

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**TELSİZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN
BİLEŞEN SERPİŞTİRMELİ
İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME TEKNİKLERİ**

DOKTORA TEZİ

Özgür ORUÇ

Anabilim Dalı : Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

Programı : Telekomünikasyon Mühendisliği

EKİM 2009

**TELSİZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN
BİLEŞEN SERPİŞTİRMELİ
İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME TEKNİKLERİ**

DOKTORA TEZİ

Özgür ORUÇ

(504022150)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 22 Haziran 2009

Tezin Savunulduğu Tarih : 14 Ekim 2009

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ (İTÜ)

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Erdal PANAYIRCI (KHÜ)

Prof. Dr. M.Ertuğrul ÇELEBİ (İTÜ)

Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN (İÜ)

Doç. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ (İTÜ)

EKİM 2009

ÖNSÖZ

Doktora tezimi uzun bir çalışma sonucunda tamamlamayı başardım. Araştırmalarım ve asistanlığım süresince beni her konuda destekleyen ve yol gösteren danışmanım Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ'ne en içten teşekkürlerimi sunar, kendisinden aldığım eğitime layık biri olmayı bir borç bilirim. Tez izleme komitesinde ve tez jürisinde bulunarak beni onurlandıran hocalarım; Prof. Dr. M. Ertuğrul ÇELEBİ ve Prof. Dr. Erdal PANAYIRCI'ya verdikleri destek ve öneriler için çok teşekkür ederim. Doktoranın getirdiği maddi yükü önemli ölçüde azaltan TÜBİTAK projesinin yürütücüsü Doç. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ'a çok teşekkür ederim. Annem Nazmiye ORUÇ ve babam Servet ORUÇ'a bana karşı gösterdikleri kucak dolusu sevgi ve tam güven için sözcüklerle ifade edemeyeceğim kadar çok teşekkür ederim. Doktora sırasında bir dönem evimi de paylaştığım sevgili kardeşim Dilek ERDEMİR'e en içten teşekkürlerimi sunarım. İsimlerini saymakla bitiremeyeceğim bütün arkadaşlarıma ve özellikle odamı paylaştığım asistan arkadaşlarım Cercis Özgür SOLMAZ, Ebru Sinem TOKER ve Serhat Selçuk BUCAK'a bu çalışmayı gerçekleştirirken bana karşı gösterdikleri destek ve anlayış için az bile kalacak belki ama çok teşekkür ederim. Tez formatı konusundaki yardımları için de Kenan AKSOY'a teşekkür ederim. Ayrıca üzerimde emeği olan bütün İTÜ Elektrik-Elektronik Mühendisliği Fakültesi çalışanlarına teşekkürü bir borç bilirim.

Bu çalışmanın, işbirlikli iletişimde kanal kodlama yöntemleriyle ilgilenen araştırmacılara yarar sağlamasını ümit ederim.

EKİM 2009

Özgür ORUÇ

İÇİNDEKİLER

	<u>Sayfa</u>
ÖNSÖZ.....	iii
İÇİNDEKİLER.....	v
KISALTMALAR.....	vii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	xii
SEMBOL LİSTESİ.....	xiii
ÖZET.....	xvii
SUMMARY.....	xix
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Literatürde Konuyla İlgili Yapılmış Çalışmalar	1
1.2 Tezin Literatüre Katkıları	6
2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI VE ÇEŞİTLEME TEKNİKLERİ....	9
2.1 Sönümlemeli Kanal Modelleri ve Çeşitleme	9
2.2 SISO Telsiz İletişim Sistemlerinde Modülasyon Çeşitlemesi	12
2.3 MIMO Telsiz İletişim Sistemleri ve Verici Çeşitlemesi	17
2.3.1 Uzay-Zaman Kodlarının Tasarım Ölçütleri	20
2.3.2 Uzay-Zaman Blok Kodları	22
2.3.3 Bileşen Serpiştirmeli Uzay-Zaman Blok Kodları	23
2.3.4 Uzay-Zaman Kafes Kodları	27
2.4 İşbirlikli Çeşitleme	31
2.4.1 İşbirlikli Çeşitlemenin Temeli: Röle Kanallar	32
2.4.2 İşbirlikli İletişim Yöntemleri	33
2.4.3 Yükselt-İlet İşbirliği Yöntemi	35
2.4.4 Algıla-İlet İşbirliği Yöntemi	37
2.4.5 Kodlamalı İşbirliği Yöntemi	38
3. BİLEŞEN SERPİŞTİRMELİ KAFES KODLAMALI İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME.....	45
3.1 İşbirlikli Sistem Modeli	45
3.2 Bileşen Serpiştirmeli Seçimli Kodlamalı İşbirliği Yapıları	47
3.2.1 İşbirliği Yöntemleri	48
3.2.2 Kullanıcılarda Kod Çözme ve İşbirliği Kararları	48
3.2.3 İşbirliği Durumları	51
3.2.4 İşbirliği Yöntemlerinin Karşılaştırılması	52
3.2.5 Hedef Alıcıda Kod Çözme	53
3.3 Başarım Analizi	54
3.3.1 Çiftsel Hata Olasılığı	54
3.3.1.1 Kullanıcılarda Verilen Kararlar İçin Çiftsel Hata Olasılığı Üst Sınırı	56

