinde, röle kendisine gönderilen işaretleri çözüp, kaynaklara iletmek üzere bir PLNC eşleme kuralı ile kodlamaktadır. Sınırlı geri besleme ile, röledeki kodlama kazancı artırılarak BER'in iyileştirilmesi için kaynaklardan biri röle tarafından kanalın anlık durumu hakkında bilgilendirilmektedir. DF stratejisi için BEP'in üst ve alt sınır ifadeleri BPSK ve QPSK modülasyonları için kapalı-biçimde elde edilmiş ve benzetimler yardımıyla doğrulanmıştır. Sonuçta, geri beslemenin BER başarımını iyileştirdiği görülmüştür [46,76].

Önceki bölümlerde, belirli modülasyon türleri için eşleme kuralının oluşturulamaması durumunda, literatürde PDF stratejisinin önerildiği ve bu stratejide, röle kendisine gönderilen işaretleri çözdükten sonra, ilgili CSI'ları kullanarak bu işaretleri ağırlıklandırıp ağ kodlamalı işaretleri oluşturduğu anlatılmıştır. Kaynaklarda kod çözme işlemi için, bir kaynağın röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'ları bilmesi gerektiği ve bunun protokol karmaşıklığını arttırıp, fazladan kanal kestirim algoritmaları kullanımını gerektirdiği açıklanmıştır. Bununla birlikte, her birimde iki antenin kullanıldığı sistem için klasik ağırlıklandırma yöntemi hem çeşitleme derecesinin azalmasına neden olmakta hem de simge-simge kod çözme engellemektedir. Bu nedenle, bu bölümde, işaretlerin röle ile ilgili kaynak arasındaki en büyük genlikli kanal sönümleme katsayısı ile ağırlıklandırılmasına dayalı geri beslemeli değiştirilmiş-PDF (MPDF) stratejisi önerilmiştir. MPDF stratejisi ile kaynaklarda simge-simge kod çözme olanaklı hale gelirken, çeşitleme derecesi de tam yapılabilmektedir. Ayrıca, bir kaynağın röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'ları bilmesine gereksinim olmadığından kanal kestirim algoritmaları kaldırılmaktadır. Benzetim sonuçlarından, geri beslemeli MPDF stratejisinin yeterli geri besleme biti

kullanılması durumunda, klasik PDF stratejisine göre BER başarımını oldukça iyileştirdiği görülmektedir [46,76].

4.1 Sistem Modeli

Birbiriyle iletişim kurmak isteyen iki kaynak (N_1 , N_2) ve bunlar arasında bulunan bir röleden (R) oluşan üç birimli, her birimde iki antenin olduğu Şekil 4.1’de verilen TWRC telsiz iletişim sistemi göz önüne alınmaktadır. T_1 ve T_2 , sırasıyla PLNC protokolünün MAC ve BC evrelerini göstermektedir. Rölenin iki kaynağa eşit mesafede olduğu ve kaynaklar arasında LoS’nin bulunmadığı ve kaynakların verici güçlerinin birbirleri ile doğrudan iletişim kurmak için yeterli olmadığı varsayılmaktadır. Kaynaklar veya rölenin bir zaman aralığında sadece verici ya da alıcı olduğu yarı-dupleks iletişim düşünülmektedir.



Şekil 4.1 : PLNC kodlamalı birimleri iki antenli TWRC sistemi.

T_1 süresince, kaynaklar k bitten oluşan veri bloklarını $M = 2^k$ olmak üzere M -PSK işaretlerine eşlemekte ve işaret çiftlerini Alamouti OSTBC’yi kullanarak eşzamanlı olarak röleye iletmektedirler. Röle ML karar kuralını uygulayarak kaynaklardan gelen işaretleri belirlemekte ve T_2 süresince, PDF ya da DF stratejilerinden birini kullanarak oluşturduğu ağ-kodlanmış işaret çiftini Alamouti OSTBC’yi kullanarak kaynaklara iletmektedir. M -PSK işaretlerinin oluşturduğu küme Q ile gösterilmektedir. Kullanılan Alamouti OSTBC,

$$C_i = \begin{pmatrix} s_{i1} & -s_{i2}^* \\ s_{i2} & s_{i1}^* \end{pmatrix} \quad (4.1)$$

olarak verilmektedir. Burada, s_{ij} , i . birimin ($i = 1, 2, R$), j . anteninden ($j = 1, 2$) gönderilen işareti belirtmektedir. (4.1) ile verilen iletim matrisinin satırları ve sütunları, sırasıyla, antenleri ve zaman aralıklarını göstermektedir. i . birimin j . anteninden t zaman aralığında alınan işaret $y_{j,t}^i$ ile gösterilmektedir. Antenler arasındaki kanal sönümleme katsayılarının duruğumsu, düz sönümlemeli olduğu, bir başka deyişle, bir çerçeve boyunca değişmediği ancak çerçeveden çerçeveye bağımsız olarak değiştiği varsayılmaktadır. i . kaynağın j . anteni ile rölenin k . anteni arasındaki sönümleme katsayıları h_{jk}^i ile gösterilmekte, sıfır ortalamalı ve boyut başına $\frac{1}{2}$ varyanslı bağımsız karmaşık Gauss raslantı değişkeni olarak modellenmektedir. Antenlere etkiyen sıfır ortalamalı N_0 varyanslı AWGN bileşeni ise $w_{j,t}^i$ ile gösterilmektedir. Tüm kanalların tersinir (kanal sönümleme katsayılarının iki yönde de aynı değere sahip) olduğu ve birimlerin ortalama verici güçlerinin eşit olarak 1 W olduğu varsayılmaktadır.

4.2 PLNC Protokolünde DF Stratejisi

Bu bölümde, ilk olarak her birimde Alamouti kodu kullanıldığında klasik DF stratejisinin her iki evresindeki iletim formüle edilmekte, ardından, sınırlı geri beslemeli DF stratejisi açıklanarak BEP analizleri verilmektedir.

4.2.1 Klasik DF stratejisi

Bu bölümde klasik DF stratejisinde MAC ve BC evrelerindeki veri alış verişi açıklanmaktadır. Anlatımın basitliği nedeniyle ilk olarak BC evresi gözönüne alınmaktadır.

a) BC Evresi: Bu evrede, kaynaklar alıcı, röle verici durumundadır. Her bir kaynak için alınan işaretler

$$Y_i = H_i C_R + W_i, \quad i = 1, 2 \quad (4.2)$$

olarak yazılabilmektedir. Burada, Y_i alınan işaret matrisi, H_i kanal matrisi ve W_i AWGN matrisi olup,

$$Y_i = \begin{pmatrix} y_{1,1}^i & y_{1,2}^i \\ y_{2,1}^i & y_{2,2}^i \end{pmatrix}, \quad W_i = \begin{pmatrix} w_{1,1}^i & w_{1,2}^i \\ w_{2,1}^i & w_{2,2}^i \end{pmatrix}, \quad (4.3)$$

$$H_i = \begin{pmatrix} h_{11}^i & h_{12}^i \\ h_{21}^i & h_{22}^i \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

olarak tanımlanmaktadır. Eşdeğer kanal matrisinin elde edilebilmesi için (4.2) üzerinde gerekli işlemlerin yapılması ile,

$$\mathbf{y}_i = \bar{H}_i \mathbf{s}_R + \mathbf{w}_i \quad (4.5)$$

vektörel modeli elde edilmektedir. Burada, $\mathbf{y}_i$ ve $\mathbf{s}_R$ sırasıyla, alınan ve gönderilen işaret vektörleri, $\mathbf{w}_i$ ise AWGN vektörü olup,

$$\mathbf{y}_i = \begin{pmatrix} y_{1,1}^i \\ (y_{1,2}^i)^* \\ y_{2,1}^i \\ (y_{2,2}^i)^* \end{pmatrix}, \quad \mathbf{s}_R = \begin{pmatrix} s_{1R} \\ s_{2R} \end{pmatrix}, \quad \mathbf{w}_i = \begin{pmatrix} w_{1,1}^i \\ (w_{1,2}^i)^* \\ w_{2,1}^i \\ (w_{2,2}^i)^* \end{pmatrix} \quad (4.6)$$

olarak yazılabilir. Eşdeğer kanal matrisi ise,

$$\bar{H}_i = \begin{pmatrix} h_{11}^i & h_{12}^i \\ (h_{12}^i)^* & -(h_{11}^i)^* \\ h_{21}^i & h_{22}^i \\ (h_{22}^i)^* & -(h_{21}^i)^* \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

olarak elde edilmektedir. BC evresi, $N_T=2$ ve $N_R=2$ olmak üzere $-N_T$ verici, N_R alıcı anten sayısını göstermektedir - tipik OSTBC iletimi özelliği taşıdığından, kaynaklar tüm M -PSK işaret vektörleri $\mathbf{c}_R = (c_{R1}, c_{R2})^T$ 'ler üzerinden ML karar kuralını uygulayarak kod çözme işlemini şu şekilde gerçekleştirirler:

$$\hat{\mathbf{s}}_R = \arg \min_{\mathbf{c}_R} \|\mathbf{y}_i - \bar{H}_i \mathbf{c}_R\|^2. \quad (4.8)$$

Eşit enerjili işaret uzayını kullanan M -PSK modülasyon türleri için bu karar kuralı

$$\hat{\mathbf{s}}_R = \arg \min_{\mathbf{c}_R} \|\tilde{\mathbf{s}}_R - \mathbf{c}_R\|^2 \quad (4.9)$$

ile verilen Öklit uzaklık metriğinin en küçük yapılması ile eşdeğerdir. Burada, $\tilde{\mathbf{s}}_R$,

$$\tilde{\mathbf{s}}_R = \bar{H}_i^H \mathbf{y}_i \quad (4.10)$$

ile elde edilen işaret kestirim vektörüdür. (4.5), (4.10)'da yerine yazıldığında,

$$\tilde{\mathbf{s}}_R = \bar{H}_i^H \bar{H}_i \mathbf{s}_R + \bar{H}_i^H \mathbf{w}_i \quad (4.11)$$

elde edilmektedir. OSTBC’de, kanal ilişki matrisi,

$$G_{BC} = \bar{H}_i^H \bar{H}_i = \begin{pmatrix} \|H_i\|_F^2 & 0 \\ 0 & \|H_i\|_F^2 \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

olarak tanımlanmakta olup köşegen bir matristir. Köşegen kanal ilişki matrisi, Alamouti kodu gibi OSTBC’lerin çok bilinen bir özelliğidir. Böylece, herhangi bir işaretin kestirimi diğerinden bağımsız olarak elde edilebilir ve Bölüm 2.2’de belirtildiği gibi simge-simge kod çözme

$$\hat{s}_{Ri} = \arg \min_{c_{Ri}} |\tilde{s}_{Ri} - c_{Ri}|^2 \quad (4.13)$$

ile gerçekleştirilebilir.

Diğer taraftan, işaret kestirimi,

$$\tilde{s}_{Ri} = \left(\sum_{x=1}^{N_T} \sum_{y=1}^{N_R} |h_{xy}^i|^2 \right) s_{Ri} + \tilde{w}_i \quad (4.14)$$

olarak yazılabilmektedir ve burada gözönüne alınan sistem için $N_T = N_R = 2$ ’dir. Diğer bir deyişle, (4.14) denkleminin sağ tarafındaki işaretin (s_{Ri}) katsayısı, tüm kanal katsayılarının modül karelerinin toplamından oluşmaktadır. Bu özellik tam-çeşitleme olarak adlandırılmakta ve çeşitleme derecesi (L) toplamdaki terim sayısı ile verilmektedir ($L = N_T N_R$). Bu toplamı azaltan herhangi bir ek terim çeşitlemeyi de azaltmaktadır (bkz. Bölüm 2.2). Bununla birlikte, eşdeğer kanal matrisindeki ($\bar{H}_i$) dik sütunların sayısı da verici çeşitleme derecesini belirlemektedir. Bu evrede, $L = 4$ olup tam-çeşitleme sağlanmaktadır.

b) MAC evresi: Bu evrede, röle alıcı, kaynaklar verici durumundadır. Rölede alınan işaretler

$$Y_R = H_1^T C_1 + H_2^T C_2 + W_R, \quad (4.15)$$

olarak verilmektedir. Burada, Y_R ve W_R , (4.3)’te $i = R$ alınarak elde edilen matrislerdir. (4.15)’in düzenlenmesi ile,

$$\mathbf{y}_R = \bar{H}_R \mathbf{s}_N + \mathbf{w}_R \quad (4.16)$$

vektörel modeli elde edilmektedir. Burada, $\mathbf{y}_R$ ve $\mathbf{w}_R$ sırasıyla alınan işaret ve AWGN vektörleri olup (4.6)'da $i = R$ yazılarak elde edilirler. $\mathbf{s}_N$ gönderilen işaret vektörü olup

$$\mathbf{s}_N = \begin{pmatrix} s_{11} \\ s_{12} \\ s_{21} \\ s_{22} \end{pmatrix} \quad (4.17)$$

olarak tanımlanmaktadır. Eşdeğer kanal matrisi ise

$$\bar{H}_R = \begin{pmatrix} h_{11}^1 & h_{21}^1 & h_{11}^2 & h_{21}^2 \\ (h_{21}^1)^* & -(h_{11}^1)^* & (h_{21}^2)^* & -(h_{11}^2)^* \\ h_{12}^1 & h_{22}^1 & h_{12}^2 & h_{22}^2 \\ (h_{22}^1)^* & -(h_{12}^1)^* & (h_{22}^2)^* & -(h_{12}^2)^* \end{pmatrix} \quad (4.18)$$

biçiminde elde edilmektedir. Bu evrede

$$G_{MAC} = \bar{H}_R^H \bar{H}_R \quad (4.19)$$

olarak tanımlanan kanal ilişki matrisi

$$G_{MAC} = \begin{pmatrix} \|H_1\|_F^2 & 0 & a & b \\ 0 & \|H_1\|_F^2 & -b^* & a^* \\ a^* & -b & \|H_2\|_F^2 & 0 \\ b^* & a & 0 & \|H_2\|_F^2 \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

olarak yazılabilir. Burada,

$$a = \sum_{j=1}^2 (h_{2j}^2)^* h_{2j}^1 + h_{1j}^2 (h_{1j}^1)^*, \quad (4.21)$$

$$b = \sum_{j=1}^2 (h_{1j}^1)^* h_{2j}^2 - h_{2j}^1 (h_{1j}^2)^* \quad (4.22)$$

olarak tanımlanmaktadır. G_{MAC} , köşegen matris olmadığından, simge-simge kod çözme bu evrede yapılamamaktadır. Rôle, işaretleri belirlemek için,

$$\hat{\mathbf{s}}_{RN} = \arg \min_{\mathbf{c}_N} \|\mathbf{y}_R - \bar{H}_R \mathbf{c}_N\|^2 \quad (4.23)$$

ile verilen ML karar kuralını uygulamaktadır. Burada, $\hat{\mathbf{s}}_{RN} = (\hat{s}_{R11}, \hat{s}_{R12}, \hat{s}_{R21}, \hat{s}_{R22})^T$ olup rölede karar verilen işaret vektörü, $\mathbf{c}_N = (c_{11}, c_{12}, c_{21}, c_{22})^T$ ise M -PSK işaret uzayından seçilen işaret vektörüdür. İşaret kestirimleri diğer işaretlere bağımlı olduğundan bu evrede tam-çeşitleme sağlanamamaktadır. Ancak eşdeğer kanal matrisindeki ($\bar{H}_R$) dik sütunların sayısı 2 olduğundan toplam çeşitleme derecesi hala $L = 4$ 'tür.

c) Ağ kodlaması eşleme kuralı: Röle $\mathbf{s}_R$ işaret vektörünü bu bölümde verilen eşleme kurallarına göre oluşturmaktadır. Bu çalışmada, BPSK ve QPSK modülasyonları gözönüne alınmakta ve işaret uzayları Şekil 3.2'de verilmektedir. BPSK ve QPSK modülasyonları için ağ kodlamasında kullanılan eşleme kuralları ise sırasıyla Çizelge 3.1 ve Çizelge 3.2'de verilmektedir.

