

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

UYARLAMALI İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Erkan AYGÜN**

**Anabilim Dalı : ELEKTRONİK ve HABERLEŞME
MÜHENDİSLİĞİ**

Programı : TELEKOMÜNİKASYON MÜHENDİSLİĞİ

EKİM 2007

UYARLAMALI İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME

YÜKSEK LİSANS TEZİ
Müh. Erkan AYGÜN
504031307

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 14 Eylül 2007
Tezin Savunulduğu Tarih : 5 Ekim 2007

Tez Danışmanı : Prof.Dr. Ümit AYGÖLÜ
Diğer Jüri Üyeleri Doç.Dr. İbrahim ALTUNBAŞ (İ.T.Ü.)
Yrd.Doç.Dr. Oğuz KUCUR (G.Y.T.E.)

EKİM 2007

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 ve manevi desteğini her zaman hissettiğim eşime ve aileme teşekkürlerimi sunarım.

Ekim 2007

Erkan AYGÜN

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ	viii
SEMBOL LİSTESİ	x
ÖZET	xii
SUMMARY	xiv
1. GİRİŞ	1
1.1 Konuyla İlgili Literatürde Yapılmış Çalışmalar	1
1.2 Tezin Konuya Katkıları	3
2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARININ ÖZELLİKLERİ	5
2.1 Toplamsal Beyaz Gauss Gürültülü Kanal	5
2.2 Sönümlemeli Kanallar	6
2.2.1 Rayleigh sönümlemeli kanal	9
2.2.2 Ricean sönümlemeli kanal	9
2.3 İletişim Kanalları Arasındaki İlişkiler	10
3. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI İÇİN ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ	12
3.1 Çeşitleme Tekniklerinin Gelişimi	12
3.2 Çeşitleme Yöntemleri	14
3.2.1 Uzay Çeşitlemesi	14
3.2.2 Frekans Çeşitlemesi	15
3.2.3 Açık Çeşitlemesi	15
3.2.4 Polarizasyon Çeşitlemesi	15
3.2.5 Zaman Çeşitlemesi	16
3.2.6 Çok Yollu Çeşitleme	16
3.3 Çeşitleme Birleştirme Teknikleri	17
3.3.1 Seçmeli Birleştirme	17
3.3.2 Anahtarlı Birleştirme	18
3.3.3 En Büyük Oran Birleştirmesi	19
3.3.4 Eşit Kazanç Birleştirmesi	19
4. İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEMENİN TEMELLERİ	21
4.1 Giriş	21
4.2 İşbirlikli İletişim Sistemlerinin Genel Yapısı	22
4.3 İşbirlikli Çeşitlemenin Tarihsel Gelişimi	23
4.4 İşbirlikli Çeşitleme Yöntemleri	24
4.4.1 Algı ve İlet	24
4.4.2 Kuvvetlendir ve İlet	26
4.4.3 Kodlamalı İşbirliği	27
4.5 İşbirlikli Çeşitleme Yöntemlerinin Başarımları	28

4.6	Birleştirme Yöntemleri	30
4.6.1	Eşit oranlı birleştirme	31
4.6.2	Sabit oranlı birleştirme	31
4.6.3	İşaret gürültü oranlı birleştirme	31
4.6.4	Geliştirilmiş işaret gürültü oranlı birleştirme	32
4.7	Birleştirme Tekniklerinin Başarımlarının Karşılaştırılması	32
4.7.1	Eşmesafeli Düzenleme	32
4.7.2	Rölenin Hareketli Olması Durumu	35
5.	DİK İŞARETLEŞMEYE DAYALI İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME	37
5.1	QPSK Modülasyonlu Sistem	37
5.1.1	Sistem Yapısı	38
5.1.2	Alıcı Yapısı	39
5.1.3	Bit Hata Olasılığı Analizi	41
5.2	16 QAM Modülasyonlu Sistem	46
5.2.1	Sistem Yapısı	47
5.2.2	İşaret Alımı	47
5.2.3	Bit Hata Olasılığı Analizi	49
6.	UYARLAMALI İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME	57
6.1	Modülasyon Aşamasında Uygulanan Uyarlamalı İşbirlikli Çeşitleme	57
6.1.1	Sistem Yapısı	57
6.1.2	Bit Hata Olasılığı Analizi	61
6.1.2.1	İşbirliği Yapılması Durumunda Kanal Etkileri	61
6.1.2.2	İşbirliği Yapılmaması Durumunda Kanal Etkileri	66
6.1.2.3	Durumların Oluşma Olasılıkları	70
7.	UZAY ZAMAN KAFES KODLARININ UYARLAMALI İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEMEYE UYGULANMASI	72
7.1	Uzay-Zaman Kafes Kodlaması	72
7.1.1	4 ASK Uzay Zaman Kafes Kodu Tasarımı	76
7.2	4-ASK Uzay Zaman Kafes Kodunun Uyarlamalı İşbirlikli Sisteme Uygulanması	79
8.	SONUÇ	82
	KAYNAKLAR	83
	ÖZGEÇMİŞ	85

KISALTMALAR

AAF	: Amplify and Forward (Kuvvetlendir ve İlet)
ASK	: Amplitude Shift Keying (Genlik Kaydırmalı Anahtarlama)
AWGN	: Additive White Gaussian Noise (Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü)
BER	: Bit Error Rate (Bit Hata Oranı)
BPSK	: Binary Phase Shift Keying (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
C/N	: Carrier to Noise Ratio (Taşıyıcı Gürültü)
CD	: Cooperative Diversity (İşbirlikli Çeşitleme)
CDMA	: Code Division Multiple Access (Kod Bölmeli Çoklu Erişim)
CRC	: Cyclic Redundancy Check
CRC	: Cyclic Redundancy Check (Çevrimsel Fazlalık Kontrol)
DAF	: Detect and Forward (Algıla ve İlet)
DSSS	: Direct Sequence Spread Spectrum (Doğrudan Dizi Yayılmış Spektrum)
ERC	: Equal Ratio Combining (Eşit Oranlı Birleştirme)
ESNRC	: Enhanced Signal to Noise Ratio Combining (Geliştirilmiş İşaret Gürültü Oranlı Birleştirme)
FDMA	: Frequency Division Multiple Access (Frekans Bölmeli Çoklu Erişim)
FRC	: Fixed Ratio Combining (FRC Sabit Oranlı Birleştirme)
ISI	: Intersymbol Interference (Simgelerarası Girişim)
iSNR	: Inter User Signal to Noise Ratio (Ara Kanal İşaret Gürültü Oranı)
LAN	: Local Area Network (Yerel Alan Ağlar)
LoS	: Line of Sight (Doğrudan Görüş)
MIMO	: Multi Input Multi Output (Çok Girişli Çok Çıkışlı)
ML	: Maximum Likelihood (En Büyük Olabilirlikli)
MRC	: Maximum Ratio Combiner (En Büyük Oran Birleştiricisi)
NCD	: Non-Cooperative Diversity (İşbirlikli Olmayan Çeşitleme)
PCS	: Personal Communication Services (Kişisel İletişim Hizmetleri)
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation (Dik Genlik Modülasyonu)
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying (Dikgen Faz Kaydırmalı Anahtarlama)

SNR	: Signal to Noise Ratio (İşaret-Gürültü Oranı)
SNRC	: Signal to Noise Ratio Combining (İşaret Gürültü Oranlı Birleştirme)
STTC	: Space-Time Trellis Code (Uzay Zaman Kafes Kodlaması)
TDMA	: Time Division Multiple Access (Zaman Bölmeli Çoklu Erişim)
VA	: Viterbi Algorithm (Viterbi Algoritması)

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 2.1 : K'nin Kanallara göre Alabileceği Değerler.....	10
Tablo 4.1 : Birleştirici Başarım Analizlerinde Kullanılan Kısaltmalar.....	33
Tablo 6.1 : Uyarlamalı İşbirlikli Çeşitlemeli Sistem Durumları.....	58
Tablo 6.2 : Uyarlamalı İşbirlikli Çeşitlemeli Sistemde Kullanılacak İşaretler	58
Tablo 6.3 : Uyarlamalı Sistem için Durum Olasılıkları ve Kullanılacak Olasılıklar	71
Tablo 7.1 : Z_{ij} Değişkeninin Üreteç Matrisleri Cinsinden İfadesi	78

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 : a) Gauss Olasılık Yoğunluk İşlevi b) AWGN Güç Spektral Yoğunluğu..	5
Şekil 2.2 : Sönümlenmenin Sınıflandırılması [24]	6
Şekil 2.3 : Küçük-Ölçekli Sönümlenmeli Kanalların Sınıflandırılması [25]	8
Şekil 2.4 : Rayleigh Olasılık Yoğunluk İşlevi	9
Şekil 3.1 : Seçmeli Birleştirme Blok Yapısı	17
Şekil 3.2 : Anahtarlı Birleştirme Yöntemi	19
Şekil 3.3 : En Büyük Oran Birleştirmesi Yöntemi	20
Şekil 3.4 : Eşit Kazanç Birleştirmesi Yöntemi	20
Şekil 4.1 : İşbirlikli Çeşitleme	22
Şekil 4.2 : Röleli Kanallar	23
Şekil 4.3 : İşbirlikli İletişim Sistemi	24
Şekil 4.4 : Algıla ve İlet Yöntemi	25
Şekil 4.5 : Güçlendir ve İlet Yöntemi	26
Şekil 4.6 : Kodlamalı İşbirliği	28
Şekil 4.7 : Ara Kanalın SNR Değerinin Ana Kanalın SNR Değerinden 10 dB Düşük Olması Durumunda İşbirlikli İletişim Yöntemleri için Hata Başarımı [16]	29
Şekil 4.8 : 1. Kullanıcının Ana Kanalının SNR Değeri 2. Kullanıcının Ana Kanalının ve Ara Kanalların SNR Değerlerinden 10 dB Yüksek Olması Durumunda İşbirlikli İletişim Yöntemleri için Hata Başarımı [16]	30
Şekil 4.9 : AAF Uygulanması Durumunda Birleştirme Tekniklerinin Başarımları[17]	33
Şekil 4.10 : AAF ve DAF Uygulanması Durumunda Birleştirme Tekniklerinin Başarımları [17]	34
Şekil 4.11 : Rölenin Alıcı ve Verici Arasında Olması Durumunda AAF için Hata Başarımı [17]	36
Şekil 4.12 : Rölenin Vericiden Uzakta Olması Durumunda AAF için Hata Başarımı [17]	36
Şekil 5.1 : İki Kullanıcılı İşbirlikli Sistemde Çerçeve Yapısı	38
Şekil 5.2 : QPSK Modülasyonlu Sisteminin İşaret Kümesi	39
Şekil 5.3 : BPSK sistem karar eşikleri	41
Şekil 5.4 : QPSK Sistem için Dik İşaretleşmeli İşbirlikli Çeşitleme Bit Hata Başarımı	45
Şekil 5.5 : QPSK Modülasyonlu Dik İşaretleşmeye Dayalı İşbirlikli Çeşitlemeli Sistemin Bit Hata Başarımı [13]	46
Şekil 5.6 : 16 QAM İşaret Kümesi	47
Şekil 5.7 : Ana Kanal Etkileri için Kullanılacak 4-ASK Sistem Karar Eşikleri	49
Şekil 5.8 : Ara Kanal Etkileri için Kullanılacak 4-ASK Sistem Karar Eşikleri	50
Şekil 5.9 : 16 QAM Modülasyonlu Dik İşaretleşmeye Dayalı İşbirlikli Çeşitlemeli Sistemin Hata Başarımı	55
Şekil 6.1 : Uyarlamalı Sistem ve İşbirlikli Sistem için Hata Başarımları	60
Şekil 6.2 : İşbirliğinin Olmaması Durumundaki 4 ASK İşaret Gösterilimi	66

Şekil 6.3 : Uyarlamalı Sistem Hata Başarımı için Benzetim Sonuçları ve Üst Sınır Eğrileri	71
Şekil 7.1 : a) QPSK İşaret Kümesi, b) 4 Durumlu Uzay-Zaman Kafes Kodlayıcı Yapısı[8].....	75
Şekil 7.2 : İkili İletim Yapan Antenli Sistem için STTC Kodlayıcı[20]	77
Şekil 7.3 : a)4 ASK İşaret Gösterilimi , b) 4 Durumlu Uzay Zaman Kafes Yapısı..	78
Şekil 7.4 : En İyi Başarıma Sahip Olan 4 ASK Uzay Zaman Kafes Yapısı.....	79
Şekil 7.5 : 4 ASK ve 4 ASK STTC için Bit Hata Başarımı	80
Şekil 7.6 : 4 ASK STTC Uyarlamalı İşbirlikli Çeşitleme için Bit Hata Başarımı ...	81

SEMBOL LİSTESİ

$\mathbf{b}_1, \mathbf{b}_2$	: Kullanıcı bilgisi
$\widetilde{\mathbf{b}}_1, \widetilde{\mathbf{b}}_2$	: Baz istasyonunda MRC çıkış işareti
$\overline{\mathbf{b}}_i$	: Ara kanal için karar verilen bilgi
$\widehat{\mathbf{b}}_i$	: Baz istasyonunda karar verilen işaret
$\mathbf{B}_{cb}$	: Kanalin uyum band genişliği
$\mathbf{B}_d$	: Doppler frekans kayması
$\mathbf{B}_s$	: İşaret band genişliği
c	: İşaret uzayı simgeleri, Simgе enerjisi ile minimum Öklit uzaklığı arasındaki sabit katsayı
$\mathbf{C}$	: Kanal sığası
d^2	: Öklit uzaklığı
$\mathbf{E}$	: Hatalı olarak alınan işaret
E_b	: Bit enerjisi
E_s	: İşaret (simge) enerjisi
$\mathbf{g}_{i,j}$	: Üreteç matrisinin bileşenleri
$\mathbf{h}_{1,b}, \mathbf{h}_{2,b}, \mathbf{h}_{1,2}, \mathbf{h}_{2,1}$	: Kanal zayıflaması
K	: Ricean parametresi
m	: Beyaz gürültünün beklenen değeri, Alıcı anten sayısı
$\mathbf{m}_R$	: Rayleigh dağılımının ortalama değeri
M	: Seçilen alıcı anten sayısı, modülasyon düzeyi
N	: Seçilen verici anten sayısı
N_0	: Beyaz gürültü tek yönlü güç spektral yoğunluğu
p	: Blok kodun kullandığı zaman aralığı sayısı, Ön kodlama vektörü bileşenleri
P_b	: Bit hata olasılığı
$P_{12}, P_{mrc}, P_{bi}, P_{li}$	: İşbirlikli sistem hata olasılıkları
$\mathbf{P}_d, \mathbf{P}_y$	: Vericiden alıcıya direk ve yansıyarak ulaşan güçler
r	: Alınan işaret, matrisin rankı

R	: İletim hızı
s	: Gönderilen işaret (simge)
S	: İşaret kümesi
$\hat{s}$	: Karar verilen işaret (simge)
T_{ct}	: Kanalın uyum zamanı
T_m	: Gecikme yayılımı
T_s	: İşaret süresi (Simge aralığı)
γ	: Anlık SNR
η	: Alıcıya etkiyen toplamsal beyaz Gauss gürültüsü
$\eta_{i,b}, \eta_{i,j}$	: İşbirlikli sistem gürültüleri
θ	: İşaret döndürme fazı
λ	: Öz değer
μ	: Tekil değer
ρ	: İşaret zarfı
σ^2	: Beyaz gürültünün varyansı
σ_R^2	: Rayleigh dağılımının varyansı
τ	: İşaret uzayında bir işaret için minimum Öklit uzaklığı sayısı
ϕ	: İşaret fazı

UYARLAMALI İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME

ÖZET

İletim çeşitlemesi, telsiz iletişimde çok yollu sönümleme etkileriyle mücadele etmek için kullanılan çok etkili bir tekniktir. 3. kuşak telsiz iletişim sistemlerinde baz istasyonuna doğru olan iletimde veri hızını arttırmak için kullanılır. Ancak birden fazla anten kullanımını gerektiren bu tekniği özellikle gezgin birimlerde uygulamak, gezginlerin boyutlarından dolayı olanaksızdır.

Bu sorunun üstesinden gelmek için işbirlikli çeşitleme denilen yeni bir iletim tekniği önerilmiştir. Bu yöntemde amaçlanan, birden fazla kullanıcının bulunduğu ortamlarda kullanıcıların birbirlerinin antenlerini paylaşarak sanal bir çok antenli verici oluşturmak ve tek antenli gezginlerin iletim çeşitlemesi yapmalarını olanaklı hale getirmektir. Kullanıcı işbirliği, vericinin hedefe veri yolladığında, aynı zamanda ortak denilen diğer kullanıcıya da hedefe göndermesi için bu verileri iletmesiyle gerçekleştirilir.

İşbirlikli çeşitleme yöntemlerinden biri de dik işaretlemeye dayalı işbirlikli çeşitlemedir. Bu yöntemde her kullanıcı verilerini sadece bir ekseni kullanarak iletir. Dik işaretleme, faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) modülasyonlu yapının gerçel ve sanal bileşenlerinin iletimiyle sağlanmaktadır. Simge aralıklarında her kullanıcı hem kendi bilgisini hem de bir önceki simge aralığında çözmüş olduğu ortağının bilgisini yollar.

Bu çalışmada, ilk olarak dik işaretlemeye dayalı işbirlikli çeşitlemede band verimliliğini artırmak amacıyla 16 Dik Genlik Modülasyonu (QAM) kullanılması önerilmektedir. Bu durumda her kullanıcı 16 QAM simgelerin gerçel ve sanal bileşenlerini kullanacak yani 4 Genlik Kaydırmalı Anahtarlama (ASK) simgeleriyle iletişim kuracaktır. Önerilen sistemin kuramsal analizi yapılmış ve bilgisayar benzetimleri yardımıyla elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır.

İkinci olarak sistemin hata başarımını arttırmak için uyarlamalı işbirlikli çeşitleme yapısı önerilmiştir. Bu yapıda, dik işaretlemeye dayalı 16 QAM sistemde kullanıcılar arasındaki ara kanalların ve kullanıcılardan baz istasyonuna doğru olan ana kanalların söndürme katsayılarının karesel zarfının belirlenen eşik değeriyle karşılaştırılması sonucunda işbirliğinin yapılıp yapılmamasına karar verilmektedir. Bilgisayar benzetimleri yardımıyla elde edilen eşik değerleri için yapılan analizlerde, uyarlamalı işbirlikli çeşitlemeli sistemin uyarlamalı olmayan işbirlikli çeşitlemeli sisteme göre özellikle düşük dSNR (ara kanal ve ana kanal işaret gürültü oranları arasındaki fark) ve yüksek işaret gürültü oranları için sistemin bit hata olasılığında önemli oranda iyileşme sağlandığı gösterilmiştir. Bu sistemde kullanıcılar her durumda verilerini 4 ASK kullanarak iletmektedirler.

Üçüncü olarak, önerilen sisteme eklenecek kodlama kazancının sistemin toplam kazancına olumlu etki yapacağı düşüncesiyle, rank ve determinant ölçütlerine bağlı kalınarak en iyi başarıyı sağlayan 4 ASK uzay-zaman kafes kodu tasarlanmış ve uyarlamalı işbirlikli çeşitlemeli sistemde işbirliğinin yapılmadığı aşamada uygulanmıştır. Bilgisayar benzetimleriyle, önerilen STTC uygulanmış olan uyarlamalı işbirlikli sistemin özellikle 15 dB'den sonra bit hata başarımında iyileşmeye neden olduğu gösterilmiştir.

ADAPTIVE COOPERATIVE DIVERSITY

SUMMARY

Transmit diversity is an important technique for combating the fading in wireless communications. It is used in 3rd generation mobile communication systems to increase the data rate of the downlink. However, applying this technique that requires the usage of more than one antenna is impossible due to the size of mobile unit.

A new transmit technique called cooperative diversity is proposed to overcome this problem. The aim of this method is generating a virtual multiple-antenna transmitter by enabling single-antenna mobiles in a multi-user environment to share their antennas and allowing single-antenna mobiles to achieve transmit diversity. Cooperative diversity is obtained by transmitting information to other user called partner in order to send it to destination while transmitting the same information to destination.

One of the cooperative diversity techniques is cooperative diversity based on orthogonal signaling. Each user sends his data by using only one of the axes on this technique. Orthogonal signaling is obtained by transmitting real and imaginary components of the system using Phase Shift Keying (PSK) modulation. In symbol intervals, each user transmits not only own information but also the partner's information received in the previous symbol interval.

In this study, firstly applying 16 Quadrature Amplitude Modulation (QAM) to system with cooperative diversity based on orthogonal signaling is proposed to increase bandwidth efficiency. In this case, each user uses real and imaginary components of 16 QAM symbols and this means that transmission is established with 4 Amplitude Shift Keying (ASK) symbols. Proposed system is analyzed theoretically and it is compared with results obtained by simulation.

Secondly, an adaptive cooperative diversity scheme is proposed to increase bit error rate of system. In this scheme, it is decided if cooperation is applied by comparing

fading coefficients envelope squares of interuser channels and main channels between users and base station with threshold value for 16 QAM cooperative diversity system. It is shown by using analysis that is done for threshold value obtained by simulation results that BER of adaptive cooperative diversity scheme is better than BER of cooperative diversity scheme for especially low dSNR (differences between SNR values of main channels and interuser channels) and high SNR values. Users transmit their data by using 4 ASK for every case in this scheme.

Thirdly, using the idea that coding gain which is added to proposed scheme causes positive effect on overall gain, 4 ASK space-time trellis code is designed based on rank and determinant criteria and it is applied to adaptive cooperative system at the non-cooperation phase. It is shown by using simulation results that proposed adaptive cooperative system with STTC causes to make bit error rate performance better especially after 15 dB.

1. GİRİŞ

1.1 Konuyla İlgili Literatürde Yapılmış Çalışmalar

Telsiz iletişimde iletilen işaretler sönümleme etkisine maruz kalırlar. Sönümlemeyi gönderilen işaretlerin birden fazla örneğinin farklı yerlerden yansımaları ve hedefe farklı fazlarda ulaşmaları sonucunda alıcıda elde edilen işaretlerde meydana gelen bozulmalar olarak tanımlamak mümkündür. Sönümleme nedeniyle iletilen işaretin zarfında yüksek değişimler yaşanır ve sistem başarımında düşüşler gözlenir. Bu etkileri azaltmak amacıyla kullanılan yöntemlerden biri anten çeşitlemesi olarak bilinen çok antenli başka bir deyişle çok girişli çok çıkışlı (Multi Input Multi Output, MIMO) sistemler kullanmaktır. MIMO yapılar ve bu yapılara uygun kod tasarımı son yıllarda geniş ilgi görmektedir. Tarokh vd. [8] ve Alamouti [9] tarafından önerilmiş olan uzay zaman kodları bu çalışmaların en önemlileri arasında yer almaktadır. Uzay-zaman kodlama tekniğinde kanal kodlaması ile anten çeşitleme teknikleri birleştirilmiştir. Bu şekilde tek antenli sistemlere göre daha iyi iletim hızı ve sönümlemeli kanallarda daha iyi hata başarımı elde edilmiştir. Tarokh yaptığı çalışmalarda duruğumsu (quasi-static) ve hızlı sönümlemeli kanallar için kod tasarım ölçütleri belirlerken Alamouti ise blok kodlama ve anten çeşitlemesini birlikte kullanan bir sistem önermiştir. Tarokh vd. [8]'de duruğumsu kanallar için maksimum çeşitleme kazancını sağlamak amacıyla rank ölçütünü, kodlama kazancını maksimum yapmak için de determinant ölçütünü tanımlamıştır. Bu ölçütleri iletilen ve alınan işaretler arasındaki uzaklıkların karesinden faydalananarak oluşturulan matrisleri kullanarak elde etmiştir. Hızlı sönümlemeli kanallarda ise simgelerarası Hamming uzaklığı ve çarpımsal uzaklık ölçütü geçerlidir [8].

Daha sonra Chen vd. [10], [11] duruğumsu sönümlemeli kanallarda verici ve/veya alıcıda çok sayıda anten kullanıldığında rank ve determinant ölçütlerinin geçerli olmadığını göstermiştir. MIMO kanal özelliklerinin beyaz Gauss gürültülü kanal özelliklerine yaklaştığını ispatlayarak Öklit uzaklık ölçütü olarak adlandırılan, kanaldan gönderilmesi olası bütün farklı dizi simgeleri arasındaki minimum Öklit

uzaklığına dayalı yeni bir ölçüt önermiştir. Yeterince çok antenli durumda bu ölçütün hızlı sönmlemeli kanallar için de geçerli olduğunu göstermiştir.

Birden fazla anten kullanmanın olanaklı olması nedeniyle verici anten çeşitlemesi yöntemi özellikle hücresel sistemlerin baz istasyonları için uygundur. Ancak gezgin birimler açısından boyut, maliyet ve donanım karmaşıklığı göz önüne alındığında anten çeşitlemesinin uygulanması çok olanaklı değildir. Bu soruna bir çözüm olarak 2002’de Laneman vd. [2] tarafından önerilen işbirlikli çeşitleme (cooperative diversity) tekniği kullanılabilir. Bu teknikte kullanıcılar iletim çeşitlemesi elde etmek amacıyla antenlerini paylaşırlar ve bu şekilde sanal bir MIMO sistem oluşturulur. Bu konuda gelecekteki ilerlemelere yol gösterecek çok önemli çalışmalar yapılmıştır.

İşbirlikli çeşitleme ile ilgili ilk önerilen yöntemlerde kullanıcılar ortaklarının ilettiği simgeleri sezerek ya aynen tekrar iletirler ya da güçlendirerek iletirlerdi. Her iki teknikte de işbirliğine katılan kullanıcıların hata başarımlarında gelişme kaydedilmiştir.

Ancak bu tekniklerin bazı sınırları bulunmaktadır. İlk olarak kodlama açısından bakacak olursak tekrarlama, izin verilen bandgenişliğinin en iyi kullanıldığı yöntem olmayabilir. İkincisi kullanıcılar ortaklarının verilerini hatalı kestirip iletebilirler. Üçüncü olarak da en iyi kod çözümünün bulunabilmesi için baz istasyonunda ya anlık bit hata oranı ya da kullanıcılar arasındaki kanalın işaret-gürültü oranı bilinmelidir.

Bu sınırlamalar [4] [5]’te önerilen kodlamalı işbirliğine dayanan farklı çerçeve yapılarıyla aşılmaya çalışılmıştır. Her kullanıcıya ait olan veriler iki zaman aralığında iletilen iki çerçeveye ayrılır. İlk zaman aralığında her kullanıcı kendi 1. çerçevesini iletir ve ortağının 1. çerçevesini çözmeye çalışır. Eğer ortaklarının 1. çerçevelerini başarıyla çözebilirlerse ikinci zaman aralığında ortaklarının 2. çerçevelerini iletirler. Eğer başaramazlarsa kendi 2. çerçevelerini yollarlar.

Ancak bu yöntemin de iki dezavantajı bulunmaktadır. İlk olarak hızlı sönmlemeli kanallarda bu yöntem ek bir yarar sağlamamaktadır. İkinci olarak eğer kullanıcılardan yalnızca biri ortağının 1. çerçevesini başarıyla çözerse, ki bu durumla hızlı sönmlemeli kanallarda ve kullanıcılar arası kanalların karşılıklı (reciprocal) olmadığı durumlarda sık sık karşılaşılır, kullanıcılardan birinin 2. çerçevesi yollanamaz ve bu durum toplam başarımda önemli azalmalara sebep olur.

Bu sorun uzay-zaman kodlamalı işbirliği kullanılarak aşılmıştır [6]. Bu yöntemde her kullanıcı , ortağının 1. çerçevesini başarıyla çözmesine bağlı olmaksızın, kendi 2.

çerçevesini iletir. Eğer bir kullanıcı ortağının 1. çerçevesini başarıyla çözerse ikinci zaman aralığındaki enerjisini ayırarak kendi 2. çerçevesiyle birlikte ortağının da ikinci çerçeve bilgisini iletir. Bu şekilde bir kullanıcıya ait olan bilgiler hem kendisi hem de ortağı tarafından iletilebildiği için uzay-zaman kodlamasını kullanmak olanaklıdır.

En son anlatılan sistemde alıcı, alınan işareti çözebilmek için iki zaman aralığındaki iletimin tamamının bitmesini beklemek zorundadır. Uyarlamalı uzay-zaman kodlaması [12] kullanılarak alıcının kod sözcüğünü doğru çözmesi durumunda başarıyla alınan bilgi bitlerinin diğer kısmının kodlanarak tekrar yollanması engellenerek kaynakların daha verimli kullanılması sağlanmış ve sistemin toplam başarımında iyileşme elde edilmiştir.

Kodlamalı işbirliği dışında işbirlikli çeşitleme dik işaretleşme kullanılarak da gerçekleştirilebilir [13]. Dik genlik modülasyonlu sistemlerin gerçek ve sanal bileşenleri bir kullanıcının verilerini simgeleyecek şekilde gönderilerek dik işaretleşme gerçekleştirilir. Bu yöntemde bit hata başarımı ara kanal işaret düzeyinin artmasıyla iyileşir.

1.2 Tezin Konuya Katkıları

Bu tezde genel olarak dik işaretleşme kullanılarak elde edilen işbirlikli çeşitleme yöntemi üzerine çalışmalar yapılmıştır. İlk olarak Bölüm 1.1’de anlatılan Dikgen Faz Kaydırmalı Anahtarlama (QPSK) kullanılmak suretiyle oluşturulan işbirlikli sistemin [13] hızını arttırmaya yönelik çalışmalar yapılmıştır. Bu amaçla 16 Dik Genlik Modülasyonu (16 QAM) sisteme uygulanmıştır. Bu sistemin başarımının ara kanal kazancının artmasıyla birlikte arttığı görülmüştür.

İkinci olarak ise, modülasyon aşamasında uygulanan uyarlamalı işbirlikli çeşitleme yapısı önerilmiştir. Bu sistemde ara kanal ve ana kanal kazançlarının değerine bakılarak kullanıcıların işbirliği yapıp yapmamasına karar verilmek suretiyle sistemin başarımının dik işaretleşme kullanılarak elde edilen işbirlikli çeşitlemeli sistemden daha iyi olması sağlanmıştır.

Son olarak ise Bölüm 1.1’de anlatılan ölçütlere uygun olarak en iyi 4 Genlik Kaydırmalı Anahtarlama (ASK) uzay-zaman kodu elde edilerek uyarlamalı işbirlikli sisteme uygulanmıştır. Kodlama kazancının önerilen sisteme eklenmesiyle

birlikte özellikle işaret-gürültü oranının 15 dB'nin üstünde olduğu durumlarda başarımın arttığı görülmüştür.

Bu tezin 2. bölümünde konuyla ilgili ayrıntılı literatür incelemesi sonucunda telsiz iletişimdeki kanal modelleri hakkında elde edilen bilgiler sunulmuştur. 3. bölümde telsiz iletişim kanalları için kullanılan çeşitleme yöntemleri anlatılmıştır. 4. bölümde işbirlikli çeşitlemenin gelişimi hakkında ayrıntılı bilgi verilmiştir. 5. bölümde dik işaretleşmeye dayalı çeşitleme hakkında bilgi verildikten sonra önerilen sistem tanıtılmıştır. 6. bölüm olan uyarlamalı işbirlikli çeşitleme bölümünde önerilen sistemin üstünlükleri anlatılmıştır. 7. bölümde en iyi 4 ASK uzay-zaman kodu elde edilerek önerilen uyarlamalı sisteme uygulanmıştır. 8. bölümde ise tezin ortaya koyduğu sonuçlar belirtilmiştir.

2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARININ ÖZELLİKLERİ

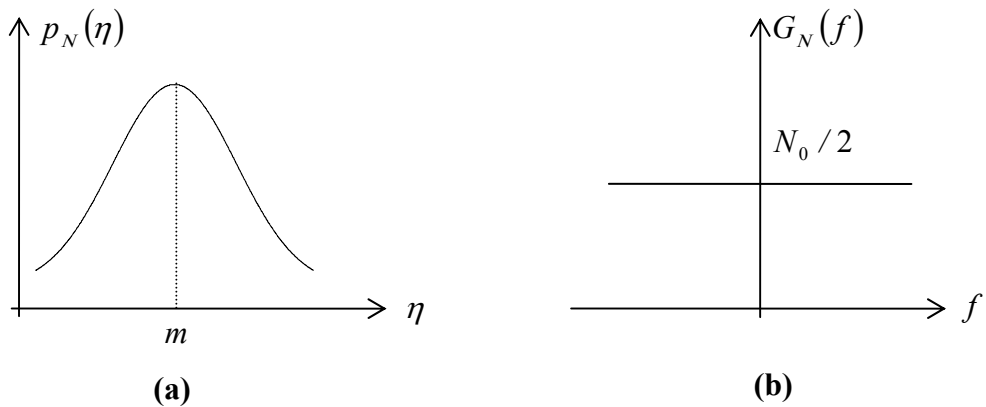
Bu bölümde telsiz iletişim sistemlerinde kullanılan ve sistem başarımında etkili olan iletişim kanalları hakkında temel bilgiler verilecektir.