3.3.1.2	Hedefte Verilen Kararlar İçin Çiftsel Hata Olasılığı Üst Sınırı	58
3.3.2	Bit Hata Olasılığı	59
3.4	Kafes Kod Tasarımları ve Başarımları	61
3.4.1	Kod Tasarım Ölçütleri	61
3.4.2	Genel İşbirlikli Kafes Kodlayıcı Yapısı	62
3.4.3	Eniyileştirilmiş Yeni İşbirlikli Kafes Kodlar ve Referansları .	63
3.4.4	Analitik Bit Hata Olasılığı Üst Sınırının NC1 Kodu için Elde Edilmesi	66
3.4.5	Başarım Değerlendirmeleri	70
3.4.5.1	Yeni ve Referans İşbirlikli Kodlar için İşbirliği Ölçütünün Değerlendirilmesi	72
3.4.5.2	Yeni ve Referans İşbirlikli Kodlar için Çeşitleme ve Kodlama Kazancı Ölçütlerinin Değerlendirilmesi .	75
3.4.5.3	Bileşen Serpiştirmeli Seçimli Kodlamalı İşbirliği Yöntemlerinin Karşılaştırılması	77
3.4.5.4	Bileşen Serpiştirmeli ve Klasik Seçimli Kodlamalı İşbirliği Yöntemlerinin Karşılaştırılması	81
3.4.5.5	BEP Üst Sınırları ve Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırılması	84
4.	BİLEŞEN SERPİŞTİRMELİ BLOK KODLAMALI İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME.	87
4.1	İşbirlikli Sistem Modeli	87
4.2	Kullanıcılarda İşbirliği	89
4.3	Hedef Alıcıda Karar Verme	90
4.4	Seçimli İşbirliği	91
4.5	Başarım Değerlendirmeleri	94
4.5.1	Eniyi Döndürme Açısının Benzetim Sonuçları ile Belirlenmesi	95
4.5.2	Bileşen Serpiştirmenin Başarıma Etkisi	95
4.5.3	Seçimli İşbirliğinin Başarıma Etkisi	99
5.	SONUÇLAR.	101
	KAYNAKLAR.	105
	ÖZGEÇMİŞ.	117

KISALTMALAR

3G	: Üçüncü Kuşak
4G	: Dördüncü Kuşak
AF	: Yükselt-İlet
AWGN	: Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü
BEP	: Bit Hata Olasılığı
BER	: Bit Hata Oranı
BLER	: Blok Hata Oranı
BPSK	: İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama
CC	: Kodlamalı İşbirliği
CF	: Sıkıştır-İlet
CRC	: Çevrimsel Fazlalık Denetim
CGD	: Kodlama Kazanç Uzaklığı
DF	: Algıla-İlet
DSNR	: Farksal İşaret-Gürültü Oranı
FER	: Çerçeve Hata Oranı
IC	: Artımlı İşbirliği
ISI	: İşaretler Arası Girişim
iSNR	: Kullanıcılararası İşaret-Gürültü Oranı
LAN	: Yerel Alan Ağı
LDPC	: Düşük Yoğunluklu Ek Denetim
NC	: Yeni İşbirlikli Kafes Kodlar
MAC	: Veri iletişim
MIMO	: Çok-Girişli Çok-Çıkışlı
MPSK	: M’li PSK
M-TCM	: M Simgeli Kafes Kodlamalı Modülasyon
OFDM	: Dik Frekans Bölmeli Çoğullama
OFDMA	: Dik Frekans Bölmeli Çoğullamalı Erişim
4PAM	: 4’lü Darbe Genlik Modülasyonu
PC	: Hatasız İşbirliği
PCD	: Çarpımsal Bileşen Uzaklığı
PEP	: Çiftsel Hata Olasılığı
PHY	: Fiziksel
PSK	: Faz Kaydırmalı Anahtarlama
RCPC	: Hız Uyumlu Silinmiş Kodlar
QAM	: Dikgen Genlik Modülasyonu
SC	: Seçimli İşbirliği
SISO	: Tek-Girişli Tek-Çıkışlı
SNR	: İşaret-Gürültü Oranı

TCM	:	Kafes Kodlamalı Modülasyon
TDMA	:	Zaman Bölmeli Çoklu Erişim
WI-FI	:	Yüksek Telsiz Yerel Alan İletişim Ağı
WI-MAX	:	Sabit ve Gezgin Geniş Bantlı Telsiz İletişim Sistemleri
V	:	Vucetic Kodları
V-BLAST	:	Dikey Katmanlı Uzay-Zaman