Eşleme işleminden sonra röle ağ-kodlanmış $\mathbf{s}_R = (s_{R1}, s_{R2})^T$ vektöründeki işaretleri C_R iletim matrisi ile iletmektedir. Her bir kaynak (4.9)'da verilen ML karar kuralı ile kod çözme işlemini gerçekleştirip $\hat{\mathbf{s}}_R = (\hat{s}_{R1}, \hat{s}_{R2})^T$ vektöründeki işaretleri belirledikten sonra, kendi işaretini bildiği için, kendisine gönderilen işareti, $\hat{s}_{Rj} = s_{Rj}$ ve $s_{ij} = \hat{s}_{ij}$ varsayarak, eşleme kuralı yardımıyla belirlemektedir. Bu stratejide, kaynakların tüm-CSI'yı bilmelerine gerek bulunmamaktadır. Sadece röle tüm-CSI'yı bilmekte olup, kaynaklar sadece kendileri ile röle arasındaki CSI'yı bilmektedirler.

4.2.2 Sınırlı geri beslemeli DF stratejisi

Bu bölümde ilk olarak sınırlı geri besleme uygulamasının sağlayacağı geliştirmeye ilişkin kuramsal dayanaklar, ardından geri beslemenin uygulanışı açıklanmaktadır.

Bölüm 2.2'de belirtildiği gibi STBC'ler için çeşitleme derecesinin yanında kodlama kazancı da önemli bir başarımlı ölçütüdür. Çeşitleme derecesini belirleyen rank koşulu, iletim matrisine bağlıdır ancak iletim matrisine göre belirlenen eşdeğer kanal matrisi ve ona ilişkin kanal ilişki matrisine de bağlı olmaktadır. Öyle ki, kanal ilişki matrisinin köşegen olması, tam ranklı olması demektir ve dolayısıyla çeşitlemeyi tam yapmaktadır. Bununla birlikte, kodlama kazancı Bölüm 2.2'de verilen ve $A(\mathbf{s}, \mathbf{e})$ ile belirtilen matrisin determinanı ile belirlenmektedir. $A(\mathbf{s}, \mathbf{e})$, iletim matrisine bağlı olup, aynı zamanda kanal ilişki matrisinin yapısının kodlamada başarımlı etkilediğini

göstermektedir. [77]'de alıcıda ML karar kuralı ile kod çözme işlemi yapıldığında, dik yapılı kodların (OSTBC) alınan SNR'ı en iyi yaptığı belirtilmiş ve alınan SNR'ın kanal ilişki matrisine bağlı olduğu gösterilmiştir. Diğer taraftan, OSTBC için, bölüm 4.2.1'de açıklandığı gibi kanal ilişki matrisinin köşegen olması simge-simge kod çözmeye de olanak vermektedir.

Bu nedenlerle, sınırlı geri besleme tekniği, G_{MAC} kanal ilişki matrisindeki çapraz-çarpım terimlerini (a ve b) sıfıra doğru azaltacak ve kanal ilişki matrisini köşegen olmaya zorlayacak biçimde uygulanmakta ve böylece alınan SNR'ın ve dolayısıyla BER başarımının iyileştirilmesi için aşağıdaki gibi uygulanmaktadır.

N_1 kaynağının ilk anteninden gönderdiği işaretleri $e^{j\theta_o}$ ile çarparak ilettiği gözönüne alındığında, iletim matrisi;

$$C_L = \begin{pmatrix} s_{11}e^{j\theta_o} & -s_{12}^*e^{j\theta_o} \\ s_{12} & s_{11}^* \end{pmatrix} \quad (4.24)$$

olmaktadır. (4.15)'te C_1 yerine C_L alıp (4.16)'daki vektörel modeli oluşturmak üzere gerekli işlemler yapıldığında, eşdeğer kanal matrisi

$$\bar{H}_{RL} = \begin{pmatrix} h_{11}^1 e^{j\theta_o} & h_{21}^1 & h_{11}^2 & h_{21}^2 \\ (h_{21}^1)^* & -(h_{11}^1)^* e^{-j\theta_o} & (h_{21}^2)^* & -(h_{11}^2)^* \\ h_{12}^1 e^{j\theta_o} & h_{22}^1 & h_{12}^2 & h_{22}^2 \\ (h_{22}^1)^* & -(h_{12}^1)^* e^{-j\theta_o} & (h_{22}^2)^* & -(h_{12}^2)^* \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

olarak, ilgili kanal ilişki matrisi ise

$$G_o = \begin{pmatrix} \|H_1\|_F^2 & 0 & a_o & b_o \\ 0 & \|H_1\|_F^2 & -b_o^* & a_o^* \\ a_o^* & -b_o & \|H_2\|_F^2 & 0 \\ b_o^* & a_o & 0 & \|H_2\|_F^2 \end{pmatrix} \quad (4.26)$$

biçiminde elde edilir. Burada,

$$a_o = \sum_{j=1}^2 (h_{2j}^2)^* h_{2j}^1 + e^{-j\theta_o} h_{1j}^2 (h_{1j}^1)^* , \quad (4.27)$$

$$b_o = \sum_{j=1}^2 e^{-j\theta_o} (h_{1j}^1)^* h_{2j}^2 - h_{2j}^1 (h_{1j}^2)^* \quad (4.28)$$

olarak verilmektedir. Sınırlı geri besleme uygulamak için, fb geri besleme biti sayısını göstermek üzere, $[0, 2\pi]$ aralığı 2^{fb} eşit aralığa, açı sınırları

$$\Theta_m = \frac{2\pi m}{2^{fb}}, \quad m = 0, 1, \dots, 2^{fb-1} \quad (4.29)$$

olmak üzere bölünmektedir. Röle, θ_o açısını

$$\theta_o = \arg \min_{\theta_m} (|a_m| + |b_m|) \quad (4.30)$$

koşuluna göre belirleyip indeksini N_1 kaynağına geri besleme ile bildirmektedir. a_m ve b_m , sırasıyla (4.27) ve (4.28)'de o altındisi yerine m altındisi yazılarak hesaplanmaktadır. Burada, sadece bir kaynağın röle tarafından anlık CSI hakkında bilgilendirmesi yeterlidir.

Sonuç olarak, DF stratejisinde geri besleme, BC evresi tipik OSTBC iletimi sağladığı için, sadece MAC evresinde uygulanmaktadır.

4.2.3 BEP analizi

Bu bölümde, önceki bölümde açıklanan, geri beslemeli DF stratejisinin BPSK ve QPSK modülasyonları için BEP'in alt ve üst sınırlarının kapalı-biçim ifadeleri verilmektedir. Kaynaklar arasındaki karşılıklı iletişimin simetrik olmasından dolayı sadece N_1 kaynağındaki BEP gözönüne alınmaktadır.

Kaynaktan-kaynağa toplam BEP

$$P_x = P(\text{rölede hata})P(\text{kaynakta doğru karar verme}) \\ + P(\text{kaynakta hata})P(\text{rölede doğru karar verme}) \quad (4.31)$$

olarak yazılabilir. Burada, $P(.)$ olasılığı göstermekte ve BPSK ve QPSK için, sırasıyla, $x = b$ ve $x = q$ olarak tanımlanmaktadır. Bu ifade

$$P_x = P_x^r (1 - P_x^n) + P_x^n (1 - P_x^r) \quad (4.32)$$

olarak düzenlenebilir. Burada, P_x^i , $i = n$ için kaynakta, $i = R$ için rölede BEP'i göstermektedir.

Diğer taraftan, Rayleigh sönmülemeli kanallarda L çeşitleme derecesi için, BPSK ve QPSK modülasyonu için BEP, M modülasyon düzeyini göstermek üzere

$$P_L^x = \frac{(-1)^{L-1} (1-\mu_x^2)^L}{2(L-1)!} \times \frac{\partial^{L-1}}{\partial a^{L-1}} \left[\frac{1}{a-\mu_x^2} \left(1 - \frac{\mu_x}{\sqrt{(\log_2 M) a - \left(\frac{M-2}{2}\right) \mu_x^{M-2}}} \right) \right]_{a=1} \quad (4.33)$$

olarak verilmiştir [78]. Burada,

$$\mu_x = \sqrt{\frac{E_s}{E_s + 2N_0}} \quad (4.34)$$

olarak tanımlanmakta, a bir parametreyi ve E_s işaret enerjisini belirtmektedir. (4.33), BPSK ve QPSK modülasyonları için farklı olmasına rağmen, Gray kodlamalı QPSK kullanılması ve dik bileşenler arasında girişim olmaması durumunda BPSK ve QPSK için aynı sonucu vermektedir [78]. Bu nedenle, $P_L^b = P_L^q = P_e$ yazılabilir.

a) Üst sınır: İlk olarak BPSK modülasyonu gözönüne alınsın ve $j = 1, 2$ olmak üzere $P_e(s_{1j} | s_{21}, s_{22})$, s_{21} ve s_{22} 'nin doğru çözülmesi koşulu ile s_{1j} 'nin hata olasılığı olsun. Bu olasılığın P_e 'ye eşit olduğu açıktır. Bununla birlikte, $P_c(s_{21}, s_{22})$, s_{21} ve s_{22} 'nin doğru çözülme olasılığı olup, $P_c(s_{21}, s_{22}) \leq 1 - P_e$ 'dir. Dolayısıyla, rölede BEP,

$$P_b^r = P_e(s_{11} | s_{21}, s_{22}) P_c(s_{21}, s_{22}) + P_e(s_{12} | s_{21}, s_{22}) P_c(s_{21}, s_{22}) \quad (4.35)$$

olarak yazılıp,

$$P_b^r = 2P_e(s_{11} | s_{21}, s_{22}) P_c(s_{21}, s_{22}) \leq 2P_e(1 - P_e) \quad (4.36)$$

biçiminde basitleştirilir. MAC evresi tipik olarak, çok kullanıcı kod çözme stratejisi özelliğinde olduğundan [74], gerçel ve sanal bileşenler arasındaki girişimden dolayı rölede QPSK için hata olasılığı BPSK için hata olasılığına eşit olmamaktadır. Bununla birlikte QPSK iki BPSK işaretleşme uzayı içerdiğinden, rölede QPSK için hata olasılığı tam olarak BPSK'nın iki katı olur ve

$$P_q^r = 2P_b^r \leq 4P_e(1 - P_e) \quad (4.37)$$

olarak ifade edilebilir. Diğer taraftan kaynaktaki BEP, BC evresinin $L = 4$ ile tipik Alamouti kodu iletimi olması nedeniyle (4.33) ile verilmektedir ($P_x^n = P_e$). Bu durumda, kaynaktan-kaynağa BEP üst sınırı, BPSK modülasyonu için

$$P_b \leq 2P_e(1-P_e)^2 + P_e(1-(2P_e(1-P_e))), \quad (4.38)$$

QPSK modülasyonu için,

$$P_q \leq 4P_e(1-P_e)^2 + P_e(1-(4P_e(1-P_e))) \quad (4.39)$$

olarak bulunmaktadır.

b) Alt sınır: BEP alt sınırı, röledeki G_o kanal ilişki matrisinde $a_o = b_o = 0$ alınması ile elde edilen ideal 4.derece çeşitlemeli yapı gözönüne alınarak bulunabilir. Bu ideal durumda, röledeki BEP, $P_x' = P_e$ olur. BC evresindeki hata olasılığı aynı bir önceki bölümdeki gibi olduğundan ($P_x^n = P_e$) BEP alt sınırı, BPSK ve QPSK modülasyonları için

$$P_b = P_q \geq 2P_e(1-P_e) \quad (4.40)$$

olarak bulunmaktadır.

4.3 PLNC Protokolünde PDF Stratejisi

Bu bölümde, klasik PDF stratejisinde ve önerilen geri beslemeli değiştirilmiş-PDF (MPDF) stratejisinde Alamouti kodu kullanılması durumunda veri alış verişi açıklanmaktadır.