2.1 Toplamsal Beyaz Gauss Gürültülü Kanal

Telsiz iletişim sistemlerinin başarımını anlatmak için kullanılabilecek en basit kanal modeli toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanaldır. Bu kanalda simgelerarası girişimden (ISI) bağımsız veri örnekleri istatistiksel bağımsız Gauss gürültü örnekleriyle bozulmaya uğrarlar. Bozulmadaki temel etken alıcıdaki ısı gürültüdür. Bu kanalda, m beklenen değer, σ^2 varyans olmak üzere gürültünün genliği ;

$$p_N(\eta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\eta-m)^2}{2\sigma^2}}, \quad -\infty < \eta < \infty \quad (2.1)$$

Gauss olasılık yoğunluk işlevi ile modellenir. Şekil 2.1a'da görüldüğü gibi Gauss olasılık yoğunluk işlevi ortalamaya yakın değerler için yükselirken ortalamadan uzaklaştıkça azalır.



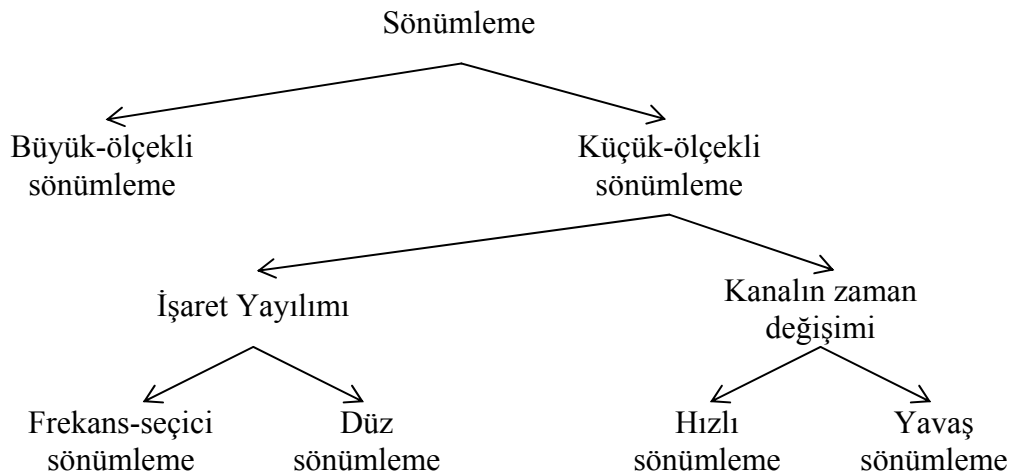
Şekil 2.1 : a) Gauss Olasılık Yoğunluk İşlevi b) AWGN Güç Spektral Yoğunluğu

Şekil 2b'de ise AWGN çift yönlü güç spektral yoğunluğu verilmiştir. Güç spektrumunun bütün frekanslar için sabit olmasından da anlaşılabileceği gibi Gauss kanalı ideal bir kanaldır. Bu nedenle sistem başarımalarında üst sınırı vermektedir.

2.2 Sönümlmeli Kanallar

İşaret iletimini karakterize etmek için, iletim karakteristiği zamanla değişen radyo kanallarında, AWGN kanal modeli uygun değildir. Daha genel modeller, zamanla değişen kanal davranışını karakterize etmek için kullanılır [14].

Radyo kanallarındaki sayısal iletim, “sönümlleme” olarak ifade edilen ve işaretin gücünü etkileyen özelliğin hesaba katılmasıyla daha özenli bir kanal modeline gereksinim duymaktadır [24]. Şekil 2.2’den görüldüğü gibi sönümlleme, büyük-ölçekli ve küçük-ölçekli sönümlleme olmak üzere ikiye ayrılır. Büyük-ölçekli sönümlleme, işaretin geniş bir alanda yayılmasının neden olduğu yol kaybı ile ilgilidir. Verici ve alıcı arasındaki mesafenin ve yayılım ortamının özelliklerinin neden olduğu ortalama kayba yol kaybı denir. Yol kaybı bu ortalama kayıp etrafındaki değişmelerle karakterize edilmektedir [24]. Küçük-ölçekli sönümlleme ise verici ve alıcı arasındaki küçük değişimlerin etkilerini belirlemektedir ve çok yollu olarak tanımlanan yayılım çevresi ile kanalın zaman değişimlerine neden olan bağlı verici ve alıcı hareketlerine bağlıdır [24], [25]. Buradan anlaşıldığı üzere, küçük-ölçekli sönümlleme, büyük-ölçekli sönümllemenin üzerine eklenmekte ve kolayca belirlenmektedir. Genellikle, “sönümlleme” ifadesi ile “küçük-ölçekli sönümlleme” kastedilir[24].



Şekil 2.2 : Sönümllemenin Sınıflandırılması [24]

İşaretin alıcı ile vericiyi bağlayan birden fazla yol üzerinden yayılımıyla çok yollu işareti oluşmaktadır [25]. 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. Zamanda bozulma oluşturacak şekilde, işareti alıcıda tekrar elde etmek için bu işaretler toplandığında işaret sönümlemesi denilen olay oluşmaktadır. Dolayısıyla, alınan işaret bu gecikmeler nedeniyle zamanda yayılmaktadır ve çok yollu yayılım zaman gecikmeleri oluşturmaktadır. Bu durumda kanala zamanda yayılımlı veya zamanla değişen çok yollu kanal denir [14].

Gecikmeler, farklı yollardan gelen gecikmelerin farklı oranlarda olmasından dolayı rastlantısaldır. Yayılım yolu çok fazla sayıda olduğu zaman bu gecikmelere merkezi limit teoremi uygulanabilir. Bu durumda kanal karmaşık değerli Gauss rastlantı süreci ile modellenir [14].

Alıcının, vericinin veya çevresindekilerin hareketi nedeniyle alıcıya gelen işaret bileşenlerinin farklı frekansları bulunabilir. Bu farklı frekanstaki bileşenlerin toplanması sonucunda yine işaret sönümlemesi oluşmaktadır [14].

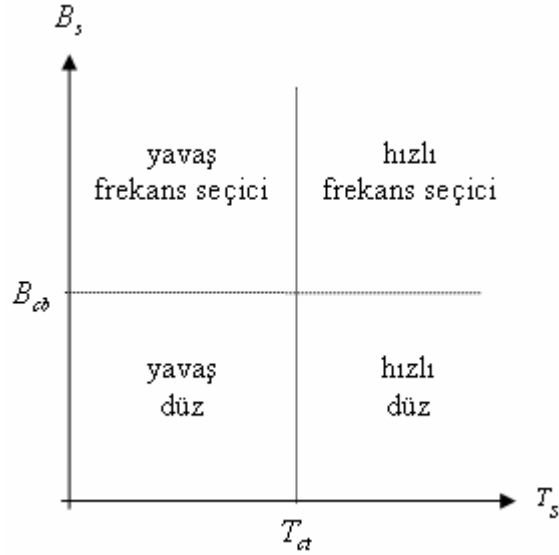
Sonuç olarak, Şekil 2.2’den görüldüğü gibi sönümlemeli kanallar, kanalın zaman değişimleriyle ilgili gecikme yayılımı ve işaretin yayılması ile ilgili Doppler frekans kayması ile karakterize edilmektedir. Gecikme yayılımı; farklı yollardan gelen işaretlerin gecikmelerinin en büyüğü ile en küçüğü arasındaki farktır ve T_m ile gösterilir. Doppler frekans kayması; alıcıya ulaşan işaretlerin frekanslarının en büyüğü ile en küçüğü arasındaki farktır ve B_d ile gösterilir [25].

Sönümlemeli kanalları analiz etmek için, T_m gecikme yayılımı ve B_d Doppler frekans kaymasının yanında bunlardan türetilen iki parametre daha kullanılmaktadır. İlki, Doppler frekans kaymasının karşılığıdır. Bu, kanal karakteristiğinin değişmediği veya çok az değiştiği zaman aralığının ölçüsüdür. Kanalın uyum zamanı olarak isimlendirilir ve $T_{ct} \propto \frac{1}{B_d}$ olarak tanımlanır. İkinci parametre ise gecikme

yayılımının karşılığıdır. Kanal genliği ve fazının çok fazla ilişkili olduğu band genişliğinin ölçüsü olup kanalın uyum band genişliği olarak isimlendirilir ve $B_{cb} \propto \frac{1}{T_m}$ olarak tanımlanır [14].

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

- i) Eğer, $B_s < B_{cb}$ ve $T_s < T_{ct}$ ise kanal zamanda yavaş, frekansta ise düz sönümlemeli olarak isimlendirilir.
- ii) Eğer, $B_s > B_{cb}$ ve $T_s > T_{ct}$ ise kanal zamanda hızlı, frekansta ise frekans-seçici sönümlemeli olarak isimlendirilir.
- iii) Eğer, $B_s < B_{cb}$ ve $T_s > T_{ct}$ ise kanal zamanda hızlı, frekansta düz sönümlemeli olarak isimlendirilir.
- iv) 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 [25]

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

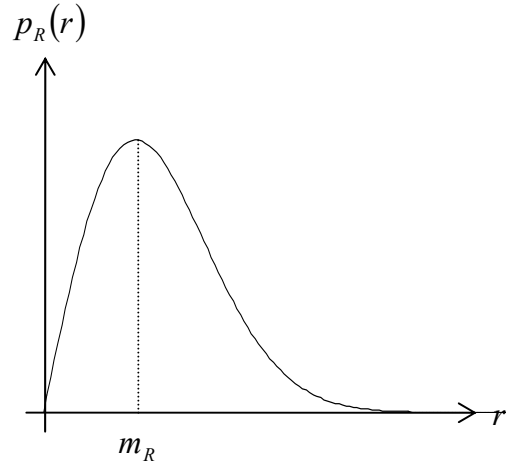
Küçük-ölçekli sönümleme, çok yollu bileşenlerin alıcıya ulaşma biçimine göre Rayleigh ve Ricean sönümlemesi olarak ikiye ayrılır.

2.2.1 Rayleigh sönümlmeli kanal

Verici ile alıcı arasında doğrudan görüşün (LoS) olmadığı ve tüm çok yollu bileşenlerin birbirinden bağımsız ve yansiyarak alıcıya ulaştığı durumlarda alınan işaretin zarfı Rayleigh dağılımlı olmaktadır. Bu çeşit kanala Rayleigh sönümlmeli kanal denir. Rayleigh olasılık yoğunluk işlevi , beklenen değer $m_R = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma$ ve varyans $\sigma_R^2 = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \sigma^2$ olmak üzere;

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

olarak verilmekte ve Şekil 2.4'te gösterilmektedir.



Şekil 2.4 : Rayleigh Olasılık Yoğunluk İşlevi

2.2.2 Ricean sönümlmeli kanal

Verici ile alıcı arasında LoS'nin bulunduğu ve bazı çok yollu bileşenlerin alıcıya doğrudan ulaştığı durumda alınan işaretin zarfı Ricean dağılımlı olmakta ve kanala Ricean sönümlmeli kanal denmektedir [26]. Ricean olasılık yoğunluk işlevi;

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

olarak verilmektedir. Burada, I_0 birinci dereceden Bessel işlevi, K ise Ricean parametresidir. P_d vericiden alıcıya doğrudan ulaşan güç, P_y vericiden alıcıya

yansıyarak ulaşan güç olmak üzere $K = \frac{P_d}{P_y}$ olarak tanımlanmaktadır. Kanallara göre

K parametresinin alacağı değerler Tablo 2.1’de verilmektedir.

Tablo 2.1 : K'nin Kanallara göre Alabileceği Değerler

AWGN kanal	$K = \infty$
Rayleigh sönümlmeli kanal	$K = 0$
Ricean sönümlmeli kanal	$0 < K < \infty$

Tablo 2.1’den görüldüğü gibi K ’nin sonsuz olduğu AWGN kanalda verici ile alıcı sürekli birbirlerini görmekte ve çok yollu bileşenlerin tümü doğrudan alıcıya ulaşmaktadır. Bu nedenle Bölüm 2.1.1’de belirtildiği gibi AWGN kanal ideal bir kanaldır. Rayleigh sönümlmeli kanalda ise bölüm 2.2.1’de belirtildiği gibi verici ve alıcı birbirlerini görmemekte ve tüm bileşenler yansıyarak alıcıya ulaşmaktadır. Bu nedenle Rayleigh sönümlmeli kanal hata başarımını en kötü etkileyen kanaldır. Bir sistemin avantajı en kötü şartlarda sağladığı başarıma bağlı olduğundan, iletişim sistemlerinin hata başarımları genel olarak Rayleigh sönümlmeli kanalda incelenmektedir.

2.3 İletişim Kanalları Arasındaki İlişkiler

$$h(t) = \rho(t) \cos[2\pi f_c t + \varphi(t)] \quad (2.4)$$

olarak verilen $h(t)$ rastlantı süreci, girişi beyaz gürültü olan ve merkez frekansı band genişliğinden çok büyük olan bir süzgecin çıkışında elde edilen dar bantlı gürültüyü vermektedir. Bu işarete bantı sınırlı beyaz gürültü de denir. $\rho(t)$ gürültünün zarfı, $\varphi(t)$ gürültünün fazı olarak tanımlanmaktadır. (2.4) denklemi daha açık olarak;

$$h(t) = h_I(t) \cos(2\pi f_c t) - h_Q(t) \sin(2\pi f_c t) \quad (2.5)$$

şeklinde yazılabilir. Burada, $h_I(t) = \rho(t) \cos[\varphi(t)]$ ve $h_Q(t) = \rho(t) \sin[\varphi(t)]$ olmak üzere darbandlı gürültünün dik bileşenleri olarak tanımlanmaktadır. (İşaret uzayında bu bileşenler gerçel ve sanal bileşenler ya da boyutlar olarak tanımlanabilir.) Bu durumda zarf ve faz için;

$$\rho(t) = \sqrt{h_I^2(t) + h_Q^2(t)} \quad (2.6)$$

$$\varphi(t) = \arctg \frac{h_Q(t)}{h_I(t)} \quad (2.7)$$

eşitlikleri yazılabilir.

$h_I(t)$ ve $h_Q(t)$ sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı ilişkisiz ve Gauss dağılımlı rastlantı süreçleri ise, $\rho(t)$ Rayleigh dağılımlı, $\varphi(t)$ düzgün dağılımlı rastlantı süreçleri olmaktadır. $h_I(t)$ ve $h_Q(t)$ rastlantı süreçlerinden birinin ortalaması sıfırdan farklı ise, $\rho(t)$ Ricean dağılımlı, $\varphi(t)$ düzgün dağılımlı rastlantı süreçleri olmaktadır. $h_I(t)$ ve $h_Q(t)$ süreçlerinin ortalama ve varyans değerleri Ricean parametresi K 'ya bağlıdır. Örneğin, $h_I(t) \sim N(m, \sigma^2)$ ve $h_Q(t) \sim N(0, \sigma^2)$ olarak alınırsa, $\rho(t)$ zarfı;

$$p_c(\rho) = \frac{\rho}{\sigma^2} e^{-\frac{\rho^2 + m^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{\rho m}{\sigma^2}\right) \quad (2.8)$$

olmak üzere Ricean dağılımlıdır. (2.3) ve (2.8) denklemlerinde verilen Ricean olasılık yoğunluk işlevleri arasında ilişki kurulursa;

$$\frac{\rho}{\sigma^2} = 2\rho(1+K) \text{ ve } \frac{\rho m}{\sigma^2} = 2\rho\sqrt{K(1+K)} \quad (2.9)$$

olarak elde edilir. (2.9) denklemleri yardımıyla m ve σ^2 değerleri K 'ya bağlı ve;

$$m = \sqrt{\frac{K}{1+K}} \text{ ve } \sigma^2 = \frac{1}{2(1+K)} \quad (2.10)$$

olarak bulunmaktadır. $K=0$ değeri için $m=0$ ve $\sigma^2=0,5$ olmakta ve Rayleigh dağılımlı $\rho(t)$ zarfı elde edilmektedir.

Sonuç olarak, Rayleigh sönümlemesi elde edebilmek için sıfır ortalamalı ve boyut başına varyansı $\frac{1}{2}$ olan Gauss rastlantı değişkenleri kullanılmaktadır.

3. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI İÇİN ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ

Bu bölümde telsiz iletişim sistemlerinde sönümlemeyle en etkili mücadele tekniklerinden biri olan çeşitleme hakkında bilgi verilecektir. Çeşitleme yöntemleri ve bunların birleştirilme teknikleri anlatılacaktır.

3.1 Çeşitleme Tekniklerinin Gelişimi

Çeşitleme telsiz iletişim sistemlerinde sönümlemenin meydana getirdiği olumsuz etkilerle mücadele etmek için çok sık kullanılan bir tekniktir. Eğer gönderilen işaretin bağımsız sönümlemelere maruz kalmış kopyaları farklı yollar üzerinden alınırsa bu işaretlerden bir veya daha fazlasının sönümlemeye uğramama olasılığı çok yüksektir. Bu durum alıcıda gerekli işaret seviyesinin alınmasını mümkün kılar. Çeşitleme teknikleri kullanılmazsa gönderilen işaretin alıcıda doğru bir şekilde elde edilebilmesi için daha yüksek güçle iletim yapmak ya da anten boyutlarını büyütmek gibi önlemler almak gerekir. Ancak özellikle gezgin araçların güçlerinin pil sığasıyla sınırlı olması ve boyutlarının küçük olması gibi nedenlerden dolayı bu çözümlerin uygulanması olanaksızdır. Çeşitleme tekniklerinin uygulanması ile iletilen işaret için gerekli olan güç düşürülebilmektedir. Aynı zamanda kanal sönümleme etkilerinin azaltılmasıyla hücresel iletişim ağları gibi girişim sınırlı sistemlerde girişim toleransı sağlanır ve bu şekilde daha fazla kullanıcıya hizmet verilebilir.

Bağımsız sönümleme yolları elde etmek için kullanılan bir çok teknik vardır. Bunları iki ana sınıfta toplamak mümkündür. Birincisi açık teknikler olarak adlandırılır ve çok fazla işaret iletimi söz konusudur. Örnek olarak iki nokta arasında iletim ve alımda çift polarize işaretlerin kullanımı verilebilir. Ancak bu bol işaret iletimi frekans bandının genişlemesini ve yüksek iletim gücünü gerektirir. Diğer sınıf kapalı teknikler olarak bilinen, işaretin sadece bir kez iletildiği yöntemlerdir. Bu yöntemlerde iletim ortamındaki ilişkisiz etkiler (çok yolluluk gibi) iletilen işaretin çoklu çeşitleme kanalları üzerinden alınmasına olanak verir. Kod bölmeli çoklu erişimde (CDMA) kullanılan RAKE alıcıları bu tekniklere örnek olarak verilebilir.

Çeşitleme iletim hatlarında dikkatli bir tasarım gerektirir. Açık çeşitlemede aynı işaretin çok sayıda kopyası frekans veya zaman boyutunda ya da polarizasyon kullanılarak iletilir. Alıcı tarafında bu farklı çeşitleme yollarından alınan işaretler bit hata oranını ya da aşım olasılığını düşürmek için birleştirilir.

Uygulamada çeşitleme kanallarından alınan işaretler tamamen bağımsız sönümlemeler göstermezler. İşaretler arasındaki çapraz ilişki zarfı (δ) bağımsızlığın bir ölçüsüdür. r_1, r_2 alıcıda alınan işaret seviyeleri $\overline{r_1}, \overline{r_2}$ bu işaretlerin ortalamaları olmak üzere 1. ve 2. işaretler arasındaki çapraz ilişki zarfı;

$$\delta = \frac{E\left[\left(r_1 - \overline{r_1}\right)\left(r_2 - \overline{r_2}\right)\right]}{\sqrt{E\left[\left|r_1 - \overline{r_1}\right|^2\right]E\left[\left|r_2 - \overline{r_2}\right|^2\right]}} \quad (3.1)$$

ifadesiyle bulunur [15]. Çapraz ilişkinin 0,7 olduğu durumlar yeterli seviyede çeşitleme kazancı elde etmek için uygundur [15]. Uygulanan çeşitlemenin tipine göre bu çeşitleme kanalları uygun çeşitleme boyutunda birbirinden ayrılmalıdır. Uzay çeşitlemesinde çapraz ilişkinin 0,7'den küçük olmasını sağlamak için antenler uyumluluk mesafesinden (coherence distance) daha fazla ayrılmalıdırlar. Benzer şekilde, frekans çeşitlemesindeki frekans ayrımı uyumluluk band genişliğinden, zaman çeşitlemesindeki kanal tekrar kullanımı arasındaki zaman ayrımı da uyumluluk zamanından fazla olmalıdır. Uyumluluk mesafesi, uyumluluk band genişliği ve uyumluluk zamanı sırasıyla açı yayılması, gecikme yayılması ve Doppler yayılmasıyla ters orantılı olarak değişir.

Yayılım mekanizmasına bağlı olarak bağımsız sönümlemeli işaretlerin alınmasını sağlayan çeşitleme yöntemleri aşağıda verilmiştir:

- Uzay Çeşitlemesi (Space Diversity)
- Frekans Çeşitlemesi (Frequency Diversity)
- Açı Çeşitlemesi (Angle Diversity)
- Polarizasyon Çeşitlemesi (Polarization Diversity)
- Çok Yollu Çeşitleme (Multipath Diversity)
- Zaman Çeşitlemesi (Time Diversity).

Bu tekniklerden zaman ve çok yol çeşitlemesi yalnızca sayısal veri iletimi için kullanılır. Diğerleri hem analog hem de sayısal veri iletimi için uygundur.

Sonuç olarak çeşitlemenin temel amacı sönümlemeyle başa çıkmaktır. Ancak doğrudan görüşlü yollarda (Line of Sight, LoS) olduğu gibi işarette belirgin bir sönümleme etkisi yoksa çeşitleme birleştirme yöntemleriyle, beklenen çeşitleme kazancı sağlanamaz.

3.2 Çeşitleme Yöntemleri

Yayılım mekanizmasına bağlı olarak bağımsız sönümlemeli işaretlerin alınmasını sağlayan çeşitleme yöntemleri aşağıda verilmiştir.

3.2.1 Uzay Çeşitlemesi

Telsiz iletişimde en çok kullanılan çeşitleme tekniğidir. Uygulanması kolaydır ve fazladan band genişliğine gerek duyulmaz. Uzay çeşitlemesi, yeterli ilişkisizliği elde etmek için ters yöndeki iletimde (reverse link) baz istasyonu alıcısındaki antenleri belli aralıklarla yerleştirmek suretiyle gerçekleştirilir. Anten çıkışlarında ilişkisiz sönümleme elde etmenin kilit noktası antenler arasında yeterli mesafe bırakmaktır. Bu gerekli mesafe çok yol açılı yayılım derecesine bağlıdır. Gezgin iletişimde olduğu gibi çok yollu işaretler bütün yönlerden geliyorsa $0.5\lambda - 0.7\lambda$ derecelerindeki mesafe ilişkisiz sönümleme elde etmek için yeterlidir [15].

Diğer taraftan çok yol yayılım açısı (Multipath Angle Spread) baz istasyonlarındaki gibi küçükse, uyumluluk mesafesi artar. Ayrıca deneysel sonuçlar antenler arasındaki mesafe ile anten yüksekliğinin de çok yakından ilişkili olduğunu göstermiştir. Anten yüksekliği arttıkça uyumluluk mesafesi de artar. Uyumluluk mesafesi aynı zamanda araziyle de ilişkilidir. Örneğin, kırsal alanda $\delta = 0,7$ için antenler arası mesafe $10\lambda - 20\lambda$ olmalıdır[15].

Baz istasyonunda normalde sadece yatay düzlemde uzay çeşitlemesi uygulanır. Ancak dikey düzlemde de uzay çeşitlemesi yapmak mümkündür. Bu durumda antenler arası gerekli mesafe dikey çok yol yayılım açısına bağlıdır. Ancak uzak gezginler için bu mesafe kısa olabilir ve bu da uygulamasının daha az yeğlenmesine yol açar.

3.2.2 Frekans Çeşitlemesi

İlişkisiz çeşitleme dalları elde etmek için kullanılan bir başka teknik de, aynı işareti farklı frekanslar üzerinden iletmektir. Taşıyıcılar arasındaki frekans ayrımı, uyumluluk band genişliğinden fazla olmalıdır. Uyumluluk band genişliği de çok yollu gecikme yayılması (multipath spread delay) ile bağlantılıdır. Gecikme yayılması artarsa, uyumluluk band genişliği azalır ve daha yakın frekans çeşitleme kanalları kullanılabilir. Frekans çeşitlemesi açık çeşitleme tekniğidir ve ek band genişliğine gereksinim duyar.

3.2.3 Açı Çeşitlemesi

Yayılma açısının çok yüksek olduğu durumlarda, şehir alanlarındaki gezici birimler veya kapalı alanlarda olduğu gibi birbirlerinin üzerine binmeyen (nonoverlapping) çoklu ışınlardan toplanan işaretler, çeşitleme yollarında dengeli güçlü, düşük sönmüleme ilişkili şekilde bulunurlar. Yönlendirilmiş ışınlar antenin açıklığının kullanımıyla ilgili olduğundan açı çeşitlemesi uzay çeşitlemesiyle çok yakından ilişkilidir. Açı çeşitlemesi yerel alan ağlarında (Local Area Network, LAN) kullanılır.

3.2.4 Polarizasyon Çeşitlemesi

Gezgin iletişim ortamında, işaretler ilişkisiz sönmüleme gösteren dik polarize şekilde iletilirler. Bu nedenle, çeşitleme için çok uygundur. Polarizasyon çeşitlemesi hem açık hem de dolaylı teknikle gerçekleştirilebilir. Polarizasyon çeşitlemesinde, uzay çeşitlemesinin tersine sadece iki çeşitleme yolu mevcuttur. Açık polarizasyon çeşitlemesinde, işaret iki dik polarize şekilde iletilir ve alınır. Toplam iletilen güç, her bir yolda tek polarizasyon olduğu durumdaki güçten 3dB daha az olur. Dolaylı polarizasyon çeşitleme tekniğinde ise işaret tek polarize durumdadır. Ancak alıcıda çapraz polarize antenler aracılığıyla alınır. Yayılım ortamı enerjinin bir kısmını çapraz polarizasyon düzlemine aktarır. Gözlenen çapraz polarizasyon aktarım faktörü, gezgin iletişim frekansında 10-12dB seviyesindedir[22]. Ayrıca çapraz polarizasyon ilişki zarfının 0,7' den daha iyi olduğu bulunmuştur. Bu da önemli bir çeşitleme kazancına neden olur.

Özellikle gezgin iletişimde polarizasyon çeşitlemesi önemlidir. Konuşma sırasında cep telefonu gibi uçbirimlerin rasgele yönlendirilmesi enerjinin polarizasyon açısının dikeyden yataya değişmesine neden olur. Bu da baz istasyonundaki çapraz polarize

antenlerin önemini artırır. Çünkü en azından iki antenden biri işaretin belli bir andaki polarizasyonuna uygun olur.

Sonuç olarak çapraz polarize antenler, uzay çeşitlemesinde kullanılan antenler gibi geniş mesafede ayrıma gerek kalmaksızın konuşlandırılabilirler. Bu da küçük yerlere kurulan kişisel iletişim hizmetleri (PCS-Personal Communication Services) için büyük avantaj sağlar.

3.2.5 Zaman Çeşitlemesi

Bu çeşitleme türünde aynı bilgi biti tekrarlı olarak belli zaman aralıklarında iletilir. Bu durum alıcıda ilişkisiz sönümlemeli işaretlerin elde edilmesine olanak sağlar. Gerekli zaman ayırımı en azından kanalın uyumluluk zamanı ya da sönümleme hızının tersi kadar olmalıdır. Uzay çeşitlemesi gibi tekniklerin tersine zaman çeşitlemesi bilgi başına alınan ortalama güçte herhangi bir artışa neden olmaz. Örneğin uzay çeşitlemesinde eklenen antenlerden dolayı alınan güçte artış meydana gelirken, açı ve frekans çeşitlemesinde çoklu ileticilerden dolayı toplam iletilen güçte artış olur.

Hata kontrol kodlaması kodlanmamış sisteme göre kodlama kazancı sağlamak amacıyla sayısal iletişim sistemlerinde kullanılır. Telsiz iletişimde hata kodlaması serpiştirme ile birleştirilerek zaman çeşitlemesi elde edilir. İletilen işaretin kopyaları arasındaki zaman ayırımı zaman serpiştirmesiyle sağlanır ve bu şekilde kod çözücü girişinde ilişkisiz sönümleme elde edilir. Zaman serpiştirmesi kodlama gecikmesine neden olduğu için bu teknik kanalın uyumluluk zamanının küçük olduğu hızlı sönümlemeli kanallar için uygundur. Yavaş sönümlemeli kanallarda serpiştirme karşılanamayacak kadar büyük gecikmelere neden olur. Bu da ses iletimi gibi gecikmeye duyarlı sistemlerde kullanımını zorlaştırır. Örneğin gezgin radyo istasyonu sabitse zaman çeşitlemesi sönümleme etkilerini düşürmede etkili olmaz.

3.2.6 Çok Yollu Çeşitleme

Çeşitlemenin karmaşık bir şekli olan çok yollu çeşitleme, işaretin band genişliğinin kanalın uyumlu band genişliğinden daha geniş yapılmasına dayanır. Bu durum, Doğrudan Dizi Yayılmış Spektrum (Direct Sequence Spread Spectrum, DSSS) modülasyon tekniğiyle gerçekleştirilir. Yayılmış spektrum işaretleri, yeterli aralıklarla dizilmişlerse çok yola ayrılabilir. Eğer her yoldaki işaret düşük sönümleme ilişkisi gösterirse, ki genelde böyledir, bu yollar değerli bir çeşitleme

kaynağı olarak kullanılabilirler. Alıcı çok yolu kod ilişkisi aracılığıyla çözer ve bunları birleştirir. Bu alıcı RAKE alıcısı olarak bilinir [23].

3.3 Çeşitleme Birleştirme Teknikleri

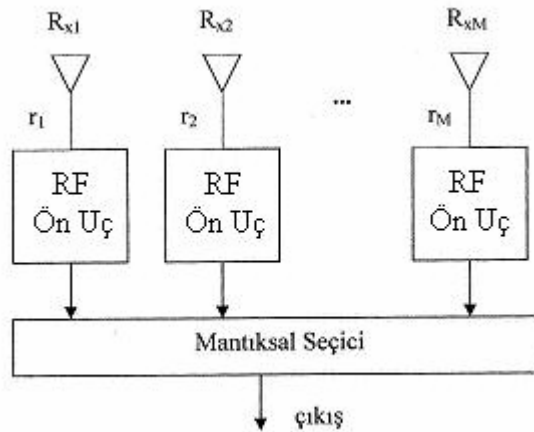
Anlatılacak olan sistemlerde M tane ayrılabilir, benzer olmayan sönümlemeli kanala sahip olan çeşitleme yolları olduğu kabul edilecektir. Çeşitleme alıcı sistemi, her t anında bu M tane işaretten en iyisini ya da bunların belli bir birleşimini seçer.

Alıcı belli sayıda çeşitleme yollarına sahipse, işaret seviyesini en yüksek seviyeye getirmek için bunları birleştirmek zorundadır. Literatürde bu amaç için kullanılan tekniklerden en önemlileri şu şekilde sıralanabilir:

- Seçmeli Birleştirme (Selection Combining)
- Anahtarlı Birleştirme (Switched Combining)
- En Büyük Oran Birleştirmesi (Maximal Ratio Combining)
- Eşit Kazanç Birleştirmesi (Equal-gain Combining)

3.3.1 Seçmeli Birleştirme

En basit ve en çok kullanılan çeşitleme birleştirme tekniğidir. Bu teknikte, çeşitleme yollarından en yüksek taşıyıcı-gürültü oranına (C/N) sahip olan çıkış olarak seçilir.



Şekil 3.1 : Seçmeli Birleştirme Blok Yapısı

Seçici birleştirme ile sağlanan başarımlı artışı aşağıda anlatılmıştır. Her daldaki işaret σ^2 ortalama güce sahip Rayleigh dağılımı gösterebilir. r_i her yoldaki işaretin zarfı ise zarfın olasılık yoğunluk işlevi;

$$p(r_i) = \frac{r_i}{\sigma^2} e^{-r_i^2 / 2\sigma^2} \quad (3.2)$$

şeklinde ifade edilir. hesaplamalarda kullanmak üzere iki yeni değişken tanımlanabilir:

$$\Upsilon_i = \frac{\text{Her yoldaki anlık işaret gücü}}{\text{Ortalama gürültü gücü}} \quad \Gamma = \frac{\text{Her yoldaki ortalama işaret gücü}}{\text{Ortalama gürültü gücü}} \quad (3.3)$$

C/N nin belli bir değerden (Υ_s) küçük olma olasılığı;

$$P(\Upsilon_i \leq \Upsilon_s) = 1 - e^{-\Upsilon_s / \Gamma}. \quad (3.4)$$

olarak verilir. Bağımsız sönmlemeli bütün yollardaki (M tane) Υ_s ' ten küçük olma olasılığı;

$$P(\Upsilon_1, \Upsilon_2, \dots, \Upsilon_m \leq \Upsilon_s) = P(\Upsilon_1 \leq \Upsilon_s) * P(\Upsilon_2 \leq \Upsilon_s) \dots P(\Upsilon_M \leq \Upsilon_s) = (1 - e^{-\Upsilon_s / \Gamma})^M \quad (3.5)$$

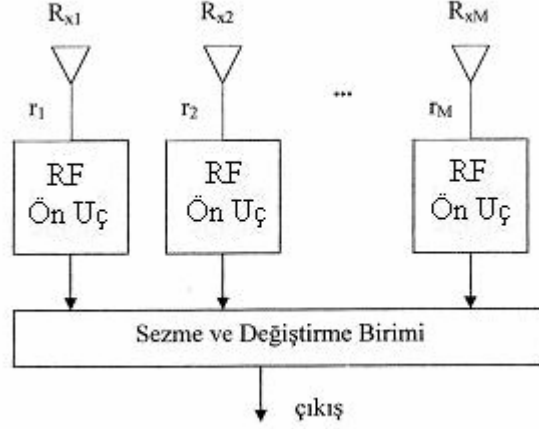
olup M sayısı arttıkça C/N oranında artış gözlenir. Örneğin %99 güvenlik seviyesi için C/N oranındaki iyileşme 2 yol için 10dB iken 4 yol için 16dB olmaktadır [15].