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1: Yavaş sönmülemeli kanallarda 4PSK modülasyonu ile iletim yapan iki verici antenli iletişim sistemleri için rank ve determinant ölçütlerine göre bulunan en iyi 4, 8 ve 16 durumlu uzay-zaman kafes kodları.	30
Çizelge 2.2: Yavaş sönmülemeli kanallarda 8PSK modülasyonu ile iletim yapan iki verici antenli iletişim sistemleri için rank ve determinant ölçütlerine göre bulunan en iyi 8 ve 16 durumlu uzay-zaman kafes kodları.	30
Çizelge 2.3: U_1 için elde edilen çiftsel hata olasılığı üst sınırları.	41
Çizelge 3.1: Yöntem A: kullanıcılar işbirliği durumunu bilmiyor.	52
Çizelge 3.2: Yöntem B: kullanıcılar işbirliği durumunu biliyor.	53
Çizelge 3.3: Yeni işbirlikli kodlar.	64
Çizelge 3.4: Yeni ve referans işbirlikli 4PSK kafes kodlarının özellikleri. . . .	65
Çizelge 3.5: Yeni ve referans işbirlikli 8PSK kafes kodlarının özellikleri. . . .	65
Çizelge 3.6: C1 için dal metriklerine ilişkin anlık hata ağırlık profilleri. . . .	68
Çizelge 3.7: C2 için dal metriklerine ilişkin anlık hata ağırlık profilleri. . . .	68
Çizelge 3.8: C3 (Yöntem A) için dal metriklerine ilişkin anlık hata ağırlık profilleri.	69
Çizelge 3.9: C3 (Yöntem B) için dal metriklerine ilişkin anlık hata ağırlık profilleri.	69
Çizelge 3.10: C4 (Yöntem A) için dal metriklerine ilişkin anlık hata ağırlık profilleri.	70
Çizelge 3.11: C4 (Yöntem B) için dal metriklerine ilişkin anlık hata ağırlık profilleri.	71
Çizelge 4.1: Kullanıcılara dağıtılmış bileşen serpiştirmeli Alamouti uzay-zaman blok kodu (kullanıcılararası kanalda hata yokken). .	88

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Şekil 2.1: Çok-yollu telsiz iletişim kanalı.	10
Şekil 2.2: Bileşen çeşitliliği ve bileşen serpiştirmenin işaret kümesine etkisi. .	13
Şekil 2.3: Modülasyon çeşitlemeli iletişim sistemi.	14
Şekil 2.4: θ° döndürülmüş işaret kümesi.	17
Şekil 2.5: MIMO telsiz iletişim modeli.	20
Şekil 2.6: Alamouti uzay-zaman blok kodu ve iletim modeli.	22
Şekil 2.7: Bileşen serpiştirmeli uzay-zaman blok kodu ve iletim modeli. . . .	24
Şekil 2.8: Uzay-zaman kafes kodlayıcı yapısı.	28
Şekil 2.9: Uzay-zaman kodlayıcı kafesi.	31
Şekil 2.10: Klasik röle kanal modeli.	33
Şekil 2.11: İki kullanıcıli işbirlikli iletişim modeli.	35
Şekil 2.12: (a) işbirliksiz ve (b) işbirlikli sistemlerdeki iletim modelleri (TDMA ve yarı çift yönlü iletim durumunda).	35
Şekil 2.13: Yükselt-ilet işbirliği yöntemi.	36
Şekil 2.14: Algıla-ilet işbirliği yöntemi.	37
Şekil 2.15: Kodlamalı işbirliği yöntemi.	38
Şekil 2.16: Hız uyumlu delikli katlamalı kodlamaya dayanan kodlamalı işbirliği.	40
Şekil 2.17: U_1 'e ilişkin kodlamalı işbirliği süreci.	40
Şekil 3.1: İşbirlikli Sistem Modeli.	46
Şekil 3.2: θ° döndürülmüş (a) 4PSK ve (b) 8PSK işaret kümeleri.	46
Şekil 3.3: Yöntem A: kullanıcılar işbirliği durumunu bilmiyor.	48
Şekil 3.4: Yöntem B: kullanıcılar işbirliği durumunu biliyor.	49
Şekil 3.5: U_2 'de uygulanan işbirlikli iletişim (Yöntem A).	51
Şekil 3.6: U_2 'de uygulanan işbirlikli iletişim (Yöntem B).	51
Şekil 3.7: İşbirlikli kafes kodlayıcı.	63
Şekil 3.8: (a) θ° döndürülmüş 4PSK simgeler ve (b) bileşenler arası Öklid uzaklıkları.	66
Şekil 3.9: NC1 için kafes diyagramı.	66
Şekil 3.10: NC1 için hata durum diyagramı.	67
Şekil 3.11: 4PSK kafes kodlar için C1 işbirliği durumunun oluşma yüzdeleri. .	72
Şekil 3.12: 8PSK kafes kodlar için C1 işbirliği durumunun oluşma yüzdeleri. .	73
Şekil 3.13: NC1 kodu için bütün işbirliği durumlarının oluşma yüzdeleri. . . .	74
Şekil 3.14: 4PSK kodların C1 işbirliği durumunda çerçeve hata başarımları. . .	75
Şekil 3.15: 8PSK kodların C1 işbirliği durumunda çerçeve hata başarımları. . .	76
Şekil 3.16: Yeni 4PSK kodların Yöntem A ve B için çerçeve hata başarımları. .	78
Şekil 3.17: Yeni 8PSK kodların Yöntem A ve B için çerçeve hata başarımları. .	79