4.3.1 Klasik PDF stratejisi

Klasik PDF stratejisinde, Bölüm 3.2.2'de anlatıldığı gibi, DF stratejindeki eşleme kuralı kullanımından kaçınmak için, röle MAC evresinde aldığı işaretin gürültüsüz biçimini, işaretleri ilgili kanal katsayıları ile ağırlıklandırarak oluşturmaktadır. Bu altbölümde, birimlerde iki anten olması ve Alamouti kodu kullanılması durumunda klasik PDF stratejisinde MAC ve BC evrelerindeki veri alış verişi açıklanmaktadır.

a) MAC Evresi: PDF stratejisinin bu evresi Bölüm 4.2.1'de verilen DF stratejisinin MAC evresi ile aynıdır. Bu evrede, kaynaklar C_i iletim matrisi ile işaretlerini röleye gönderirler. Röle (4.16) ile verilen $\mathbf{y}_R$ vektörünün bileşenlerini alır ve (4.23) ile verilen ML karar kuralını uygulayarak $\hat{\mathbf{s}}_{RN} = (\hat{s}_{R11}, \hat{s}_{R12}, \hat{s}_{R21}, \hat{s}_{R22})^T$ karar verilen işaret vektörünü belirler.

b) BC Evresi: Röle, karar verilen işaret vektörünü belirledikten sonra, alınan işaret vektörünün gürültüsüz halini

$$\tilde{\mathbf{y}}_R = \bar{H}_R \hat{\mathbf{s}}_{RN} \quad (4.41)$$

biçiminde oluşturmaktadır. Burada, $\tilde{\mathbf{y}}_R = \left(\tilde{y}_{1,1}^R, (\tilde{y}_{1,2}^R)^*, \tilde{y}_{2,1}^R, (\tilde{y}_{2,2}^R)^* \right)^T$ 'dir. [26]'da röle için iletim matrisi olarak Alamouti kodunun bir diğer biçimi olan,

$$C_{PDF} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} s_{R11} & s_{R12} \\ s_{R21} & s_{R22} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} \tilde{y}_{1,1}^R & \tilde{y}_{1,2}^R \\ \tilde{y}_{2,2}^R & -\tilde{y}_{2,1}^R \end{pmatrix} \quad (4.42)$$

önerilmiştir. Kaynaklarda alınan işaret (4.2)'de C_R yerine C_{PDF} konularak, (4.2)-(4.4) yardımıyla elde edilebilir. Basitlik açısından, kaynaklardaki kod çözme işlemini açıklamak için sadece tek bir alınan işaret gözönüne alınsın. N_1 kaynağının 1. anteninden ilk zaman aralığında alınan işaret

$$\begin{aligned} y_{1,1}^1 &= h_{11}^1 \left(h_{11}^1 \hat{s}_{R11} + h_{12}^1 \hat{s}_{R12} + h_{11}^2 \hat{s}_{R21} + h_{12}^2 \hat{s}_{R22} \right) \\ &\quad + h_{12}^1 \left(-h_{21}^1 \hat{s}_{R12}^* + h_{22}^1 \hat{s}_{R11}^* - h_{21}^2 \hat{s}_{R22}^* + h_{22}^2 \hat{s}_{R21}^* \right) \end{aligned} \quad (4.43)$$

olarak elde edilmektedir. N_1 kaynağı, h_{jk}^1 ve s_{1j} 'yi bildiği için, bu terimleri $\hat{s}_{R1j} = s_{1j}$ varsayımı ile $y_{1,1}^1$ 'den çıkararak

$$\tilde{y}_{1,1}^1 = \left(h_{11}^1 h_{11}^2 \hat{s}_{R21} + h_{11}^1 h_{12}^2 \hat{s}_{R22} \right) + \left(h_{12}^1 h_{21}^2 \hat{s}_{R22}^* - h_{12}^1 h_{22}^2 \hat{s}_{R21}^* \right) \quad (4.44)$$

işaretini elde etmektedir. (4.44)'ten görüldüğü üzere, N_1 kaynağı ML kod çözme işlemini gerçekleştirmek için, röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'ları (h_{jk}^2) da bilmek zorundadır. Bununla birlikte, diğer alınan işaretler de gözönüne alındığında, kanal ilişki matrisi köşegen olarak elde edilememekte ve dolayısıyla simge-simge kod çözme gerçekleştirilememekte ve hatta tam çeşitleme sağlanamamaktadır. Bu çeşitleme yetersizliği [26]'da PDF stratejisinin dezavantajı olarak gösterilmiştir. Bu nedenle, bir sonraki bölümde, BC evresinde tam çeşitleme sağlamak için, geri beslemeli değiştirilmiş-PDF stratejisi (MPDF) önerilmektedir.

4.3.2 Sınırlı geri beslemeli değiştirilmiş-PDF stratejisi

Sınırlı geri beslemeli MPDF stratejisinde, PLNC protokolünün BC evresinde tam-çeşitleme sağlanması amaçlanmaktadır. Bunun için, röle tarafından oluşturulan

ağ kodlanmış işaretler, karar verilen işaretlerin ilgili kaynak ile röle arasındaki en büyük genlikli CSI ile ağırlıklandırılması ile oluşturulmaktadır. Bu stratejide geri besleme hem MAC hem de BC evrelerinde uygulanabilmektedir.

a) MAC Evresi: MPDF stratejisinin bu evresindeki sınırlı geri besleme uygulaması, Bölüm 4.2.2’de verilen geri beslemeli DF stratejisindeki geri besleme uygulaması ile bire bir aynıdır. Röle, kaynaklardan birini, (4.26) ile verilen kanal ilişki matrisi G_o ’yu köşegen hale getirmek için anlık CSI hakkında geri besleme bitleri ile bilgilendirmektedir. Bunun için, (4.30) ile belirlenen, θ_o fazının geri besleme biti sayısı ile kuantalanmış değerini kaynaklara bildirmektedir.

b) BC evresi: Bu evrede, röle iletim matrisi C_R ’deki işaretleri şu şekilde oluşturmaktadır:

$$s_{Rj} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(h_1 \hat{s}_{R1j} e^{-j\alpha_o} + h_2 \hat{s}_{R2j} e^{j\alpha_o} \right), \quad j = 1, 2. \quad (4.45)$$

Burada, $h_m = |h_m| e^{j\phi_m}$ olarak tanımlanmakta ve,

$$h_m = \arg \max_{h_{jk}^m} |h_{jk}^m|, \quad m = 1, 2 \quad (4.46)$$

ile belirlenmektedir. α_o fazı ise (4.29) ile verilen 2^{fb} açısı sınırı kullanılarak röle tarafından kaynaklara geri beslenmekte ve

$$\alpha_o = \phi_1 - \phi_2 \quad (4.47)$$

olarak tanımlanmaktadır.

(4.2) ile verilen işaret modeli kullanıldığında,

$$\mathbf{y}_i = \bar{H}_i \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \hat{s}_{R11} & \hat{s}_{R21} \\ \hat{s}_{R12} & \hat{s}_{R22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_1 e^{-j\alpha_o} \\ h_2 e^{j\alpha_o} \end{pmatrix} + \mathbf{w}_i \quad (4.48)$$

vektörel modeli elde edilmektedir. Burada, $\mathbf{y}_i$ ve $\mathbf{w}_i$, (4.6)’da, $\bar{H}_i$ ise (4.7)’de tanımlanmaktadır. Kod çözme işlemi için, kaynaklarda iki-boyutlu şu ara işaret vektörü elde edilmektedir:

$$\tilde{\mathbf{y}}_i = \bar{H}_i^H \mathbf{y}_i h_i^*. \quad (4.49)$$

(4.48), (4.49)’da yerine yazıldığında,

$$\tilde{\mathbf{y}}_i = \frac{\|H_i\|_F^2}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} \hat{s}_{R11} & \hat{s}_{R21} \\ \hat{s}_{R12} & \hat{s}_{R22} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} h_1 h_i^* e^{-j\alpha_o} \\ h_2 h_i^* e^{j\alpha_o} \end{pmatrix} + \underbrace{\bar{H}_i^H \mathbf{w}_i h_i^*}_{\tilde{\mathbf{w}}_i} \quad (4.50)$$

elde edilmektedir. N_i kaynağı, H_i , h_i , s_{i1} ve s_{i2} 'yi bilip, α_o 'yu geri besleme ile öğrendiğinden $\hat{s}_{Ri1} = s_{i1}$ ve $\hat{s}_{Ri2} = s_{i2}$ varsayımı ile, kendi işaretlerine ilişkin terimleri,

$$\tilde{\mathbf{s}}_i = \tilde{\mathbf{y}}_i - \frac{\|H_i\|_F^2}{\sqrt{2}} \tilde{C}_i \begin{pmatrix} h_1 h_i^* e^{-j\alpha_o} \\ h_2 h_i^* e^{j\alpha_o} \end{pmatrix} \quad (4.51)$$

biçiminde çıkarmaktadır. Burada,

$$\tilde{\mathbf{s}}_1 = \begin{pmatrix} \tilde{s}_{21} \\ \tilde{s}_{22} \end{pmatrix}, \quad \tilde{C}_1 = \begin{pmatrix} s_{11} & 0 \\ s_{12} & 0 \end{pmatrix}, \quad (4.52)$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_2 = \begin{pmatrix} \tilde{s}_{11} \\ \tilde{s}_{12} \end{pmatrix}, \quad \tilde{C}_2 = \begin{pmatrix} 0 & s_{21} \\ 0 & s_{22} \end{pmatrix} \quad (4.53)$$

olarak tanımlanmaktadır. (4.52) ve (4.53), (4.51)'de yerine yazıldığında, N_1 ve N_2 kaynakları için, sırasıyla,

$$\tilde{\mathbf{s}}_1 = \frac{\|H_1\|_F^2}{\sqrt{2}} |h_2| |h_1| e^{-j(\phi_1 - \phi_2)} e^{j\alpha_o} \begin{pmatrix} \hat{s}_{R21} \\ \hat{s}_{R22} \end{pmatrix} + \tilde{\mathbf{w}}_1 \quad (4.54)$$

ve

$$\tilde{\mathbf{s}}_2 = \frac{\|H_2\|_F^2}{\sqrt{2}} |h_1| |h_2| e^{j(\phi_1 - \phi_2)} e^{-j\alpha_o} \begin{pmatrix} \hat{s}_{R11} \\ \hat{s}_{R12} \end{pmatrix} + \tilde{\mathbf{w}}_2 \quad (4.55)$$

işaret kestirim vektörleri elde edilmektedir. (4.47)'nin kullanılması ile

$$\tilde{s}_{ij} = \frac{\|H_i\|_F^2}{\sqrt{2}} |h_2| |h_1| s_{ij} + \tilde{w}_{ij}, \quad i, j = 1, 2 \quad (4.56)$$

elde edilmekte ve simge-simge kod çözme gerçekleştirilebilmektedir. (4.56) ifadesi, sınırlı geri besleme uygulaması ile alınan işaretin fazındaki sönümleme etkisinin kaldırılabilirdiğini ve sadece genlik sönümlemesine uğramış halde alınabildiğini göstermektedir. Böylece, kaynakların röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'ları bilmesine gerek kalmadan, ML karar kuralı,

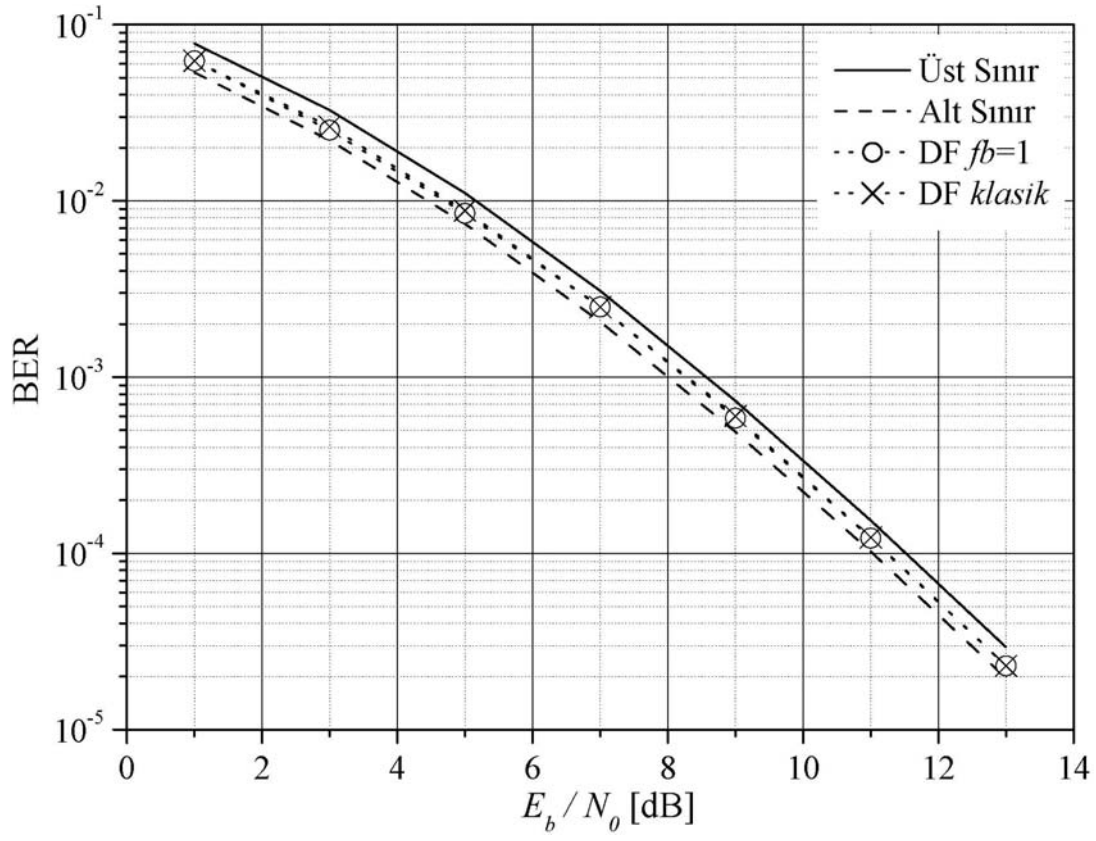
$$\hat{s}_{ij} = \arg \min_{c \in Q} |\tilde{s}_{ij} - c|, \quad i, j = 1, 2 \quad (4.57)$$

olarak uygulanabilmektedir. Diğer taraftan (4.56)'daki $\|H_i\|_F^2$, N_i kaynağı ile röle arasındaki tüm kanal katsayılarının modül karelerinin toplamını içerdiğinden (4.14)'te belirtildiği gibi tam-çeşitleme ($L = 4$) sağlanmaktadır. Bununla birlikte $|h_2||h_1|$ çarpımı her zaman pozitif olduğundan çeşitlemeyi bozmamaktadır.