3.3.2 Anahtarlı Birleştirme

Alıcı tüm çeşitleme dallarını tarar ve daha önceden belirlenmiş olan eşik seviyesinin üstünde SNR değerine sahip olan bir dal seçer. Bu seçilen SNR değeri eşik altına düşene kadar çıkış olarak alınır. Eşik altına düştüğü zaman alıcı tekrar taramaya başlar ve seçtiği dalı değiştirir. Bu nedenle bu çeşitleme yöntemine tarama çeşitlemesi (scanning diversity) de denir. Şekil 3.2’de anahtarlı birleştirme yöntemi verilmiştir.

Seçim çeşitlemesiyle karşılaştırıldığında zaman sürekli en yüksek seviyeli dalı seçmediği için daha kötü sonuç verir. Ancak gerçekleştirmesi daha basittir ve sürekli olan çeşitleme dallarının gözlenmesine gerek kalmaz.

Hem seçim birleştirmesi hem de anahtarlı birleştirme yöntemlerinde çıkış işareti dallardan yalnızca birine eşittir. Ayrıca kanal bilgisine gerek duyulmaz.



Şekil 3.2 : Anahtarlı Birleştirme Yöntemi

3.3.3 En Büyük Oran Birleştirmesi

Şekil 3.3'te gösterilmiş olan en büyük oran birleştirmesi yönteminde önce M tane çeşitleme dalı birlikte fazlandırılır. Sonra işaret seviyelerine oranla ağırlıklandırılır ve toplanır. Bu yöntemin dağılımı;

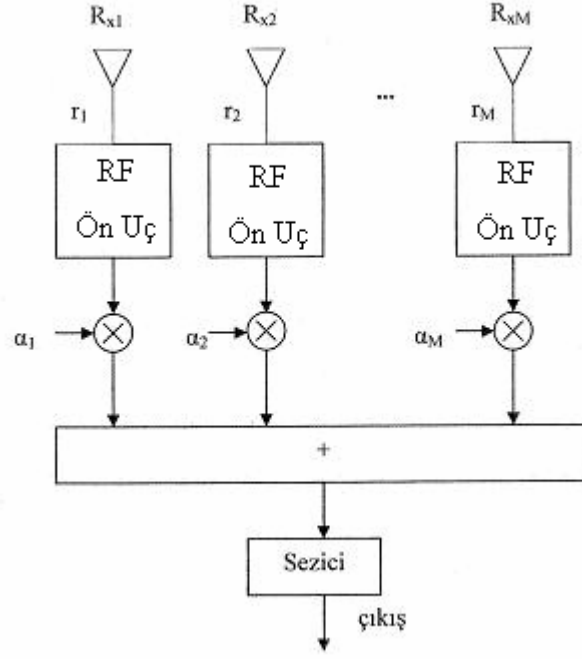
$$P(y \leq y_m) = 1 - e^{(-y_m/\Gamma)} \sum_{k=1}^M \frac{(y_m/\Gamma)^k}{k!} \quad (3.6)$$

ile verilmiştir.

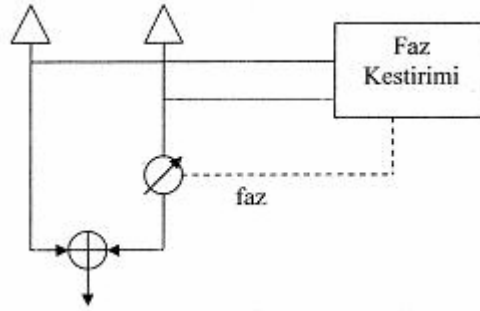
En büyük oran birleştirmesi, bütün doğrusal en iyi istatistiksel azalma sağlayan birleştiricidir. %99 güvenlik seviyesi için en büyük oran birleştiricisi 2 dal için 11,5dB , 4 dal için 19dB kazanç sağlar [15]. Yani selective birleştiriciye göre 2 dal için 1,5dB, 4 dal için 3dB daha iyi sonuç verir.

3.3.4 Eşit Kazanç Birleştirmesi

Bazı uygulamalarda, genliğin doğru bir şekilde tahmini, bütün birleştirme kazançlarının birim olacak şekilde ayarlanması ve çeşitleme yollarının aynı faza getirildikten sonra toplanması zor olabilir. Şekil 3.4'te verilen eşit kazanç birleştiricisinin dağılımının düzgün bir ifadesi yoktur, sayısal olarak hesaplanır. En büyük oran birleştiricisine yakın bir başarımla gösterir.



Şekil 3.3 : En Büyük Oran Birleştirmesi Yöntemi



Şekil 3.4 : Eşit Kazanç Birleştirmesi Yöntemi

4. İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEMENİN TEMELLERİ

İletim çeşitlemesi genellikle vericide birden fazla anten gerektirir. Ancak bir çok telsiz iletişim aracı donanım karmaşıklığı veya boyutlarının küçük olması nedeniyle tek antenle sınırlıdır. Son yıllarda işbirlikli çeşitleme adı altında önerilen yöntemler sayesinde birden fazla kullanıcının olduğu ortamlarda bulunan gezginlerin antenlerini paylaşmalarına olanak sağlanmıştır. Bu şekilde sanal çok antenli verici oluşturarak tek antenli gezginlerin iletim çeşitlemesi yapmaları olanaklı duruma gelmiştir.

4.1 Giriş

Çok girişli çok çıkışlı (MIMO) sistemlerin en önemli avantajı iletim çeşitlemesi yöntemlerine olanak vermeleridir. İletim çeşitlemesi baz istasyonu için önemli bir kazanç sağlamasına rağmen diğer senaryolar için çok kullanışlı değildir. Boyut, maliyet ve donanım sınırlamaları gibi nedenlerden dolayı telsiz iletişimde kullanılan gezgin birimler birden çok antene sahip olamazlar.

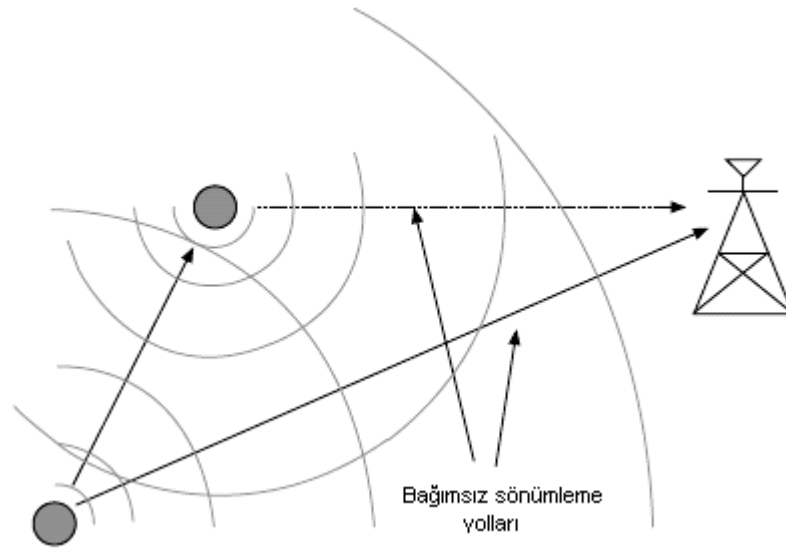
Son yıllarda yapılan çalışmalar sonucunda, işbirlikli iletişim (cooperative communication) denilen bir yöntem kullanılarak, tek antenli gezginlerin, MIMO sistemlerin avantajlarını elde etmeleri sağlanmıştır. Bu çalışmanın arkasında yatan temel fikir birden fazla kullanıcının olduğu ortamda bulunan tek antenli kullanıcıların antenlerini paylaşmak suretiyle sanal bir MIMO sistem oluşturmalarıdır. Bu konuda birçok önemli kilometre taşı aşılmış olup her geçen gün literatüre yeni çalışmalar eklenmektedir.

Telsiz iletişim kanallarındaki en büyük sorun 2. Bölüm’de anlatılan, alınan işaret düzeyindeki dalgalanmalara neden olan sönmüleme etkisidir. İşaretin kopyalarını birbirinden bağımsız kanallardan ileterek çeşitleme meydana getirilip sönmüleme etkisiyle savaşılabılır. Aynı işaretin farklı kanallardan iletimi ile uzay çeşitlemesi sağlanabilmektedir. Bu şekilde işaretin birbirinden bağımsız olan sönmülemeli

kopyaları alıcıya ulaştırılır. İşbirlikli iletişimde bu çeşitleme etkisi yeni ve ilginç bir yöntemle oluşturulmaktadır.

İşbirlikli çeşitlemenin arkasındaki fikri anlayabilmek için Şekil 4.1'i incelemek yararlı olacaktır. Bu şekilde aynı alıcı ile iletişim kuran iki gezgin görülmektedir. Her gezginin sadece bir anteni vardır ve tek başlarına uzay çeşitlemesi oluşturmaları olanaksızdır. Ancak bir gezginin diğerinden gelen işaretleri alması ve belli şekillerde bunu alıcıya kendi bilgileriyle birlikte yollaması olanaklıdır. İki gezginin sönümleme yollarının farklı olması uzay çeşitlemesinin gerçekleşmesine olanak sağlar.

İşbirlikli iletişimin gelişmesi döneminde çeşitli sorunlarla karşılaşmıştır. Ağlardaki toplam girişim, işbirliği görevlendirmesi, gezginler için iletim ve alım yapabilmek için gereksinimleri, hücreler arasında geçiş ve sistem güvenilirliği gibi konularda önemli gelişmeler sağlanmıştır [3]-[13].



Şekil 4.1 : İşbirlikli Çeşitleme

4.2 İşbirlikli İletişim Sistemlerinin Genel Yapısı

İşbirlikli telsiz iletişimde her bir telsiz birim kullanıcı, işbirliği yaptığı diğer birim de ortak olarak adlandırılır. Her kullanıcı, kendi bilgisini iletirken aynı zamanda diğer kullanıcı için işbirliği yapan birim olarak davranır.

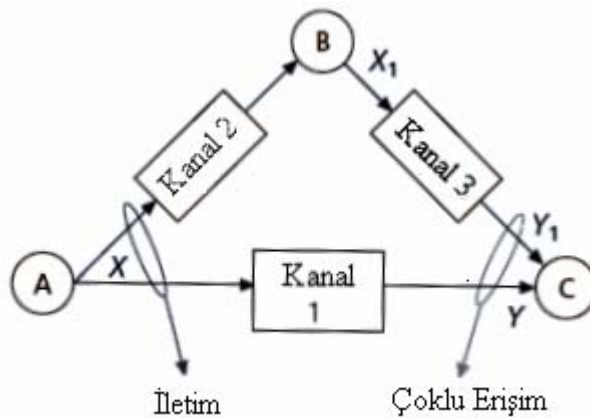
İşbirliği kodlama hızında ve iletim gücünde çeşitli ikilemlere neden olur. Güç açısından incelenecek olursa, işbirliği modunda her kullanıcı iki kullanıcının da verilerini ilettiği için daha çok güce gereksinim duyulduğu düşünülebilir. Diğer

yandan temelband iletim gücü çeşitleme sağlandığı için düşecektir. Bu teknikte amaç diğer parametrelerin sabit kalması durumunda toplam iletilen güçte düşüşe neden olmaktır.

Benzer bir soru da sistemin hızı hakkında düşünülebilir. İşbirlikli sistemde her kullanıcı kendi bitlerine ek olarak ortağının da bitlerini iletmektedir. Bu durumda sistem hızının düştüğünden bahsedilebilir. Ancak işbirlikli çeşitleme kanal kodunun hızı arttırılabileceği için her kullanıcının spektral verimliliğinde artış olur. Burada da bir ikilemle karşılaşılır. Kilit soru işbirliği yapmanın toplamda kazanç sağlayıp sağlamayacağıdır ki yapılan çalışmalarda bu soruya olumlu yanıt verilmiştir [3]-[7].

4.3 İşbirlikli Çeşitlemenin Tarihsel Gelişimi

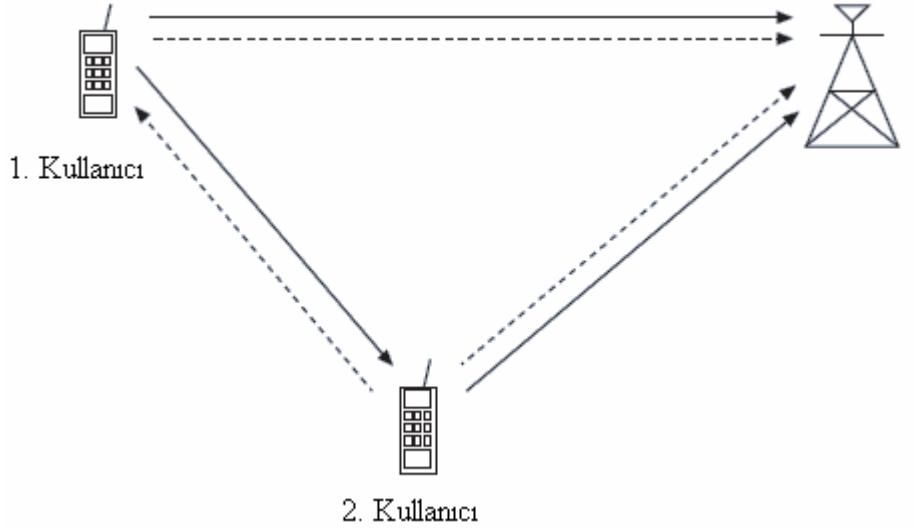
İşbirlikli iletişimin temelinde yatan fikir Cover ve El Gamal'ın röleli kanallar üzerine yaptıkları çalışmalarına dayanır [1]. Bu çalışmada Şekil 4.2'de görüldüğü gibi kaynak, hedef ve röleden oluşan bir iletişim sisteminin sığası incelenmiştir ve daha sonra yapılan işbirlikli çeşitleme konusundaki bir çok çalışmaya ışık tutmuştur. Bu modelde A vericisinin ilettiği X işaretinin gürültülü ve zayıflamaya uğramış şekli B rölesi ve C alıcısı tarafından alınır. Daha sonra B rölesi almış olduğu X işaretine bağlı olan X_1 işaretini C alıcısına iletir. Cover ve El Gamal kuramsal olarak bu kanalın sığasını hesaplamışlar ve bu sistemin sığasının birçok durum için A ve C arasındaki sığadan daha büyük olduğu sonucuna varmışlardır.



Şekil 4.2 : Röleli Kanallar

Ancak işbirlikli çeşitleme bir çok yönüyle röleli kanallardan farklılık göstermektedir. İlk olarak, yeni yapılan çalışmaların büyük çoğunluğu sönümlenmeli kanallardaki çeşitleme üzerine iken Cover ve El Gamal'ın yaptığı sığa analizleri toplamsal beyaz

Gauss gürültülü (AWGN) kanal içindir. İkincisi, röleli kanallarda amaç rölenin çalışma ilkesine uygun olarak ana kanala yardımcı olmaktır. İşbirlikli sistemlerde ise Şekil 4.3’de görüldüğü gibi bütün sistem kaynakları sabittir ve kullanıcılar hem işaret kaynağı hem de röle gibi davranırlar.



Şekil 4.3 : İşbirlikli İletişim Sistemi

4.4 İşbirlikli Çeşitleme Yöntemleri

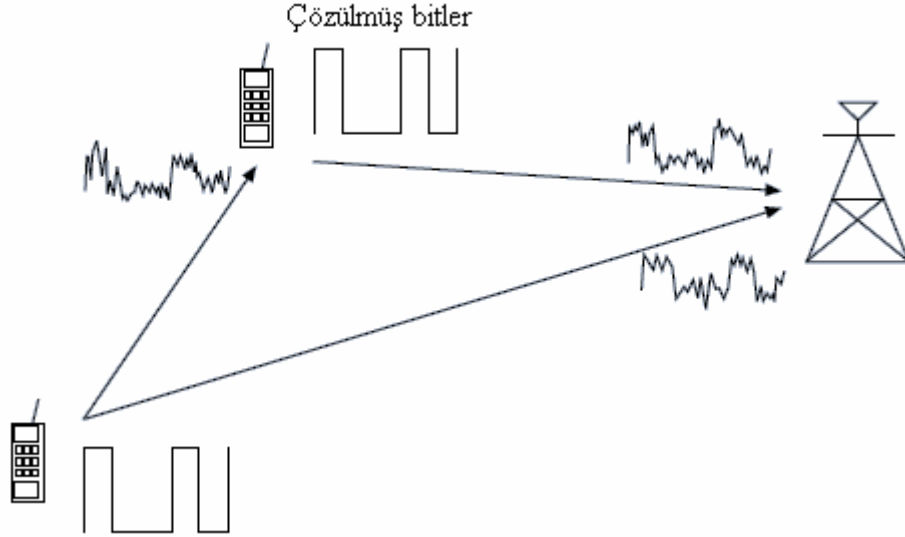
3 temel işbirlikli işaretleme yöntemi vardır:

- Algıla ve ilet (Detect and forward)
- Kuvvetlendir ve ilet (Amplify and forward)
- Kodlamalı işbirliği (Coded cooperation)

4.4.1 Algıla ve İlet

Alışılmış röleli sisteme en yakın olan yöntemdir. Şekil 4.4’te gösterildiği gibi bu yöntemde kullanıcı ortağının bitlerini algılar ve bu bitleri tekrar iletir.

Burada anlatılacak olan örnek sistemde sadece iki kullanıcı birbiriyle işbirliği yapmaktadır. Gerçek uygulamalarında önemli olan tek unsur her kullanıcının çeşitleme veri yolu sağlayan bir ortağının bulunmasıdır.



Şekil 4.4 : Algıla ve İlet Yöntemi

Aşağıda basit bir algıla ve ilet işbirlikli çeşitleme yönteminin kod bölmeli çoklu erişim (CDMA) uygulaması örneği verilmektedir. Bu örnekte iki kullanıcı birbiri ile işbirliği yapmaktadır. $c_1(t)$ ve $c_2(t)$ kullanıcıların kendi kodlarını göstermektedir. $b_i(n)$ kullanıcıların veri bitlerini, $i = 1, 2$ kullanıcıların indeksini, n bilgi bitlerinin zaman indeksini ve $a_{i,j}$ işaret genliğini göstermektedir. Her işaret periyodu üç bit aralığı içerir. $X_1(t)$ ve $X_2(t)$ kullanıcıların işaretlerini belirttiğine göre,

$$X_1(t) = [a_{11}b_1^{(1)}c_1(t), a_{12}b_1^{(2)}c_1(t), a_{13}\tilde{b}_2^{(2)}c_1(t) + a_{14}b_1^{(2)}c_2(t)] \quad (4.1)$$

$$X_2(t) = [a_{21}b_2^{(1)}c_2(t), a_{22}b_2^{(2)}c_2(t), a_{23}\tilde{b}_1^{(2)}c_1(t) + a_{24}b_2^{(2)}c_2(t)] \quad (4.2)$$

olarak tanımlanır. İlk iki aralıkta kullanıcılar kendi bitlerini iletirler. Daha sonra her kullanıcı ortağının ikinci bitini sezer (her kullanıcının kestirimi $\tilde{b}_i$ ile ifade edilmiştir). Üçüncü aralıkta kullanıcılar kendilerinin ve ortaklarının ikinci bitlerinin doğrusal birleşimlerini iletirler. Her aralıkta iletilen güç ara kanal ve ana kanalın durumuna göre değişkenlik gösterir. Bu şekilde kanal koşullarına uyumluluk sağlanır.

Güç $a_{i,j}$ parametreleri ile kontrol edilerek ortalama güç dengesi sağlanır. Kabaca anlatacak olursak kullanıcılar arasındaki kanal uygun olduğu zaman işbirliği için ayrılan güç artarken, ara kanal uygun olmadığı zaman işbirliği azalır.

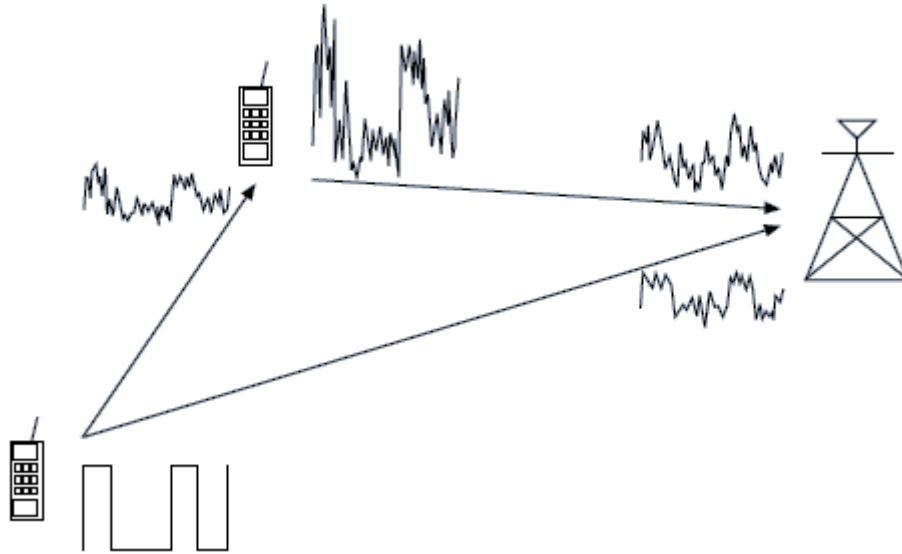
Bu yöntemin en önemli üstünlükleri, basitliği ve kanal koşullarına uyum sağlayabilmesidir. Ancak kullanıcıların ortaklarının bilgisini yanlış algılaması

durumunda işbirliği bozucu yönde etki yapabilir. Ayrıca alıcıda optimum çözüme ulaşılabilmesi için kullanıcılar arası kanalın hata karakteristiğinin alıcı tarafından bilinmesi gerekmektedir.

Bu problemi ortadan kaldırmak için Laneman et al. [2]'de karma kod çözme ve iletme yöntemini önermiştir. Bu yöntemde sönümlmeli kanal yüksek işaret-gürültü oranına (SNR) sahipse kullanıcılar ortaklarının verisini çözerek iletirler. Ancak SNR değeri düşük olduğu zaman işbirliği yapılmaz.

4.4.2 Kuvvetlendir ve İlet

Bu yöntemde her kullanıcı ortağı tarafından iletilen işaretin gürültülü şeklini alır. Daha sonra bu gürültülü alınan işareti güçlendirerek yollar. Baz istasyonu kullanıcının ve ortağının yolladığı bilgileri alarak son kararı verir. Gürültünün işbirliği ile güçlendirilmiş olmasına rağmen baz istasyonu işaretin iki bağımsız sönümlmeli şeklini aldığı için daha iyi bir karar verir. Laneman *et al* [2] tarafından önerilen ve analiz edilen bu yöntem Şekil 4.5'te gösterilmiştir.



Şekil 4.5 : Güçlendir ve İlet Yöntemi

Kuvvetlendir ve ilet yönteminde baz istasyonunun en iyi çözümü bulabilmek için kullanıcılar arasındaki kanalın karakteristiğini bilmesi gerekir. Bu yöntemin başka bir dezavantajı da analog değerlerin örneklenmesi, kuvvetlendirilmesi ve yeniden iletilmesi teknik açıdan oldukça zor olmasıdır. Fakat kolayca analiz edilebilmesinden dolayı işbirlikli iletişim sistemlerinin anlaşılması açısından oldukça yararlıdır.

4.4.3 Kodlamalı İşbirliği

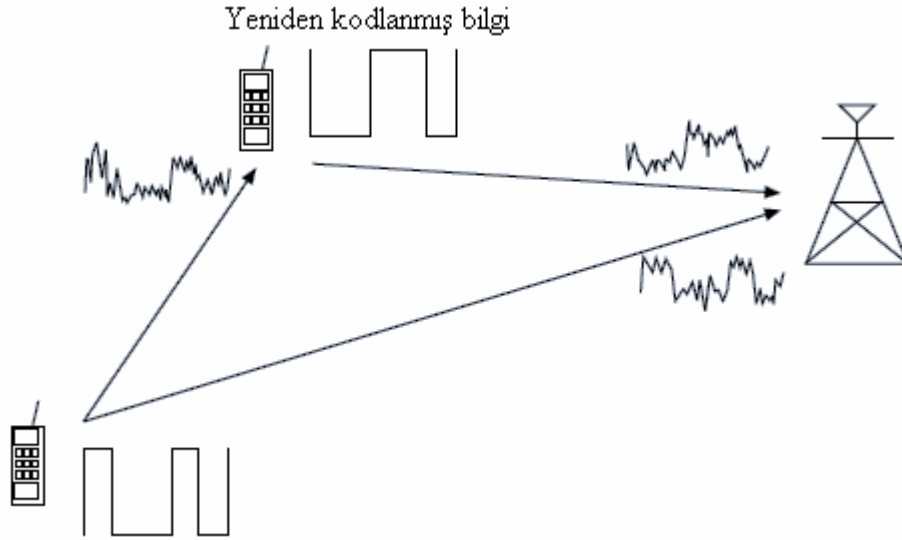
İşbirliğinin kanal kodlamasıyla birleştirildiği yöntemdir. Bağımsız sönümlemeli kanallar üzerinden her kullanıcının kod sözcüğünün farklı parçalarının gönderilmesi temeline dayanır. Her kullanıcı bilgilerini ortağına iletmeye çalışır. Bunun olanaklı olmadığı durumlarda otomatik olarak işbirliğinin olmadığı duruma geri dönülür. Burada önemli olan nokta bu işlemlerin hiçbir geri beslemeye gerek duyulmadan kod tasarımı ile otomatik olarak yapılmasıdır.

Kullanıcılar kaynak bilgilerini çevrimsel fazlalık kontrol (Cyclic Redundancy Check, CRC) kodlarıyla genişletilmiş bloklara ayırırlar. Her bir kullanıcının bilgisi sırasıyla N_1 ve N_2 bitlerini içeren iki bölümden oluşan kod sözcüğü ile kodlanır. Aynı şekilde bilgi iletimi periyodu da N_1 ve N_2 bit aralıklarını içeren iki zaman dilimine ayrılır. Bu zaman aralıklarına çerçeve adı verilir. İlk çerçevede her kullanıcı N_1 bitlerini içeren kod sözcüğünü yollarken aynı zamanda ortağının bitlerini çözmeye çalışır. CRC kodlarına bakarak ortağının bitlerini doğru çözüp çözmediğini kontrol eder. Eğer doğru çözmüşse ikinci zaman aralığında N_2 kod bitlerini içeren ortağının bitlerini yollar. Hatalı çözmüşse kullanıcı N_2 bitlerini içeren kendi kod bölümünü yollar. Buradan da anlaşılabilceği gibi kullanıcıların ortaklarının verilerini doğru çözüp çözmemesine göre dört farklı durum oluşabilir:

1. Her iki kullanıcı da işbirliği yapar
2. Sadece 1. kullanıcı işbirliği yapar
3. Sadece 2. kullanıcı işbirliği yapar
4. Hiçbir kullanıcı işbirliği yapmaz.

Ancak bütün durumlarda her kullanıcı iki çerçeve boyunca toplam $N = N_1 + N_2$ bit yollar. İşbirliği derecesi N_2/N olarak ifade edilir. Şekil 4.6'te kodlamalı işbirliği çerçeve yapısı gösterilmiştir.

Kodlamalı işbirliği çerçeve yapısında farklı kodlama yöntemleri kullanılabilir. Örneğin tüm kod katlamalı ya da blok kod olabileceği gibi her ikisinin birleşimi de olabilir.



Şekil 4.6 : Kodlamalı İşbirliği

4.5 İşbirlikli Çeşitleme Yöntemlerinin Başarımları

Bu bölümde, Bölüm 4.4’de anlatılan yöntemlerin hata başarımları karşılaştırılacaktır. Karma algıla ve ilet yöntemi, basit algıla ve ilet yöntemine göre üstün olduğu için analizlerde karma yöntem kullanılacaktır. Ayrıca modülasyon türü olarak İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama (BPSK) uygulanacaktır.

Analize başlamadan önce adil bir karşılaştırma yapabilmek için bazı noktalara dikkat etmemiz gerekmektedir. Kuvvetlendir ve ilet ile algıla ve ilet yöntemlerinin aksine kodlamalı işbirliği kanal kodlamasının içine yerleştirilmiştir. Analizlerde işbirliği yapılmayan sistem, Kuvvetlendir ve ilet, algıla ve ilet ile kodlamalı işbirliği sistemleri için toplam hızı $1/4$ olan kodlanmış temelbant sistem gözönüne alınacaktır.

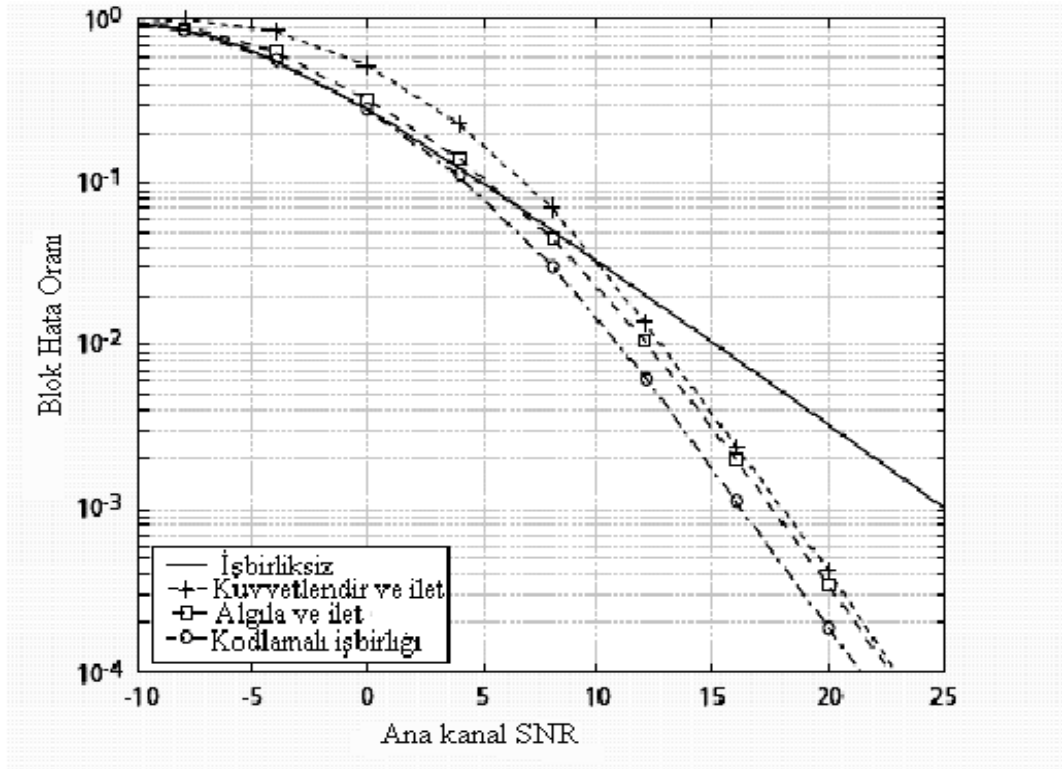
Hem karma algıla ve ilet hem de kuvvetlendir ve ilet yöntemlerinde kullanıcılardan ilk olarak $1/2$ hızlı bir hız uyumlu delikli katlamalı (rate-compatible punctured convolutional, RCPC) kod sözcüğü iletilir. Daha sonra bu kod sözcüğü röle tarafından tekrarlanarak toplam hız $1/4$ olur.

Kodlamalı işbirliği için %25’lik işbirliği derecesi kullanılır. Her iki kullanıcı da ilk çerçevede $1/3$ hızlı kod sözcüğü iletirler. İkinci çerçevede röle $1/4$ hızlı kod sözcüğünü oluşturacak şekilde ilk çerçeveden aldığı delinmiş bitleri yollar.

Şekil 4.7’deki eğrilerde kullanıcılar arasındaki ara kanalın SNR değeri ana kanalın SNR değerinden 10 dB daha azdır. Eğrilerden de görüldüğü gibi çeşitleme ile hata başarımlarında işbiriksiz sisteme göre önemli bir iyileşme gerçekleşmektedir. İşbirlikli

sistemde yüksek SNR değerleri için blok hata oranı eğrisinin eğimiyle ifade edilen eşitileme etkisi iki antenli iletim veya alım eşitileme etkisiyle aynıdır. Aynı zamanda bu eğriler ara kanalın ana kanaldan kötü olması durumunda dahi işbirlikli eşitilemenin hata başarımında olumlu yönde etkili olduğunu göstermektedir.