Şekil 3.18: Yeni ve referans 4PSK kodların Yöntem B için çerçeve hata başarımları.	80
Şekil 3.19: Yeni ve referans 8PSK kodların Yöntem B için çerçeve hata başarımları.	81
Şekil 3.20: Yeni 4PSK kodların bileşen serpiştirmeli ve klasik seçimli kodlamalı işbirlikli sistemlerdeki çerçeve hata başarımları.	82
Şekil 3.21: Yeni 8PSK kodların bileşen serpiştirmeli ve klasik seçimli kodlamalı işbirlikli sistemlerdeki başarımları.	83
Şekil 3.22: NC1'in BEP üst sınırları ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması.	85
Şekil 4.1: θ^o döndürme açısının bit hata oranına etkisi.	96
Şekil 4.2: Bileşen serpiştirmenin hedefteki başarıma etkisi.	97
Şekil 4.3: Kullanıcılarda blok hata başarımları.	98
Şekil 4.4: Seçimli işbirliğinin hedefteki başarıma etkisi.	99

SEMBOL LİSTESİ

$(.)^*$	: Karmaşık sayı eşleniği Matris evrik eşleniği
$(.)^H$	: Hermit işlemi
$(.)^T$	: Evrik alma işlemi
$(.)_I$	: Sanal kısım işlemi
$Im\{.\}$	: Sanal kısım işlemi
$(.)_R$	: Gerçek kısım işlemi
$Re\{.\}$	: Gerçek kısım işlemi
$ \cdot $	: Genlik işlemi
$\det(\cdot)$	: Determinant işlevi
$\cos(\cdot)$	: Cosinüs işlevi
$\sin(\cdot)$	: Sinüs işlevi
$u(\cdot)$	: Birim basamak işlevi
$E[\cdot]$	: İstatistiksel ortalama işlevi
$\sim$	: Sönümlleme katsayısı faz dengeleme indisi
$\sim$	: Bileşen serpiştirilmiş simge yada işaret
$\cdot$	: Karar kurallarında sözkonusu olası simgeler
$\hat{\cdot}$	: Simge kararı
$\cdot$	: Alamouti birleştirme tekniği ile birleştirilen işaretler
$f_{a,b}(a, b)$	: a ve b 'nin ortak olasılık yoğunluk işlevi
$f_a(a)$	: a 'nın olasılık yoğunluk işlevi
$P(a \rightarrow b c)$	: Koşullu çiftsel hata olasılığı (a yollanan işaret, b hatalı karar verilen işaret, c bilinen işaret)
$P(a \rightarrow b)$	: Çiftsel hata olasılığı
$\min(a, b)$	: a ve b 'den küçük olanını seçen işlev
$\mathbf{I}_a$	: axa boyutlu birim matris
j	: $\sqrt{-1}$
π	: π sayısı, 3.14...
M	: İşaret kümesindeki elemanların sayısı (M -PSK, M -QAM)
θ^o	: İşaret kümesi döndürme açısı [derece]
θ_{eni}^o	: Eniyi θ^o
ρ_k	: k . iletim yolunun zayıflaması
θ_k	: k . iletim yolunun faz kayması
τ_k	: k . iletim yolunun zaman gecikmesi
$s(t)$	: t . iletim anında yollanan işaret
$r(t)$	: t . iletim anında alınan işaret
$n(t)$	: t . iletim anında $r(t)$ 'ye etki eden toplamsal gürültü
τ_m	: Gecikme yayılımı