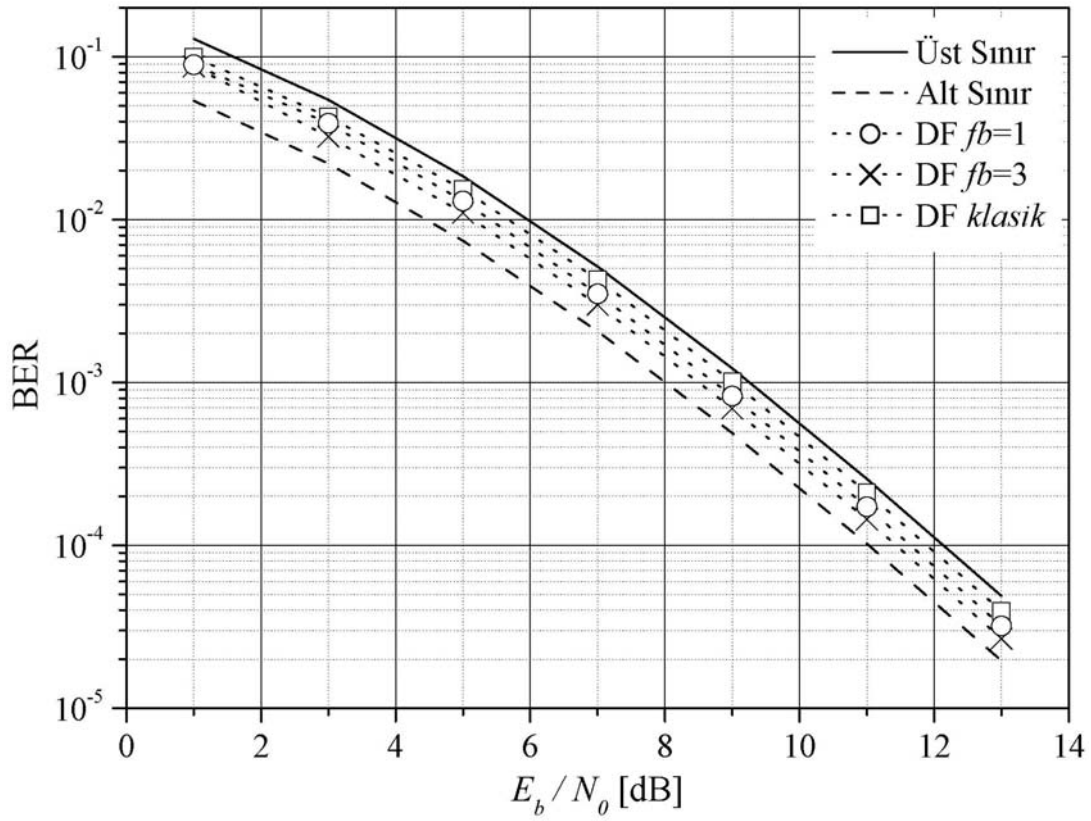
4.4 Başarım Değerlendirmesi

Önerilen geri beslemeli DF ve MPDF stratejilerinin BER başarımları BPSK ve QPSK modülasyonları kullanılarak bilgisayar benzetimleri yardımıyla incelenmiştir. İletim, kanal sönümleme katsayılarının sıfır ortalamalı ve birim varyanslı karmaşık Gauss rastlantı değişkeni olarak modellendiği duruğumsu, düz sönümlemeli Rayleigh kanaldan gerçekleştirilmektedir. Kanalin 130 simgelik bir çerçeve boyunca değişmediği, ancak bir çerçeveden diğerine istatistiksel bağımsız olarak değiştiği, geri besleme hatasının olmadığı varsayılmaktadır.

Geri beslemeli DF stratejisinin BER başarımları BPSK ve QPSK modülasyonları için, sırasıyla, Şekil 4.2 ve Şekil 4.3'te verilmektedir. Şekil 4.2'den görüldüğü gibi BPSK için, Bölüm 4.2.3'te analitik olarak bulunan ve sırasıyla (4.40) ve (4.38) ile verilen BEP alt ve üst sınırları çok yakın olduğundan geri besleme ile çok az bir iyileştirme gerçekleştirilmektedir. Oysa, Şekil 4.3'ten görüldüğü üzere, QPSK modülasyonu kullanılması durumunda, 1 bit geri besleme için, geri beslemesiz duruma göre 0.3 dB, 3 bit geri besleme için 0.5 dB daha düşük E_b / N_0 değerinde aynı BER başarımına ulaşılmaktadır. Bölüm 4.2.3'te analitik olarak bulunan ve sırasıyla (4.40) ve (4.39) ile verilen BEP alt ve üst sınırların da gösterildiği şekillerde, sınırların oldukça sıkı olduğu görülmektedir.



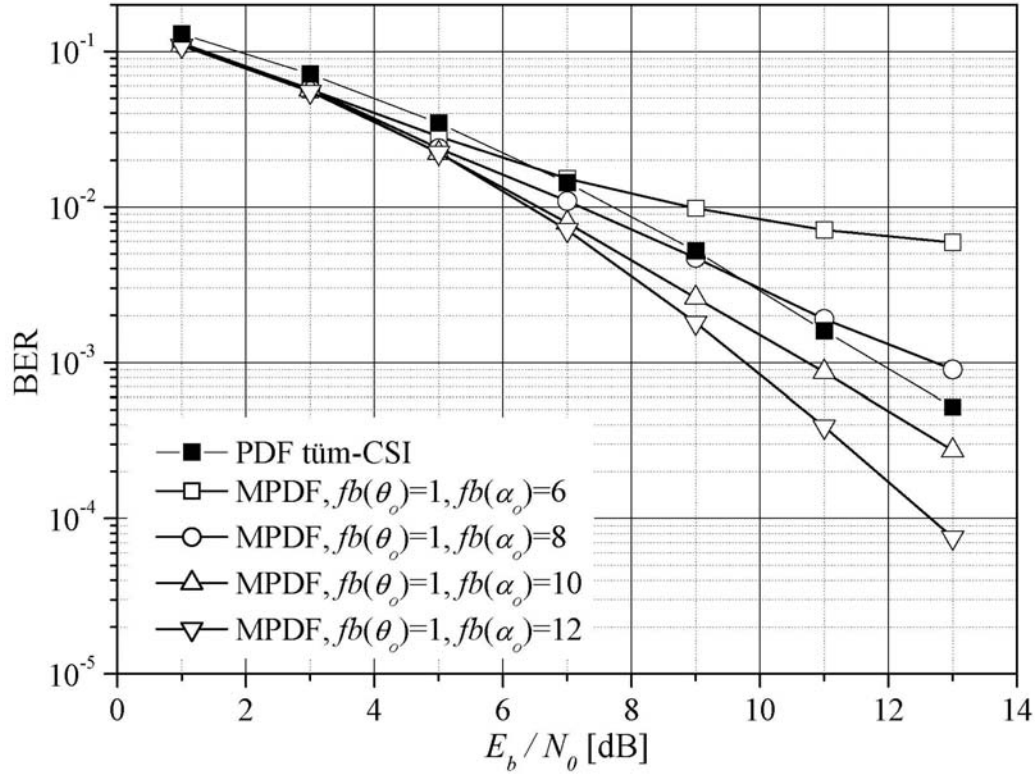
Şekil 4.2 : BPSK modülasyonu için geri beslemeli DF stratejisinin BER başarımları.



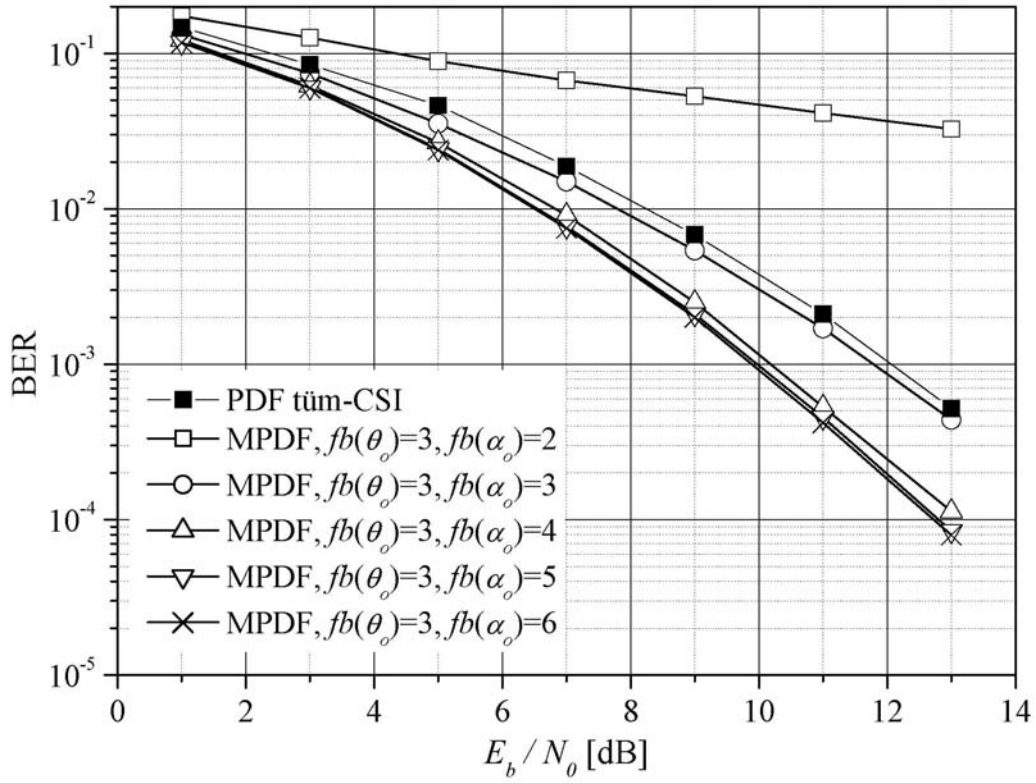
Şekil 4.3 : QPSK modülasyonu için geri beslemeli DF stratejisinin BER başarımları.

Şekil 4.4’de BPSK modülasyonu için geri beslemeli MPDF stratejisinin BER başarımı verilmektedir. $fb(\alpha_o)$ ve $fb(\theta_o)$ sırasıyla, α_o ve θ_o açılarının geri beslenmesi için kullanılan bit sayısını belirtmektedir. MAC evresi için en iyi başarımı gösteren geri besleme biti sayısı kullanılmıştır ($fb(\theta_o) = 1$). BC evresi için ise, geri besleme biti sayısı 6’dan 12’ye değiştirilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, geri besleme biti sayısı arttıkça çeşitleme kazancı artmakta ve $fb(\alpha_o) = 12$ iken tam çeşitleme sağlanmaktadır. Karşılaştırma amacıyla, Bölüm 4.3.1’de verilen tüm-CSI varsayımı altında gerçekleştirilen PDF stratejisi başarımı da şekilde verilmiştir. Görülmektedir ki tüm-CSI’nın bilinmesi durumunda uygulanan PDF stratejisi çeşitleme kaybına yol açmakta, ve önerilen geri beslemeli MPDF stratejisi BC evresinde $fb(\alpha_o) = 6$ ve $fb(\alpha_o) = 8$ olduğu duruma göre sırasıyla, $E_b / N_0 \leq 6.7$ dB ve $E_b / N_0 \leq 9.8$ dB iken daha kötü başarımlar göstermektedir. Ayrıca, geri beslemeli MPDF stratejisi BC evresinde $fb(\alpha_o) > 8$ iken daima tüm-CSI’nın bilindiği durumdan daha iyi başarımlar göstermektedir.

Şekil 4.5’te QPSK modülasyonu için geri beslemeli MPDF stratejisinin BER başarımları verilmektedir. MAC evresi için en iyi başarımı gösteren geri besleme biti sayısı kullanılmıştır ($fb(\theta_o) = 3$). BC evresi için ise, geri besleme biti sayısı 2’den 6’ya değiştirilmiştir. Şekilden görüldüğü üzere, geri besleme biti sayısı arttıkça çeşitleme kazancı arttırılmakta ve $fb(\alpha_o) = 6$ iken tam çeşitleme sağlanmaktadır. Karşılaştırma amacıyla, Bölüm 4.3.1’de verilen tüm-CSI varsayımı altında gerçekleştirilen PDF stratejisi başarımı da şekilde verilmiştir. Görülmektedir ki tüm-CSI’nın bilinmesi durumunda uygulanan PDF stratejisi çeşitleme kaybına yol açmaktadır. Ayrıca, BC evresinde $fb(\alpha_o) \geq 3$ ile gerçekleştirilen MPDF stratejisi daima tüm-CSI’nın bilinmesi durumuna göre daha iyi başarımlar göstermektedir.



Şekil 4.4 : BPSK modülasyonu için geri beslemeli MPDF stratejisinin BER başarımları.



Şekil 4.5 : QPSK modülasyonu için geri beslemeli MPDF stratejisinin BER başarımları.

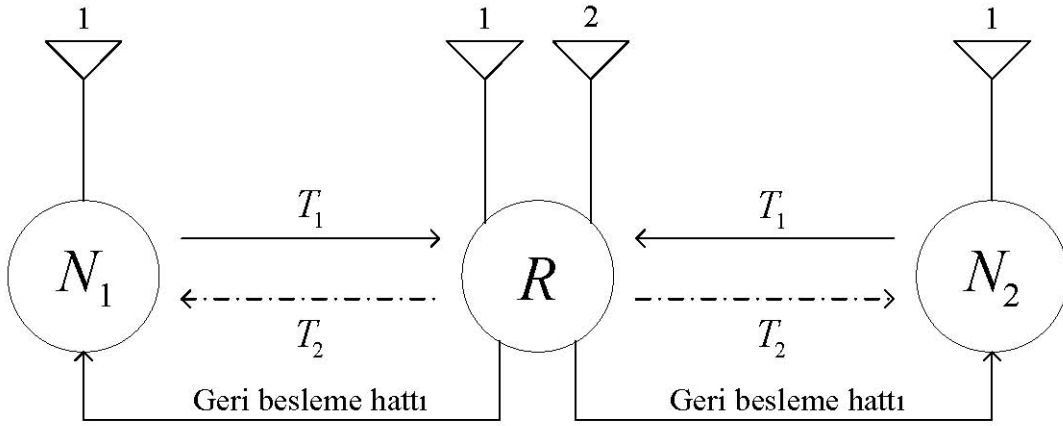
5. TWRC'DE AF STRATEJİSİ İÇİN SINIRLI GERİ BESLEME İLE ÇEŞİTLEME ARTTIRIMI

TWRC sisteminde, önceki bölümlerden anlaşılabileceği gibi AF stratejisinin davranışı, PDF stratejisi ile hemen hemen aynıdır. Ancak, AF stratejisinde röle kod çözme işlemi yapmadığından, aldığı gürültülü işareti kendi güç kısıtı altında kuvvetlendirerek iletmektedir. Bununla birlikte, PDF stratejisinde olduğu gibi kod çözme işlemi için kaynakların, röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'yi bilmelerine gereksinim vardır ki bu protokol karmaşıklığını arttırmaktadır. TWRC sistemlerdeki birimlerde anten çeşitlemesi olduğunda da AF stratejisinin PDF stratejisi gibi kaynaklarda tüm-CSI'nin bilinmesi durumunda bile tam çeşitleme sağlamadığı görülmektedir.

Bu bölümde, tek antenli iki kaynak ve iki antenli röleden oluşan ve PLNC protokolünün uygulandığı TWRC sisteminde AF stratejisi incelenmektedir. Öncelikle, klasik AF stratejisi için veri alış verişi formüle edilmekte ve yukarıda bahsedilen dezavantajları açıklanmaktadır. Ardından röleden kaynaklara uygulanan sınırlı geri besleme ile CSI hakkında kaynaklar bilgilendirilerek bu dezavantajlar giderilmekte, tam-çeşitleme sağlanarak protokol karmaşıklığı azaltılmaktadır.

5.1 Sistem Modeli

Birbirlerine karşılıklı bilgi ileten tek antenli iki kaynak (N_1, N_2) ve bunlar arasında bulunan iki antenli bir röleden (R) oluşan üç birimli, Şekil 5.1'de verilen TWRC telsiz iletişim sistemi göz önüne alınmaktadır. T_1 ve T_2 , sırasıyla PLNC protokolünün MAC ve BC evrelerini göstermektedir. Rölenin iki kaynağa eşit mesafede olduğu ve kaynaklar arasında LoS'nin bulunmadığı ve kaynakların verici güçlerinin birbirleri ile haberleşebilmek için yeterli olmadığı varsayılmaktadır. Kaynaklar veya rölenin bir zaman aralığında sadece verici ya da alıcı olduğu yarı-dupleks iletişim gözönüne alınmaktadır.