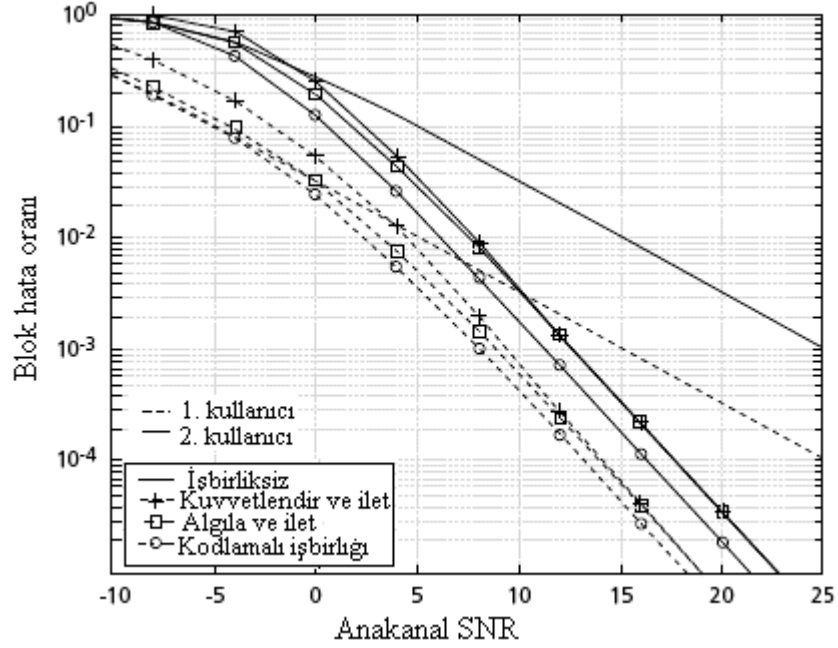
şekil 4.8 de verilen grafikte ise 1. kullanıcının ana kanalının SNR değeri 2. kullanıcının ana kanalının SNR değerinden 10 dB daha yüksektir. Aynı zamanda kullanıcılar arasında ara kanalların SNR değerleri de 1. kullanıcının ana kanal değerine eşitir. Bu grafikten iki önemli sonuç çıkarılabilir. Birincisi 2. kullanıcı beklendiği gibi kendisinden daha iyi bir kanala sahip olan bir ortakla işbirliği yaptığı için hata başarımında iyileşme gözlenmektedir. Ancak ilginç olan bu işbirliğinden 1. kullanıcının da olumlu yönde etkilenmesidir. Bu sonuç göstermektedir ki kullanıcılar iyi kanallara sahip olsalar bile işbirliği yapmak için nedenleri vardır. İkinci olarak, kullanıcıların başarımları arasındaki fark işbirliği yöntemleri nedeniyle düşüş göstermektedir. Bu durum işbirliği nedeniyle sistemdeki kaynakların daha verimli kullanılır hale geldiğinin kanıtıdır.



şekil 4.7 : Ara Kanalın SNR Değerinin Ana Kanalın SNR Değerinden 10 dB Düşüş Olması Durumunda İşbirlikli İletişim Yöntemleri için Hata Başarımı [16]

Anlatılan  işbirlikli eşitileme yöntemini karşılaştıracak olursak düşüş SNR değerleri için kuvvetlendir ve ilet ile algıla ve ilet yöntemlerinin çok etkili olmadığı

görülmektedir. Bunun nedeni bu sistemlerin işaretlenmesinin düşük SNR değerleri için başarılı sonuç vermeyen tekrarlı kodlara denk olmasıdır. Ancak kodlamalı işbirlikli sistemler bütün SNR değerleri için kodlanmamış sistemden daha iyi sonuçlar vermektedir. Aynı zamanda yüksek SNR değerleri için kodlamalı işbirliği diğer çeşitleme yöntemlerine göre daha başarılıdır.



Şekil 4.8 : 1. Kullanıcının Ana Kanalının SNR Değeri 2. Kullanıcının Ana Kanalının ve Ara Kanalların SNR Değerlerinden 10 dB Yüksek Olması Durumunda İşbirlikli İletişim Yöntemleri için Hata Başarımı [16]

4.6 Birleştirme Yöntemleri

Aynı bilgi için birden fazla iletilen işaret olduğu sürece alınan işaretler birleştirilmek zorundadır. Bu bölümde örnek verilecek olan sistemde işaretler sadece o anki işaret ve kanal bilgisiyle birleştirilmektedir [17]. Dört farklı birleştirme yöntemi hakkında bilgi verilecektir:

1. Eşit oranlı birleştirme (Equal ratio combining, ERC)
2. Sabit oranlı birleştirme (Fixed ratio combining, FRC)
3. İşaret gürültü oranlı birleştirme (Signal to noise ratio combining, SNRC)
4. Geliştirilmiş işaret gürültü oranlı birleştirme (Enhanced signal to noise ratio combining, ESNRC).

4.6.1 Eşit oranlı birleştirme

En basit birleştirme tekniğidir. Bu yöntem sadece kanal kalitesi hakkında bilgi olmadığı zaman ya da işlem sığası çok sınırlı olduğu zamanlarda kullanılır. Simgeler sezilmeden gelen işaretler toplanır. $y_{s,d}[n]$ ve $y_{r,d}[n]$ sırasıyla kaynaktan ve röleden gelen işaretler, $h_{s,d}[n]$ ve $h_{r,d}[n]$ sönmüleme nedeniyle oluşan kanal kazançlarını ifade ediyorsa birleştirici çıkışındaki işaret;

$$y_d[n] = y_{s,d}[n].e^{-\angle h_{s,d}[n]} + y_{r,d}[n].e^{-\angle h_{r,d}[n]} \quad (4.3)$$

ifadesiyle elde edilir.

4.6.2 Sabit oranlı birleştirme

Gelen işaretler bütün iletişim boyunca çok fazla değişmeyen sabit bir oranla ağırlaştırıldıklarında daha iyi başarımlar elde etmek olanaklıdır. Birleştirici çıkışındaki işaret;

$$y_d[n] = d_{s,d}.y_{s,d}[n].e^{-\angle h_{s,d}[n]} + d_{r,d}.y_{r,d}[n].e^{-\angle h_{r,d}[n]} \quad (4.4)$$

ifadesinden yararlanılarak hesaplanır. Bu ifade içinde yer alan $d_{s,d}$ ve $d_{r,d}$ parametreleri ortalama kanal kalitesini simgelemektedir. Bu nedenle sönmüleme ya da başka nedenlerden dolayı oluşan geçici dalgalanmalar göz önüne alınmamaktadır.

4.6.3 İşaret gürültü oranlı birleştirme

Farklı kanalların durumları hakkında kesin bilgi edinilebilirse daha iyi başarımlar gösteren birleştirici yapmak olanaklıdır. Bir kanalın kalitesini karakterize etmek için genellikle işaret-gürültü oranı (SNR) kullanılır ve bu değer birleştiricide alınan işaretleri ağırlaştırmak için kullanılabilir. Bu durumda birleştirici çıkışındaki işaret aşağıdaki şekilde elde edilir:

$$y_d[n] = SNR_{s,d}.y_{s,d}[n].e^{-\angle h_{s,d}[n]} + SNR_{r,d}.y_{r,d}[n].e^{-\angle h_{r,d}[n]} \quad (4.5)$$

Kuvvetlendir ve iletilerini kullanan sistemlerde SNR değerleri her blokta bilinen simgeler gönderilerek belirlenebilir. Aynı zamanda bu simgelerden faydalanılarak faz kayması da elde edilebilir. Algı ve iletilerini kullanan çok atlamalı (multi-hop) sistemlerde alıcı sadece son atlamasının kanal kalitesini görebilir. Bu nedenle röle alıcıya görmediği atlamalarla ilgileri ek bilgileri göndermelidir. Ancak hangi

yöntem kullanılırsa kullanılsın kanal kalitesiyle ilgili bilgiyi göndermek için ek veriler gerekmektedir. Bu da bant verimliliğinde kayıp anlamına gelir.

4.6.4 Geliştirilmiş işaret gürültü oranlı birleştirme

Daha başarılı bir birleştirme tekniği bir kanaldan gelen işaretin kalitesinin çok daha iyi olması durumunda diğer kanaldan gelen işaretin gözardı edilmesi mantığına dayalı olan tekniktir. Eğer kanallar birbirine yakın kaliteye sahiplerse işaretler eşit derecede oranlanırlar. Sadece bir rölenin kullanıldığı sistem ;

$$y_d[n] = \begin{cases} y_{s,d}[n].e^{-\angle h_{s,d}[n]} & (SNR_{s,d} / SNR_{r,d} > 10) \\ y_{r,d}[n].e^{-\angle h_{r,d}[n]} & (SNR_{s,d} / SNR_{r,d} < 0,1) \\ y_{s,d}[n].e^{-\angle h_{s,d}[n]} + y_{r,d}[n].e^{-\angle h_{r,d}[n]} & \text{diğerleri} \end{cases} \quad (4.6)$$

ifadesiyle tanımlanabilir.

Birleştirme teknikleri kullanıldığı zaman alıcının kanal karakteristiğini tam olarak bilmesine gerek yoktur. Kanal kalitesiyle ilgili yaklaşık değerler de yeterli olacaktır. Ancak gözden kaçırılmaması gereken nokta faz kaymasının olabildiğince kesin değerinin bilinmesinin gerekliliğidir.

4.7 Birleştirme Tekniklerinin Başarımlarının Karşılaştırılması

Bu bölümde farklı birleştirme tekniklerinin ve farklı çeşitleme yöntemlerinin başarımlarının karşılaştırması yapılacaktır. İlk önce üç istasyonun da (alıcı, verici ve röle) birbirlerine eşit mesafede oldukları durum incelenecektir. İkinci bölümde ise rölenin hareketinin başarımlar üzerindeki etkileri analiz edilecektir. Tablo 4.1’de analizde kullanılan kısaltmalar bulunmaktadır.

4.7.1 Eşmesafeli Düzenleme

Üç istasyonun aralarındaki uzaklıkları 1 birim olacak şekilde bir üçgenin kenarlarına yerleştirildiklerini varsayalım. Üç kanal da aynı yol kaybına uğrayacak dolayısıyla aynı ortalama SNR değerlerine sahip olacaklardır.

Şekil 4.9’da kuvvetlendir ve ilet çeşitleme yöntemi kullanıldığı zaman farklı birleştirme tekniklerinin hata başarımları üzerindeki etkileri görülmektedir. Çeşitlemenin getirdiği kazanç, çeşitlemenin olmadığı ve grafikte “tek verici” olarak tanımlanan BPSK sistem ile karşılaştırılarak fark edilebilir. Ayrıca bu grafikte alt

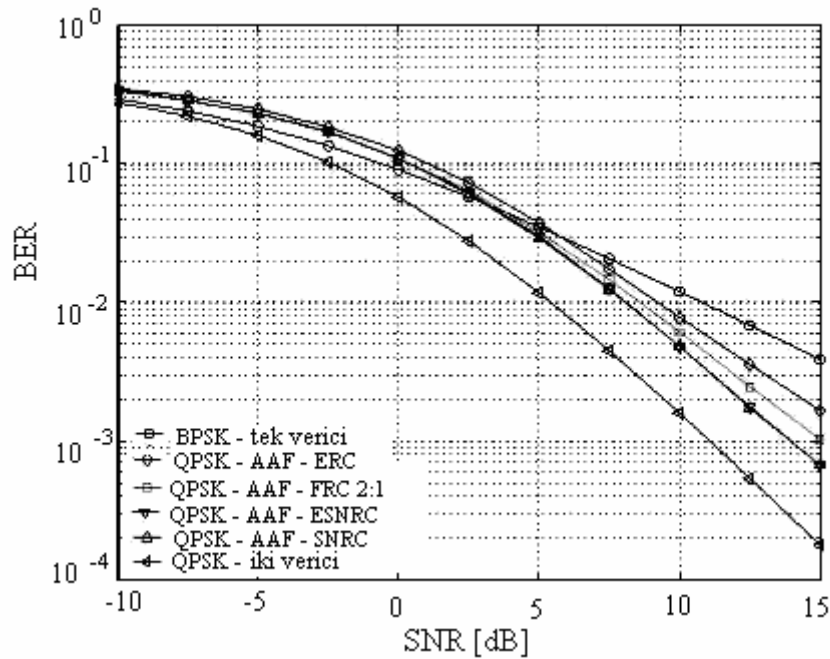
Tablo 4.1 : Birleştirici Başarım Analizlerinde Kullanılan Kısaltmalar

ERC	Eşit Oranlı Birleştirme
FRC x,y	Sabit Oranlı Birleştirme x : Direkt iletim için kullanılan ağırlaştırma y : Çoklu atlamalı iletim için kullanılan ağırlaştırma
SNRC	İşaret Gürültü Oranlı Birleştirme
ESNRC	Geliştirilmiş İşaret Gürültü Oranlı Birleştirme
AAF	Kuvvetlendir ve İlet
DAF	Algıla ve İlet
Mesafe x,y,z	x : Verici ve alıcı arasındaki mesafe y : Verici ve röle arasındaki mesafe z : Röle ve alıcı arasındaki mesafe

sınır iki kullanıcının da aynı veriyi ilettiği ve “iki verici ” olarak belirtilen eğriyle verilmiştir.

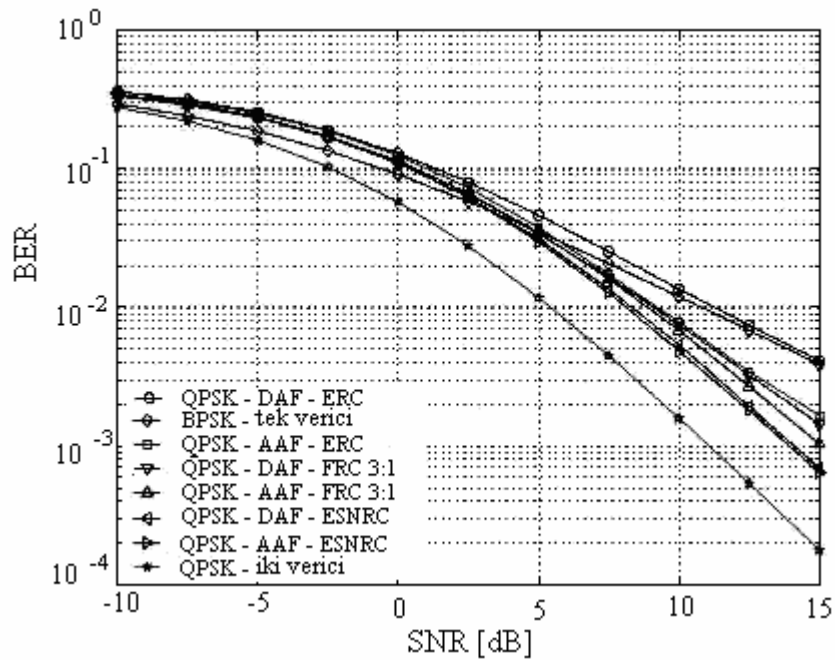
Bu grafikten çıkarılacak ilk sonuç, kullanılan birleştirme tekniğinden bağımsız olarak AAF çeşitleme yöntemi ile kazanç sağlanmasıdır. Eşit oranlı birleştirme ile dahi belli bir kazanç elde edilmektedir. Ancak bu kazanç sabit oranlı birleştirme tekniği ile karşılaştırılınca düşük kalmaktadır.

SNRC ile ESNRC yaklaşık olarak aynı başarıyı göstermektedirler. Bölüm 4.6.2 ve Bölüm 4.6.3’de anlatıldığı gibi ESNRC her blok için yaklaşık olarak kanal kalitesini

**Şekil 4.9 : AAF Uygulanması Durumunda Birleştirme Tekniklerinin Başarımları[17]**

bilmek zorundadır. SNRC de ise kanal kalitesi kesin olarak bilinmelidir. Bu durumda AAF sistemde iletilen işaret kanal kalitesindeki küçük farkları düzeltecek bilgiyi içermektedir.

Şekil 4.10'da ise AAF çeşitleme yöntemi ile DAF çeşitleme yönteminin hata başarımları karşılaştırılmıştır. Şaşırtıcı olarak birleştirme şekline bağımsız olarak AAF yöntemi DAF yönteminden her zaman daha iyi sonuç vermiştir. Eşit oranlı birleştirme yöntemi uygulandığı zaman iki çeşitleme yöntemi arasında büyük başarımlar farkı gözlenmiştir. Bu durumda AAF iyi bir başarımlar gösterirken DAF ise tek vericili BPSK ile karşılaştırıldığında hiçbir iyileşme olmamaktadır. Bunun nedeni rölede hatalı algılanmış simgelerin iki işaretin birleştirildiği alıcıda düzeltilmesinin çok zor olmasıdır. Çünkü hatalı algılanmış olan simge tüm güç kullanılarak iletilecektir. Bu nedenle rölede hatalı algılanan bir simgenin alıcıda da hatalı algılanma olasılığı %50'dir.



Şekil 4.10 : AAF ve DAF Uygulanması Durumunda Birleştirme Tekniklerinin Başarımları [17]

AAF kullanılan sistemde ise durum bundan farklıdır. Rölede simgeyi algılamak yerine işaret güçlendirilerek alıcıya iletilir. Algılanan simgede küçük bir hata vardır. Simges, alıcıya iletilmeden önce kuvvetlendirildiği zaman vericiden gelen simgeden ortalama daha az enerjiye sahip olur. Bu nedenle işaretler alıcıda birleştirildikleri zaman hatalı algılanan simge büyük olasılıkla düzeltilmektedir.

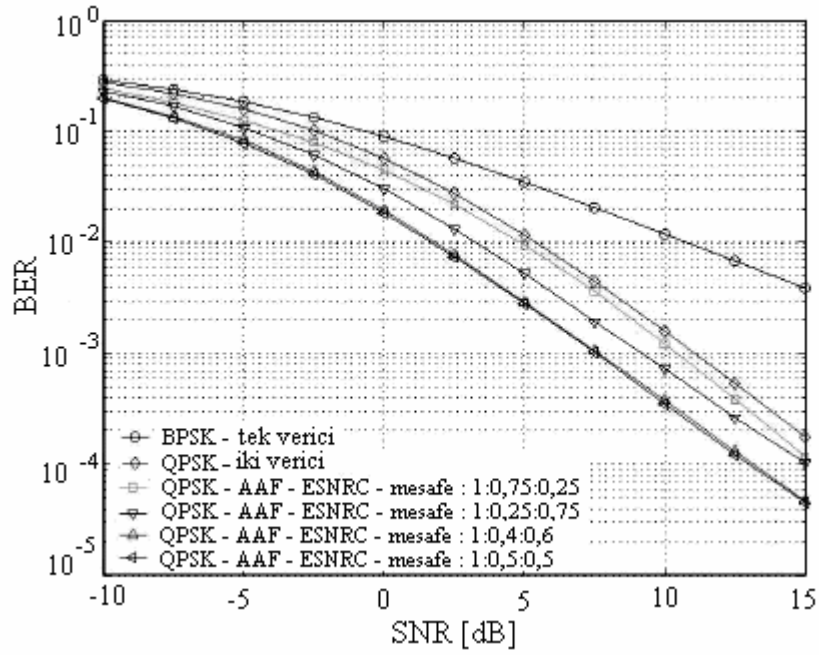
Başarımda bu kadar düşüşe neden olduğu halde algı ve ilet yönteminin kullanılmasının nasıl bir amacı olduğu sorusu akla gelebilir. Bu sorunun yanıtı alıcıda hatalı alınan işaretin düzeltilmesini sağlamak için hata düzeltme kodunun eklenebilmesidir.

4.7.2 Rölenin Hareketli Olması Durumu

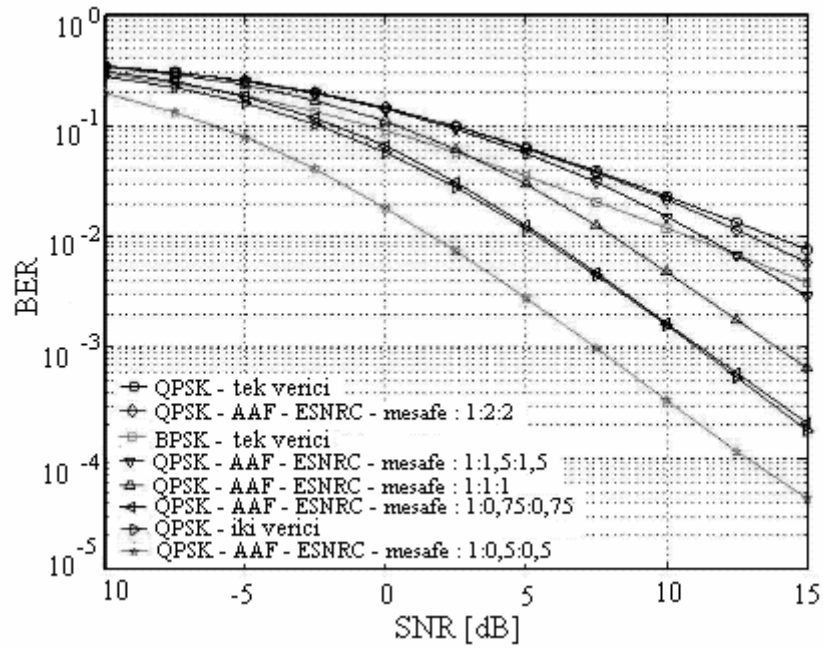
Buraya kadar anlatılan konularda üç istasyonda birbirine eşit mesafede konumlandırılmıştı. Dolayısıyla aynı ortalama işaret-gürültü oranına sahiptiler. Bu bölümde rölenin hareketli olmasının sistem üzerindeki etkilerinden bahsedilecektir. Verilecek grafiklerde x eksenini doğrusal iletimin yapıldığı kanalın SNR değerini simgeleyecektir.

Şekil 4.11’de verilen eğrilerde röle iki istasyonun arasında bulunmaktadır. Bu durumda başarımın iki vericili durumda olduğu kadar iyi olması beklenebilir. Eğrilerden de anlaşılabileceği gibi en iyi başarım rölenin alıcı ile vericinin tam ortasında ya da vericiye göre baz istasyonuna çok az da olsa yakın yerde olduğu zaman elde edilmektedir. Bunun nedeni rölede alınan gürültünün kuvvetlendirileceği ve bu nedenle en küçük yapılması gerekliliğidir. Bu grafikte dikkat çekici başka bir nokta da iletiminde tek vericinin kullanıldığı BPSK işarete göre oldukça iyi bir iyileşme sağlanmasıdır. Rölenin tam ortada olması durumunda 10^{-2} ’lik BER oranını elde etmek için tek vericili BPSK sisteme göre 8 dB daha az SNR gerekmektedir.

Alıcı ve verici arasında her zaman röle olması durumu gerçekleşmeyebilir. Bu durumda bir gezginin röle gibi davranabilmesi için acaba alıcıya ne kadar yakın olması gerekir? Bu sorunun yanıtı Şekil 4.12’de verilmiştir. Öncelikle dikkat çeken nokta röle ile alıcı arasındaki mesafenin artması durumunda başarım oldukça hızlı düşüş göstermektedir. Eğer uzaklık %50 arttırılırsa ikili sistem için başarım tekli iletim ile aynı seviyeye iner. Eğer üç istasyonda eşit mesafede yerlere yerleştirilirse sistem başarımında yine yaklaşık 2,5 dB’lik bir düşüş gerçekleşir. Ancak bu sistem bile tekli iletim yapılan BPSK modülasyonlu sisteme göre daha iyidir. Rölenin mesafesi arttıkça başarımdaki düşüş de sürer. Mesafe %50 daha arttırılırsa artık röle kullanımının bir avantajı kalmaz.



Şekil 4.11 : Rölenin Alıcı ve Verici Arasında Olması Durumda AAF için Hata Başarımı [17]



Şekil 4.12 : Rölenin Vericiden Uzakta Olması Durumunda AAF için Hata Başarımı [17]

5. DİK İŞARETLEŞMEYE DAYALI İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME

İletim çeşitlemesi, telsiz iletişimde çok yollu sönümlleme etkileriyle mücadele etmek için kullanılan çok etkili bir tekniktir. 3. kuşak telsiz iletişim sistemlerinde baz istasyonuna doğru olan iletimde veri hızını arttırmak için kullanılır. Ancak özellikle gezgin birimlere birden fazla anten eklemek gezginlerin boyutlarından dolayı olanaksızdır. Bu sorunun üstesinden gelmek için işbirlikli çeşitleme denilen ve kullanıcı işbirliğine dayanan yeni bir iletim tekniği önerilmiştir [1],[3]-[6]. Kullanıcı işbirliğinden kastedilen, vericinin hedefe veri yolladığında, aynı zamanda ortak denilen diğer kullanıcıya da hedefe göndermesi için bu verileri iletmesidir. Vericinin ve ortağının antenleri birlikte çoklu iletim durumunu meydana getirirler. İşbirlikli çeşitleme sadece küçük ölçekli kanal sönümlemesine değil, büyük ölçekli kanal sönümlemesine karşı da etkilidir.

Bu bölümde [13]'de önerilen iki kullanıcı için Dikgen Faz Kaydırmalı Anahtarlama (QPSK) yapının kullanıldığı dik işaretlemeye dayalı bant genişliği ve enerji etkin işbirlikli çeşitleme yönteminden bahsedilecektir. Ayrıca 16-Dik Genlik Modülasyonlu sistemler için bu yöntemin analizi yapılacaktır.

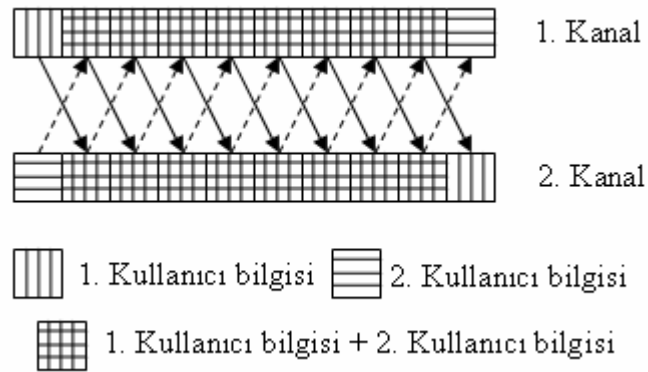
5.1 QPSK Modülasyonlu Sistem

Dik işaretlemeye dayalı bu işbirlikli çeşitlemeli sistemde dik işaretleme faz kaydırmalı anahtarlama modülasyonlu yapının gerçel ve sanal bileşenlerinin iletimiyle sağlanmaktadır. Bir başka ifadeyle burada anlatılacak sistemde simge-simge algılamalı ve çevrimsel fazlalık kontrolünün (Cyclic Redundancy Check, CRC) olmadığı “sabit tekrar üret ve ilet” yöntemi kullanılmaktadır. Ortakta CRC olmaması nedeniyle bu yapının karmaşıklığı azdır ve bu nedenle uygulanması kolaydır. Ancak CRC bitlerinin kullanılmasıyla “uyarlamalı tekrar üret ve ilet” yöntemi uygulanabilir ve donanım karmaşıklığının artmasına karşın daha yüksek bir çeşitleme kazancı sağlanabilir. Bu konu 6. Bölümde daha ayrıntılı olarak incelenecektir.

Bu bölümde anlatılacak olan sistemin gücü ve bant genişliği işbirliksiz sistemle aynıdır. Hem ortaktaki işlem gecikmesi hem de verici ve ortağın ilettiği işaretler arasındaki yayılım gecikmesi baz istasyonundaki alıcıda göz önünde bulundurulacaktır. Aynı zamanda bu sistem literatürde tanıtılmış olan sistemlerden daha basit bir donanım yapısı gerektirir. Çünkü sadece ortağın işaret alım doğrultusunda ek donanıma gerek duyulur. Ayrıca bu sistem ara kanal işaret gürültü oranına (iSNR) bağlı olarak kolaylıkla işbirliksiz sisteme dönüştürülebilir.

5.1.1 Sistem Yapısı

Her bir kullanıcının bir başka kullanıcıyla (ortak) işbirliği yaptığı bir sistemi düşünelim. 1. ve 2. kullanıcının sırasıyla 1. ve 2. kanallardan ilettikleri bilgi çerçeve yapısı Şekil 5.1’ de görülmektedir. Bu yapıda çoklu erişim yapısı frekans bölmeli çoklu erişim (frequency division multiple access, FDMA) ya da zaman bölmeli çoklu erişim (time division multiple access, TDMA) olabilir. Her kullanıcı kendi çoklu erişim kanalını kullandığı için ortak olarak görev yapan kullanıcı eş zamanlı olarak alım ve iletim yapabilir.

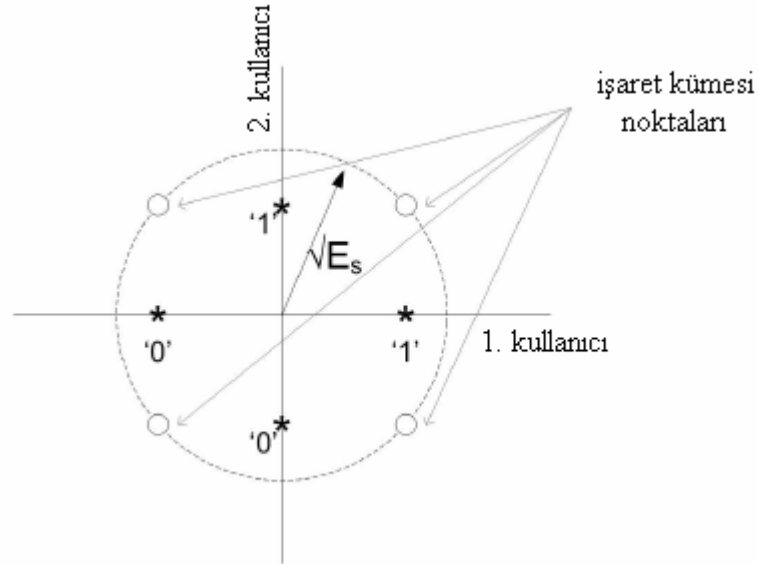


Şekil 5.1 : İki Kullanıcılı İşbirlikli Sistemde Çerçeve Yapısı

İlk simge aralığında her kullanıcı sadece kendi verisini yollar. Her başarılı simge aralığında ise her kullanıcı hem kendisinin hem de bir önceki aralıkta almış olduğu ortağının bilgisini yollar. Çerçevenin son simge aralığında her kullanıcı sadece ortağının bilgisini iletir. Anlatılacak olan sistemde 1 ve 2. kullanıcılar sırasıyla QPSK modülasyonlu işaretin gerçel ve sanal bileşenlerini kullanmaktadırlar. Bu da her kullanıcının BPSK işaretleri kullanacağı anlamına gelmektedir. Şekil 5.2’de kullanılacak olan QPSK modülasyonlu işaret kümesi gösterilmiştir.

2. kullanıcının aldığı işaretin gerçel kısmında 1. kullanıcının bilgisi bulunmaktadır. 2. kullanıcı 1. kullanıcıya ait olan bu bilgiyi algılayarak baz istasyonuna bir sonraki

aralıkta yine gerçel ekseninde yollayacaktır. 2. kullanıcı tarafından alınan işaretin sanal bileşeniyle iletilmiş olan modüle edilmiş bilgi ara kanal kalitesini ölçmek veya ara kanal parametrelerini belirlemek için kullanılabilir. Bu senaryo 1. kullanıcının gönderen 2. kullanıcının ortak olduğu durum için geçerlidir.



Şekil 5.2 : QPSK Modülasyonlu Sisteminin İşaret Kümesi

Baz istasyonunda her iki kullanıcıya ait olan kanallardan işaretler alınır ve en büyük oran birleştiricisi (Maximum Ratio Combiner, MRC) kullanılarak birleştirilir. 1. kullanıcıya ait olan bilgiyi çözmek için 1. kanaldan alınan işaret 1 simge aralığı ötelenir ve MRC aracılığıyla 2. kanaldan alınan işaret ile birleştirilir. Benzer şekilde 2. kullanıcıya ait olan bilgiyi çözmek için 2. kullanıcıdan alınan işaret 1 simge aralığı ötelenir ve 1. kullanıcıdan alınan işaret ile MRC yardımıyla birleştirilir. MRC'nin çıkışı ikili bilgiye dönüştürülmek üzere karar mekanizmasına gönderilir. Simgeler bir simge aralığı ötelenmiş olsalar bile, bu sistem aynı çoklu kanal erişim kanalından ancak farklı antenlerden iletilen simgelerden oluşturulan ve [18]'de önerilen gecikme çeşitlemesinden (delay diversity) farklıdır.

5.1.2 Alıcı Yapısı

2. kullanıcı tarafından alınan 1. kullanıcının işareti $r_{2,1}(t)$ ve 1. kullanıcı tarafından alınan 2. kullanıcının işareti $r_{1,2}(t)$ olsun. i . kullanıcı ve baz istasyonu arasındaki kanalın kazancı $h_{i,b}(t)$, i . ile j . kullanıcılar arasındaki kanalın kazancı $h_{i,j}(t)$, kullanıcılardan iletilen işaretler $s_1(t)$ ve $s_2(t)$ ise alıcılarda elde edilen işaretler;

$$\begin{aligned}
r_{1,b}(t) &= h_{1,b}(t)s_1(t) + \eta_{1,b}(t) \\
r_{2,b}(t) &= h_{2,b}(t)s_1(t) + \eta_{2,b}(t) \\
r_{2,1}(t) &= h_{2,1}(t)s_2(t) + \eta_{2,1}(t) \\
r_{1,2}(t) &= h_{1,2}(t)s_2(t) + \eta_{1,2}(t)
\end{aligned} \tag{5.1}$$

şeklinde ifade edilir. Bu ifadeler içinde yer alan iletilen işaretler ise;

$$\begin{aligned}
s_1(t) &= \sqrt{E_b/2} (b_1(t) + jb_2(t - T_s)) \\
s_2(t) &= \sqrt{E_b/2} (b_1(t - T_s) + jb_2(t))
\end{aligned} \tag{5.2}$$

olarak tanımlanır. $\eta_{1,b}(t)$, $\eta_{2,b}(t)$, $\eta_{2,1}(t)$ ve $\eta_{1,2}(t)$ ilgili alıcılardaki toplamsal gürültüyü temsil etmektedir ve $N_0/2$ varyanslı kompleks Gauss dağılımı ile modellenir. $b_1(t)$ ve $b_2(t)$ sırasıyla 1. ve 2. kullanıcıya ait BPSK bilgi simgeleridir. T_s simge süresini E_b de bit başına düşen enerjiyi simgelemektedir.