T_s	: İşaret iletim periyodu
h	: Karmaşık sönümleme katsayısı
α	: Karmaşık sönümleme katsayısının genliği
ϕ	: Karmaşık sönümleme katsayısının fazı
x	: Karmaşık sönümleme katsayısının gerçel bileşeni
y	: Karmaşık sönümleme katsayısının sanal bileşeni
σ^2	: Varyans
N_0	: $n(t)$ 'nin varyansı
G_d	: Erişilebilir çeşitleme kazancı
P_b	: Bit hata olasılığı
P_c	: Doğru karar verme olasılığı
P_e	: Hata olasılığı
P_E	: Hata olayı oluşma olasılığı
P_s	: Simge hata olasılığı
s_1, s_2	: Bileşen serpiştirme ortağı simgeler
Δ_R	: Gerçel bileşen hata uzaklığı
Δ_I	: Sanal bileşen hata uzaklığı
N_T	: Verici anten sayısı
N_R	: Alıcı anten sayısı
T	: İletim aralığı
$\mathbf{S}$	: $N_T \times T$ boyutlu işaret matrisi (uzay-zaman blok kodu)
$\mathbf{H}$	: $N_R \times N_T$ boyutlu kanal katsayı matrisi
$\mathbf{R}$	: $N_R \times T$ boyutlu alınan işaret matrisi
$\mathbf{N}$	: $N_R \times T$ boyutlu toplamsal gürültü matrisi
$\mathbf{B}(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$	: $N_T \times T$ boyutlu kod fark matrisi
$\mathbf{A}(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$	: $N_T \times N_T$ boyutlu kod uzaklık matrisi
R	: Kodlama hızı, oranı
	Röle
b_μ^ξ	: ξ . kayan belleğin μ . bilgi içeriği
s_ζ	: ζ . kodlanmış simge
c_ζ	: ζ . kodlanmış bit
$g_{\mu,\zeta}^\xi$	: μ . bilgi içeriği ile ζ . simge arasındaki ξ . çarpımsal üreteç katsayısı
$\mathbf{g}^\xi$	: ξ . kayan belleğe ait üreteç vektörü
v_ξ	: ξ . kayan belleğin bellek derecesi
v	: Toplam bellek miktarı
U	: Kullanıcı
U_i	: i . kullanıcı
D	: Hedef
$\cdot^{(i)}$	: i . kullanıcı indisi
K, k	: Bit sayısı
N, n	: Kodlanmış bit sayısı
d_H	: Hamming uzaklığı
$P(d_H)$	: d_H için çiftsel hata olasılığı
$\mathbf{x}_f^{(i)}$	: U_i 'nin f . çerçevesinde iletilecek simge dizisi
$\mathbf{x}_f^{(i)u}$	: Silinmemiş simge dizisi

$\mathbf{x}_f^{(i)p}$	: Silinmiş simge dizisi
C1,C2,C3,C4	: İşbirliği durumları
$\mathbf{h}$	: Sönümleme katsayıları vektörü
$E_h[.]$	: $\mathbf{h}$ üzerinden istatistiksel ortalama işlevi
E_s	: Ortalama simge enerjisi
$Q(.)$	: Gauss Q işlevi
$\text{erf}(.)$	: Gauss hata işlevi
$D_h^2(\mathbf{x}_f, \mathbf{y}_f)$	: $\mathbf{x}_f$ ile $\mathbf{y}_f$ arasındaki ağırlıklandırılmış karesel Öklid uzaklığı
γ	: Anlık işaret gürültü oranı
γ_e	: Anlık işaret gürültü oranı için eşik değeri
$\bar{\gamma}$	: Ortalama işaret gürültü oranı
d_{fR}^u	: Silinmemiş gerçel bileşenler için karesel Öklid uzaklıkları
d_{fR}^p	: Silinmiş gerçel bileşenler için karesel Öklid uzaklıkları
d_{fR}^r	: Gerçel bileşenler için toplam karesel Öklid uzaklıkları
P_{U_i}	: U_i 'nin işbirliğine karar verme olasılığı
$P(C_i)$	: C_i durumunun gerçekleşme olasılığı
η	: Analitik çeşitleme derecesi
$\mathbf{x}$	: Kodlanmış simge dizisi
$\mathbf{c}$	: İkili kodlanmış bit dizisi
$\mathbf{e}$	: İkili hata dizisi
$M(.)$	: $\mathbf{c}$ ile $\mathbf{x}$ arasındaki atama kuralı
$\bar{W}(\mathbf{e}_l, Z)$	: l uzunluklu ikili hata dizisinin ortalama ağırlık profili
$W(\mathbf{e}_l, Z)$	: l uzunluklu ikili hata dizisinin anlık ağırlık profili
Z	: $\exp(-\gamma)$
$\bar{G}(Z, I)$	: Ortalama aktarım işlevi
$G(Z, I)$	: Anlık aktarım işlevi
CA_{min}	: C1 işbirliği durumunda kodlama kazancını belirleyen büyüklük
CC_{min}	: C1 işbirliği durumunun oluşma yüzdesini belirleyen büyüklük
λ	: Simgelerin bileşenleri arasındaki uzaklıklar
n_d	: Kodlayıcı girişindeki bilgi bitleri arasındaki Hamming uzaklığı
t_{ij}	: Hata durum diyagramının dal metrikleri
B	: Toplam iletilecek blok sayısı
$t_{i,\tau}$	: i . bloğun τ . iletim aralığı

TELSİZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN BİLEŞEN SERPİŞTİRMELİ İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME TEKNİKLERİ

ÖZET

Bu tezde, telsiz iletişim sistemlerinde modülasyon çeşitlemesi ve işbirlikli çeşitleme yöntemlerini, her iki yöntemin sisteme sağladığı kazançlardan kayıp vermeden birlikte kullanabilen kodlamalı işbirlikli yapıların tasarlanması amaçlanmıştır. İletim ve/veya alım için tek antene sahip iki kullanıcıli telsiz iletişim yapıları için klasik işbirlikli iletişim yöntemlerinden daha yüksek çeşitleme ve kodlama kazançları sağlayan bileşen serpiştirmeli seçimli kodlamalı işbirliği sistemleri önerilerek hata başarımını eniyileyen işbirliği ve kodlama yöntemleri irdelenmiştir. Bu yöntemlerde, bileşen serpiştirme, literatürdeki uzay-zaman kodlaması veya işbirliği uygulamalarından farklı olarak, her kullanıcının kendi çerçeveleri arasında gerçekleştirilmektedir. Bu yolla, her simgenin gerçel ve sanal bileşenleri bağımsız sönümleme katsayılarından etkilenmekte böylece modülasyon çeşitlemesi sağlanmaktadır. Buna ek olarak, bileşenleri serpiştirilmiş simgelerin işbirlikli iletilmesiyle işbirlikli çeşitleme de sağlanmaktadır.

İlk olarak, kodlamalı işbirlikli sistemler için bileşen serpiştirmeli kafes kodların kullanımı düşünülmüştür. Bileşen serpiştirmeli kafes kodlamalı işbirlikli sistemler için, kullanıcıların işbirliği durumlarını bilip bilmemesine bağlı olarak iki seçimli işbirliği yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntemlerin kullanıcılarda ve hedef alıcıda işbirliği durumuna bağlı olarak verilen kararlar için çiftsel hata olasılığı üst sınırları analitik olarak elde edilmiştir. Ulaşılan çiftsel hata olasılığı üst sınır ifadelerinden, önerilen işbirlikli sistemler için kullanıcılarda ve hedef alıcıda hata başarımını eniyileyecek kod tasarım ölçütleri belirlenmiştir. Önerilen ölçütlere dayanarak bilgisayar destekli kafes kod arama yöntemleri ile 4PSK ve 8PSK modülasyonları için 1/2 kodlama oranına ve %50 işbirliği oranına sahip işbirlikli kafes kod tasarımları elde edilmiştir. 4PSK için 4, 8 ve 16-durumlu ve 8PSK için 8 ve 16-durumlu yeni işbirlikli kafes kodlar tasarlanmıştır. Yeni kodların hata başarımları incelenerek kod tasarım ölçütlerinin ve seçimli işbirliği yöntemlerinin değerlendirmesi yapılmış, klasik seçimli kodlamalı işbirliği yöntemine göre iki kat fazla çeşitleme derecesi elde edilmiştir. Ayrıca yeni kodlarla eşdeğer özelliklere sahip literatürde bilinen en iyi uzay-zaman kafes kodların önerilen bileşen serpiştirmeli kafes kodlamalı işbirlikli sistemlerde başarımları incelenerek yeni kodların önerilen sistemlerdeki üstünlüğü ortaya konmuştur. Ek olarak, önerilen sistemler için bit hata olasılıklarının üst sınırları birleşim üst sınır tekniğiyle elde edilmiş, benzetim sonuçlarıyla tutarlılığı gösterilmiştir.

İkinci olarak, işbirlikli sistemler için kullanıcılara dağıtılmış uzay-zaman blok kodların bileşen serpiştirme yöntemi ile kullanımı düşünülmüştür. Basit kod çözme karmaşıklığına sahip bileşenleri serpiştirilmiş simgeleri içeren Alamouti uzay-zaman blok kodunun kullanıcılara dağıtılarak hedef alıcıya işbirlikli olarak iletilmesi önerilmiştir. Hedef alıcıda elde edilen çeşitleme derecesinin bileşen serpiştirmesiz duruma göre iki kat arttırılabileceği gösterilmiştir. Hata başarımını eniyileyecek θ° döndürme açısı benzetimlerle belirlenerek 4PSK işaret kümesi için önerilen sistemin bileşen serpiştirmesiz sisteme göre çeşitleme açısından üstünlüğü bilgisayar benzetimleri ile doğrulanmıştır. Son olarak, önerilen blok kodlamalı işbirlikli sistemde düşük işaret-gürültü oranlı kullanıcılararası kanalın başarımının genel başarımı düşürmemesi için analitik simge hata olasılıklarına dayanan seçimli işbirliği yöntemi önerilmiştir. Seçimli işbirliği ile kullanıcılararası kanalda hatasız işbirliği yapılması durumuna oldukça yakın bir başarımla elde edilmiştir.