Şekil 5.1 : AF stratejisi kullanılan PLNC kodlamalı TWRC sistemi.

T_1 süresince, kaynaklar k bitten oluşan veri bloklarını $M = 2^k$ olmak üzere M -PSK işaretlerine eşlemekte ve işaretleri eşzamanlı olarak röleye iletmektedirler. M -PSK işaretlerinin oluşturduğu küme Q ile gösterilmektedir. T_2 süresince ise, röle, AF stratejisine göre oluşturduğu ağ-kodlanmış işaretleri kaynaklara iletmektedir.

Gönderilen ve alınan işaretler kaynaklar için, sırasıyla s_i ve y_i , röle için ise, s_j^R ve y_j^R olarak gösterilmekte, burada, $i = 1, 2$ olmak üzere birimi, $j = 1, 2$ olmak üzere röle antenini belirtmektedir. i . kaynak ile rölenin j . anteni arasındaki kanal sönmüleme katsayısı $h_{ij} = |h_{ij}| e^{j\phi_{ij}}$ ile gösterilmekte, sıfır ortalamalı ve boyut başına $\frac{1}{2}$ varyanslı bağımsız karmaşık Gauss raslantı değişkeni olarak modellenmektedir. Bu durumda, $|h_{ij}|$ genliği 0 ve ∞ aralığında Rayleigh dağılımlı, ϕ_{ij} fazı ise $[0, 2\pi]$ aralığında düzgün dağılımlı olmaktadır. Yol kaybının duruğumsu, düz sönmülemeli olduğu, bir başka deyişle, bir çerçeve boyunca değişmediği ancak çerçeveden çerçeveye bağımsız olarak değiştiği varsayılmaktadır. Antenlere etkiyen sıfır-ortalamalı, N_0 varyanslı AWGN bileşeni ise kaynaklar için w_i , röle için w_j^R ile gösterilmektedir. Tüm kanalların tersinir olduğu (aynı kanal için her iki yönde aynı sönmüleme katsayılarına sahip olduğu) ve birimlerin ortalama verici güçlerinin eşit olarak 1 W olduğu varsayılmaktadır.

5.2 Klasik AF Stratejisi

AF stratejisi için, ilk zaman aralığında kaynaklar eş zamanlı olarak işaretlerini iletmekte ve rölenin j . anteninde alınan işaret

$$y_j^R = \sum_{i=1}^2 h_{ij} s_i + w_j^R \quad (5.1)$$

olarak yazılabilmektedir. İkinci zaman aralığında, röle aldığı işareti, kendi verici güç kısıtlamasına göre kuvvetlendirmekten başka hiç bir işlem yapmamaktadır. Dolayısıyla, rölenin j . anteninden gönderilen işaret

$$s_j^R = \beta_j y_j^R \quad (5.2)$$

olarak verilmektedir. Burada, β_j kuvvetlendirme çarpanı,

$$\beta_j = \sqrt{\frac{E_s}{\sum_{i=1}^2 |h_{ij}|^2 E_s + N_0}} \quad (5.3)$$

olarak tanımlanmaktadır. Her bir kaynakta alınan işaret

$$y_i = \sum_{j=1}^2 h_{ij} s_j^R + w_i \quad (5.4)$$

olarak belirlenmekte, (5.1) ve (5.2) yardımıyla,

$$y_i = h_{i1} \beta_1 \left(\sum_{k=1}^2 h_{k1} s_k + w_1^R \right) + h_{i2} \beta_2 \left(\sum_{k=1}^2 h_{k2} s_k + w_2^R \right) + w_i \quad (5.5)$$

biçiminde yazılabilmektedir. Daha açık olarak ise, N_1 ve N_2 kaynakları için, sırasıyla,

$$y_1 = (\beta_1 h_{11} h_{11} + \beta_2 h_{12} h_{12}) s_1 + (\beta_1 h_{11} h_{21} + \beta_2 h_{12} h_{22}) s_2 + \tilde{w}_1, \quad (5.6)$$

$$y_2 = (\beta_1 h_{21} h_{21} + \beta_2 h_{22} h_{22}) s_2 + (\beta_1 h_{21} h_{11} + \beta_2 h_{22} h_{12}) s_1 + \tilde{w}_2 \quad (5.7)$$

olarak elde edilebilirler. Burada,

$$\tilde{w}_i = \left(\sum_{j=1}^2 \beta_j h_{ij} w_j^R \right) + w_i, \quad i = 1, 2 \quad (5.8)$$

olarak tanımlanmakta olup gürültü terimlerini göstermektedir. Her bir kaynak kendi gönderdiği işareti bildiği için ve kaynaklarda tüm CSI'nın ve β_A 'nın bilindiği varsayımı altında, kaynaklar doğrudan ML karar kuralını uygulayabilecekleri gibi, öncelikle kendi işaretlerini alınan işareten çıkarıp,

$$\tilde{y}_1 = y_1 - (\beta_1 h_{11} h_{11} + \beta_2 h_{12} h_{12}) s_1 = (\beta_1 h_{11} h_{21} + \beta_2 h_{12} h_{22}) s_2 + \tilde{w}_1, \quad (5.9)$$

$$\tilde{y}_2 = y_2 - (\beta_1 h_{21} h_{21} + \beta_2 h_{22} h_{22}) s_2 = (\beta_1 h_{21} h_{11} + \beta_2 h_{22} h_{12}) s_1 + \tilde{w}_2 \quad (5.10)$$

ara işaretlerini elde etmektedirler. İşaret kestirimleri ise

$$\tilde{s}_2 = (\beta_1 h_{11}^* h_{21}^* + \beta_2 h_{12}^* h_{22}^*) \tilde{y}_1, \quad (5.11)$$

$$\tilde{s}_1 = (\beta_1 h_{21}^* h_{11}^* + \beta_2 h_{22}^* h_{12}^*) \tilde{y}_2 \quad (5.12)$$

olarak bulunabilir. (5.11) ve (5.12) daha açık yazıldığında,

$$\tilde{s}_2 = \left(\beta_1^2 |h_{11}|^2 |h_{21}|^2 + \beta_2^2 |h_{12}|^2 |h_{22}|^2 + 2\beta_1 \beta_2 \Re \{ h_{11}^* h_{21}^* h_{12} h_{22} \} \right) s_2 + \tilde{w}_1, \quad (5.13)$$

$$\tilde{s}_1 = \left(\beta_1^2 |h_{11}|^2 |h_{21}|^2 + \beta_2^2 |h_{12}|^2 |h_{22}|^2 + 2\beta_1 \beta_2 \Re \{ h_{11}^* h_{21}^* h_{12} h_{22} \} \right) s_1 + \tilde{w}_2 \quad (5.14)$$

olarak elde edilmektedir. (5.13) ve (5.14) ile verilen kestirim ifadelerinde işaretler diğer işaretten bağımsız olarak elde edildiğinden simge-simge kod çözme yapılabilmektedir. Ancak, (5.13) ve (5.14) ifadelerinin elde edilebilmesi için (5.11) ve (5.12)'den görüldüğü gibi her bir kaynağın röle ile diğer kaynak arasındaki kanal katsayılarını da bilmesi gerekmektedir. Ayrıca, eşitliğin sağ tarafındaki işaretin önündeki katsayı tüm kanal katsayılarının (pozitif bir çarpanla çarpılmış) modül karelerinin toplamını içermekte ancak bu toplama negatif de olabilen $2\Re \{ h_{11}^* h_{21}^* h_{12} h_{22} \}$ terimi eklenmektedir. Bu durumda, çeşitleme bozulmakta ve tam-çeşitleme sağlanamamaktadır. Tam-çeşitleme sağlayabilmek için bir sonraki bölümde sınırlı geri besleme tekniği önerilmektedir.

(5.13) ve (5.14) ile verilen kestirimler elde edildikten sonra kaynaklar ML karar kuralını şu şekilde uygulamaktadırlar:

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{c \in Q} |\tilde{s}_2 - c|^2, \quad (5.15)$$

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{c \in Q} |\tilde{s}_1 - c|^2. \quad (5.16)$$

Kaynakların kendi işaretlerini çıkarmayıp doğrudan ML karar kuralı ile karar vermesi durumunda da klasik AF için aynı dezavantajlar görülmektedir.

5.3 Sınırlı Geri Beslemeli AF Stratejisi

N_1 ve N_2 kaynaklarının, sırasıyla s_1 ve s_2 işaretleri yerine, θ röleden kaynaklara geri beslenen açı değeri olmak üzere $s_1 e^{j\theta}$ ve $s_2 e^{-j\theta}$ işaretlerini gönderdiği gözönüne alınsın. Rölenin j . anteninde alınan işaret

$$y_j^R = h_{1j} s_1 e^{j\theta} + h_{2j} s_2 e^{-j\theta} + w_j^R \quad (5.17)$$

olmaktadır. Röle, bu işaretlerden ağ-kodlanmış işaretleri, α röleden kaynaklara geri beslenen bir diğer açı değeri olmak üzere,

$$s_1^R = \beta y_1^R e^{-j\alpha}, \quad (5.18)$$

$$s_2^R = \beta y_2^R e^{j\alpha} \quad (5.19)$$

biçiminde oluşturmaktadır. Buradaki β kuvvetlendirme kazancı, $|h_{ij}|^2$ anlık değerlerinin tümünün kaynaklarda bilinmediği varsayıldığından, (5.3)'te $|h_{ij}|^2$ yerine $E[|h_{ij}|^2]$ yazılarak elde edilmekte olup, her iki ağ kodlamalı işaret için aynıdır ve değeri

$$\beta = 1/\sqrt{2 + N_0} \quad (5.20)$$

olarak verilmektedir. BC evresinde röle iletimini gerçekleştirdikten sonra her bir kaynakta alınan işaret

$$y_i = h_{i1} s_1^R + h_{i2} s_2^R + w_i \quad (5.21)$$

olup (5.17), (5.18) ve (5.19)'un kullanılması ile

$$\begin{aligned} y_i = & h_{i1} \beta (h_{11} s_1 e^{j\theta} + h_{21} s_2 e^{-j\theta} + w_1^R) e^{-j\alpha} \\ & + h_{i2} \beta (h_{12} s_1 e^{j\theta} + h_{22} s_2 e^{-j\theta} + w_2^R) e^{j\alpha} + w_i \end{aligned} \quad (5.22)$$

olarak yazılabilmektedir. Bu durumda, her bir kaynak sadece röle ile kendisi arasındaki kanalı bilmektedir. Bununla birlikte, N_1 ve N_2 , θ ve α açılarını geri besleme ile öğrendiklerinden kendi işaretlerini aldıkları işareten çıkararak, sırasıyla,

$$\begin{aligned} \tilde{y}_1 = & y_1 - \beta (h_{11} h_{11} e^{-j\alpha} + h_{12} h_{12} e^{j\alpha}) s_1 e^{j\theta} \\ = & \beta (h_{11} h_{21} e^{-j(\alpha+\theta)} + h_{12} h_{22} e^{j(\alpha-\theta)}) s_2 + \tilde{w}_1, \end{aligned} \quad (5.23)$$

$$\begin{aligned}\tilde{y}_2 &= y_2 - \beta(h_{21}h_{21}e^{-j\alpha} + h_{22}h_{22}e^{j\alpha})s_2e^{-j\theta} \\ &= \beta(h_{11}h_{21}e^{-j(\alpha-\theta)} + h_{12}h_{22}e^{j(\alpha+\theta)})s_1 + \tilde{w}_2\end{aligned}\quad (5.24)$$

işaretlerini elde etmektedirler. Burada,

$$\tilde{w}_i = \beta(h_{i1}w_1^Re^{-j\varphi} + h_{i2}w_2^Re^{j\varphi}) + w_i, \quad i = 1, 2 \quad (5.25)$$

olarak tanımlanmakta olup gürültü terimlerini göstermektedir. s_2 ve s_1 işaretlerinin kestirimleri, sırasıyla

$$\tilde{s}_2 = h_{11}^*h_{12}^*\tilde{y}_1, \quad (5.26)$$

$$\tilde{s}_1 = h_{21}^*h_{22}^*\tilde{y}_2 \quad (5.27)$$

ile hesaplanmakta ve

$$\tilde{s}_2 = \beta(|h_{11}|^2 h_{12}^*h_{21}e^{-j(\alpha+\theta)} + |h_{12}|^2 h_{11}^*h_{22}e^{j(\alpha-\theta)})s_2 + \tilde{w}_1, \quad (5.28)$$

$$\tilde{s}_1 = \beta(|h_{21}|^2 h_{11}^*h_{22}e^{-j(\alpha-\theta)} + |h_{22}|^2 h_{12}^*h_{21}e^{j(\alpha+\theta)})s_1 + \tilde{w}_2 \quad (5.29)$$

olarak bulunmaktadır. Burada, gürültü terimleri $\tilde{w}_i = h_{i1}^*h_{i2}^*\tilde{w}_i$ olarak tanımlanmaktadır. $h_{ij} = |h_{ij}|e^{j\phi_{ij}}$ bağıntısı kullanıldığında, (5.28) ve (5.29) ifadeleri

$$\tilde{s}_2 = \beta(|h_{11}|^2 |h_{12}| |h_{21}| e^{j(\phi_{21}-\phi_{12})} e^{-j(\alpha+\theta)} + |h_{12}|^2 |h_{11}| |h_{22}| e^{-j(\phi_{11}-\phi_{22})} e^{j(\alpha-\theta)})s_2 + \tilde{w}_1, \quad (5.30)$$

$$\tilde{s}_1 = \beta(|h_{21}|^2 |h_{11}| |h_{22}| e^{j(\phi_{11}-\phi_{22})} e^{-j(\alpha-\theta)} + |h_{22}|^2 |h_{12}| |h_{21}| e^{-j(\phi_{21}-\phi_{12})} e^{j(\alpha+\theta)})s_1 + \tilde{w}_2 \quad (5.31)$$

biçiminde elde edilebilir.

$$\alpha + \theta = \phi_{21} - \phi_{12}, \quad (5.32)$$

$$\alpha - \theta = \phi_{11} - \phi_{22} \quad (5.33)$$

veya eşdeğer olarak,

$$\alpha = \frac{\phi_{11} - \phi_{22} + \phi_{21} - \phi_{12}}{2}, \quad (5.34)$$

$$\theta = \frac{\phi_{21} - \phi_{12} + \phi_{22} - \phi_{11}}{2} \quad (5.35)$$

olarak tanımlandığında, (5.30) ve (5.31) ifadeleri

$$\tilde{s}_2 = \beta \left(|h_{11}|^2 |h_{12}| |h_{21}| + |h_{12}|^2 |h_{11}| |h_{22}| \right) s_2 + \tilde{w}_1, \quad (5.36)$$

$$\tilde{s}_1 = \beta \left(|h_{21}|^2 |h_{11}| |h_{22}| + |h_{22}|^2 |h_{12}| |h_{21}| \right) s_1 + \tilde{w}_2 \quad (5.37)$$

biçiminde elde edilmektedir. (5.36) ve (5.37) kaynaklarda alınan işaretin geri besleme uygulandığında sadece genlik sönümlemesine uğramış olarak alınabileceğini göstermektedir. Bununla birlikte, ifadelerin sağ tarafındaki işaretlerin katsayıları röle ile kaynak arasındaki tüm kanal katsayılarının modül karelerinin toplamı biçiminde elde edilmekte olup tam çeşitleme sağlanmakta, modül karelerin çarpıldığı terimlerin tamamı pozitif olduğundan çeşitleme bozulmamaktadır. Böylece, N_1 ve N_2 kaynakları için ML kod çözme, sırasıyla

$$\hat{s}_2 = \arg \min_{c \in Q} |\tilde{s}_2 - c|^2, \quad (5.38)$$

$$\hat{s}_1 = \arg \min_{c \in Q} |\tilde{s}_1 - c|^2 \quad (5.39)$$

ile verilen Öklit uzaklık metrikleri ile gerçekleştirilebilir.