1. kullanıcıda 2. kullanıcıya ait bilgiyi çözmek için en büyük olabilirlikli (Maximum Likelihood, ML) karar kuralını kullanırsak;

$$\widehat{b}_2 = \Im \{ h_{2,1}^*(t) r_{2,1}(t) \} \tag{5.3}$$

ifadesini elde ederiz. Benzer şekilde 2. kullanıcıda çözülen 1. kullanıcıya ait bilgiyi;

$$\widehat{b}_1 = \Re \{ h_{1,2}^*(t) r_{1,2}(t) \} \tag{5.4}$$

ifadesini kullanarak bulabiliriz. $\Im \{ \}$ ve $\Re \{ \}$ sırasıyla sanal ve gerçel bileşenleri ifade etmektedir.

Yukarıdaki ifadelerden faydalanarak aşağıdaki karar kuralına ulaşılır:

$$\overline{b}_i = \begin{cases} 1 & \widehat{b}_i > 0 \\ -1 & \text{aksi takdirde} \end{cases} \tag{5.5}$$

Bu ifadedeki $\overline{b}_i$, ortaklar tarafından algılanan diğer kullanıcıya ait olan veriyi simgelemektedir.

Baz istasyonunda her iki kullanıcıdan alınan işaretler MRC yöntemi kullanılarak birleştirilir ve ML kuralına göre kod çözme işlemi gerçekleştirilir. Kod çözme sonucunda karar kuralında kullanacak olan değerler;

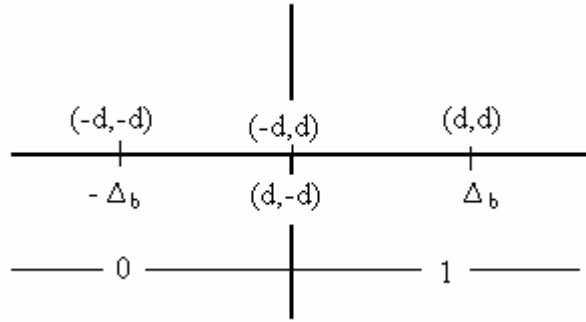
$$\begin{aligned}\tilde{b}_1 &= R\{h_{1,b}^*(t - T_s) r_{1,b}(t - T_s) + h_{2,b}^*(t) r_{2,b}(t)\} \\ \tilde{b}_2 &= \Im\{h_{1,b}^*(t) r_{1,b}(t) + h_{2,b}^*(t - T_s) r_{2,b}(t - T_s)\}\end{aligned}\quad (5.6)$$

ifadesiyle elde edilir. Bu parametreyi kullanarak aşağıdaki karar kuralına ulaşılır:

$$\hat{b}_i = \begin{cases} 1 & \tilde{b}_i > 0 \\ -1 & \text{aksi takdirde} \end{cases} \quad (5.7)$$

5.1.3 Bit Hata Olasılığı Analizi

Bu bölümde yukarıda anlatılan QPSK modülasyonunun kullanıldığı dik işaretlemeye dayalı işbirlikli çeşitlemenin kullanıldığı sistemin bit hata olasılığı (Bit Error Rate, BER) hesaplanacaktır. Her bir kullanıcı QPSK sistemde eksenler boyunca verilerini taşıdıkları için kullanıcıların bit hata oranlarını hesaplarken Şekil 5.3'de gösterilen BPSK sistem üzerinden hesaplamalar yapılacaktır. Şekilde görülen Δ_b değeri $|h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2$ ifadesiyle hesaplanır.



Şekil 5.3 : BPSK sistem karar eşikleri

Bu sistemin bit hata olasılığı;

$$P_b = P_b | s_{1I} = -d \Pr(s_{1I} = -d) + P_b | s_{1I} = d \Pr(s_{1I} = d) \quad (5.8)$$

ifadesiyle hesaplanır. Bu ifadede yer alan $P_b | s_{1I} = i$ ifadesi 1. kullanıcıdan alınan işaretin gerçel bileşeninin i gelmesi durumundaki hata olasılığını, $\Pr(s_{1I} = k)$ ise 1. kullanıcıdan alınan işaretin gerçel bileşeninin k gelme olasılığını belirtmektedir. Hata olasılığı hesabında kullanılan büyüklükler $d = \sqrt{E_b/2}$, $P_b | s_{1I} = -d = P_b | s_{1I} = d$ ve $\Pr(s_{1I} = -d) = \Pr(s_{1I} = d) = 1/2$ olarak alınır.

1. kullanıcıdan alınan işaretin gerçel kısmının $-d$ gönderilmesi durumunda hatalı olduğuna karar verilebilmesi için karar kuralından da görüldüğü gibi $\tilde{b}_i > 0$ olması gerekmektedir. Bu durumu aşağıdaki şekilde belirtmek mümkündür.

$$P_b | s_{1I} = -d = P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d) \quad (5.9)$$

Baz istasyonunun alıcısına gelen işaretler ortakta diğer kullanıcının verisinin algılanmasına göre farklılaşabilir. Bu durumda 1. kullanıcıya ait olan işaretin gerçel kısmının $-d$ gelmesi durumunda $\tilde{b}_1 > 0$ koşulunun olasılığı hesaplanırken ortakta bu verinin $-d$ olarak algılanma ve d olarak algılanma olasılıklarını da hesaba katmak gerekir. Bu etkileri de dikkate alarak;

$$P_b | s_{1I} = -d = P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = -d) \Pr(\bar{b}_1 = -d | s_{1I} = -d) + P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = d) \Pr(\bar{b}_1 = d | s_{1I} = -d) \quad (5.10)$$

olasılık hesabına ulaşılır. Bu ifade içindeki $\Pr(\bar{b}_1 = j | s_{1I} = i)$ ifadesi 1. kullanıcıya ait olan verinin i ($i \in \{-d, d\}$) olması durumunda j 'ye ($j \in \{-d, d\}$) karar verme olasılığını belirtir. H olasılığı hesaplanan kanalın sönümleme katsayısı olmak üzere bu olasılık hesabını ;

$$P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = -d) = \overline{P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = -d, H)} \\ P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = d) = \overline{P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = d, H)} \quad (5.11)$$

şeklinde açmak mümkündür. Üst çizgi, kompleks raslantı değişkeni $\{h_{i,j}\}$ 'ye göre ortalama alındığını belirtmektedir. η_b sıfır ortalamalı $\sigma_b^2 = (|h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2) N_0 / 2$ varyanslı toplamsal Gauss dağılımlı, η_1 ise sıfır ortalamalı ve $\sigma_1^2 = |h_{1,2}|^2 N_0 / 2$ varyanslı toplamsal Gauss dağılımlı raslantı değişkenleri ve $\Delta_b = |h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2$ ile $\Delta_1 = |h_{1,2}|^2$ ise (5.11)'de verilen ifade;

$$\overline{P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = -d, H)} = \overline{\Pr(\eta_b \geq d \Delta_b)} = Q\left(\frac{d \Delta_b}{\sigma_b}\right) = P_{mrc} \\ \overline{P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = d, H)} = \overline{\Pr(\eta_b \geq 0)} = Q(0) = \frac{1}{2} \quad (5.12)$$

biçimini alır. Bu ifade içindeki Q işlevi ;

$$Q(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_0^x e^{-t^2/2} dt \quad (5.13)$$

olarak tanımlanır. Benzer şekilde ortaktaki hata olasılığı;

$$\begin{aligned} \Pr(\bar{b}_1 = d \mid s_{1I} = -d) &= \overline{\Pr(\bar{b}_1 = d \mid s_{1I} = -d, H)} = \overline{\Pr(\eta_1 \geq d\Delta_1)} = Q\left(\frac{d\Delta_1}{\sigma_1}\right) = P_{12} \\ \Pr(\bar{b}_1 = -d \mid s_{1I} = -d) &= \overline{\Pr(\bar{b}_1 = -d \mid s_{1I} = -d, H)} = 1 - P_{12} \end{aligned} \quad (5.14)$$

olarak hesaplanır. P_{12} ifadesi açılınca;

$$P_{12} = Q\left(\frac{d\sqrt{\Delta_1}}{\sigma_1}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{E_b \cdot |h_{1,2}|^2}{N_0}}\right) = \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{E_b \cdot \delta}{N_0}}\right) \cdot f(\delta) \cdot d\delta \quad (5.15)$$

sonucu elde edilir. Bu ifade içinde Craig formülü [3] olan

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2\sin^2\theta}\right) d\theta \quad \text{ve kanal sönümleme katsayısının zarfının dağılımı}$$

olan 2. dereceden Chi-Square dağılımı ($f(x) = \frac{1}{\Omega} \cdot \exp(-x/\Omega)$, $\Omega=2$)

tanımlarını kullanarak P_{12} için aşağıdaki sonuca ulaşılır.

$$\begin{aligned} P_{12} &= \frac{1}{\Omega} \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{E_b \cdot \delta}{N_0}}\right) \cdot \exp\left(\frac{-\delta}{\Omega}\right) \cdot d\delta \\ &= \frac{1}{\Omega} \int_0^\infty \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{E_b \cdot \delta / N_0}{2\sin^2\theta}\right) d\theta \cdot \exp\left(\frac{-\delta}{\Omega}\right) \cdot d\delta \quad (5.16) \end{aligned}$$

Gerekli integral işlemleri yapılınc;

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\Omega} \left\{ \frac{\exp\left[-\delta \left(\frac{E_b \cdot \delta / N_0}{2\sin^2\theta} + \frac{1}{\Omega}\right)\right]}{-\left(\frac{E_b \cdot \delta / N_0}{2\sin^2\theta} + \frac{1}{\Omega}\right)} \right\} \Bigg|_0^\infty d\theta = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{M_{12}}{\sin^2\theta}\right)^{-1} d\theta = \frac{1}{2} (1 - \lambda_{12}) \quad (5.17)$$

elde edilir. Bu ifadede kullanılan büyüklükler $\lambda_{12} = \sqrt{\frac{M_{12}}{1+M_{12}}}$, $M_{12} = \frac{\gamma_{12}}{2}$ ve ara

kanal için ortalama SNR değeri $\gamma_{12} = \Omega \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_i$ olarak tanımlanır.

Birleştirici hata olasılığı da benzer işlemler yaparak bulunabilir.

$$P_{mrc} = \overline{\left(\frac{d\sqrt{\Delta_k}}{\sigma_i^2} \right)} = \overline{Q\left(\sqrt{\frac{E_b(|h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2)}{N_0}} \right)} \quad (5.18)$$

ifadesinde $|h_{i,b}|^2 = \delta_i$ kullanırsak P_{mrc} ifadesi;

$$= \int_0^\infty \int_0^\infty Q\left(\sqrt{\frac{E_b(\delta_1 + \delta_2)}{N_0}} \right) \cdot f(\delta_1) \cdot d\delta_1 \cdot f(\delta_2) \cdot d\delta_2 \quad (5.19)$$

şekline dönüştürülür. Bu ifade içindeki $Q(\cdot)$ işlevi açılırsa;

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\Omega_1} \cdot \int_0^\infty \exp\left(-\frac{E_b \delta_1 / N_0}{2 \sin^2 \theta} \right) \cdot \exp\left(\frac{-\delta_1}{\Omega_1} \right) \cdot d\delta_1 \cdot \frac{1}{\Omega_2} \cdot \int_0^\infty \exp\left(-\frac{E_b \delta_2 / N_0}{2 \sin^2 \theta} \right) \cdot \exp\left(\frac{-\delta_2}{\Omega_2} \right) \cdot d\delta_2 \quad (5.20)$$

sonucuna ulaşılır. Ara kanal hata olasılığı hesabında kullanılan dönüşümler ana kanal için de kullanılabilir. i. ana kanalın ortalama SNR değeri γ_{bi} ise $M_{b1} = \frac{\gamma_{b1}}{2}$ ve

$M_{b2} = \frac{\gamma_{b2}}{2}$ dönüşümlerinden faydalanarak ;

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{M_{b1}}{\sin^2 \theta} \right)^{-1} \cdot \left(1 + \frac{M_{b2}}{\sin^2 \theta} \right)^{-1} d\theta \quad (5.21)$$

sonucu elde edilir. Bu ifadedeki baz istasyonuna doğru olan işaretlerin ortalama işaret-gürültü oranları birbirine eşitse;

$$\gamma_{b1} = \gamma_{b2} \quad \Rightarrow \quad P_{mrc} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \left(1 + \frac{M_b}{\sin^2 \theta} \right)^{-2} d\theta = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{3}{2} \lambda_b + \frac{1}{2} \lambda_b^3 \right) \quad (5.22)$$

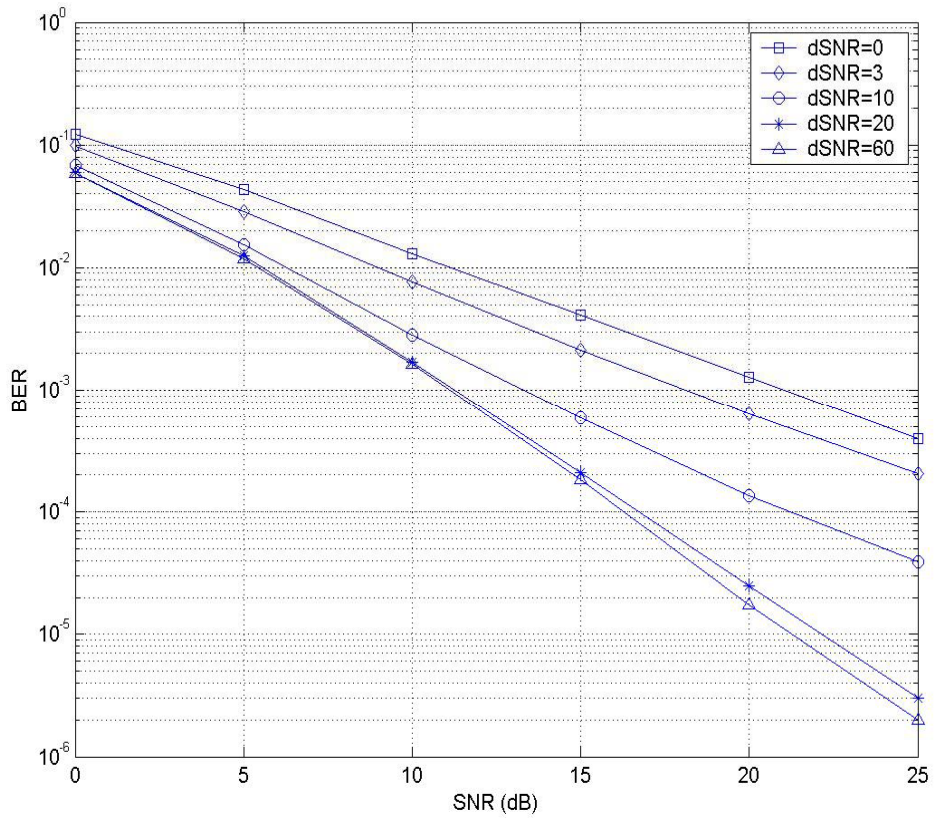
ifadesi bulunur. Bu ifade içinde yer alan büyüklükler ara kanal için kullanılan

büyüklüklerde olduğu gibi $\lambda_b = \sqrt{\frac{M_b}{1 + M_b}}$, $M_b = \frac{\gamma_b}{2}$ ve $\gamma_b = \Omega \left(\frac{E_b}{N_0} \right)$ şeklindedir.

Sonuç olarak bu sistem için (5.8)'de verilen bit hata olasılığı ifadesi (5.17) ve (5.22) denklemlerinden faydalanarak aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$P_b = 2 \cdot \left(\frac{1}{2} \cdot P_b | s_{1I} = -d \right) = P_{mrc} \cdot (1 - P_{12}) + \frac{1}{2} \cdot P_{12} \quad (5.23)$$

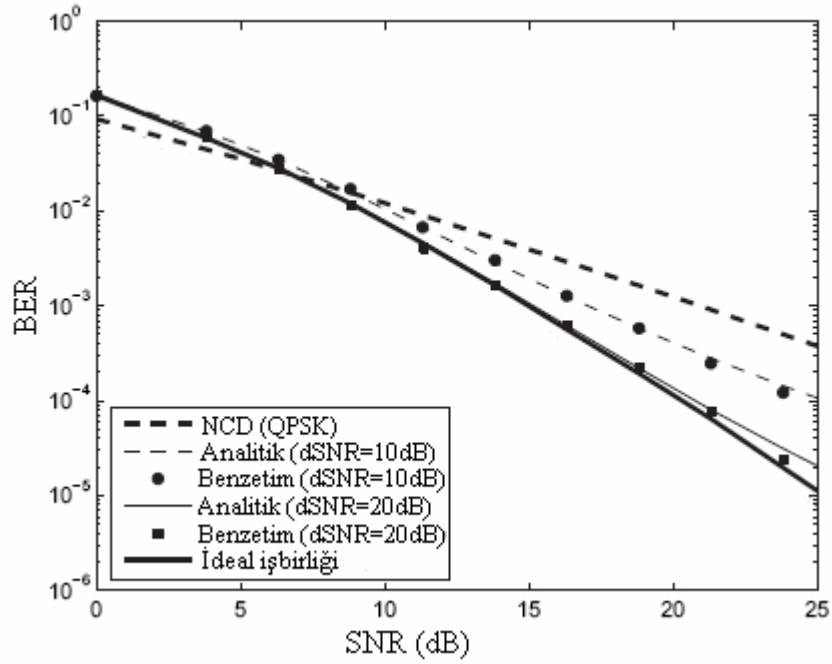
Sonuçları gösteren grafiği tek değişken üzerinden elde edebilmek için ortalama ara kanal işaret gürültü oranı ifadesi olan $\bar{\gamma}_1 = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_i . E[|h_{1,2}|^2]$, ile ortalama ana kanal işaret gürültü oranı ifadesi olan $\bar{\gamma}_b = \left(\frac{E_b}{N_0} \right) . E[|h_{1,b}|^2]$ arasındaki farkı belirten farksal işaret gürültü oranı ($dSNR = \bar{\gamma}_d$) adı verilen bağıntı kullanılarak, dSNR'ın 0, 3, 10, 20, 60 değerleri için Şekil 5.4'deki eğriler elde edilmiştir.



Şekil 5.4 : QPSK Sistem için Dik İşaretleşmeli İşbirlikli Çeşitleme Bit Hata Başarımı

(5.23) denkleminden anlaşılabileceği gibi anlatılan işbirlikli sistem için BER hem ara kanalın hem de ana kanalın hata başarımına bağlıdır. $P_{12} \ll P_{mrc}$ olması durumunda hata olasılığında P_{12} baskın rol oynarken $P_{12} > P_{mrc}$ durumunda ise hata olasılığında ana unsur P_{mrc} olur. Bu nedenle farksal SNR ($dSNR = iSNR - SNR$) değerinin artmasıyla yani ara kanalın iyileşmesiyle sistemin başarısı artarak MRC başarımına yaklaşır (ideal işbirliği).

Şekil 5.5’de ise sistem başarımının analitik sonuçlarıyla benzetim sonuçları karşılaştırılmıştır. Bu grafikte kullanılan CD işbirlikli çeşitlemeyi, NCD de işbirlikli çeşitlemenin olmadığı durumu simgelemektedir. Grafiğin x ekseninin oluşturan SNR değeri normalize edilmiş olan değerdir. 1. kullanıcı için bu değer $\frac{\bar{\gamma}_1}{2^R - 1}$ ile hesaplanır. Normalize değerde kullanılan R boyut başına spektral verimliliği gösterir ve bu sistem için değeri 1/2 standart QPSK modülasyonlu sistem için ise 1’dir. Eğrilerde $\bar{\gamma}_2 = 15dB$ olarak alınmıştır. Şekilden de görüldüğü gibi işbirlikli çeşitleme yöntemi ile her iki kullanıcının da BER başarımlarında artış sağlanmıştır. Bu da sadece uzakta olan kullanıcının değil baz istasyonuna yakın olan kullanıcının da işbirlikli çeşitlemeden kazanç sağladığı anlamına gelir.



Şekil 5.5 : QPSK Modülasyonlu Dik İşaretleşmeye Dayalı İşbirlikli Çeşitlemeli Sistemin Bit Hata Başarımı [13]

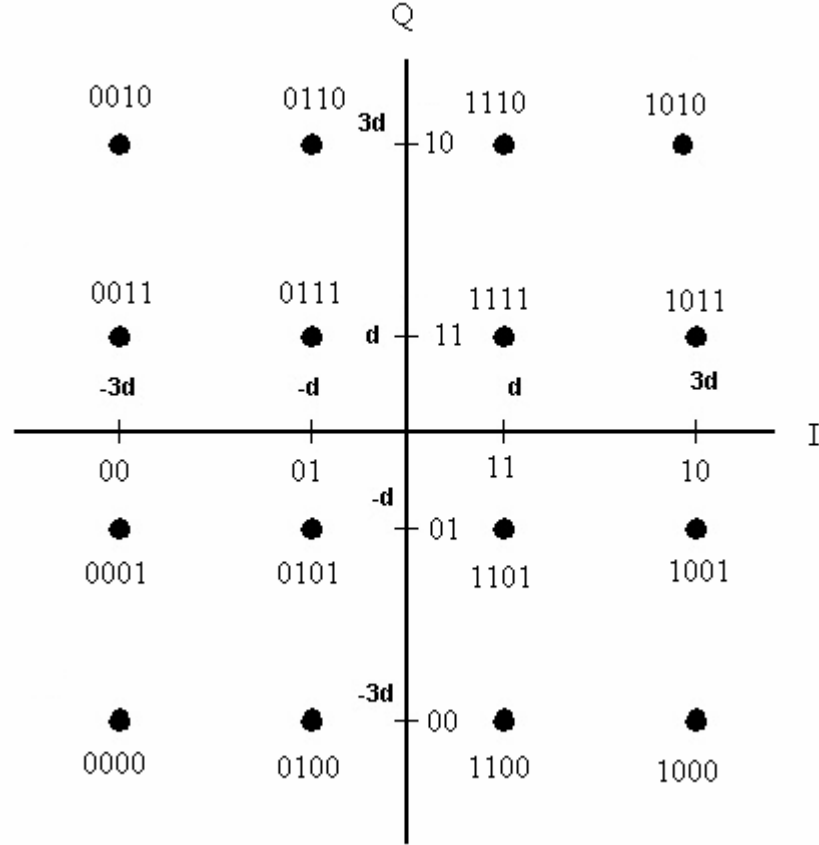
5.2 16 QAM Modülasyonlu Sistem

Bu bölümde, dik işaretleşmeli işbirlikli çeşitlemede band verimliliğini artırmak amacıyla 16 QAM modülasyonunun kullanılması önerilmektedir. Bu durumda her kullanıcı 16 QAM simgelerin gerçel ve sanal bileşenlerini kullanacak yani 4 ASK modülasyonlu simgelerle iletişim kuracaktır.

5.2.1 Sistem Yapısı

Dikgen faz kaydırmalı modülasyonlu sistemde olduğu gibi simge aralıklarında her kullanıcı hem kendi bilgisini hem de bir önceki simge aralığında çözmüş olduğu ortağının bilgisini yollar. Çerçevenin ilk simge aralığında kullanıcılar sadece kendi verilerini yollarken, çerçevenin son aralığında sadece bir önceki simge aralığında çözmüş oldukları ortaklarının bilgilerini yollarlar. Kullanıcıların, gerçel ve sanal bileşenlerini kullandıkları 16QAM sisteminin işaret kümesi Şekil 5.6’da verilmiştir.

İşaretler baz istasyonunda alındıktan sonra 1. kullanıcıya ait işareti çözmek için yine yukarıda anlatılan sistemde olduğu gibi 1. kanaldan alınan işaret 1 simge ötelenir ve 2. kanaldan alınan işaretle MRC kullanılarak birleştirilir. MRC’nin çıkışı karar mekanizmasına sokularak ikili bilgiye dönüştürülür.



Şekil 5.6 : 16 QAM İşaret Kümesi

5.2.2 İşaret Alımı

Alınan temel band işaretler $r_{1,2}(t)$, $r_{2,1}(t)$, $r_{1,b}(t)$ ve $r_{2,b}(t)$ ile ifade edilsin. Kanalların sönmüleme katsayıları $h_{i,j}(t)$, $h_{i,b}(t)$ ise alıcılarda alınan işaretler;

$$\begin{aligned}
r_{1,b}(t) &= h_{1,b}(t)s_1(t) + \eta_{1,b}(t) \\
r_{2,b}(t) &= h_{2,b}(t)s_1(t) + \eta_{2,b}(t) \\
r_{2,1}(t) &= h_{2,1}(t)s_2(t) + \eta_{2,1}(t) \\
r_{1,2}(t) &= h_{1,2}(t)s_2(t) + \eta_{1,2}(t)
\end{aligned} \tag{5.24}$$

biçimindedir. d pozitif bir gerçel değer olmak üzere sırasıyla 1. ve 2. kullanıcılardan iletilen işaretler $s_1(t)$ ve $s_2(t)$ ise, bu işaretler;

$$\begin{aligned}
s_1(t) &= d(b_1(t) + jb_2(t - T_s)) \\
s_2(t) &= d(b_1(t - T_s) + jb_2(t))
\end{aligned} \tag{5.25}$$

şeklinde ifade edilir. $\eta_{1,b}(t)$, $\eta_{2,b}(t)$, $\eta_{2,1}(t)$ ve $\eta_{1,2}(t)$ ilgili alıcılardaki toplamsal gürültüyü temsil etmektedir ve $N_0/2$ varyanslı kompleks Gauss dağılımı ile modellenir. $b_1(t)$ ve $b_2(t)$ sırasıyla 1. ve 2. kullanıcıya ait 4ASK bilgi simgeleridir. T_s simge süresini ifade etmektedir.

1. kullanıcıda 2. kullanıcıya ait bilgiyi çözmek için ML karar kuralı kullanılır. 2. kullanıcıya ait olan veriyi bulmak için karar kuralında kullanılmak amacıyla;

$$\widehat{b}_2 = \Im \{ h_{2,1}^*(t) r_{2,1}(t) \} \tag{5.26}$$

ifadesinden, benzer şekilde 2. kullanıcıda çözülen 1. kullanıcıya ait bilgiyi bulmak için karar kuralında kullanılmak amacıyla ;

$$\widehat{b}_1 = \Re \{ h_{1,2}^*(t) r_{1,2}(t) \} \tag{5.27}$$

ifadesinden yararlanılır. $\Im \{ \}$ ve $\Re \{ \}$ sırasıyla sanal ve gerçel bileşenleri ifade etmektedir. Bu ifadelerden faydalanarak karar kuralı aşağıdaki şekilde bulunur:

$$\overline{b}_i = \begin{cases} 3 & 2d|h_{i,j}|^2 \leq \widehat{b}_i \\ 1 & 0 \leq \widehat{b}_i < 2d|h_{i,j}|^2 \\ -1 & -2d|h_{i,j}|^2 \leq \widehat{b}_i < 0 \\ -3 & \widehat{b}_i < -2d|h_{i,j}|^2 \end{cases} . \tag{5.28}$$

Bu ifadede yer alan ve ara kanal kazancını gösteren $|h_{i,j}|^2$ terimi, $\overline{b}_1$ için $|h_{1,2}|^2$, $\overline{b}_2$ için ise $|h_{2,1}|^2$ olarak alınır. Baz istasyonunda her iki kullanıcıdan alınan işaretler MRC kullanılarak birleştirilir ve ML kuralına göre kod çözme işlemi gerçekleştirilir. Karar kuralında kullanılacak olan ifade;

$$\begin{aligned}\tilde{b}_1 &= R\{h_{1,b}^*(t - T_s) r_{1,b}(t - T_s) + h_{2,b}^*(t) r_{2,b}(t)\} \\ \tilde{b}_2 &= \Im\{h_{1,b}^*(t) r_{1,b}(t) + h_{2,b}^*(t - T_s) r_{2,b}(t - T_s)\}\end{aligned}\quad (5.29)$$

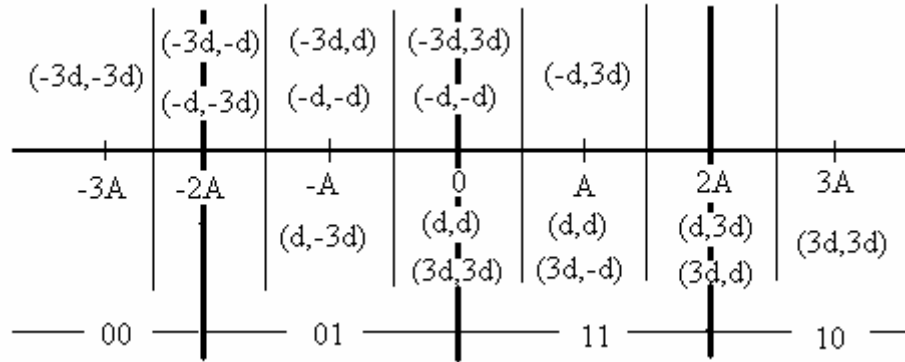
olarak yazılabilir. Bu ifadeden elde edilen karar kuralı;

$$\hat{b}_i = \begin{cases} 3 & 2d(|h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2) \leq \tilde{b}_i \\ 1 & 0 \leq \tilde{b}_i < 2d(|h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2) \\ -1 & -2d(|h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2) \leq \tilde{b}_i < 0 \\ -3 & \tilde{b}_i < -2d(|h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2) \end{cases} \quad (5.30)$$

olarak belirlenir.

5.2.3 Bit Hata Olasılığı Analizi

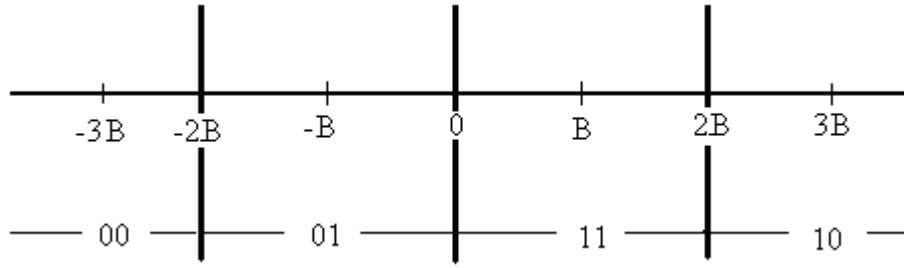
Bu bölümde her iki kullanıcının hata olasılığı birbirine eşit olduğu için kullanıcılardan birinin hata olasılığı hesaplandığında sistemin bit hata olasılığı elde edilecektir. Kullanıcıların eksenlerden sadece birini kullanmaları nedeniyle olasılık hesabını yaparken ana kanal etkileri için Şekil 5.7’de görüldüğü gibi 4- Genlik Kaydırmalı Anahtarlama (Amplitude Shift Keying, ASK) modülasyonlu sistemi düşüneceğiz. Bu şekilde kullanılan A büyüklüğü $A = |h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2$ olarak alınmıştır. $\bar{b}_i \in \{-3, -1, 1, 3\}$ olmak üzere (i,j) ifadeleri $(s_{1j}, d\bar{b}_i)$ şeklinde düzenlenmiştir.



Şekil 5.7 : Ana Kanal Etkileri için Kullanılacak 4-ASK Sistem Karar Eşikleri

Ara kanal etkilerinin sistemin bit hata olasılığına etkilerini hesaplarken ise Şekil 5.8’den yararlanacağız. Bu şekilde B büyüklüğü $B = |h_{1,2}|^2$ olarak alınmıştır.

Bu sistemin hata olasılığı bulunurken simgelere karşı düşen bitlerin hata olasılıklarından yararlanılacaktır. Bütün bitler için hata olasılıkları bulunduktan sonra sistemin toplam bit hata olasılığı hesaplanacaktır.



Şekil 5.8 : Ara Kanal Etkileri için Kullanılacak 4-ASK Sistem Karar Eşikleri

1. bitin hata olasılığı P_{b1} ;

$$P_{b1} = P_{b1|s_{1I} = -3d} \Pr(s_{1I} = -3d) + P_{b1|s_{1I} = -d} \Pr(s_{1I} = -d) + P_{b1|s_{1I} = d} \Pr(s_{1I} = d) + P_{b1|s_{1I} = 3d} \Pr(s_{1I} = 3d) \quad (5.31)$$

ifadesiyle hesaplanır. Bu ifade içinde yer alan $P_{b1|s_{1I} = i}$ bileşeni 1. kullanıcı tarafından gönderilen işaretin gerçel kısmının i olması durumunda 1. bit için koşullu hata olasılığını vermektedir. $\Pr(s_{1I} = i)$ ise 1. kullanıcının ilettiği işaretin gerçel kısmının i gelme olasılığını belirtmektedir. Giriş bitleri rasgele belirlendiği için $\Pr(s_{1I} = -3d) = \Pr(s_{1I} = -d) = \Pr(s_{1I} = d) = \Pr(s_{1I} = 3d) = 1/4$ varsayımı yapılabilir.

Şekil 5.6'da verilen işaret kümesi için simge başına düşen enerji $E_s = 10d^2$ ve bit başına düşen enerji $E_b = E_s/4$ olarak hesaplanır. Bit başına düşen enerjiyi kullanarak d değişkenini $d = \sqrt{2E_b/5}$ olarak buluruz. Şekil 5.7 ve 5.8'de görüldüğü gibi sistem simetrik olduğu için $P_{b1|s_{1I} = -d} = P_{b1|s_{1I} = d}$ ve $P_{b1|s_{1I} = -3d} = P_{b1|s_{1I} = 3d}$ olmaktadır. Bu nedenle 1. bit için hata olasılığı hesaplanırken $P_{b1|s_{1I} = -3d}$ ve $P_{b1|s_{1I} = -d}$ olasılıklarını hesaplamak yeterli olacaktır.