COORDINATE INTERLEAVED COOPERATIVE DIVERSITY TECHNIQUES FOR WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS

SUMMARY

This thesis proposes new coded cooperation schemes which properly combine cooperative and modulation diversity techniques to take their full advantage in wireless communication systems. Cooperation and coding techniques optimizing the error performance are investigated with introducing coordinate interleaved selective coded cooperation schemes which provide higher diversity and coding advantages than classical cooperative transmission techniques for two-user wireless communication systems where users have one antenna to transmit and/or receive. Here, coordinate interleaving is performed between own frames of each user, as different from its space-time coding and cooperation applications previously given in the literature. Since real and imaginary parts of the symbols are affected from independent fading coefficients, modulation diversity is provided. Moreover, cooperative diversity is also provided by transmitting the coordinate interleaved symbols in cooperation.

Firstly, coordinate interleaved trellis codes are considered to be used in coded cooperation technique. Two selective cooperation schemes for coordinate interleaved trellis coded cooperation systems are proposed related to whether users know the cooperation case or not. Pairwise error probability analysis of the proposed schemes is performed for decisions at the users and the destination depending on all possible cooperation cases. Code design criteria, which minimize the error performance in users and destination for proposed cooperative systems, are derived from the upper bounds on the pairwise error probability. Cooperative trellis codes with $1/2$ coding rate and 50% cooperation rate are designed for 4PSK and 8PSK modulation by exhaustive computer search using proposed code design criteria. New 4-, 8-, 16-state 4PSK and 8-, 16-state 8PSK cooperative trellis codes are obtained. Code design criteria and selective cooperation schemes are evaluated by the error performances of the new codes obtained from computer simulations. Two times more diversity order is reached compared with respect to classical selective coded cooperation schemes. The error performance results for the proposed cooperative trellis codes also show the superiority of the new codes compared to the corresponding best space-time codes used in cooperation with coordinate interleaving. Moreover, upper bounds on the bit error probabilities of the new systems, obtained using union bounding technique, support the computer simulation results.

Secondly, Alamouti space-time block code distributed to the users is considered in the coordinate interleaving context for cooperative systems. A new user cooperation scheme including Alamouti's space-time block code with coordinate interleaved symbols is proposed. It is shown that the diversity order obtained at the destination is doubled with respect to the equivalent system without coordinate interleaving. Error performance of the proposed system is evaluated by computer simulations for optimally rotated 4PSK constellation and its superiority compared to the without coordinate interleaving case is brought up. Finally, a selective cooperation approach based on analytical symbol error probability derivations is proposed to prevent detrimental effect of the interuser channel with low SNR. The error performance for selective cooperation case is too close to that of the perfect cooperation case.

1. GİRİŞ

1.1 LİTERATÜRDE KONUYLA İLGİLİ YAPILMIŞ ÇALIŞMALAR

Çeşitleme teknikleri telsiz iletişim sistemlerinin sönümlemeli kanallardaki hata başarımlarını arttırabilmek amacıyla yaygın şekilde kullanılmaktadır. Son yıllarda çok sayıda alıcı ve/veya verici anten kullanan çeşitleyici yapıları ve bu yapılara uygun olarak tasarlanan kodlama teknikleri band verimliliğinden kayıp vermeden telsiz iletişim sistemlerinin başarımlarını önemli ölçülerde iyileştirmesi nedeniyle literatürde geniş ilgi görmektedir. Bu çalışmaların en önemlileri, Tarokh tarafından önerilen [1], tam çeşitleme kazancı sağlamasının yanında belli bir kodlama kazancı da sağlayan “uzay-zaman kafes kodları” ve Alamouti tarafından önerilen [2], iki verici antenli sistemler için tam çeşitleme sağlayan, dayandığı dik yapı nedeniyle işaretlerin birbirinden bağımsız şekilde çözülmesini sağlayan “uzay-zaman blok kodları” olarak gösterilebilir. Dik tasarımlara dayalı uzay-zaman blok kodları, iletilen her simgenin ayrı ayrı ve en büyük olabirlikli kod çözme yöntemiyle hızlı bir şekilde çözülebilmesi ve tam çeşitleme sağlaması nedeniyle ilgi odağı olmuştur [2–8]. Ancak bu kodların eksikleri kodlama kazancı sağlayamamaları ve karmaşık işaret gösterilimlerine sahip modülasyon kullanımı durumunda ikiden fazla verici anten için tam çeşitlemeye tam hız ile ulaşamamaları olarak sıralanabilir [3,5–7]. Dik tasarımların kafes kodlarla beraber kullanılması ile kodlama kazançları arttırılabilmektedir [9]. Hız kaybı ise tek antenli sistemler için önerilen ve modülasyon çeşitlemesi olarak tanımlanan yöntemin uzay-zaman blok kodlarına uyarlanması ile çözülebilmektedir [10–13], bu yöntemle elde edilen dik kodlar “bileşen serpiştirmeli dik uzay-zaman blok kodları” olarak adlandırılmıştır [14–16]. Literatürde modülasyon çeşitlemesi olarak adlandırılan çeşitleme yöntemi iletilecek modülasyonlu işaretlerin bileşenlerinin serpiştirilmesiyle işaretlerin bileşenlerinin bağımsız sönümlemelerden etkilenmesine dayanır [17–19].