θ ve α açılarının geri beslenmesi için, fb geri besleme biti sayısını göstermek üzere, $[0, 2\pi]$ aralığı, 2^{fb} eşit aralığa, açısınınrları

$$\Theta_m = \frac{2\pi m}{2^{fb}}, \quad m = 0, 1, \dots, 2^{fb-1}, \quad (5.40)$$

olmak üzere bölünmektedir. Röle, θ ve α açıları için geri beslenecek indis değerlerini sırasıyla

$$m_\theta = \arg \min_m |\theta - \Theta_m|, \quad (5.41)$$

$$m_\alpha = \arg \min_m |\alpha - \Theta_m| \quad (5.42)$$

biçiminde belirler ve bu indisleri ardışıl olarak kaynaklara iletir.

5.4 Bit Hata Olasılığı Analizi

Bu bölümde, önerilen geri beslemeli AF stratejisi için BEP alt sınır ifadeleri verilmektedir. BPSK ve QPSK modülasyonları gözönüne alınmakta ve kaynaklar arasındaki karşılıklı iletişimin simetrik olmasından dolayı sadece N_1 kaynağındaki BEP gözönüne alınmaktadır.

Rayleigh sönümlemeli kanallarda, L çeşitleme derecesi için BEP, BPSK için

$$P_b(\mu) = \frac{1}{2} \left[1 - \mu \sum_{k=0}^{L-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1-\mu^2}{4} \right)^k \right] \quad (5.43)$$

QPSK için,

$$P_q(\mu) = \frac{1}{2} \left[1 - \frac{\mu}{\sqrt{2-\mu^2}} \sum_{k=0}^{L-1} \binom{2k}{k} \left(\frac{1-\mu^2}{4-2\mu^2} \right)^k \right] \quad (5.44)$$

olarak verilmektedir [78]. Burada,

$$\mu = \sqrt{\frac{E_s}{E_s + 2N_0}} \quad (5.45)$$

olarak tanımlanmaktadır ve gözönüne alınan sistem modeli için de $L = 2$ 'dir. g_{av} ise aşağıda açıklanacak iki farklı sistem için ortalama işaret enerjileri arasındaki bir orandır.

BEP'in alt sınırını elde edebilmek için, geri beslemeli AF stratejisi ile $L = 2$ tam çeşitleme dereceli sistemin ortalama işaret enerjileri arasındaki orandan yararlanılabilir. Çünkü, (5.43) ve (5.44) ile verilen BEP ifadeleri $L = 2$ tam çeşitleme dereceli sistem içindir. Bu sistemde, işaret kestirimi, $N_T = 2$ ve $N_R = 1$ alınarak (4.14) yardımıyla (verici gücünün antenlere eşit paylaştırıldığı varsayılarak),

$$\tilde{s} = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 \right) s + \tilde{w} \quad (5.46)$$

olarak yazılabilmektedir. Geri beslemeli durum için ise, aynı koşullarda karşılaştırma sağlamak için kuvvetlendirme kazancı β 'daki gürültü terimi $N_0 = 0$ alınarak (yüksek SNR değerleri varsayımı ile) işaret kestirimi N_1 kaynağı için (5.36) yardımıyla,

$$\tilde{s}_2 = \frac{1}{\sqrt{2}} \left(|h_{11}|^2 |h_{12}| |h_{21}| + |h_{12}|^2 |h_{11}| |h_{22}| \right) s_2 + \tilde{w}_1 \quad (5.47)$$

olarak yazılabilmektedir. Tam çeşitleme durumdaki anlık işaret enerjisi ile geri beslemeli durumdaki anlık işaret enerjisi arasındaki oran,

$$g = \frac{\left(|h_{11}|^2 |h_{12}| |h_{21}| + |h_{12}|^2 |h_{11}| |h_{22}| \right)^2}{\left(|h_{11}|^2 + |h_{21}|^2 \right)^2} \quad (5.48)$$

olarak yazılabilir. Daha açık ifadeyle,

$$g = \frac{|h_{11}|^4 |h_{12}|^2 |h_{21}|^2 + |h_{12}|^4 |h_{11}|^2 |h_{22}|^2 + 2|h_{11}|^3 |h_{12}|^3 |h_{21}| |h_{22}|}{|h_{11}|^4 + |h_{21}|^4 + 2|h_{11}|^2 |h_{21}|^2} \quad (5.49)$$

olmaktadır. Rayleigh dağılımlı sönümlenme katsayısı genliklerinin momentleri,

$$E\left[|h_{ij}|^k\right] = (2\sigma^2)^k \Gamma\left(1 + \frac{k}{2}\right) \quad (5.50)$$

ile hesaplanmaktadır [72]. Burada, $\Gamma(\cdot)$, Gama işlevi olup,

$$\Gamma\left(1 + \frac{n}{2}\right) = \begin{cases} \left(\frac{n}{2}\right), & n \text{ çift ve } n > 0, \\ \sqrt{\pi} \times \frac{n \times (n-2) \times \dots \times 3 \times 1}{2^{\frac{n+1}{2}}}, & n \text{ tek ve } n > 0 \end{cases} \quad (5.51)$$

olarak verilmektedir [73]. Ortalama işaret enerjileri oranı ($\bar{g} = E[g]$) (5.49), (5.50)

ve (5.51) yardımıyla bulunup, $\bar{\mu} = \sqrt{\bar{g}E_s / (\bar{g}E_s + 2N_0)}$ olarak yazıldığında, BPSK ve

QPSK modülasyonları için sırasıyla (5.43) yardımıyla $P_b(\bar{\mu})$ ve (5.44)

yardımlarıyla $P_q(\bar{\mu})$ hesaplanarak, $P_{b,lf} \geq P_b(\bar{\mu})$ ve $P_{q,lf} \geq P_q(\bar{\mu})$ olmak üzere geri

beslemeli AF stratejisi BEP alt sınırları bulunabilir. Burada BEP'in alt sınır olması,

(5.46) ile elde edilen kestirimde faz kuantalama hatasının gözönüne alınmamasının

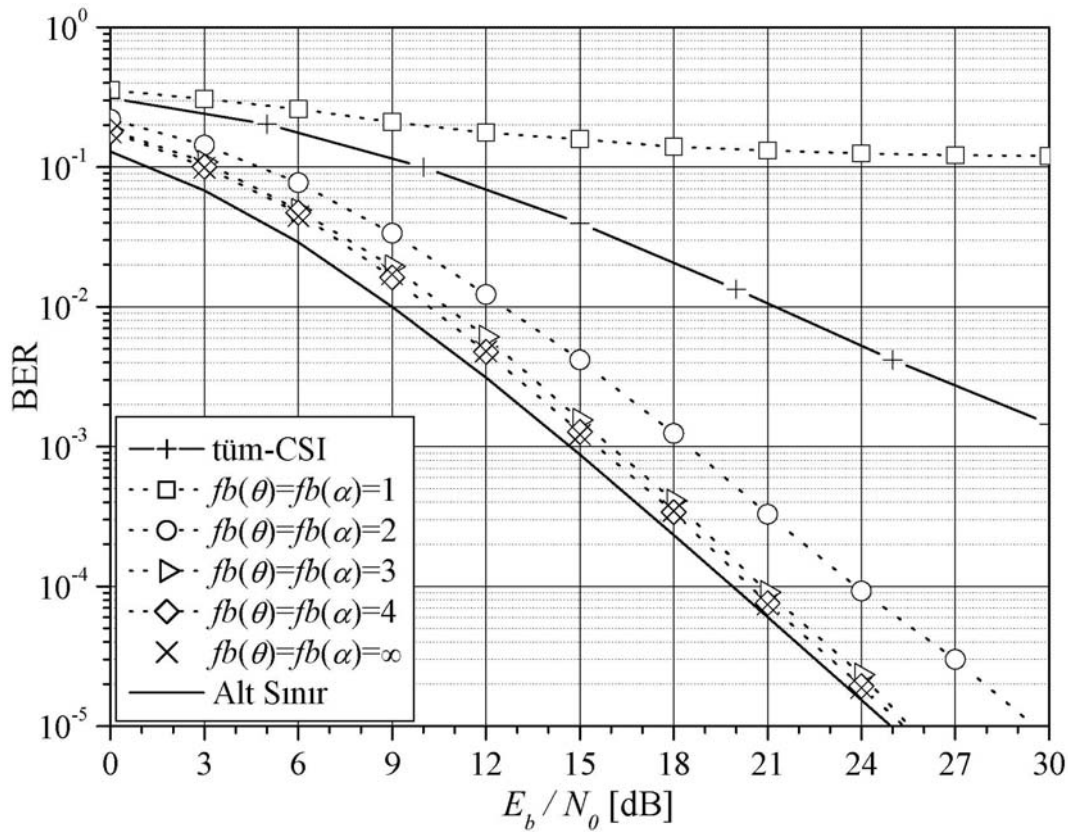
ya da başka bir deyişle sonsuz sayıda geri besleme biti kullanılmasının ve aynı

zamanda β 'nin yüksek SNR değerinde varsayılmasındandır.

5.5 Başarım Değerlendirmesi

Önerilen geri beslemeli AF stratejisinin BER başarımı BPSK ve QPSK modülasyonları kullanılarak bilgisayar benzetimleri yardımıyla incelenmiştir. İletim, yol kazançlarının sıfır ortalamalı ve birim varyanslı karmaşık Gauss rastlantı değişkeni olarak modellendiği duruğumsu, düz sönümlenmeli Rayleigh kanaldan gerçekleştirilmektedir. Kanalin 130 simgeli bir çerçeve boyunca değişmediği, ancak bir çerçeveden diğerine istatistiksel bağımsız olarak değiştiği, geri besleme hatasının olmadığı varsayılmaktadır.

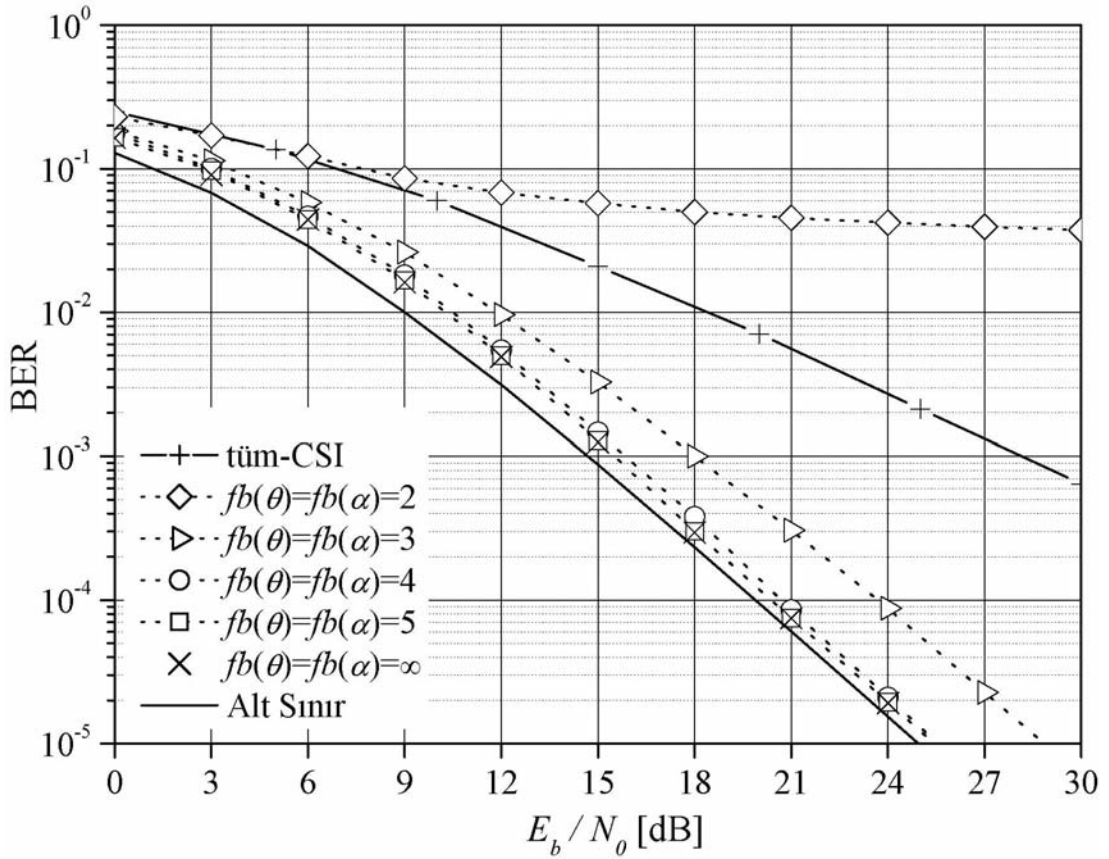
Şekil 5.2’de BPSK modülasyonu için başarımlar verilmektedir. Karşılaştırma amacıyla Bölüm 5.2’de verilen tüm-CSI’nın bilindiği klasik AF stratejisinin başarımı da şekilde gösterilmektedir. $fb(\alpha)$ ve $fb(\theta)$ sırasıyla, α ve θ açılarının geri beslenmesi için kullanılan bit sayısını belirtmektedir. Şekilden görüldüğü gibi, ideal tam-çeşitlemeli durum olan $fb(\alpha)=fb(\theta)=\infty$ durumuna her iki açı için 4 bit kullanılması durumunda erişilmektedir. Bununla birlikte klasik AF stratejisinin çeşitlemeyi bozduğu ve klasik AF’ye göre, her iki açı için geri besleme biti sayısı 2 veya daha fazla olduğu anda iyileşme sağlandığı görülmektedir. Öyle ki, her iki açı için 2 bit kullanılması durumunda yaklaşık 12 dB daha az E_b / N_0 değerinde 10^{-3} ’lük BER başarımına ulaşılabilmektedir. Bunun yanında, Bölüm 5.4’te verilen BEP’in alt sınırına yüksek-SNR değerlerinde 4 bit geri besleme ile erişilmekte ve bu durumda 10^{-3} ’lük BER başarımına tüm-CSI’nın bilindiği klasik AF stratejisine göre yaklaşık 15 dB daha az E_b / N_0 değerinde ulaşılmaktadır.