Alıcıda hatalı karar verilmesi, 0 olan 1. bit için 1 kararının verilmesi anlamına gelir. Bu durum Şekil 5.7 ve 5.8'de gösterilen karar eşiklerinden yararlanılarak aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

$$\begin{aligned} P_{b1|s_{1I} = -3d} &= P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -3d) \\ &= P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -3d, \bar{b}_1 = -3) \Pr(\bar{b}_1 = -3 | s_{1I} = -3d) \\ &\quad + P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -3d, \bar{b}_1 = -1) \Pr(\bar{b}_1 = -1 | s_{1I} = -3d) \\ &\quad + P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -3d, \bar{b}_1 = 1) \Pr(\bar{b}_1 = 1 | s_{1I} = -3d) \\ &\quad + P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -3d, \bar{b}_1 = 3) \Pr(\bar{b}_1 = 3 | s_{1I} = -3d) \quad . \end{aligned} \quad (5.32)$$

Bu ifadedeki $P(\tilde{b}_i > 0 | s_{1I} = -3d, \bar{b}_1 = i)$ ifadesi ana kanal etkisini göstermekte olup hesaplamalarda 0 ortalamalı $\sigma_b^2 = (|h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2) N_0 / 2$ varyanslı, $\Pr(\bar{b}_1 = i | s_{1I} = -3d)$ ifadesi ise ara kanal etkisini göstermekte olup hesaplamalarda 0 ortalamalı $\sigma_1^2 = |h_{1,2}|^2 N_0 / 2$ varyanslı Gauss değişkeni kullanılacaktır.

Hata olasılığında ara kanal etkileri hesaplanırken Şekil 5.8'den yararlanılır. Örneğin $\Pr(\bar{b}_1 = -3 | s_{1I} = -3d)$ olasılığı 1. kullanıcının gerçel bileşeninin -3d olması durumunda ortağında -3 değerine karar verilmesi anlamına gelir ki bu da Şekil 5.8'de gösterilen 00 durumuna karşılık gelir. Yani bu olasılık, -3B noktasındayken 00 bölgesinde kalma olasılığıdır.

Ana kanalın etkilerini belirlerken ise Şekil 5.6 ve Şekil 5.7 yol gösterecektir. Örneğin $P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -3d, \bar{b}_1 = -3)$ hesaplanırken öncelikle -3d değeri için 1. bitin değeri belirlenir. Şekil 5.6'dan yararlanılarak bu değerin 0 olduğu bulunur. Daha sonra olasılık ifadesinin Şekil 5.7'de hangi noktayı belirttiğine bakılır. Hem gelen işaretin hem de ortakta karar verilen işaretin -3d olduğu nokta (-3d,-3d) durumunun karşılık geldiği -3A ile verilen noktadır. Değeri 0 olan 1. bitin hatalı alınması için bu bite 1 olarak karar verilmesi gerekir ki bu da 11 ve 10 bölgesine geçme olasılığıdır.

Verilen örneklerdeki yöntemlerin kullanılmasıyla 1. kullanıcının ilettiği işaretin gerçel bileşeninin -3d olması durumunda 1. bit için hata olasılığı;

$$P_{b1} | s_{1I} = -3d = P_{b,3}(1 - P_{1,1}) + P_{b,2}(P_{1,1} - P_{1,3}) + P_{b,1}(P_{1,3} - P_{1,5}) + \frac{1}{2} P_{1,5} \quad (5.33)$$

biçimine dönüşür. Yukarıda kullanılan büyüklükler içindeki ara kanal hata olasılıkları hesabında $i = 1, 3, 5$, $d^2 = 2E_b/5$, η_1 ise sıfır ortalamalı ve $\sigma_1^2 = |h_{1,2}|^2 N_0 / 2$ varyanslı Gauss değişkeni ve $\Delta_1 = |h_{1,2}|^2$ kullanılarak H üzerinden ortalama alınır;

$$P_{1,i} = P_{bk | s_{1I}} = \overline{P_{bk | s_{1I}, H}} = \overline{\Pr(\eta_1 \geq i.d\Delta_1)} = \overline{Q\left(\frac{i.d\Delta_1}{\sigma_1}\right)} = \overline{Q\left(\sqrt{\frac{4i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} |h_{1,2}|^2}\right)} \quad (5.34)$$

sonucuna ulaşılır. (5.16) ve (5.17)'de kullanılan dönüşümler uygulanırsa;

$$P_{1,i} = \frac{1}{2}(1 - \lambda_{1,i}) \quad (5.35)$$

sonucu elde edilir. Bu ifade de $\lambda_{1,i} = \sqrt{\frac{M_{1,i}}{1+M_{1,i}}}$, $M_{1,i} = \frac{2.i^2}{5} \gamma_1$ ve $\gamma_1 = \Omega\left(\frac{E_b}{N_0}\right)_i$ şeklinde tanımlanır.

(5.33) içinde bulunan ve ana kanal etkisini belirten parametreler de ara kanal etkisini belirten parametreler gibi hesaplanır. Bu durumda $i = 1,3,5$, $d^2 = 2E_b/5$, η_b sıfır ortalamalı $\sigma_b^2 = (|h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2) N_0 / 2$ varyanslı Gauss değişkeni ve $\Delta_b = |h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2$ olmak üzere H üzerinden ortalama alınıp (5.16) ve (5.17)'de kullanılan dönüşümler uygulanırsa ana kanal etkisi;

$$\begin{aligned} P_{b,i} &= P_{b_k | s_{1I}, \bar{b}_k} = \overline{P_{b_k | s_{1I}, \bar{b}_k, H}} = \overline{\Pr(\eta_b \geq i.d\Delta_b)} = Q\left(\frac{i.d\Delta_b}{\sigma_b}\right) \\ &= Q\left(\sqrt{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} (|h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2)}\right) = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{3}{2} \lambda_{b,i} + \frac{1}{2} \lambda_{b,i}^3\right) \end{aligned} \quad (5.36)$$

ifadesiyle hesaplanabilir. (5.36) da $\lambda_{b,i} = \sqrt{\frac{M_{b,i}}{1+M_{b,i}}}$, $M_{b,i} = \frac{2.i^2}{5} \gamma_b$ ve $\gamma_b = \Omega\left(\frac{E_b}{N_0}\right)$ olarak tanımlanır.

(5.33) ile 1. kullanıcıdan iletilen işaretin gerçel kısmının -3d olması durumunda 1. bit için hata olasılığı bulunmuş oldu. Benzer şekilde hesaplamalar kullanılarak iletilen işaretin gerçel kısmının -d olması durumunda hata olasılığı hesaplanırsa;

$$\begin{aligned} P_{b_1 | s_{1I} = -d} &= P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d) \\ &= P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = -3) \Pr(\bar{b}_1 = -3 | s_{1I} = -d) \\ &\quad + P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = -1) \Pr(\bar{b}_1 = -1 | s_{1I} = -d) \\ &\quad + P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = 1) \Pr(\bar{b}_1 = 1 | s_{1I} = -d) \\ &\quad + P(\tilde{b}_1 > 0 | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = 3) \Pr(\bar{b}_1 = 3 | s_{1I} = -d) \end{aligned} \quad (5.37)$$

bulunur. (5.35) ve (5.36)'de verilen parametreler ile bu olasılık aşağıdaki şekilde verilebilir:

$$P_{b_1 | s_{1I} = -d} = P_{b,2} P_{1,1} + P_{b,1} (1 - 2P_{1,1}) + \frac{1}{2} (P_{1,1} - P_{1,3}) + (1 - P_{b,1}) P_{1,3} \quad (5.38)$$

(5.31) ile verilen ifade;

$$\begin{aligned}
P_{b1} &= \frac{1}{4} (P_{b1|s_{1I}=-3d} + P_{b1|s_{1I}=-d} + P_{b1|s_{1I}=d} + P_{b1|s_{1I}=3d}) \\
&= \frac{1}{2} (P_{b1|s_{1I}=-3d} + P_{b1|s_{1I}=-d})
\end{aligned} \tag{5.39}$$

şeklinde yazılabilir. (5.35) ve (5.36) denklemlerinde elde edilen ifadeler (5.39) da yerleştirilirse 1. bit için hata olasılığı aşağıdaki şekilde hesaplanmış olur:

$$\begin{aligned}
P_{b1} &= \frac{1}{2} [P_{b,3}(1 - P_{1,1}) + P_{b,2}(2P_{1,1} - P_{1,3}) \\
&\quad + P_{b,1}(1 - 2P_{1,1} - P_{1,5}) + \frac{1}{2}(P_{1,1} + P_{1,3} + P_{1,5})] .
\end{aligned} \tag{5.40}$$

1. bit için hata olasılığını bulurken kullanılan yöntemler 2. bit için hata olasılığını bulurken de kullanılabilir. Bu durumda 2. bitin hata olasılığı ifadesi;

$$\begin{aligned}
P_{b2} &= P_{b2|s_{1I}=-3d} \Pr(s_{1I}=-3d) + P_{b2|s_{1I}=-d} \Pr(s_{1I}=-d) \\
&\quad + P_{b2|s_{1I}=d} \Pr(s_{1I}=d) + P_{b2|s_{1I}=3d} \Pr(s_{1I}=3d)
\end{aligned} \tag{5.41}$$

şeklinde bulunur. Yine sistemin simetrik olmasından dolayı $P_{b2|s_{1I}=-d} = P_{b2|s_{1I}=d}$ ve $P_{b2|s_{1I}=-3d} = P_{b2|s_{1I}=3d}$ eşitlikleri geçerlidir. Bu nedenle 2. bit için hata olasılığı hesaplanırken $P_{b2|s_{1I}=-3d}$ ve $P_{b2|s_{1I}=-d}$ olasılıklarını hesaplamak yeterli olacaktır. 1. bit için izlenen yol kullanılarak 1. kullanıcının ilettiği işaretin gerçel kısmının -3d olması durumunda hata olasılığı aşağıdaki ifadeyle bulunabilir:

$$\begin{aligned}
P_{b2|s_{1I}=-3d} &= P(\left|\tilde{b}_1\right| < -2A | s_{1I}=-3d) \\
&= P(\left|\tilde{b}_1\right| < -2A | s_{1I}=-3d, \bar{b}_1=-3) \Pr(\bar{b}_1=-3 | s_{1I}=-3d) \\
&\quad + P(\left|\tilde{b}_1\right| < -2A | s_{1I}=-3d, \bar{b}_1=-1) \Pr(\bar{b}_1=-1 | s_{1I}=-3d) \\
&\quad + P(\left|\tilde{b}_1\right| < -2A | s_{1I}=-3d, \bar{b}_1=1) \Pr(\bar{b}_1=1 | s_{1I}=-3d) \\
&\quad + P(\left|\tilde{b}_1\right| < -2A | s_{1I}=-3d, \bar{b}_1=3) \Pr(\bar{b}_1=3 | s_{1I}=-3d) .
\end{aligned} \tag{5.42}$$

Ara kanal ve ana kanal etkilerini belirtmek için bulunan olasılıklardan yararlanılırsa bu ifade;

$$\begin{aligned}
P_{b2|s_{1I}=-3d} &= (P_{b,1} - P_{b,5})(1 - P_{1,1}) + \left(\frac{1}{2} - P_{b,4}\right)(P_{1,1} - P_{1,3}) \\
&\quad + (1 - P_{b,1} - P_{b,3})(P_{1,3} - P_{1,5}) + (1 - 2P_{b,2})P_{1,5}
\end{aligned} \tag{5.43}$$

şekline dönüşür.

Aynı şekilde 1. kullanıcının ilettiği işaretin gerçel kısmının $-d$ olması durumunda hata olasılığı;

$$\begin{aligned}
P_{b2} | s_{1I} = -d &= P(|\tilde{b}_1| > 2A | s_{1I} = -d) \\
&= P(|\tilde{b}_1| > 2A | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = -3) \Pr(\bar{b}_1 = -3 | s_{1I} = -d) \\
&\quad + P(|\tilde{b}_1| > 2A | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = -1) \Pr(\bar{b}_1 = -1 | s_{1I} = -d) \\
&\quad + P(|\tilde{b}_1| > 2A | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = 1) \Pr(\bar{b}_1 = 1 | s_{1I} = -d) \\
&\quad + P(|\tilde{b}_1| > 2A | s_{1I} = -d, \bar{b}_1 = 3) \Pr(\bar{b}_1 = 3 | s_{1I} = -d)
\end{aligned} \tag{5.44}$$

ifadesiyle elde edilir. Bu sonucu (5.35) ve (5.36)'de bulunan parametrelerden yararlanılarak;

$$\begin{aligned}
P_{b2} | s_{1I} = -d &= \left(\frac{1}{2} + P_{b,4} \right) P_{1,1} + (P_{b,1} + P_{b,3})(1 - 2P_{1,1}) \\
&\quad + 2P_{b,2}(P_{1,1} - P_{1,3}) + (P_{b,1} + P_{b,3})P_{1,3}
\end{aligned} \tag{5.45}$$

şeklinde yazılabilir.

(5.43) ve (5.45) ifadelerini (5.41) ifadesinin içine yerleştirirsek 2. bit için hata olasılığını aşağıdaki şekilde elde etmiş oluruz:

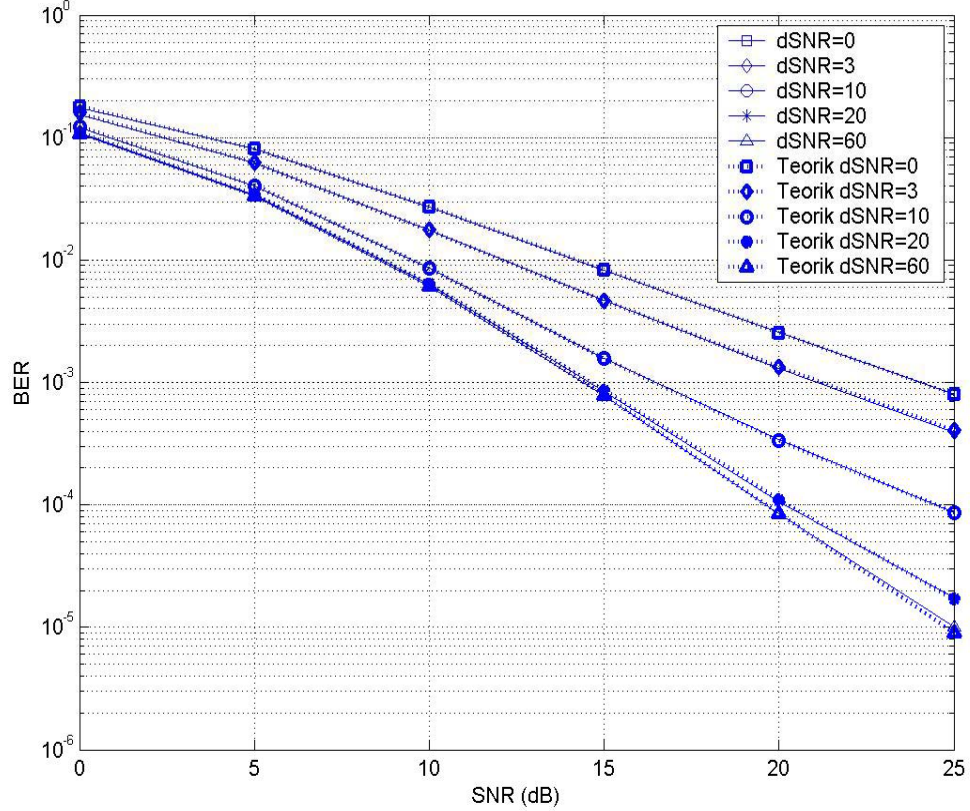
$$\begin{aligned}
P_{b2} &= \frac{1}{2} \left[P_{b,5}(P_{1,1} - 1) + P_{b,4}(P_{1,3}) + P_{b,3}(1 - 2P_{1,1} + P_{1,5}) \right. \\
&\quad \left. + P_{b,2}(2P_{1,1} - 2P_{1,3} - 2P_{1,5}) + P_{b,1}(2 - 3P_{1,1} + P_{1,5}) + P_{1,1} + \frac{1}{2}P_{1,3} \right].
\end{aligned} \tag{5.46}$$

(5.40) ve (5.46) ifadelerinden sistemin bit hata olasılığı aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$\begin{aligned}
P_b &= \frac{1}{2}(P_{b1} + P_{b2}) \\
&= \frac{1}{4} \left[P_{b,5}(P_{1,1} - 1) + P_{b,4}P_{1,3} + P_{b,3}(2 - 3P_{1,1} + P_{1,5}) \right. \\
&\quad \left. + P_{b,2}(4P_{1,1} - 3P_{1,3} - 2P_{1,5}) + P_{b,1}(3 - 5P_{1,1}) + \frac{3}{2}P_{1,1} + P_{1,3} + \frac{1}{2}P_{1,5} \right].
\end{aligned} \tag{5.47}$$

QPSK modülasyonlu sistemin başarımı incelenirken kullanıldığı gibi yine eğrileri tek değişken üzerinden elde edebilmek için ortalama ara kanal işaret-gürültü oranı ifadesi olan $\bar{\gamma}_1 = \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_i . E[|h_{1,2}|^2]$, ile ortalama ana kanal işaret gürültü oranı ifadesi

olan $\overline{\gamma_b} = \left(\frac{E_b}{N_0} \right) \cdot E[|h_{1,b}|^2]$ arasındaki farkı belirten farksal işaret-gürültü oranı ($dSNR = \overline{\gamma_d}$, $\overline{\gamma_d} = \overline{\gamma_1} - \overline{\gamma_b}$) adı verilen bağıntı kullanılarak, dSNR'nın 0, 3, 10, 20, 60 değerleri için Şekil 5.9'daki bilgisayar benzetimi sonucunda elde edilen BER eğrileri verilmektedir. Bu şekilde aynı zamanda yukarıda verilen işlemlerin sonucunda elde edilen kuramsal eğriler de karşılaştırmalı olarak sunulmuştur.



Şekil 5.9 : 16 QAM Modülasyonlu Dik İşaretleşmeye Dayalı İşbirlikli Çeşitlemeli Sistemin Hata Başarımı

İşbirlikli sistemde farksal SNR (dSNR) değeri 0 olursa işbirlikli sistemin başarımı 16 QAM sistem ile aynı olur. Dolayısıyla işbirliğinin sağlamış olduğu kazanç dSNR=0 eğrisine bakarak anlaşılabilir. dSNR değerinin 3dB olduğu durumda 10^{-2} bit hata oranı için yaklaşık olarak 2 dB'lik kazanç sağlanmaktadır. dSNR değerinin 10dB olduğu durumda aynı bit hata olasılığını yakalamak için yaklaşık 9,5 dB'lik SNR değeri gerekmektedir. Bu durumda kazanç 4,5 dB kadar olur. 20 dB'lik dSNR değeri için ise kazanç 5,5 dB'ye yükselmektedir.

Bu sistem için asıl kazanç yüksek SNR değerlerindedir. SNR değerinin 25 dB olduğu durumda işbirliksiz sistemde bit hata olasılığı $8,1.10^{-4}$ iken dSNR=3dB için $4,12.10^{-4}$, dSNR=10dB için $8,9.10^{-5}$, dSNR=20dB için $1,7.10^{-5}$ ve dSNR=60dB için ise 9.10^{-6} değerine kadar düşmektedir. Bu sonuçlar da göstermektedir ki dik işaretlemeye dayalı işbirlikli çeşitleme özellikle yüksek SNR değerleri için çok etkili bir yöntemdir.

6. UYARLAMALI İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME

Uyarlamalı yapıda işbirlikli çeşitlemenin sisteme uygulanması belli koşullar altında olur. Bu koşullar kodlama aşamasında belirlenebileceği gibi modülasyon aşamasında da belirlenebilir. Ancak her iki durumda da temel düşünce, koşulların gerçekleşmesi durumunda sisteme işbirlikli çeşitlemenin uygulanması, koşulların uygun olmaması durumunda ise her kullanıcının sadece kendi bilgisini iletmesi şeklindedir. Bu bölümde önerilecek olan uyarlamalı sistemde koşullar modülasyon aşamasında belirlenecektir.

6.1 Modülasyon Aşamasında Uygulanan Uyarlamalı İşbirlikli Çeşitleme

Bu bölümde tanıtılacak olan sistemde ara kanal ve ana kanal sönümleme katsayıları belirleyici rol oynamaktadır. Alıcılar kanal sönümleme katsayısını ($h_{i,j}$) bildikleri için bu katsayının zarfının karesine bakarak işbirliği yapılıp yapılmayacağına karar verirler. Bu değer belli bir sınırın üstünde ise işbirlikli çeşitleme uygulanacağını anlayarak buna uygun şekilde gelen işaretleri birleştirirler.

6.1.1 Sistem Yapısı

Özellikle ara kanalın kötü olması durumunda işbirlikli çeşitleme yöntemi olumlu sonuç vermez. Ara kanal kötü ise işbirliği yapılan diğer kullanıcının gönderilen bilgiyi doğru alamama olasılığı yüksektir. Bu durumda hatalı alınmış olma olasılığı yüksek olan bilginin baz istasyonundaki alıcıda birleştirilmesi sonucunda hatalı karar verme olasılığı da işbirliği yapılmayan durumdaki hatalı karar verme olasılığından daha yüksek olacaktır. Ara kanalın ya da baz istasyonuna doğru olan ana kanalın kötü olduğu bu tür durumlarda kötü kanala sahip olan kullanıcının sadece kendi bilgisini göndermesi ve kanalların iyi olması durumunda işbirliği yapılması sonucu sistemin bit hata başarımında hem işbirlikli çeşitlemenin olduğu duruma hem de her kullanıcının sadece kendi verisini gönderdiği duruma göre iyileşme gözlenir.

Sadece belli koşulların gerçekleşmesi durumunda işbirliğinin yapıldığı bu tür uyarlamalı işbirlikli çeşitlemeli sistemlerde koşulların oluşturulma şekline göre farklı durumlar oluşturulabilir. Burada önerilen sistemde Tablo 6.1’de görüldüğü üzere 16 farklı durum söz konusudur. Tablo 6.2’de ise Tablo 6.1’in son sütununda belirtilen, farklı durumlarda kullanılacak olan işaretler verilmiştir. Bu farklı durumlar i vericisinden j alıcısına doğru olan kanalın sönmüleme katsayısının zarfının karesi olan $|h_{i,j}|^2$ değerinin belli bir eşiğin üstünde ya da altında olmasına göre belirlenmiştir. $\sqrt{\cdot}$ işareti kanalın sönmüleme katsayısının zarfının karesinin eşik değerinden yüksek olması koşulunun gerçekleştiğini belirtirken X işareti eşiğin altında kaldığını göstermektedir.

Tablo 6.1 : Uyarlamalı İşbirlikli Çeşitlemeli Sistem Durumları

		1. Kullanıcı ↓ Baz İst.	2. Kullanıcı ↓ Baz İst.	1.Kullanıcı ↓ 2.Kullanıcı	2.Kullanıcı ↓ 1.Kullanıcı	
1. Durum	a	X	X	$\sqrt{\cdot}$	$\sqrt{\cdot}$	I
	b			$\sqrt{\cdot}$	X	III
	c			X	$\sqrt{\cdot}$	II
	d			X	X	IV
2. Durum	a	X	$\sqrt{\cdot}$	$\sqrt{\cdot}$	$\sqrt{\cdot}$	III
	b			$\sqrt{\cdot}$	X	III
	c			X	$\sqrt{\cdot}$	IV
	d			X	X	IV
3. Durum	a	$\sqrt{\cdot}$	X	$\sqrt{\cdot}$	$\sqrt{\cdot}$	II
	b			$\sqrt{\cdot}$	X	IV
	c			X	$\sqrt{\cdot}$	II
	d			X	X	IV
4. durum	a	$\sqrt{\cdot}$	$\sqrt{\cdot}$	$\sqrt{\cdot}$	$\sqrt{\cdot}$	I
	b			$\sqrt{\cdot}$	X	III
	c			X	$\sqrt{\cdot}$	II
	d			X	X	IV

Tablo 6.2 : Uyarlamalı İşbirlikli Çeşitlemeli Sistemde Kullanılacak İşaretler

	1. işaret	2. işaret
I	$b_1(t) + jb_2(t - T_s)$	$b_1(t - T_s) + jb_2(t)$
II	$b_1(t) + jb_2(t - T_s)$	$0 + jb_2(t)$
III	$b_1(t) + j0$	$b_1(t - T_s) + jb_2(t)$
IV	$b_1(t) + j0$	$0 + jb_2(t)$

Tablo 6.1'in nasıl oluşturulduğunu anlamak için ikinci durumun incelenmesi yeterli olacaktır. İkinci duruma bakıldığında 1. kullanıcıdan baz istasyonuna doğru olan kanalın sönümlleme katsayısının zarfının karesinin eşik seviyesinin altında kaldığı ancak 2. kullanıcıdan baz istasyonuna doğru olan kanalın sönümlleme katsayısının zarfının karesinin eşik seviyesinin üstünde olduğunu görürüz. Ancak bu koşullar kullanıcıların işbirliği yapıp yapmamasını belirlemek için yeterli olmaz. Bu koşulların yanında ara kanalların durumunu kontrol etmek gerekir ki bu durumda 4 alt durum daha oluşur.

Durum 2.a: Her iki kullanıcının da birbirine doğru olan ara kanallarının sönümlleme katsayılarının zarflarının kareleri ($|h_{1,2}|^2, |h_{2,1}|^2$) eşik seviyesinin üstündedir. Bu nedenle işbirliğinin yapılmasıyla ilgili karar ana kanalların durumuna göre verilir. 1. ana kanalın sönümlleme katsayısının karesel zarfı ($|h_{1,b}|^2$) eşik seviyesinin altında iken 2. ana kanalın sönümlleme katsayısının karesel zarfı ($|h_{2,b}|^2$) eşik seviyesinin üstünde olduğu için yalnızca 1. kullanıcı işbirliği yapar. Yani sadece 2. kullanıcı 1. kullanıcının bilgisini iletir. 1. kullanıcı ise 1. zaman aralığında kendi bilgisini iletirken 2. zaman aralığında hiç bir bilgi yollamaz. Dolayısıyla Tablo 6.2'de belirtilen işaret kümelerinden 3.'sü kullanılır.

Durum 2.b: $|h_{2,1}|^2$ eşik seviyesinin altında olduğu için 2. kullanıcının bilgisinin 1. kullanıcı tarafından doğru alınması olasılığı düşüktür. Bu nedenle 2. kullanıcının işbirliği yapmamasına karar verilir. $|h_{1,2}|^2$ eşik seviyesinin üstünde olduğu için 1. kullanıcının işbirliği yapma durumuna ana kanal parametrelerine bakılarak karar verilir. Burada belirleyici parametre olan $|h_{2,b}|^2$ değerinin eşik seviyesinin üstünde olması nedeniyle 3. işaret kümesinin gönderilmesine karar verilir.

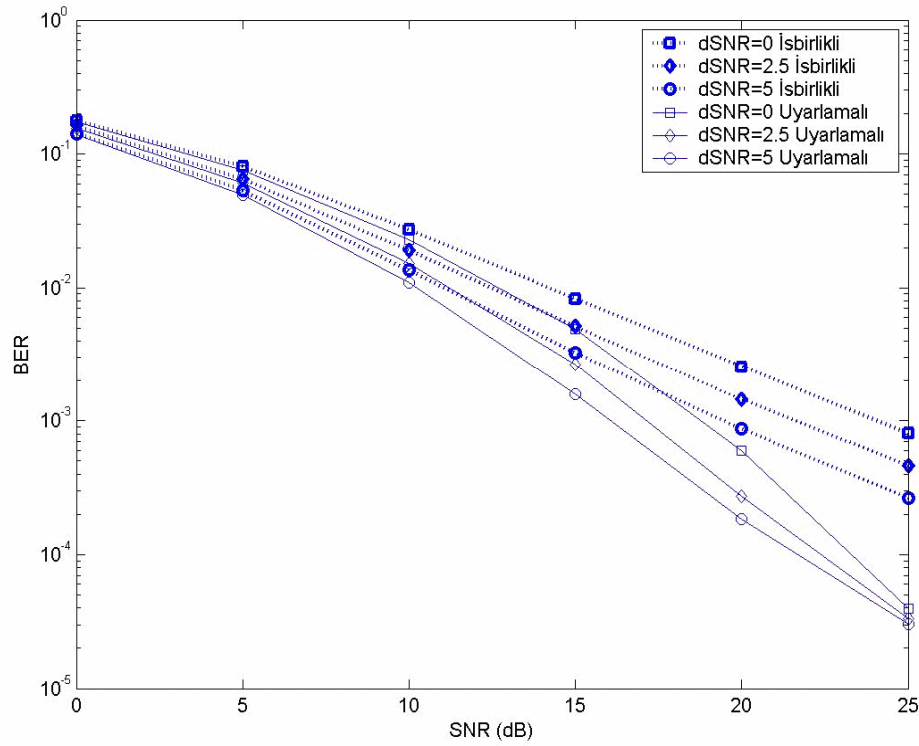
Durum 2.c: Bu durumda $|h_{1,2}|^2$ eşik seviyesinin altında olduğu için 1. kullanıcı işbirliği yapmaz. $|h_{2,1}|^2$ eşik seviyesinin üstünde olmasına rağmen $|h_{1,b}|^2$ eşik seviyesinin altında olduğu için 4. işaret kümesinin gönderilmesine karar verilir.

Durum 2.d: Hem $|h_{1,2}|^2$ hem de $|h_{2,1}|^2$ eşik seviyesinin altında olduğu için her iki kullanıcı da işbirliği yapmaz. Dolayısıyla 4. işaret kümesi iletilir.

Durumlar incelendiğinde görülmektedir ki işbirliğinin yapılıp yapılmayacağına karar verilirken ilk önce ara kanal koşullarına bakılır. Ara kanal koşullarının iyi olması durumunda ana kanal koşulları incelenerek son karar verilir. Ancak Tablo 6.1

dikkatle incelendiğinde ana kanalların her ikisinin de kötü olmasına rağmen bazı durumlarda işbirliği yapıldığı gözlenmiştir. Bunun nedeni her iki kanalın da kötü olması durumunda işbirliği yapılması sonucu elde edilen hata olasılığının işbirliği yapılmaması sonucunda elde edilen hata olasılığından düşük olmasıdır.

Sistemin uyarlamalı hale gelmesinde belirleyici olan eşik değerleri hem ara kanallar hem de ana kanallar için ayrı ayrı incelenir. Benzetim programları yardımıyla bu değerler bütün kanallar için 15dB olarak bulunmuştur. Bu eşik değeri için dSNR'ın 0, 2.5 ve 5 dB değerlerine karşılık gelen benzetim sonuçları Şekil 6.1'de uyarlamalı işbirlikli sistem ile işbirlikli sistem için karşılaştırmalı olarak verilmiştir.



Şekil 6.1 : Uyarlamalı Sistem ve İşbirlikli Sistem için Hata Başarımları

Uyarlamalı sistemlerde SNR değeri arttıkça hata başarımında iyileşme artmaktadır. Örneğin dSNR=5dB ve SNR=25 dB için işbirlikli sistemin hata olasılığı $2,64 \cdot 10^{-4}$ iken bu değer uyarlamalı işbirlikli sistem için $5,09 \cdot 10^{-5}$ 'e kadar düşmektedir. 25 dB'lik SNR değeri için kazanç 7,5 dB civarında olmaktadır.

Eğriler dikkatli incelenirse dSNR'ın 5 dB'ye kadar olan değerlerinin yer aldığı gözlenir. Bunun nedeni daha yüksek dSNR değerleri için işbirlikli sisteme oranla çok fazla kazanç sağlanmamasıdır. dSNR değerinin yükselmesi ara kanalın iyileşmesi

anlamına gelir. Bu durumda işbirliği artacağı için dSNR değeri büyüdükçe sistem işbirlikli sisteme yaklaşır.

6.1.2 Bit Hata Olasılığı Analizi

Bu bölümde 1. kullanıcı için bit hata olasılığının üst sınırı hesaplanacaktır. Sınır hesabı yapılırken her durumda 1. kullanıcı için üst sınır hesaplanacak ve daha sonra bu değerler o durumun oluşma olasılığı ile çarpılarak uyarlamalı sistem için üst sınır bulunacaktır.

Tablo 6.1’de verilen 16 durum incelendiğinde 1. kullanıcı için işbirliği yapma ve işbirliği yapmama olarak iki temel durum söz konusudur. 1. ve 3. işaret kümelerinin kullanıldığı işbirliği yapılan durumlarda BER hesabında kullanılacak temel denklem 5.45’de hesaplanan ifade olacaktır. Ancak bu denklem içerisinde yer alan $P_{b,i}$ ve $P_{1,i}$ ifadeleri durumlara göre değişiklik gösterecektir.

6.1.2.1 İşbirliği Yapılması Durumunda Kanal Etkileri

İşbirliğinin yapılması durumunda hem ara kanallar hem de ana kanallar bit hata olasılığı üzerinde etkili olur.

i) Ara Kanal Etkisi:

1. kullanıcının işbirliği yaptığı durumlar ara kanal koşulları açısından incelendiğinde $|h_{1,2}|^2$ parametresinin eşik üstünde olduğu gözlemlenir. Bu durumlarda ara kanal etkisini ifade eden $P_{1,i}$ olasılıkları aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

Ara kanal için eşik değeri “a” olsun. $|h_{1,2}|^2 > a$ koşulu altında ara kanalın sistemin hata olasılığı üzerinde etkili olan olasılıkları 5. bölümde anlatılanlar doğrultusunda aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$P_{A1,i} = P_{b_k | s_{1I}} = \overline{P_{b_k | s_{1I}, H}} = \overline{\Pr(\eta_1 \geq i.d\Delta_1)} = \overline{Q\left(\frac{i.d\Delta_1}{\sigma_1}\right)} = \overline{Q\left(\sqrt{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} |h_{1,2}|^2}\right)} \quad (6.1)$$

5. bölümde anlatıldığı gibi bu ifade içinde Craig’nin formülü [3] olan

$$Q(x) = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{x^2}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \quad \text{ve kanal sönümleme katsayısının zarfının dağılımı}$$

olan 2. dereceden Chi-Kare dağılımı ($f(x) = \frac{1}{\Omega} \cdot \exp(-x/\Omega)$, $\Omega=2$) tanımlarını

kullanırsak $P_{1,i}$ olasılığı;

$$\begin{aligned}
 P_{A1,i} &= \int_a^\infty \mathcal{Q}\left(\sqrt{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0}} \cdot \delta\right) \cdot f(\delta) \cdot d\delta = \frac{1}{\Omega} \int_a^\infty \mathcal{Q}\left(\sqrt{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0}} \cdot \delta\right) \cdot \exp\left(\frac{-\delta}{\Omega}\right) \cdot d\delta \\
 &= \frac{1}{\Omega} \int_a^\infty \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} \cdot \delta}{2 \sin^2 \theta}\right) \cdot d\theta \cdot \exp\left(\frac{-\delta}{\Omega}\right) \cdot d\delta
 \end{aligned} \tag{6.2}$$

biçimini alır. İfade içindeki integral hesaplanırsa;

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\Omega} \left\{ \frac{\exp\left[-\delta \left(\frac{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} \cdot \delta}{2 \sin^2 \theta} + \frac{1}{\Omega}\right)\right]}{-\left(\frac{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} \cdot \delta}{2 \sin^2 \theta} + \frac{1}{\Omega}\right)} \right\} \bigg|_a^\infty d\theta \tag{6.3}$$

sonucuna ulaşılır. $M_{1,i} = \frac{2.i^2}{5} \gamma_1$ ve $\gamma_1 = \Omega \left(\frac{E_b}{N_0}\right)_i$ olmak üzere ara kanal etkisi;

$$P_{A1,i} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\exp\left[-\frac{a}{\Omega} \left(1 + \frac{M_{1,i}}{\sin^2 \theta}\right)\right]}{\left(1 + \frac{M_{1,i}}{\sin^2 \theta}\right)} \cdot d\theta \tag{6.4}$$

şeklinde ifade edilir. Bu ifade içinde $\sin^2 \theta = 1$ kullanılarak aşağıdaki üst sınır elde edilir:

$$P_{A1,i} \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{\exp\left[-\frac{a}{\Omega} (1 + M_{1,i})\right]}{(1 + M_{1,i})} . \tag{6.5}$$

ii) Ana Kanal Etkisi:

Uyarlamalı işbirlikli sistemlerde ana kanalın etkisini belirten $P_{b,i}$ olasılığının hesabı biraz daha karmaşıktır. $P_{b,i}$ olasılığı için 5. bölümde anlatılan hesaplama yöntemi incelenirse kullanılan iki ana kanalın da etkisini içerdiği gözlenir. Tablo 6.1’de

belirtilen 16 durum gözönüne alındığı zaman ana kanalların sönümlleme katsayıları ile ilgili 3 farklı durum olduğu anlaşılır. Bunlar;

- Her iki ana kanalın sönümlleme katsayılarının karesel zarflarının eşik üstünde olma durumu
- Her iki ana kanalın sönümlleme katsayılarının karesel zarflarının eşik altında olma durumu
- Ana kanalların sönümlleme katsayılarının karesel zarflarından yalnızca birinin eşik altında olma durumu

Üst sınır hesaplamaları sırasında bu durumlar için sırasıyla $P_{A b, i}$, $P_{B b, i}$ ve $P_{C b, i}$ simgeleri kullanılacaktır.

i) $|h_{1,b}|^2 > b$ ve $|h_{2,b}|^2 > b$ Durumu:

Her iki ana kanalın sönümlleme katsayılarının zarflarının eşik değerinin üstünde olmaları durumunda yani ana kanal için eşik değeri “b” ise $|h_{1,b}|^2 > b$ ve $|h_{2,b}|^2 > b$ koşulları altında $P_{b,i}$ olasılığı için üst sınır aşağıdaki şekilde hesaplanabilir:

$$P_{A b, i} = \overline{P_{b_k | s_{1L}, \bar{b}_k, H}} = \overline{\Pr(\eta_b \geq i.d\Delta_b)} = Q\left(\frac{i.d\Delta_b}{\sigma_b}\right) = Q\left(\sqrt{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} (|h_{1,b}|^2 + |h_{2,b}|^2)}\right). \quad (6.6)$$

Gerekli dönüşümler uygulandığında $P_{A b, i}$ olasılığı;

$$\begin{aligned} P_{A b, i} &= \int_b^\infty \int_b^\infty Q\left(\sqrt{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} (\delta_1 + \delta_2)}\right) \cdot f(\delta_1) \cdot d\delta_1 \cdot f(\delta_2) \cdot d\delta_2 \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\Omega_1} \int_b^\infty \exp\left(-\frac{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0}}{2 \sin^2 \theta}\right) \cdot \exp\left(\frac{-\delta_1}{\Omega_1}\right) \cdot d\delta_1 \cdot \frac{1}{\Omega_2} \int_b^\infty \exp\left(-\frac{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0}}{2 \sin^2 \theta}\right) \cdot \exp\left(\frac{-\delta_2}{\Omega_2}\right) \cdot d\delta_2 \quad (6.7) \end{aligned}$$

şeklini alır. İntegral hesapları yapılnca sonuç;

$$\begin{aligned}
&= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\Omega_1} \left\{ \frac{\exp \left[-\delta_1 \left(\frac{4.i^2 E_b}{5 N_0} \delta + \frac{1}{\Omega_1} \right) \right]}{-\left(\frac{4.i^2 E_b}{5 N_0} \delta + \frac{1}{\Omega_1} \right)} \right\}^\infty_b \left\{ \frac{1}{\Omega_2} \frac{\exp \left[-\delta_2 \left(\frac{4.i^2 E_b}{5 N_0} \delta + \frac{1}{\Omega_2} \right) \right]}{-\left(\frac{4.i^2 E_b}{5 N_0} \delta + \frac{1}{\Omega_2} \right)} \right\}^\infty_b d\theta \\
&= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\exp \left[-\frac{b}{\Omega_1} \left(1 + \frac{M_{b1,i}}{\sin^2 \theta} \right) \right]}{\left(1 + \frac{M_{b1,i}}{\sin^2 \theta} \right)} \cdot \frac{\exp \left[-\frac{b}{\Omega_2} \left(1 + \frac{M_{b2,i}}{\sin^2 \theta} \right) \right]}{\left(1 + \frac{M_{b2,i}}{\sin^2 \theta} \right)} d\theta \quad (6.8)
\end{aligned}$$

olarak bulunur. Bu ifade içindeki terimler $M_{b1,i} = \frac{2.i^2}{5} \gamma_{b1}$, $M_{b2,i} = \frac{2.i^2}{5} \gamma_{b2}$,

$\gamma_{b1} = \Omega_1 \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_1$ ve $\gamma_{b2} = \Omega_2 \left(\frac{E_b}{N_0} \right)_2$ olarak tanımlanır.

(6.8)'deki ifadede baz istasyonuna doğru olan kanalların ortalama işaret-gürültü oranları birbirine eşit, $\Omega_1 = \Omega_2$, $\sin^2 \theta = 1$ ve $M_{b,i} = \frac{2.i^2}{5} \gamma_b$ olarak alınırsa her iki ana kanalın sönümleme katsayılarının karesel zarflarının eşğin üstünde olma durumunda hata olasılığında ana kanal etkisini gösteren parametre için üst sınır aşağıdaki şekilde elde edilmiş olur:

$$\gamma_{b1} = \gamma_{b2} \Rightarrow P_{Ab,i} \leq \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{\exp \left[-\frac{b}{\Omega} (1 + M_{b,i}) \right]}{(1 + M_{b,i})} \right]^2 \quad (6.9)$$

ii) $|h_{1,b}|^2 < b$ ve $|h_{2,b}|^2 < b$ Durumu:

Her iki ana kanalın sönümleme katsayılarının karesel zarflarının eşğin altında olma durumunda yani ana kanal için eşik değeri “b” ise $|h_{1,b}|^2 < b$ ve $|h_{2,b}|^2 < b$ koşulları altında $P_{b,i}$ olasılığı için üst sınır ifadesi;

$$P_{Bb,i} = \int_0^b \int_0^b Q \left(\sqrt{\frac{4.i^2 E_b}{5 N_0}} (\delta_1 + \delta_2) \right) \cdot f(\delta_1) \cdot d\delta_1 \cdot f(\delta_2) \cdot d\delta_2 \quad (6.10)$$

şeklinde. Gerekli dönüşümler uygulanırsa bu ifade;

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\Omega_1} \left\{ \frac{\exp \left[-\delta_1 \left(\frac{4i^2 E_b}{5 N_0} \delta + \frac{1}{\Omega_1} \right) \right]}{-\left(\frac{4i^2 E_b}{5 N_0} \delta + \frac{1}{\Omega_1} \right)} \right\}^b \left\{ \frac{1}{\Omega_2} \frac{\exp \left[-\delta_2 \left(\frac{4i^2 E_b}{5 N_0} \delta + \frac{1}{\Omega_2} \right) \right]}{-\left(\frac{4i^2 E_b}{5 N_0} \delta + \frac{1}{\Omega_2} \right)} \right\}^b d\theta \quad (6.11)$$

olarak elde edilir. Yukarıda belirtilen varsayımlar doğrultusunda aşağıdaki üst sınır sonucuna ulaşılır.:

$$\gamma_{b1} = \gamma_{b2} \Rightarrow P_{B\ b,i} \leq \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{1 - \exp \left[-\frac{b}{\Omega} (1 + M_{b,i}) \right]}{(1 + M_{b,i})} \right]^2 \quad (6.12)$$

iii) $|h_{1,b}|^2 < b$ ve $|h_{2,b}|^2 > b$ Durumu:

Son durum olan kanallardan birinin sönmüleme katsayısının karesel zarfının “b” eşiğinin altında diğerinin “b” eşiğinin üstünde olması durumunda ana kanalların bit hata oranına etkisini belirten $P_{b,i}$ parametresi için üst sınır aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$P_{C\ b,i} = \int_0^b \int_b^\infty Q \left(\sqrt{\frac{4i^2 E_b}{5 N_0} (\delta_1 + \delta_2)} \right) \cdot f(\delta_1) \cdot d\delta_1 \cdot f(\delta_2) \cdot d\delta_2 \quad (6.13)$$

Yukarıda anlatıldığı şekilde gerekli dönüşümler uygulanınca bu ifade;

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\Omega_1} \left\{ \frac{\exp \left[-\delta_1 \left(\frac{4i^2 E_b}{5 N_0} \delta + \frac{1}{\Omega_1} \right) \right]}{-\left(\frac{4i^2 E_b}{5 N_0} \delta + \frac{1}{\Omega_1} \right)} \right\}^b \left\{ \frac{1}{\Omega_2} \frac{\exp \left[-\delta_2 \left(\frac{4i^2 E_b}{5 N_0} \delta + \frac{1}{\Omega_2} \right) \right]}{-\left(\frac{4i^2 E_b}{5 N_0} \delta + \frac{1}{\Omega_2} \right)} \right\}^\infty d\theta \quad (6.14)$$

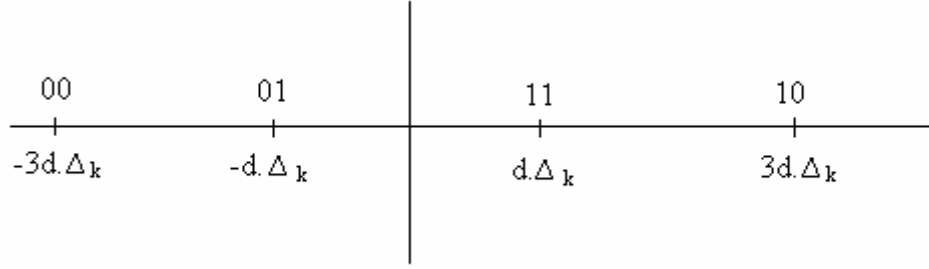
şeklini alır. Belirtilen varsayımlar altında bu durum için üst sınır;

$$\gamma_{b1} = \gamma_{b2} \Rightarrow P_{C\ b,i} \leq \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{1 - \exp \left[-\frac{b}{\Omega} (1 + M_{b,i}) \right]}{(1 + M_{b,i})} \right] \left[\frac{\exp \left[-\frac{b}{\Omega} (1 + M_{b,i}) \right]}{(1 + M_{b,i})} \right] \quad (6.15)$$

olarak elde edilir.

6.1.2.2 İşbirliği Yapılmaması Durumunda Kanal Etkileri

İşbirliği yapılmadığı zaman ara kanal kullanılmadığı için bit hata oranı hesabında sadece ana kanal etkili olur. Ana kanalın etkisinin 4 ASK hata olasılığı olarak düşünülüp hesaplanması gerekir. Şekil 6.2’de $\Delta_k = |h_{1,b}|^2$ olmak üzere bu durumda hata olasılığı hesabında kullanılacak 4-ASK işaret gösterilimi verilmiştir.



Şekil 6.2 : İşbirliğinin Olmaması Durumundaki 4 ASK İşaret Gösterilimi

P_b^i i. bit için hata olasılığını ifade etmektedir. Buna göre 4 ASK sistemin hata olasılığı bit hata olasılıkları kullanılarak aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

1. bit için hata olasılığı;

$$P_b^1 = P_b^1 | s_{1I} = -3d \Pr(s_{1I} = -3d) + P_b^1 | s_{1I} = -d \Pr(s_{1I} = -d) + P_b^1 | s_{1I} = d \Pr(s_{1I} = d) + P_b^1 | s_{1I} = 3d \Pr(s_{1I} = 3d) \quad (6.16)$$

olarak tanımlanır. Şekil 6.2’de görüldüğü gibi sistem simetrik olduğu için bu ifadede $P_b^1 | s_{1I} = -3d = P_b^1 | s_{1I} = 3d$, $P_b^1 | s_{1I} = -d = P_b^1 | s_{1I} = d$ olarak alınır. Ayrıca giriş bitleri için $\Pr(s_{1I} = -3d) = \Pr(s_{1I} = -d) = \Pr(s_{1I} = d) = \Pr(s_{1I} = 3d) = 1/4$ olmaktadır. η_k sıfır ortalamalı ve $\sigma_k^2 = |h_{1,b}|^2 N_0/2$ varyanslı toplamsal Gauss ve $\Delta_k = |h_{1,b}|^2$ olmak üzere gelen işaretin -3d olması durumunda 1. bit için hata olasılığı;

$$P_b^1 | s_{1I} = -3d = \overline{P_b^1 | s_{1I} = -3d, H} = \overline{\Pr(\eta_k \geq 3d\Delta_k)} = Q\left(\frac{3d\Delta_k}{\sigma_k}\right) = P_{k3} \quad (6.17)$$

ifadesiyle hesaplanır. Gelen işaretin -d olması durumunda ise 1. bit için hata olasılığı;

$$P_b^1 | s_{1I} = -d = \overline{P_b^1 | s_{1I} = -d, H} = \overline{\Pr(\eta_k \geq d\Delta_k)} = Q\left(\frac{d\Delta_k}{\sigma_k}\right) = P_{k1} \quad (6.18)$$

olmaktadır. (6.17) ve (6.18)'den faydalanarak 1. bit için hata olasılığını aşağıdaki şekilde bulabiliriz:

$$P_b^1 = \frac{1}{2}(P_{k1} + P_{k3}) \quad (6.19)$$

Benzer şekilde 2. bit için;

$$P_b^2 = P_b^2 | s_{1I} = -3d \Pr(s_{1I} = -3d) + P_b^2 | s_{1I} = -d \Pr(s_{1I} = -d) + P_b^2 | s_{1I} = d \Pr(s_{1I} = d) + P_b^2 | s_{1I} = 3d \Pr(s_{1I} = 3d) \quad (6.20)$$

ifadesiyle bit hata olasılığı hesaplanır. Gelen işaretin -3d olması durumunda 2. bit için hata olasılığı;

$$\begin{aligned} P_b^2 | s_{1I} = -3d &= \overline{P_b^2 | s_{1I} = -3d, H} = \overline{\Pr(\eta_k \geq \Delta_k)} - \overline{\Pr(\eta_k \geq 5\Delta_k)} \\ &= Q\left(\frac{d\Delta_k}{\sigma_k}\right) - Q\left(\frac{5d\Delta_k}{\sigma_k}\right) = P_{k1} - P_{k5} \end{aligned} \quad (6.21)$$

iken -d gelmesi durumunda bu olasılık;

$$\begin{aligned} P_b^2 | s_{1I} = -d &= \overline{P_b^2 | s_{1I} = -d, H} = \overline{\Pr(\eta_k \geq \Delta_k)} + \overline{\Pr(\eta_k \geq 3\Delta_k)} \\ &= Q\left(\frac{d\Delta_k}{\sigma_k}\right) + Q\left(\frac{3d\Delta_k}{\sigma_k}\right) = P_{k1} + P_{k3} \end{aligned} \quad (6.22)$$

şeklinde hesaplanır. Bu ifadelerden faydalanarak 2. bit için hata olasılığı;

$$P_b^2 = \frac{1}{2}(2P_{k1} + P_{k3} - P_{k5}) \quad (6.23)$$

olarak elde edilir.

(6.19) ve (6.23) ifadelerinden faydalanılarak sistem için bit hata olasılığı aşağıdaki şekilde bulunur:

$$P_b = \frac{1}{2}(P_b^1 + P_b^2) = \frac{1}{4}(3P_{k1} + 2P_{k3} - P_{k5}) \quad (6.24)$$

İşbirliğinin yapılmadığı durum için de iki alt durum daha vardır. Bunlar kanalın zayıflama parametresinin karesel zarfının eşik değerinin altında ve üstünde olması durumlarıdır. Yukarıdaki ifadede yer alan P_{ki} olasılıkları bu koşullara göre farklı değerler almaktadır.

i) $|h_{l,b}|^2 > c$ Durumu:

Bu durumda kullanılacak olan P_{ki} olasılıkları için üst sınırları önceki bölümlerde anlatılan yöntemle hesaplamak mümkündür. $|h_{1,b}|^2 > c$ koşulu altında $d = \sqrt{2E_b/5}$ olmak üzere P_{ki} olasılıkları için üst sınırlar aşağıdaki şekilde hesaplanır:

$$P_{A_{ki}} = \overline{Q\left(\frac{i.d\Delta_k}{\sigma_k}\right)} = \int_c^\infty Q\left(\sqrt{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0}} . \delta\right) . f(\delta) . d\delta = \frac{1}{\Omega} \int_c^\infty Q\left(\sqrt{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0}} . \delta\right) . \exp\left(\frac{-\delta}{\Omega}\right) . d\delta \quad (6.25)$$

Daha önceki bölümlerde anlatılan dönüşümler uygulanırsa yukardaki ifade;

$$P_{A_{ki}} = \frac{1}{\Omega} \int_c^\infty \frac{1}{\pi} \cdot \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} . \delta}{2 \sin^2 \theta}\right) d\theta \cdot \exp\left(\frac{-\delta}{\Omega}\right) . d\delta \quad (6.26)$$

olur. İntegral işlemleri yapılnca;

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\Omega} \left\{ \frac{\exp\left[-\delta \left(\frac{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} . \delta}{2 \sin^2 \theta} + \frac{1}{\Omega}\right)\right]}{-\left(\frac{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} . \delta}{2 \sin^2 \theta} + \frac{1}{\Omega}\right)} \right\} \bigg|_c^\infty d\theta \quad (6.27)$$

sonucuna ulaşılır. $M_{k,i} = \frac{2.i^2}{5} \gamma_b$ ve $\gamma_b = \Omega \left(\frac{E_b}{N_0}\right)$ olarak alınırsa olasılık ifadesi;

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{\exp\left[-\frac{c}{\Omega} \left(1 + \frac{M_{k,i}}{\sin^2 \theta}\right)\right]}{\left(1 + \frac{M_{k,i}}{\sin^2 \theta}\right)} . d\theta \quad (6.28)$$

biçimini alır. Bu ifade için $\sin^2 \theta = 1$ kullanılarak aşağıdaki üst sınır elde edilir:

$$P_{A_{ki}} \leq \frac{1}{2} \cdot \frac{\exp\left[-\frac{c}{\Omega} (1 + M_{k,i})\right]}{(1 + M_{k,i})} \quad (6.29)$$

ii) $|h_{l,b}|^2 < c$ Durumu:

$|h_{l,b}|^2 < c$ koşulu altında üst sınır ifadesine aşağıdaki yöntemle ulaşılabilir:

$$P_{B_{k,i}} = \overline{Q\left(\frac{i.d\Delta_k}{\sigma_k}\right)} = \int_0^c Q\left(\sqrt{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0}} . \delta\right) . f(\delta) . d\delta = \frac{1}{\Omega} \int_0^c Q\left(\sqrt{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0}} . \delta\right) . \exp\left(\frac{-\delta}{\Omega}\right) . d\delta. \quad (6.30)$$

Dönüşümler kullanılarak;

$$= \frac{1}{\Omega} \int_0^c \frac{1}{\pi} . \int_0^{\pi/2} \exp\left(-\frac{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} . \delta}{2 \sin^2 \theta}\right) . d\theta . \exp\left(\frac{-\delta}{\Omega}\right) . d\delta \quad (6.31)$$

biçimine getirilen olasılık ifadesinde integral işlemleri yapılırca ;

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{1}{\Omega} \left\{ \frac{\exp\left[-\delta \left(\frac{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} . \delta}{2 \sin^2 \theta} + \frac{1}{\Omega}\right)\right]}{-\left(\frac{\frac{4.i^2}{5} \frac{E_b}{N_0} . \delta}{2 \sin^2 \theta} + \frac{1}{\Omega}\right)} \right\} \Bigg|_0^c . d\theta \quad (6.32)$$

sonucuna ulaşılır. $\gamma_b = \Omega \left(\frac{E_b}{N_0}\right)$ ve $M_{k,i} = \frac{2.i^2}{5} \gamma_b$ olarak alınırsa;

$$= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi/2} \frac{1 - \exp\left[-\frac{c}{\Omega} \left(1 + \frac{M_{k,i}}{\sin^2 \theta}\right)\right]}{\left(1 + \frac{M_{k,i}}{\sin^2 \theta}\right)} . d\theta \quad (6.33)$$

biçiminde yazılır. Bu ifade için $\sin^2 \theta = 1$ kullanarak bir üst sınır elde edebiliriz. Bu üst sınır;

$$P_{B_{k,i} \leq} \frac{1}{2} \cdot \left[\frac{1 - \exp\left[-\frac{c}{\Omega} (1 + M_{k,i})\right]}{(1 + M_{k,i})} \right] \quad (6.34)$$

şeklinde dir.

6.1.2.3 Durumların Oluşma Olasılıkları

Ara kanal ve ana kanalların etkilerini belirleyen olasılıkları belirledikten sonra durumların oluşma olasılıklarını belirlememiz gerekir. $|h_{i,j}|^2$ parametresinin dağılımı 2. dereceden Chi-Kare dağılımıdır. Buradan hareketle durum olasılıkları aşağıda hesaplanmıştır.

Ana kanal için sınır değeri “a” olsun. $|h_{1,b}|^2 > a$ olma olasılığı;

$$x = \int_a^{\infty} f(|h_{1,b}|^2).d(|h_{1,b}|^2) = \int_a^{\infty} f(u).du = \int_a^{\infty} \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{u}{2}\right).du = \exp\left(-\frac{a}{2}\right) \quad (6.35)$$

ifadesiyle elde edilir. $|h_{1,b}|^2 < a$ olma olasılığı da (1-x) olacaktır.

Ara kanal için de sınır değeri “b” kabul ederek benzer hesaplamaları yaparsak $|h_{1,2}|^2 > b$ olasılığı aşağıdaki şekilde hesaplanır:

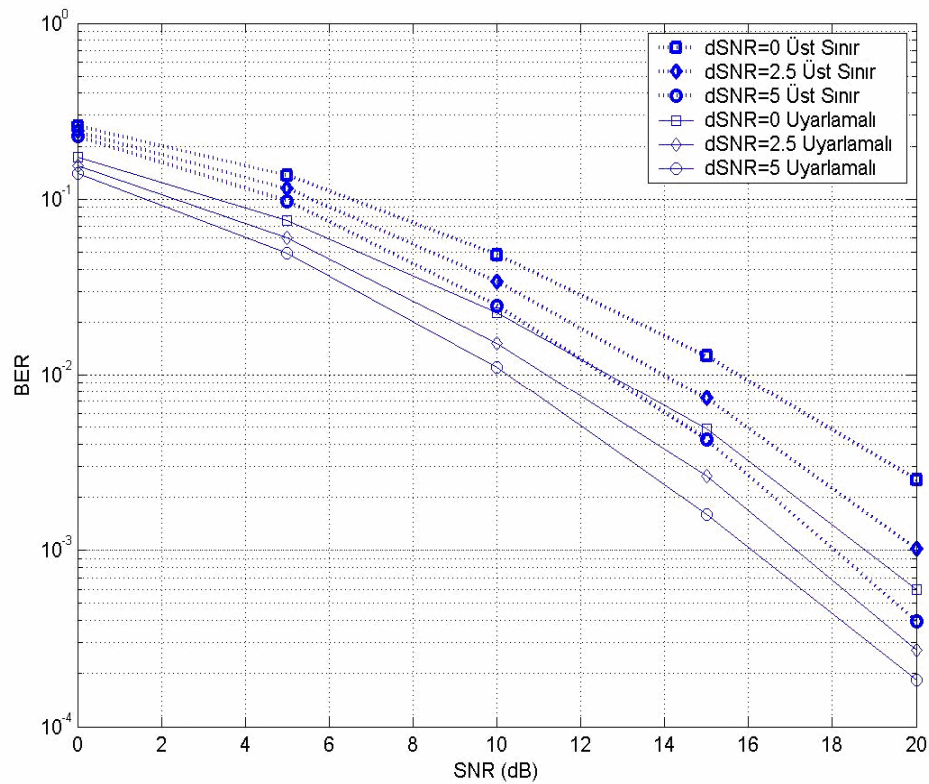
$$y = \int_b^{\infty} f(|h_{1,2}|^2).d(|h_{1,2}|^2) = \int_b^{\infty} f(u).du = \int_b^{\infty} \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{u}{2}\right).du = \exp\left(-\frac{b}{2}\right) . \quad (6.36)$$

Yukarıdaki ifadelerden hareketle durumların olasılıkları ve bu durumlarda kullanılacak olasılık ifadeleri Tablo 6.3 de verilmiştir. Uyarlamalı işbirlikli sistem için bit hata oranının üst sınırı, durum olasılıkları ile bu durumlarda kullanılacak olasılıkları içeren üst sınır ifadelerinin çarpımlarının toplanmasıyla elde edilir.

Eşik değerinin 15 dB ve dSNR değişkenin 0, 2.5 ve 5 dB’lik değerleri için elde edilen üst sınır ve benzetim sonuçları Şekil 6.3’de karşılaştırmalı olarak verilmiştir.

Tablo 6.3 : Uyarlamalı Sistem için Durum Olasılıkları ve Kullanılacak Olasılıklar

		1. ↓ Baz	2. ↓ Baz	1 ↓ 2	2 ↓ 1	Durum olasılıkları	Kullanılacak olasılıklar
1. Durum	a	X	X	√	√	$Pd1=(1-x)^2.y^2$	P_{Bbi}, P_{Ali}
	b			√	X	$Pd2=(1-x)^2.(y-y^2)$	P_{Bbi}, P_{Ali}
	c			X	√	$Pd3=(1-x)^2.(y-y^2)$	P_{Bki}
	d			X	X	$Pd4=(1-x)^2.(1-y)^2$	P_{Bki}
2. Durum	a	X	√	√	√	$Pd5=(x-x^2).y^2$	P_{Cbi}, P_{Ali}
	b			√	X	$Pd6=(x-x^2).(y-y^2)$	P_{Cbi}, P_{Ali}
	c			X	√	$Pd7=(x-x^2).(y-y^2)$	P_{Bki}
	d			X	X	$Pd8=(x-x^2).(1-y)^2$	P_{Bki}
3. Durum	a	√	X	√	√	$Pd9=(x-x^2).y^2$	P_{Aki}
	b			√	X	$Pd10=(x-x^2).(y-y^2)$	P_{Aki}
	c			X	√	$Pd11=(x-x^2).(y-y^2)$	P_{Aki}
	d			X	X	$Pd12=(x-x^2).(1-y)^2$	P_{Aki}
4. durum	a	√	√	√	√	$Pd13=x^2.y^2$	P_{Abi}, P_{Ali}
	b			√	X	$Pd14=x^2.(y-y^2)$	P_{Abi}, P_{Ali}
	c			X	√	$Pd15=x^2.(y-y^2)$	P_{Aki}
	d			X	X	$Pd16=x^2.(1-y)^2$	P_{Aki}



Şekil 6.3 : Uyarlamalı Sistem Hata Başarımı için Benzetim Sonuçları ve Üst Sınır Eğrileri

7. UZAY ZAMAN KAFES KODLARININ UYARLAMALI İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEMESİNE UYGULANMASI

Bu bölümde uzay zaman kafes kodlamasının (space-time trellis code, STTC) işbirlikli sisteme uygulanması durumunda sistem bit hata başarımına yaptığı etki incelenmiştir. Dik işaretlemeye dayalı uyarlamalı işbirlikli sistemde her bir kullanıcı için 4-ASK modülasyon simgeleri kullanılmaktadır. Bu nedenle sisteme uygulanmak için en iyi 4 ASK STTC tasarlanmalıdır. Bu bölümde bir STTC kodu tasarlamak için gerekli ölçütler verilmiş ve sistem için en uygun olan 4 ASK STTC önerilmiştir. Daha sonra bu kodun sistem başarımına olumlu etkisi bilgisayar benzetimleriyle gösterilmiştir.