Şekil 5.2 : BPSK modülasyonu için geri beslemeli AF stratejisinin BER başarımları.

Şekil 5.3’te QPSK modülasyonu için başarımlar verilmektedir. Karşılaştırma amacıyla Bölüm 5.2’de verilen tüm-CSI’nın bilindiği klasik AF stratejisinin başarımı da şekilde gösterilmektedir. $fb(\alpha)$ ve $fb(\theta)$ sırasıyla, α ve θ açılarının geri beslenmesi

için kullanılan bit sayısını belirtmektedir. Şekilden görüldüğü gibi, ideal tam-çeşitlemeli durum olan $fb(\alpha)=fb(\theta)=\infty$ durumuna her iki açı için 5 bit kullanılması durumunda erişilmektedir. Bununla birlikte klasik AF stratejisinin çeşitlemeyi bozduğu ve klasik AF'ye göre, her iki açı için geri besleme biti sayısı 3 veya daha fazla olduğu anda iyileşme sağlandığı görülmektedir. Örneğin, her iki açı için 3 bit kullanılması durumunda yaklaşık 10 dB daha az E_b / N_0 değerinde 10^{-3} 'lük BER başarımına ulaşılabilir. Bunun yanında, Bölüm 5.4'de verilen BEP'in alt sınırına yüksek-SNR değerlerinde 5 bit geri besleme ile erişilmekte ve bu durumda 10^{-3} 'lük BER başarımına tüm-CSI'nın bilindiği klasik AF stratejisine göre yaklaşık 13 dB daha az E_b / N_0 değerinde ulaşılmaktadır.



Şekil 5.3 : QPSK modülasyonu için geri beslemeli AF stratejisinin BER başarımları.

6. SONUÇLAR

Bu çalışmada, sınırlı geri besleme tekniği, iki kaynak ve bir röleden oluşan TWRC telsiz iletişim sistemlerinde kullanılan PLNC protokolüne uygulanmış ve sırasıyla şu sonuçlara ulaşılmıştır:

- PLNC protokolünün uygulandığı TWRC telsiz iletişim sisteminde, kaynaklarda en büyük olabilirlikli kod çözme (ML) için AF ve PDF stratejilerinde, kaynakların tüm-CSI'yı bilmesi gerekmektedir ve şimdiye kadar tüm birimlerin tüm-CSI'yı bildiği varsayılagelmiştir. Halbuki, bir kaynağın röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'yı bilmesi fazladan bir protokol karmaşıklığına ve karmaşık kanal kestirim algoritmalarının kullanılmasına neden olmaktadır. Bu soruna çözüm olarak, AF ve PDF stratejilerinde, kanallar arasındaki farksal faz bilgisi tüm-CSI'yı bilen röle tarafından kaynaklara, sınırlı sayıda geri besleme biti ile bildirilmekte ve kaynaklar röle ile diğer kaynak arasındaki kısmi CSI hakkında bilgilendirilmektedir. Her bir kaynak röle ile kendisi arasındaki CSI'yı ise röleden gönderilen pilot simgelerden oluşan öğrenme dizileri ile öğrenmektedir. DF stratejisinde ise geri besleme kaynakların kendi kanalını öğrenmesi için gerekli öğrenme dizilerinin kaldırılması için kullanılmaktadır. Bu stratejide her iki kanalın fazı sınırlı geri besleme ile röleye ardışıl olarak iletilmektedir. Tüm stratejilerde BPSK ve QPSK modülasyonu kullanılması durumunda bir kaç geri besleme biti ile birimlerde tüm-CSI'nın bilindiği klasik PLNC stratejilerinin BER başarımlarına erişilmiştir. Böylece, fazladan kanal kestirim algoritması kullanımı kaldırılmış ve protokol karmaşıklığı azaltılmıştır. Bununla birlikte tüm stratejiler için BPSK ve QPSK modülasyonu kullanılması durumunda geri besleme biti sayısına bağlı olarak BEP üst sınırları türetilmiş; bilgisayar benzetimleri yardımıyla bu sınırların oldukça sıkı olduğu gösterilmiştir. Geri beslemeli stratejilerin kod çözme karmaşıklıkları M -PSK modülasyonu için klasik PLNC stratejileri ile karşılaştırılmış ve özellikle kod çözme işlemindeki gerçel çarpma sayısının geri beslemeli stratejide sabit tutulması sağlanarak, hem gerçel çarpma hem de gerçel toplama sayısında azalma sağlanmıştır.

- Rölede kod çözmeye dayalı (DF ve PDF stratejileri kullanılan) PLNC protokolünün uygulandığı birimlerinde iki anten bulunan TWRC telsiz iletişim sisteminde anten çeşitlemesinden yararlanabilmek için Alamouti OSTBC kodu kullanıldığında, DF stratejisi tam çeşitleme sağlamaktadır. Bu stratejide kodlama kazancını ve BER'i arttırmak için kullanılan sınırlı geri besleme tekniği ile kaynaklardan biri kanalın kısmi durumu hakkında röle tarafından bilgilendirilmektedir. Böylelikle rölede oluşan ve köşegen elemanları ile birlikte çapraz-çarpım terimleri bulunan kanal ilişki matrisinin, çapraz-çarpım terimleri azaltılarak (sıfıra yaklaştırılarak), matris OSTBC'deki gibi köşegen olmaya zorlanmaktadır. Bu strateji kullanıldığında, BPSK ve QPSK modülasyonları için BEP alt ve üst sınırları analitik olarak türetilmiştir. Bilgisayar benzetimleri yardımıyla, BPSK modülasyonu için BEP alt ve üst sınırları çok yakın olduğundan geri besleme ile çok az bir iyileşme gözlenmiştir. Ancak, QPSK modülasyonu kullanılması durumunda, geri beslemesiz duruma göre aynı BER başarımına 1 bit geri besleme kullanılması durumunda 0.3 dB, 3 bit geri besleme kullanılması durumunda 0.5 dB daha az E_b / N_0 değerinde ulaşılabilmektedir. Birimlerinde iki antenin olduğu bu TWRC sisteminde PDF stratejisi kullanıldığında ise, en iyi kod çözme (ML) işlemi için kaynakların tüm-CSI'yı bilmesi gerekmekte ve bu fazladan protokol karmaşıklığına neden olmaktadır. Ayrıca, tüm-CSI'nin bilinmesine rağmen tam-çeşitlemeye ulaşılamamakta ve simge-simgede kod çözme sağlanamamaktadır. Bu soruna çözüm olarak, sınırlı geri beslemeli MPDF stratejisi ile kaynaklara, röle ile kaynaklar arasındaki en büyük genliğe sahip CSI'ların farksal faz bilgisi geri beslenmektedir. Röledeki ağırlıklandırmada da bu CSI'lar kullanılmaktadır. Bu yaklaşım ile kaynaklarda, tam çeşitlemeye bir kaç geri besleme biti ile ulaşılrken, simge-simgede kod çözme de sağlanarak kod çözme karmaşıklığı azaltılmaktadır. BPSK ve QPSK modülasyonları için BC evresinde, sırasıyla 8 ve 3'ten fazla geri besleme biti kullanıldığında kesin olarak birimlerde tüm-CSI'nin bilindiği klasik PDF stratejisinden daha iyi başarımlar elde edilmektedir. Bununla birlikte BPSK ve QPSK modülasyonları için BC evresinde tam-çeşitlemeye, sırasıyla 12 ve 6 bit kullanılması durumunda ulaşılmakta ve 10^{-3} 'lük BER başarımına tüm-CSI'nin bilindiği klasik PDF stratejisinden 2.2 dB ve 2.0 dB daha az E_b / N_0 değerinde ulaşılmaktadır.

- Rölede iki antenin, kaynaklarda ise tek antenin olduğu PLNC protokolünün uygulandığı TWRC sisteminde ise, AF stratejisi kullanılması durumunda, en büyük olabilirlikli kod çözme işlemi için kaynaklarda tüm-CSI'nın bilinmesi gerekmektedir. Bununla birlikte, tüm-CSI'nın bilinmesi durumunda bile kaynaklarda tam-çeşitleme sağlanamaktadır. Bu soruna çözüm olarak, sınırlı geri besleme ile her bir kaynak röle ile diğer kaynak arasındaki CSI'ların fazı hakkında bilgilendirilmektedir. Esas olarak her kanala ilişkin fazların bir doğrusal işleminden oluşan iki ayrı faz değerinin kaynaklara geri beslenmesi ile, tüm-CSI'nın bilindiği durumdaki BER başarımından daha iyi başarımlar elde edilmektedir. Bu iyileştirme birkaç geri besleme biti kullanıldığı anda başlamaktadır ve tam-çeşitlemeye BPSK modülasyonu için her iki fazın 4 bit ve QPSK modülasyonu için her iki fazın 5 bit ile geri beslenmesi durumlarında ulaşılmaktadır. Tam-çeşitlemeye ulaşıldığı bu durumlarda, tüm-CSI'nın kullanıldığı durumlara göre BPSK modülasyonu için 15 dB, QPSK modülasyonu için ise 13 dB daha az E_b / N_0 değerinde 10^{-3} 'lük BER başarımına ulaşılmaktadır. Daha küçük BER başarımlarında, tüm-CSI'ya göre sağlanan E_b / N_0 iyileştirmesi daha da artmaktadır.

KAYNAKLAR

- [1] **Rankov, B. ve Wittneben, A.** (2007). Spectral efficient protocols for half-duplex fading relay channels. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **25**, 379-389.
- [2] **Ahlsvede, R., Cai, N., Li, S., -Y., R. ve Yeung, R., W.** (2000). Network information flows, *IEEE Transactions on Information Theory*, **46**, 1204-1216.
- [3] **Wu, Y., Chou, P.A. ve Kung, S., Y.** (2004). Information exchange in wireless network coding and physical-layer broadcast, *Teknik Rapor MSR-TR-2004-78*, Microsoft Research, Redmund, ABD, Ağustos.
- [4] **Larsson, P. ve Johansson, N.** (2005). Coded bi-directional relaying, *5th Scandinavian Workshop on Ad Hoc Networks*, Stockholm, İsveç, 3-4 Mayıs.
- [5] **Fragouli, C., Boudec, J., Y. ve Widmer, J.** (2006). Network coding: an instant primer, *ACM SIGCOMM Computer Communication Review*, **36**, 63-68.
- [6] **Zhang, S., Liew, S., C. ve Lam, P.** (2006). Hot topic: physical-layer network coding, *The 12th Annual International Conference on Mobile Computing and Networking*, Los Angeles, California, ABD, 24-29 Eylül.
- [7] **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*, İstanbul, Türkiye, 11-15 Haziran.
- [8] **Popovski, P. ve Yomo, H.** (2007). Wireless network coding by amplify-and-forward for bi-directional traffic flows, *IEEE Communications Letters*, **11**, 16-18.
- [9] **Popovski, P. ve Yomo, H.** (2007). Physical network coding in two-way wireless relay channels, *IEEE International Conference on Communications*, Glasgow, İskoçya, 24-28 Haziran.
- [10] **Cui, T., Gao, F., Ho, T. ve Nallanathan, A.** (2009). Distributed space-time coding for two-way wireless relay networks, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **57**, 658-671.
- [11] **Gündüz, D., Goldsmith, A. ve Poor, H., V.** (2008). MIMO two-way relay channel: diversity-multiplexing tradeoff analysis, *42nd Asimolar Conference on Signals, Systems and Computers*, Pasific Grove, California, ABD, 26-29 Ekim.

- [12] **Wu, Y., Chou, P., A. ve Kung, S., Y.** (2005). Information exchange in wireless networks with network coding and physical-layer broadcast, *Conference on Information Sciences and Systems*, Baltimore, Maryland, ABD, 16-18 Mart.
- [13] **Cavers, J., K.** (1991). An analysis of pilot symbol assisted modulation for Rayleigh fading channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **40**, 686-693.
- [14] **Wang, Z., Zhang, C. ve Wei, G.** (2010). Physical-layer network coding with partial CSI, *International Conference on Computer Engineering and Technology*, Rajasthan, Hindistan, 13-14 Kasım.
- [15] **Gao, F., Cui, T. ve Nallanathan, A.** (2008). On channel estimation and optimal training design for amplify-and-forward relay networks, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **7**, 1907-1916.
- [16] **Tarokh, V., Jafarkhani, H. ve Calderbank, A., R.** (1999). Space-time block codes from orthogonal designs, *IEEE Transactions on Information Theory*, **45**, 1456-1467.
- [17] **Ganesan, G. ve Stoica, P.** (2000). Space-time diversity using orthogonal and amicable orthogonal designs, *IEEE International Conference on Acoustics, Speech and Signal Processing*, İstanbul, Türkiye, 5-9 Haziran.
- [18] **Tarokh, V., Seshadri, N. ve Calderbank, A., R.** (1998). Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction, *IEEE Transactions on Information Theory*, **2**, 744-764.
- [19] **Foschini Jr., G., J. ve Gans, M., J.** (1998). On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas, *Wireless Personal Communications*, **6**, 311-335.
- [20] **Guey, J., -C., Fitz, M., P., Bell, M., R. ve Kuo, W., -Y.** (1999). Signal design for transmitter diversity wireless communication systems over rayleigh fading channels, *IEEE Transactions on Communications*, **47**, 527-537.
- [21] **Tarokh, V., Naguib, A., Seshadri, N. ve Calderbank, A., R.** (1999). Space-time codes for high data rate wireless communications: performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility and multiple paths, *IEEE Transactions on Communications*, **47**, 199-207.
- [22] **Telatar, E.** (1999). Capacity of multi-antenna Gaussian channels, *European Transactions on Telecommunications*, **10**, 585-595.
- [23] **Alamouti, S.** (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **16**, 1451-1458.
- [24] **Han, Y., Ting, S., H., Ho, C., K. ve Chin, W., H.** (2008). High rate two-way amplify-and-forward half-duplex relaying with OSTBC, *IEEE Vehicular Technology Conference-Spring*, Marina-Bay, Singapur, 11-14 Mayıs.