7.1 Uzay-Zaman Kafes Kodlaması

Uzay-zaman kodları, yavaş ve düz sönmülemeli kanallara uygun olarak farklı yapılarda tasarlanmıştır. Bu kodlamada başarımlı kod dizilerinin arasındaki öklid uzaklığı farklarından oluşturulan matrisler ile belirlenmektedir. En iyi başarımlı sağlayan kodu tasarlamada iki ana ölçüt vardır. Bunlar çeşitleme kazancı ve kodlama kazancıdır. Çeşitleme kazancı bahsedilen matrisler içinde rankı en küçük olanla, kodlama kazancı ise determinantı en küçük olan matrisle belirlenir. Bu nedenle en iyi kod bu matrislerden en küçük rankı en büyük olanlar içinden en küçük determinantı en büyük olanın seçilmesiyle elde edilir [8].

n verici, m alıcı antenli bir sistemde; t işaretleme aralığında s_t^i simgesi, i . verici anten tarafından duruğumsu, düz sönmülemeli kanaldan iletilmektedir. i . verici anten ile j . alıcı anten arasındaki sönmüleme katsayısı h_{ij} ile gösterilmektedir. Bu durumda j . alıcı anten tarafından alınan işaret;

$$r_t^j = \sum_{i=1}^n h_{ij} s_t^i + \eta_t^j \quad (7.1)$$

olmaktadır. Burada, η_t^j t haberleşme aralığında j . alıcı antene etkiyen AWGN'dir. Alıcının, $\mathbf{s} = s_1^1 s_1^2 \dots s_1^n s_2^1 s_2^2 \dots s_2^n \dots s_l^1 s_l^2 \dots s_l^n$ kod dizisinin gönderilmesi durumunda hatalı olarak $\mathbf{e} = e_1^1 e_1^2 \dots e_1^n e_2^1 e_2^2 \dots e_2^n \dots e_l^1 e_l^2 \dots e_l^n$ dizisine karar verme olasılığı;

$$P(\mathbf{s} \rightarrow \mathbf{e} | h_{ij}, i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, m) \leq \exp(-d^2(\mathbf{s}, \mathbf{e}) E_s / 4N_0) \quad (7.2)$$

ile yaklaşık olarak hesaplanmaktadır. Burada $N_0/2$ boyut başına AWGN varyansı ve

$$d^2(\mathbf{s}, \mathbf{e}) = \sum_{j=1}^m \sum_{t=1}^l \left| \sum_{i=1}^n h_{ij} (s_t^i - e_t^i) \right|^2 \quad (7.3)$$

olarak verilip Öklit uzaklığı olarak tanımlanmaktadır. (7.3) denklemindeki modül kare ifadesi içindeki terimler eşlenikleri ile çarpım biçiminde yazılabileceğinden, bu denklem;

$$d^2(\mathbf{s}, \mathbf{e}) = \sum_{j=1}^m \sum_{t=1}^l \sum_{i'=1}^n h_{ij} h_{ij}^* \sum_{t=1}^l (s_t^i - e_t^i) (s_t^{i'} - e_t^{i'})^* \quad (7.4)$$

olarak yazılabilmektedir. $\Omega_j = (h_{1j}, \dots, h_{nj})$ ve $A(\mathbf{s}, \mathbf{e}) = \sum_{t=1}^l (s_t^i - e_t^i) (s_t^{i'} - e_t^{i'})^*$ olmak üzere;

$$d^2(\mathbf{s}, \mathbf{e}) = \sum_{j=1}^m \Omega_j A(\mathbf{s}, \mathbf{e}) \Omega_j^* \quad (7.5)$$

olmaktadır. Bu durumda (7.2) eşitsizliği (7.5) denklemi yardımıyla;

$$P(\mathbf{s} \rightarrow \mathbf{e} | h_{ij}, i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, m) \leq \prod_{j=1}^m \exp(-\Omega_j A(\mathbf{s}, \mathbf{e}) \Omega_j^* E_s / 4N_0) \quad (7.6)$$

olarak yazılmaktadır. $A(\mathbf{s}, \mathbf{e})$ matrisi hermit bir matris olup, satırları A matrisinin öz vektörlerinden oluşan V birimsel matrisi ile elemanları A matrisinin $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_n$ öz değerlerinden oluşan D köşegen matrisi arasında $V A(\mathbf{s}, \mathbf{e}) V^* = D$ bağıntısı vardır. Ayrıca;

$$B(s, e) = \begin{pmatrix} s_1^1 - e_1^1 & s_2^1 - e_2^1 & \cdots & \cdots & s_l^1 - e_l^1 \\ s_1^2 - e_1^2 & s_2^2 - e_2^2 & \cdots & \cdots & s_l^2 - e_l^2 \\ s_1^3 - e_1^3 & s_2^3 - e_2^3 & \ddots & \vdots & s_l^3 - e_l^3 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ s_1^n - e_1^n & s_2^n - e_2^n & \cdots & \cdots & s_l^n - e_l^n \end{pmatrix}$$

matrisi açıkça $A(s, e)$ matrisinin karekökü olup, A matrisinin öz değerlerinin negatif olmadığı bilinmektedir. $(\beta_{1j}, \dots, \beta_{nj}) = \Omega_j V^*$ olmak üzere, (7.5) denklemi;

$$d^2(s, e) = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n \lambda_i |\beta_{ij}|^2 \quad (7.7)$$

olarak yazılmaktadır. h_{ij} sönmüleme katsayıları, $E h_{ij}$ ortalama karmaşık Gauss rastlantı değişkeni ve $K^j = (E h_{1j}, E h_{2j}, \dots, E h_{nj})$ olarak tanımlanmaktadır. V birimcil matrisinin satırları $\{v_1, v_2, \dots, v_n\}$, $\mathbf{C}^n$ uzayının ortonormal bazları ve β_{ij} 'ler $K^j v_i$ ortalama ve boyut başına $1/2$ varyanslı bağımsız karmaşık Gauss rastlantı değişkenidirler. $K_{ij} = |E \beta_{ij}|^2 = |K^j v_i|^2$ olmak üzere; $|\beta_{ij}|$ genlikleri;

$$p(|\beta_{ij}|) = 2 |\beta_{ij}| \exp(-|\beta_{ij}|^2 - K_{ij}) I_0(2 |\beta_{ij}| \sqrt{K_{ij}}) \quad (7.8)$$

olarak Ricean dağılımlıdır. Böylece, (7.6) ile verilen hata olasılığı üst sınırı;

$$P(s \rightarrow e) \leq \prod_{j=1}^m \left(\prod_{i=1}^n \frac{1}{1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i} \exp \left(-\frac{K_{ij} \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i}{1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i} \right) \right) \quad (7.9)$$

olarak elde edilmektedir [8].

Rayleigh sönmülemesi için $E[h_{ij}] = 0$ ve $K_{ij} = 0$ olduğundan hata olasılığı;

$$P(s \rightarrow e) \leq \left(\frac{1}{\prod_{i=1}^n \left(1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i \right)} \right)^m \quad (7.10)$$

olmaktadır. A matrisinin rankı r ise A matrisinin r adet sıfırdan farklı özdeğeri bulunmaktadır. Böylece, (7.10) eşitsizliği;

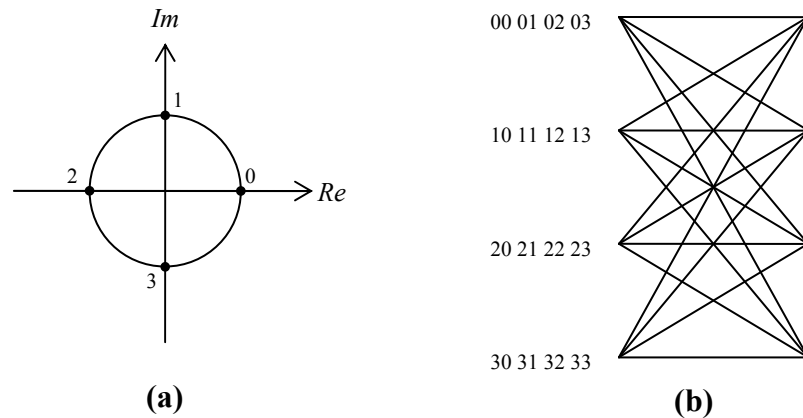
$$P(s \rightarrow e) \leq \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-m} \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-rm} \quad (7.11)$$

olarak sadeleştirilmektedir. (7.11)'deki ilk çarpan kodlama kazancını, ikinci çarpan ise çeşitleme kazancını belirlemektedir. Sonuç olarak, Rayleigh sönümlemeli kanallarda STTC için tasarım koşulları şu şekilde verilmektedir:

Rank koşulu: En büyük çeşitleme derecesinin (mn) elde edilebilmesi için $A(s, e)$ veya eşdeğer olarak $B(s, e)$ matrisleri tüm olası s ve e kod sözcükleri için tam ranklı olmalıdır. Eğer rank $r < n$ ise rm çeşitleme derecesi elde edilmektedir [8], [19].

Determinant koşulu: $A(s, e) = B(s, e)B^*(s, e)$ 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 [8].

QPSK işaret uzayı ve bu işaret uzayı kullanılarak tasarlanan 2 verici antenli 4 durumlu uzay-zaman kafes yapısı ise Şekil 7.11'de gösterilmektedir.



Şekil 7.1 : a) QPSK İşaret Kümesi, b) 4 Durumlu Uzay-Zaman Kafes Kodlayıcı Yapısı[8]

Kod çözme işlemi, önceden belirlenen adım sayısındaki kafesin başlangıçta ve bitişte tüm sıfır durumunda olması göz önünde bulundurularak, Viterbi Algoritması (VA)

ile yapılmaktadır. VA'da, alınan işaret ile kafes yolları (dal) arasında bir ölçüm yapılır. Her adımdaki dal ölçümleri, o daldaki s_t^i kod sözcükleri kullanılarak;

$$\sum_{j=1}^m \left| r_t^j - \sum_{i=1}^n h_{ij} s_t^i \right|^2 \quad (7.12)$$

ile hesaplanmaktadır [8]. Algoritma tek bir duruma varan birden fazla dal varsa bu dallar üzerinde yaptığı ölçümlerden en küçüğünü saklar. Bir sonraki dallar için yaptığı ölçümlere sakladığı bu ölçümleri ekler. En son kafes adımından geriye doğru durumlarda sakladığı ölçümlere göre karar verilen kafes yolunu belirler. Belirlediği bu kafes yolu üzerindeki simgelere karar vererek kod çözme işlemini tamamlar [20].

7.1.1 4 ASK Uzay Zaman Kafes Kodu Tasarımı

Literatürde M-PSK ve M-QAM modülasyonları için tasarlanmış uzay-zaman kafes kodları bulunmasına karşın M-ASK modülasyonu için tasarlanmış kodlar bulunmamaktadır. Bu bölümde uyarlamalı işbirlikli sistemde kullanılmak üzere en iyi başarıma sahip 4 ASK uzay zaman kafes kodu tasarlanacaktır. Bu amaçla Bölüm 7.1'de anlatılan kriterlere uygun olarak olası bütün kodları üreteç matrisleri yardımıyla tarayan [20]'de önerilmiş olan sistem kullanılacaktır. Şekil 7.2'de iki antenli sistem için STTC kodlayıcı genel yapısı verilmiştir.

STTC kodlayıcı aynı zamanda üreteç çokterimlisi yardımıyla da ifade edilebilir. Şekil 7.2'deki sistemi ele alacak olursak üst koldaki ikili giriş dizisi;

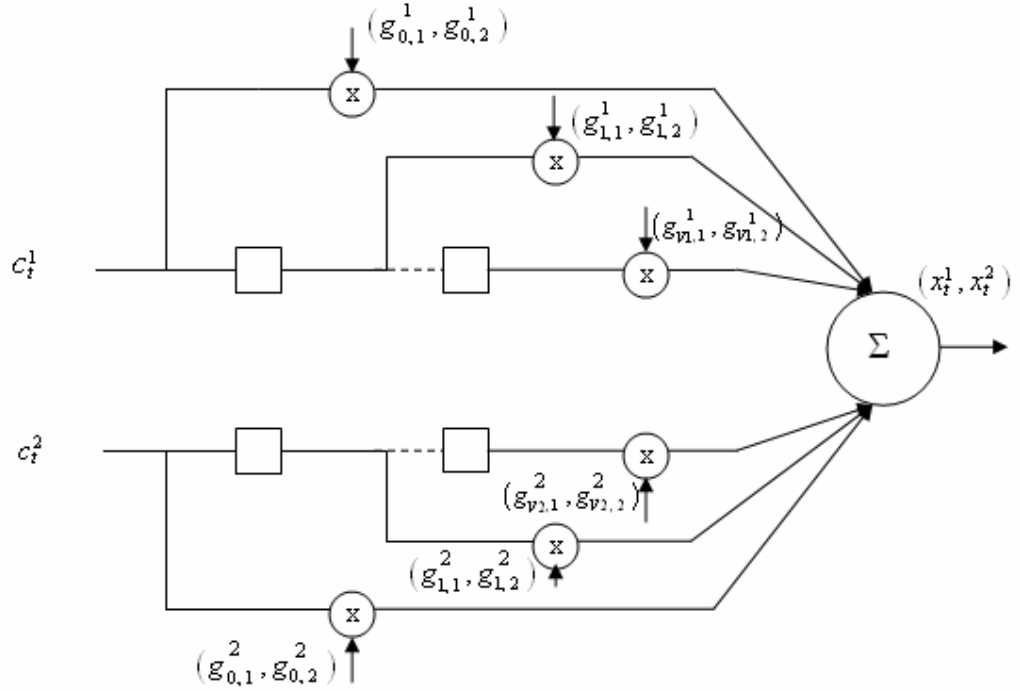
$$c^1(D) = c_0^1 + c_1^1 D + c_2^1 D + c_3^1 D + \dots \quad (7.13)$$

şeklinde yazılır. Benzer şekilde alt kol için;

$$c^2(D) = c_0^2 + c_1^2 D + c_2^2 D + c_3^2 D + \dots \quad (7.14)$$

ifadesi kullanılır. (7.13) ve (7.14)'deki ifadelerde c_j^k , $j = 0,1,2,3,\dots$ ve $k = 1,2$ olmak üzere, 0 ve 1'lerden oluşan ikili simgelerdir. $i=1,2$ ise i . anten ve üst kol için ileri beslemeli üreteç çokterimlisi aşağıdaki şekilde verilebilir:

$$G_i^1(D) = g_{0,i}^1 + g_{1,i}^1 D + \dots + g_{v,i}^1 D^{v^1} \quad (7.15)$$



Şekil 7.2 : İkili İletim Yapan Antenli Sistem için STTC Kodlayıcı[20]

(7.15)'de $g_{i,j}^1$, $j = 0,1,2,\dots,v_1$ olmak üzere 4 ASK modülasyonunda 4 farklı değer olduğu için, 4 ASK STTC aranırken 0,1,2,3 değerlerini alır. v_1 üst kol için bellek mertebesini belirtir.

Alt dal için de benzer şekilde ileri beslemeli üreteç çokterimlisi yazılabilir. $i=1,2$, $j=1,2,\dots,v_2$ olmak üzere $g_{i,j}^2$, 4 ASK STTC için 0,1,2,3 değerlerini alıyorsa üreteç çokterimlisi;

$$G_i^2(D) = g_{0,i}^2 + g_{1,i}^2 D + \dots + g_{v_2,i}^2 D^{v_2} \quad (7.16)$$

şeklinde yazılabilir. i . antenden iletilen kodlanmış simge dizisi;

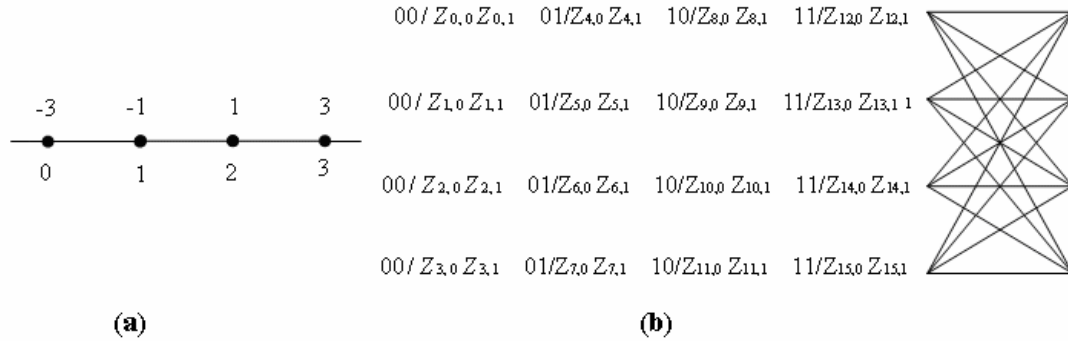
$$x^i(D) = c^1(D)G_i^1(D) + c^2(D)G_i^2(D) \quad (\text{mod } 4) \quad (7.17)$$

olarak ifade edilir. (7.17)'de verilen ifadeyi matrisler şeklinde aşağıdaki gibi göstermek mümkündür:

$$x^i(D) = \begin{bmatrix} c^1(D) & c^2(D) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} G_i^1(D) \\ G_i^2(D) \end{bmatrix}. \quad (7.18)$$

Bölüm 7.1'de anlatılan kod dizileri arasında oluşan fark matrislerini üreteç matrisleri yardımıyla da üretmek mümkündür. Bu bölümde, 4 ASK STTC tasarlanırken bu

yöntem kullanılmıştır. Şekil 7.3a’da 4 ASK için işaret gösterilimi, Şekil 7.3b’de ise 4 durumlu uzay zaman kafes yapısı verilmiştir.



Şekil 7.3 : a)4 ASK İşaret Gösterilimi , b) 4 Durumlu Uzay Zaman Kafes Yapısı

Kafes yapısı içinde geçen Z_{ij} parametreleri üreteç matrisinin elemanlarından oluşmaktadır. Tablo 7.1’de satırlarda verilen değerler i , sütunlarda verilen değerlerde j indisini belirtmektedir.

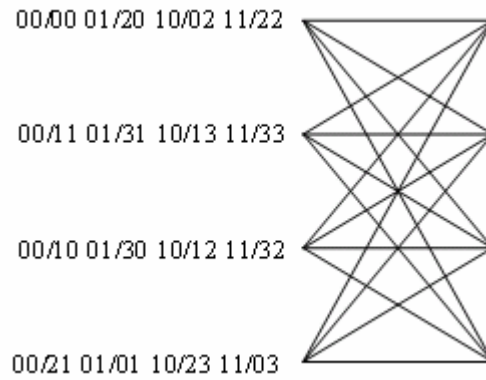
Tablo 7.1 : Z_{ij} Değişkeninin Üreteç Matrisleri Cinsinden İfadesi

Z	0	1
0	0	0
1	$G2(1,0)$	$G2(1,1)$
2	$G1(1,0)$	$G1(1,1)$
3	$G1(1,0)+G2(1,0)$	$G1(1,1)+G2(1,1)$
4	$G2(0,0)$	$G2(0,1)$
5	$G2(0,0)+G2(1,0)$	$G2(0,1)+G2(1,1)$
6	$G1(1,0)+G2(0,0)$	$G1(1,1)+G2(0,1)$
7	$G1(1,0)+G2(0,0)+G2(1,0)$	$G1(1,1)+G2(0,1)+G2(1,1)$
8	$G1(0,0)$	$G1(0,1)$
9	$G1(0,0)+G2(1,0)$	$G1(0,1)+G2(1,1)$
10	$G1(0,0)+G1(1,0)$	$G1(0,1)+G1(1,1)$
11	$G1(0,0)+G1(1,0)+G2(1,0)$	$G1(0,1)+G1(1,1)+G2(1,1)$
12	$G1(0,0)+G2(0,0)$	$G1(0,1)+G2(0,1)$
13	$G1(0,0)+G2(0,0)+G2(1,0)$	$G1(0,1)+G2(0,1)+G2(1,1)$
14	$G1(0,0)+G1(1,0)+G2(0,0)$	$G1(0,1)+G1(1,1)+G2(0,1)$
15	$G1(0,0)+G1(1,0)+G2(0,0)+G2(1,0)$	$G1(0,1)+G1(1,1)+G2(0,1)+G2(1,1)$

Bu tabloda yer alan G1 ve G2 değişkenleri üreteç matrislerinin bileşenleridir. Bu üreteç matrisleri ;

$$G1 = \begin{bmatrix} G1(0,0) & G1(0,1) \\ G1(1,0) & G1(1,1) \end{bmatrix} \quad G2 = \begin{bmatrix} G2(0,0) & G2(0,1) \\ G2(1,0) & G2(1,1) \end{bmatrix} \quad (7.19)$$

şeklinde tanımlanırlar ve matrislerin bileşenleri (7.16) ifadesinde belirtildiği gibi 4 ASK STTC için 0,1,2,3 değerlerini alabilmektedir. Bilgisayar programı yardımıyla bu bileşenlerin bütün değerleri için belirlenen tüm 2 ve 3 dallı yollar için Bölüm 7.1’de anlatıldığı şekilde matrisler elde edilir. Bu matrislerden tam ranklı olanlar içinde en küçük determinant değeri en büyük olan kodlar en iyi başarımları sağlayabilen kodlardır. Ancak bunlar birden fazla olabilir. Bu durumda belirleyici ölçüt istenilen determinant değerine sahip olan yol sayısının en az olmasıdır. Bütün bu anlatılanlar ışığında 4 ASK için elde edilen en iyi uzay zaman kafes kodu Şekil 7.4’de verilmiştir.

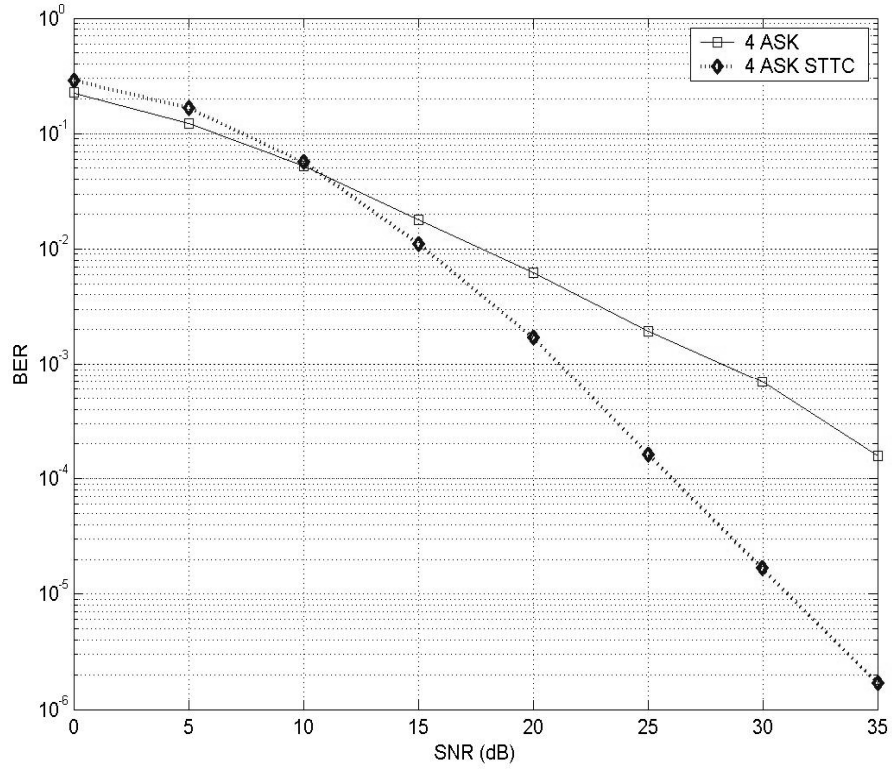


Şekil 7.4 : En İyi Başarıma Sahip Olan 4 ASK Uzay Zaman Kafes Yapısı

Yukarıda kafes yapısı verilen 4 ASK STTC için bilgisayar benzetimleriyle elde edilen hata başarımları 4 ASK modülasyonlu sistemle karşılaştırmalı olarak Şekil 7.5’de verilmiştir. Eğrilerden de görüldüğü gibi SNR değerinin 10 dB’nin üstünde olduğu durumlarda uzay zaman kafes kodu bit hata olasılığında önemli bir iyileşme sağlar. Örneğin 4 ASK modülasyonlu sistemin 35 dB SNR değeri için hata olasılığı $1.57 \cdot 10^{-4}$ iken bu değer 4 ASK STTC için $1,67 \cdot 10^{-6}$ ’ya kadar düşmektedir.

7.2 4-ASK Uzay Zaman Kafes Kodunun Uyarlamalı İşbirlikli Sisteme Uygulanması

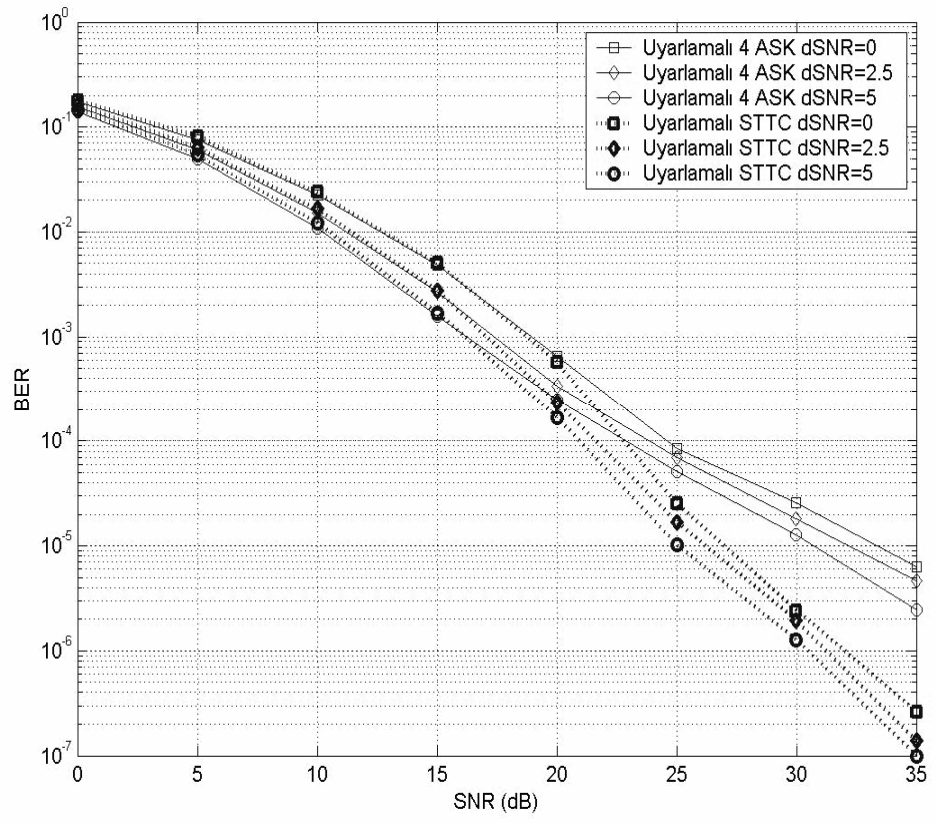
Şekil 7.4’te kafes yapısı verilen 4-ASK uzay zaman kafes kodu Şekil 7.5’te görüldüğü gibi 4 ASK modülasyonlu sisteme göre özellikle işaret gürültü oranının 10 dB’nin üstünde olduğu durumlarda önemli bir üstünlüğü vardır. Bu kod tasarımı uyarlamalı yapının içerisine uygulanacağı durumda sistem başarımında iyileşme olması beklenir.



Şekil 7.5 : 4 ASK ve 4 ASK STTC için Bit Hata Başarımı

Uyarlamalı işbirlikli çeşitleme Bölüm 6’da ayrıntılı şekilde anlatılmıştır. Ara kanal ve ana kanal sönümleme katsayısının zarfının belli bir eşik değerinin üstünde olması durumunda işbirliğinin yapıldığı, eşik altında kalması durumunda kullanıcıların sadece kendi verilerini yolladığı sistem uyarlamalı sistem olarak tanımlanır.

Dik işaretlemeye dayalı uyarlamalı sistemde kullanıcılar her durumda verilerini 4 ASK modülasyonlu şekilde iletirler. Önerilen sistemde kullanıcılar, işbirliği yapılmayan durumda verilerini 4 ASK modülasyonu yerine 4 ASK STTC uygulayarak yollarlar. Bu durumda tüm sistem başarımında kazanç elde edilir (Şekil 7.6). Beklenildiği gibi SNR değerinin artmasıyla sistem başarımında iyileşme gözlenir. BER değerinin 10^{-5} olduğu durumlarda kazanç 5 dB civarında iken 10^{-6} ’lık BER için kazanç 7 dB seviyesine çıkmaktadır.



Şekil 7.6 : 4 ASK STTC Uyarlamalı İşbirlikli Çeşitleme için Bit Hata Başarımı

8. SONUÇ

Bu tezde ilk olarak [13]'de verilmiş olan dik işaretlemeye dayalı işbirlikli çeşitlemeli sistem ele alınmış, bu sistemin hızını arttırmak amacıyla 16 QAM uygulanmıştır. Uygulama sonucunda oluşan işbirlikli 16 QAM sistem için bit hata olasılığı kuramsal analizi yapılmış ve bilgisayar benzetimleriyle elde edilen sonuçlarla karşılaştırılmıştır. Önerilen sistemde [13]'de anlatılan sisteme göre hız iki katına çıkarılmıştır. Ancak beklendiği gibi hata başarımında bir miktar düşüş gözlenmiştir.

İkinci olarak sistemin hata başarımını arttırmak için uyarlamalı işbirlikli çeşitleme yapısı önerilmiştir. Bu yapıda, dik işaretlemeye dayalı 16 QAM sistemde kullanıcılar arasındaki ara kanalların ve kullanıcılardan baz istasyonuna doğru olan ana kanalların sönümleme katsayılarının zarfının karesine bağlı olarak işbirliğinin yapılıp yapılmamasına karar verilmektedir. Önerilen uyarlamalı işbirlikli çeşitlemeli bu sistem için önemli olan nokta eşik doğru seçilebilmesidir. Bilgisayar benzetimlerinin yardımıyla hem ara kanallar hem de ana kanallar için bu eşik değeri 15 dB olarak bulunmuştur. Bu eşik değeri için yapılan analizlerde uyarlamalı işbirlikli çeşitlemeli sistemin uyarlamalı olmayan işbirlikli çeşitlemeli sisteme göre özellikle düşük dSNR (ara kanal ve ana kanal işaret gürültü oranları arasındaki fark) ve yüksek işaret gürültü oranları için sistemin bit hata olasılığında önemli oranda iyileşme sağlandığı gösterilmiştir.

Önerilen uyarlamalı işbirlikli sistemde kullanıcılar her durumda verilerini 4 ASK kullanarak iletmektedirler. Bu sisteme eklenecek kodlama kazancının sistemin toplam kazancına olumlu etkide bulunacağı düşüncesiyle [8] ve [21]'de belirtilen ölçütlere bağlı kalınarak en iyi başarımları sağlayan 4 ASK uzay-zaman kafes kodu tasarlanmış ve uyarlamalı işbirlikli çeşitlemeli sistemde işbirliğinin yapılmadığı aşamada uygulanmıştır. 4 ASK STTC'nin özellikle 10 dB'den sonra 4 ASK modülasyonlu sisteme göre kazanç sağlaması nedeniyle STTC uygulanmış olan uyarlamalı işbirlikli sistemin bit hata başarımında 15 dB'den sonra iyileşme elde edilmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **Cover, T.M. and Gamal, A.A.E.**, 1979. Capacity Theorems for the Relay Channel, *IEEE Trans. Info. Theory*, **25**, 572–84.
- [2] **Laneman, J.N., Wornell, G.W. and Tse, D.N.C.**, 2001. An Efficient Protocol for Realizing Cooperative Diversity in Wireless Networks, *Proc. IEEE ISIT, Washington, DC*, 294.
- [3] **Craig, J.W.**, 1991. A New, Simple and Exact Result for Calculating the Probability of Error for Two-Dimensional Signal Constellations, *Proc. IEEE MILCOM'91*, 571–575.
- [4] **Hunter, T.E. and Nosratinia, A.**, 2002. Cooperation Diversity Through Coding, *Proc. Int. Symp. Inform. Theory Laussane, Switzerland*, 220.
- [5] **Hunter, T.E. and Nosratinia, A.**, 2002. Coded Cooperation under Slow Fading, Fast Fading and Power Control, *Proc. Asilomar Conf. Signals, Syst. and Comp.*, **1.1**, 118-122.
- [6] **Jannai, M., Hedayat, A., Hunter, T.E. and Nosratinia, A.**, 2004. Coded Cooperation in Wireless Communications: Space-Time Transmission and Iterative Decoding, *IEEE Trans. Signal Process.*, **52**, 362-371.
- [7] **Wei, N., Zhang, Z. and Li, S.**, 2006. An Adaptive Space-Time Coded Cooperation Scheme in Wireless Communication, *IEICE Trans. Commun.*, **E89-B**.
- [8] **Tarokh, V., Seshadri, N. and Calderbank, A.R.**, 1998. Space-Time Codes for High Data Rate Wireless Communications: Performance Criterion and Code Construction, *IEEE Transaction on Information Theory*, **44**, 744–765.
- [9] **Alamouti, S.M.**, 1998. A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, 1451–1458.
- [10] **Chen, Z., Yuan, J. and Vucetic, B.**, 2001. Improved Space-Time Trellis Coded Modulation Scheme on Slow Rayleigh Fading Channels, *IEE Electronics Letters*, **37**, 440-441.
- [11] **Chen, Z., Yuan, J., Vucetic, B. and Firmanto, W.**, 2003. Performance and Design of Space-Time Coding in Fading Channels, *IEEE Transactions On Communications.*, **51**, 1991-1996.
- [12] **Wei, N., Zhang, Z. and Li, S.**, 2006. An Adaptive Space-Time Coded Cooperation Scheme in Wireless Communication, *IEICE Trans. Commun.*, **E89-B**, 2973-2981.
- [13] **Mahinthan, V., Mark, J.W. and Shen, X.**, 2007. A Cooperative Diversity Scheme Based on Quadrature Signalling, *IEEE Transactions on Wireless Comm.*, **6**, 41-45.

- [14] **Proakis, J.G. and Salehi, M.**, 1994. Communication System Engineering, Practice-Hall. New Jersey.
- [15] **Gibson, J.D.**, 1997. The Communication Handbook, Londra.
- [16] **Nosratinia, A., Hunter, T.E. and Hedayat, A.**, 2004. A Cooperative Communication in Wireless Networks, *IEEE Communication Magazine*, 74-80.
- [17] **Meier, A., Thompson, J.S.**, 1998. Cooperative Diversity in Wireless Networks., *The University of Edinburg*, 35-39.
- [18] **Winters, J.H.**, 1998. The Diversity Gain of Transmit Diversity in Wireless Systems with Rayleigh Fading, *IEEE Trans. Veh. Tech.*, **47**, 119-123.
- [19] **Guey, J.C., Fitz, M.P., Bell, M.R. and Kuo, W.Y.**, 1999. Signal Design for Transmitter Diversity Wireless Communication Systems Over Rayleigh Fading Channels, *IEEE Transactions on Communications*, **47**, 527-537.
- [20] **Leib, H. and Pasupathy, S.**, 1993. Error-Control Properties Of Minimum Shift Keying, *IEEE Communication Magazine*, **31**, 52-61.
- [21] **Vucetic, B. and Yuan, J.**, 2003. Space-Time Coding, England.
- [22] **Schwartz, M., Bennett, W.R. ve Stein, S.**, 1996. Communication Systems and Techniques, England.
- [23] **Viterbi, A.J.**, 1995. CDMA: Principle of Spread Spectrum Communications, Addison-Wesley, MA.
- [24] **Sklar, B.**, 1997, Rayleigh Fading Channels in Mobile Digital Communication Systems Part I: Characterization, *IEEE Communications Magazine*, **35**, 90-100.
- [25] **Biglieri, E., Caire, G. and Taricco, G.**, 2000, Coding For The Fading Channel: A Survey, *Signal Processing*, **80**, 1133-1148.
- [26] **Steele, R.**, 1992. Mobile Radio Communications. Pentech Press, Londra.
- [27] **Simon, M.K. ve Alouni, M.S.**, 2002. Digital Communication over Fading Channels: A Unified Approach to Performance Analysis, England.

ÖZGEÇMİŞ

Erkan AYGÜN, 1980 yılında İstanbul’da doğdu. 1991 yılında Kanarya İlköğretim Okulu’nu, 1998 yılında da Cibali Lisesi’ni bitirdi. 2003 yılında İTÜ, Elektrik-Elektronik Fakültesi, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü’nden mezun oldu. Aynı yıl İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Telekomünikasyon Mühendisliği Programı’nda yüksek lisans öğrenimine başladı ve halen öğrenimine devam etmektedir.