- [25] **Xu, D., Bai, Z., Waadt, A., Bruck, G., H. ve Jung, P.** (2009). MIMO with network coding in relay networks: a combination of multiplexing and diversity, *IEEE International Symposium on Applied Sciences in Biomedical and Communication Technologies*, Bratislava, Slovakia, 24-27 Kasım.
- [26] **Xu, N. ve Fu, S.** (2009). Performance analysis of space-time codes over two-way relay channels, *IEEE Military Communications Conference*, Boston, ABD, 18-21 Ekim.
- [27] **Ono, F. ve Sakaguchi, K.** (2008). Space time coded MIMO network coding, *IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Cannes, Fransa, 15-18 Eylül.
- [28] **Jafarkhani, H.** (2001). A quasi-orthogonal space time block code, *IEEE Transactions on Communications*, **49**, 1-4.
- [29] **Su, W. ve Xia, X., -G.** (2003): Two generalized complex orthogonal space-time block codes of rates 7/11 and 3/5 for 5 and 6 transmit antennas, *IEEE Transactions on Information Theory*, **49**, 313-316.
- [30] **Çelebi, M., E., Şahin, S. ve Aygölü, Ü.** (2007) Full-rate full-diversity space-time block code selection for more than two transmit antennas, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **6**, 16-19.
- [31] **Love, D., J. ve Heath, R. W., Jr.** (2004): Limited feedback precoding for orthogonal space-time block codes, *IEEE Global Telecommunication Conference*, Dallas, Texas, ABD, 29 Kasım-3 Aralık.
- [32] **Zhou, S. ve Li, B.** (2006): BER criterion and codebook construction for finite-rate precoded spatial multiplexing with linear receivers, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **54**, 1653-1665.
- [33] **Mukkavilli, K., K., Sabharwal, A. ve Aazhang, B.** (2001): Design of multiple antenna coding schemes with channel feedback, *IEEE 35th Asimolar Conference on Signals, Systems and Computer*, Pasific Grove ,CA, ABD, 4-7 Kasım.
- [34] **Love, D., J., Heath Jr., R., W., Lau, V., K., N., Gesbert, D., Rao, B., D. ve Andrews, M.** (2008). An overview of limited feedback in wireless communication systems, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **26**, 1341-1365.
- [35] **Love, D., J. ve Heath Jr., R., W.** (2005). Limited feedback unitary precoding for spatial multiplexing systems, *IEEE Transactions on Information Theory*, **51**, 2967-2976.
- [36] **Love, D., J. ve Heath, R. W., Jr.** (2005). Limited feedback unitary precoding for orthogonal space-time block codes, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **53**, 64-73.
- [37] **Chae, C., -B., Mazzarese, D., Jindal, N. ve Heath, R. W., Jr.** (2008). Coordinated beamforming with limited feedback in the MIMO broadcast channel, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **26**, 1505-1515.

- [38] Love, D., J. ve Heath, R. W., Jr. (2004). Diversity performance of precoded orthogonal space-time block codes using limited feedback, *IEEE Communications Letters*, **8**, 305-307.
- [39] Wu, P., Li, L. ve Zhang, P. (2008). Unitary space vector quantization codebook design for precoding MIMO system, *IEICE Transactions on Communication*, **E91-B**, 2917-2924.
- [40] Love, D., J., Heath, R., W., Jr., Santipach, W. ve Honig, M., L. (2004): What is the value of limited feedback for MIMO channels?, *IEEE Communications Magazine*, **42**, 54-59.
- [41] Zheng, J. ve Rao, B., D. (2008). Capacity analysis of MIMO systems using limited feedback transmit precoding schemes, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **56**, 2886-2901.
- [42] Kim, I., H. ve Love, D. J. (2008). On the capacity and design of limited feedback multiuser MIMO uplinks, *IEEE Transactions on Information Theory*, **54**, 4712-4724.
- [43] Şahin, S. ve Aygölü, Ü. (2012). Physical layer network coding with limited feedback in two-way relay channels, *IET Communications*, **6**, 548-556.
- [44] Şahin, S. ve Aygölü, Ü. (2011) Amplify-and-forward strategy with limited feedback in two-way relay channels, *International Conference on Wireless Communications and Signal Processing*, Nanjing, Çin, 9-11 Kasım.
- [45] Şahin, S. ve Aygölü, Ü. (2011). Physical-layer network coding with limited feedback based on decoding at relay, *The 5th International Conference on Signal Processing and Communication Systems*, Honolulu, Hawaii, ABD, 12-14 Aralık.
- [46] Şahin, S. ve Aygölü, Ü. Physical-layer network coding with limited feedback using orthogonal space-time block codes, *International Journal of Communication Systems'a değerlendirilmesi için gönderildi*, Ocak 2012.
- [47] Proakis, J., G. ve Salehi, M. (1994). *Communications Systems Engineering*, Prentice-Hall.
- [48] Biglieri, E., Caire, G. ve Taricco, G. (2000). Coding for the fading channel: a survey, *Signal Processing*, **80**, 1133-1148.
- [49] Sklar, B. (1997). Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part I: characterization, *IEEE Communications Magazine*, **35**, 90-100.
- [50] Steele, R. (1992). *Mobile Radio Communications*, Pentech Press.
- [51] Tarokh, V. ve Jafarkhani, H. (2000). A differential detection scheme for transmit diversity, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **18**, 1169-1174.
- [52] Tarokh, V., Jafarkhani, H. ve Calderbank, A., R. (1999). Space-time block coding for wireless communications: performance results, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **17**, 451-460.

- [53] **Scaglione, A., Stoica, P., Barbarossa, S., Giannakis, G., B. ve Sampath, H.** (2002). Optimal designs for space-time linear precoders and decoders, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **50**, 1051-1064.
- [54] **Palomar, D., P., Bengtsson, M. ve Ottersten, B.** (2005). Minimum BER linear transceivers for MIMO channels via primal decomposition, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **53**, 2866-2882.
- [55] **Narula, A., Lopez, M., J., Trott, M., D. ve Wornell, G., W.** (1998). Efficient use of side information in multiple-antenna data transmission over fading channels, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **16**, 1423-1436.
- [56] **Visotsky, E. ve Madhow, U.** (2001). Space-time transmit precoding with imperfect feedback, *IEEE Transactions on Information Theory*, **47**, 2632-2639.
- [57] **Jafar, S., A., Vishwanath, S. ve Goldsmith, A.** (2001). Channel capacity and beamforming for multiple transmit and receive antennas with covariance feedback, *IEEE International Conference on Communications*, Helsinki, Finlandiya, 11-14 Haziran.
- [58] **Mukkavilli, K., K., Sabharwal, A., Erkip, E. ve Aazhang, B.** (2003). On beamforming with finite-rate feedback in multiple-antenna systems, *IEEE Transactions on Information Theory*, **49**, 2562-2579.
- [59] **Çelebi, M., E., Şahin, S. ve Aygölü, Ü.** (2006). Increasing diversity with feedback: balanced space-time block coding, *IEEE International Conference on Communications*, İstanbul, Türkiye, 11-15 Haziran.
- [60] **Van der Meulen, E., C.** (1971). Three-terminal communication channels, *Advances in Applied Probability*, **3**, 120-154.
- [61] **Cover, T. ve El-Gamal, A.** (1979). Capacity theorems for the relay channel, *IEEE Transactions on Information Theory*, **25**, 572-584.
- [62] **Laneman, J., N., Tse, D., N., C. ve Wornell, G., W.** (2004). Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior, *IEEE Transactions on Information Theory*, **50**, 3062-3080.
- [63] **Hunter, T., E. ve Nostratinia, A.** (2006). Diversity through coded cooperation, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **5**, 283-289.
- [64] **Stefanov, A. ve Erkip, E.** (2005). Cooperative space-time coding for wireless networks, *IEEE Transactions on Communications*, **53**, 1804-1809.
- [65] **Laneman, J., N. ve Wornell, G., W.** (2003). Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks, *IEEE Transactions on Information Theory*, **49**, 2415-2425.
- [66] **Sendonaris, A., Erkip, E. ve Aazhang, B.** (2003). User cooperation diversity. part I. system description, *IEEE Transactions on Communications*, **51**, 1927-1938.
- [67] **Su, W., Kadek, A., K. Ve Liu, K., J., R.** (2008). Cooperative communication protocols in wireless networks: performance analysis and optimum power allocation, *Wireless Personal Communication*, **44**, 181-217.

- [68] **Niu, J. ve Lu, I., T.** (2006). Coded cooperation in OFDMA systems, *Conference on Information Sciences and Systems*, Princeton, New Jersey, ABD, 22-24 Mart.
- [69] **Chandra, A., Biswas, D. ve Bose, C.** (2010). BER performance of coherent PSK in Rayleigh fading channel with imperfect phase estimation, *International Conference on Recent Trends in Information and Computing*, Kochi, Kerala, Hindistan, 12-13 Mart.
- [70] **Simon, M., K. ve Alouini, M., -S.** (2001). Simplified noisy reference loss evaluation for digital communication in the presence of slow fading and carrier phase error, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **50**, 480-486.
- [71] **Patel, C., S. ve Gordon, L., S.** (2007). Channel estimation for amplify and forward relay based cooperation diversity systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **6**, 2348-2356.
- [72] **Simon, M., K. ve Alouini, M., -S.** (2005). *Digital Communications over Fading Channels*, Wiley-Interscience, 2. Basım.
- [73] **Gradshteyn, I., S. ve Ryzhik, I., M.** (2007). *Table of Integrals Series and Products*, Academic Press, 7. Basım.
- [74] **Verdu, S.** (1998). *Multiuser Detection*, Cambridge University Press, 1. Basım.
- [75] **Chen, Z., Liu, H. ve Wang, W.** (2010). A novel decoding-and-forward scheme with joint modulation for two-way relay channels, *IEEE Communications Letters*, **14**, 1149-1151.
- [76] **Şahin, S. ve Aygölü, Ü.** (2012). Performance improvement with limited feedback in PLNC using OSTBC, *The 13th IEEE International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, Çeşme, İzmir, Türkiye, 17-20 Haziran.
- [77] **Ganesan, G. ve Stoica, P.** (2001). Space-time block codes: a maximum SNR approach, *IEEE Transactions on Information Theory*, **47**, 1650-1656.
- [78] **Proakis, J., G.** (2000). *Digital Communications*, McGraw Hill, 4. Basım.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad : Selami ŞAHİN

Doğum Yeri ve Tarihi : Waiblingen (Almanya) – 06.12.1980

E-Posta : selami.sahin@tubitak.gov.tr

Lisans : Elektronik ve Haberleşme Müh. – İstanbul Teknik Üniversitesi

Yüksek Lisans : Telekomünikasyon Müh. – İstanbul Teknik Üniversitesi

Mesleki Deneyim : Araştırmacı – TÜBİTAK-UEKAE (2003-2009)
Uzman Araştırmacı – TÜBİTAK-BİLGEM-UEKAE (2009-Halen)

Uluslararası Dergi Yayın Listesi :

- Çelebi, M. E., Şahin, S. ve Aygölü, Ü. (2006). Balanced space-time block coding: an efficient way to increase diversity with feedback, *IEE Proceedings-Communications*, **153**, 519-524.
- Şahin, S., Çelebi, M. E. ve Aygölü, Ü. (2006). Space diversity schemes with feedback for three transmit antennas, *Archiv für Elektronik und Übertragungstechnik*, **60**, 613-617.
- Çelebi, M. E., Şahin, S. ve Aygölü, Ü. (2007). Full rate Full diversity space-time block code selection for more than two transmit antennas, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **6**, 16-19.

Uluslararası Konferans Yayın Listesi :

- Çelebi, M. E., Şahin, S. ve Aygölü, Ü. (2005). Space-time block code selection for more than two transmit antennas, *2nd COST 289 Workshop*, Antalya, Türkiye, 6-7 Temmuz.
- Çelebi, M. E., Şahin, S. ve Aygölü, Ü. (2006). Increasing diversity with feedback: balanced space-time block coding, *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, İstanbul, Türkiye, 11-15 Haziran.

Ulusal Konferans Yayın Listesi :

- **Şahin, S., Çelebi, M. E. ve Aygölü, Ü.** (2006). Üç verici anten için geri beslemeli yeni uzay çeşitleme yöntemleri , *IEEE 14. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, Antalya, Türkiye, 17-19 Nisan.
- **Şahin, S., Çelebi, M. E. ve Aygölü, Ü.** (2007). Dört verici anten için dört ve beş bit geri beslemeli dengeli uzay-zaman blok kod seçimi, *IEEE 15. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, Eskişehir, Türkiye, 11-13 Haziran.
- **Şahin, S., Çelebi, M. E. ve Aygölü, Ü.** (2007). Kafes-kodlamalı dengeli uzay-zaman blok kod seçimi, *IEEE 15. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, Eskişehir, Türkiye, 11-13 Haziran.
- **Şahin, S. ve Aygölü, Ü.** (2008). Yüksek hızlı dengeli uzay-zaman blok kod seçimi, *IEEE 16. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, Aydın, Türkiye, 20-22 Nisan.
- **Şahin, S., Çelebi, M. E. ve Aygölü, Ü.** (2009). Geri beslemeli gerçel dik uzay-zaman blok kodları kullanarak karmaşık işaretlerin iletimi, *IEEE 17. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, Antalya, Türkiye, 9-11 Nisan.

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

Uluslararası Dergi Yayını :

- **Şahin, S. ve Aygölü, Ü.** (2012). Physical layer network coding with limited feedback in two-way relay channels, *IET Communications*, **6**, 548-556.

Uluslararası Konferans Yayını :

- **Şahin, S. ve Aygölü, Ü.** (2011). Physical-layer network coding with limited feedback based on decoding at relay, *The 5th International Symposium on Signal Processing and Communication Systems*, Honolulu, Hawaii, ABD, 12-14 Aralık.
- **Şahin, S. ve Aygölü, Ü.** (2011). Amplify-and-forward strategy with limited feedback in two-way relay channels, *International Conference on Wireless Communications and Signal Processing*, Nanjing, Çin, 9-11 Kasım.
- **Şahin, S. ve Aygölü, Ü.** (2012). Performance improvement with limited feedback in PLNC using OSTBC, *IEEE 13th International Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications*, Çeşme, İzmir, Türkiye, 17-20 Haziran.

Ulusal Konferans Yayını :

- **Şahin, S. ve Aygölü, Ü.** (2011). Fiziksel katman ağ kodlamasında sınırlı geri besleme, *IEEE 19. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, Antalya, Türkiye, 20-22 Nisan.
- **Şahin, S. ve Aygölü, Ü.** (2012). İki-yönlü röleli kanallarda sınırlı geri beslemeli kısmi-çöz-ve-ilet stratejisi, *IEEE 20. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, Muğla, Türkiye, 18-20 Nisan.