Verici çeşitlemesi yöntemleri özellikle hücresel sistemlerin baz istasyonları için uygulanabilir olmasına karşın boyut, maliyet ve donanım karmaşıklığı açısından gezgin birimlerde birden fazla verici anten kullanımı birçok telsiz iletişim sistemi için uygun olmamaktadır. Bununla birlikte çok kullanıcıli bir iletişim sisteminde, tek antenli kullanıcıların birbirlerinin antenlerini kullanarak sanal olarak çok girişli ve çok çıkışlı iletişim sistemleri oluşturmaları sağlanabilir. Böylece kullanıcılar kendi bilgilerini istatistiksel bağımsız sönmleme kazançlarına sahip kanallardan iletebilirler. İşbirliğinin verici ya da alıcı tarafta kullanılmasına göre sanal olarak verici ya da alıcı çeşitlemesi elde edilebilir, bu yolla işbirliği yapan birimlerin sayısı kadar verici/alıcı antene sahip çok girişli, çok çıkışlı sistemin sağlayabileceği anten çeşitlemesine ulaşılabilir. Bu iletişim yöntemi “işbirlikli iletişim” (cooperative communication), çeşitleme tekniği de “işbirlikli çeşitleme” (cooperative diversity) olarak adlandırılmaktadır. Klasik röle kanal yapıları [20] işbirlikli iletişim yönteminin temelini oluşturmaktadır, ancak bu temel yapılarda röleler kendi başlarına bir bilgi üretmeyen sadece kullanıcılara destek veren birimler olarak tanımlanmaktadır. İşbirlikli yapılarda ise her kullanıcı kendi işaretlerini hedefe ve birbirlerine iletmelerinin yanısıra bazı iletim dönemlerinde her kullanıcı birbirlerinin iletimlerine ve uyguladıkları işbirliği yöntemlerine göre röle görevi görerek ortaklarına destek olurlar [21–23]. Ancak anten çeşitlemeli sistemlere göre işbirlikli çeşitlemenin en önemli sakıncası kullanıcılararası kanalın bozucu etkilerinin olması ve dolayısıyla kullanıcılararası kanaldaki başarıma göre işbirlikli yapıların tasarlanmasının gerekliliğidir.

Laneman, Cover ve El Gamal’ın [20] röleli yapılar için tasarladığı kodlama yöntemlerini işbirlikli iletişime uyarlamıştır. Kullanıcıların aktarıcı görevini üstlendiklerinde uygulayacakları işlemlere göre işbirlikli tasarım yöntemleri yükselt-ilet (amplify-forward, AF) ve algıla-ilet (detect-forward, DF) olmak üzere iki ana grupta toplanmıştır [24]. Genel olarak, işbirliğindeki kullanıcılar yükselt-ilet yönteminde birbirlerinin iletimlerinde sönmleme ve gürültü etkisiyle oluşacak güç değişimlerini normalize ederek, algıla-ilet yönteminde ise birbirlerinin iletimlerini sezerek yeniden iletmeye çalışırlar. Yükselt-ilet ve algıla-ilet yöntemleri ile hedefte

tam çeşitlemeye ulaşılabilmesine rağmen bu temel yöntemler bazı kısıtlamalara sahiptirler. Yineleme özellikleri nedeniyle iki yöntemde de band verimliliğinden kaybedilmektedir. Ayrıca yükselt-ilet yönteminde hedefte başarıyı iyileştirmek için kullanıcılararası kanalın istatistiksel özelliklerinin bilinmesi gerekmektedir. Bu sınırlamalar nedeniyle ve çok çeşitli tasarımlara açık olması nedeniyle kanal kodlama yöntemleri üzerinden gerçekleştirilen kodlamalı işbirliği (coded cooperation, CC) son yıllarda oldukça fazla ilgi çekmektedir [25–41]. Algıla-ilet ve kodlamalı işbirliği yöntemlerinde röle görevi gören kullanıcı diğer kullanıcının ilettiği simgelere hatalı karar verse bile işbirliğine devam etmektedir ve sonuçta hedefteki hata başarıyı kötüleşmektedir. Bu problem de kullanıcılararası kanalın işbirliğine elverişliliğine göre kullanıcıların işbirliği yapıp yapmamaya karar verebildikleri seçimli işbirliği (selective cooperation, SC) yöntemi ile aşılabilmektedir.

Hunter ve Nosratinia kanal kodlama yöntemi üzerinden kullanıcıların seçimli olarak kodlamalı işbirliği yaptığı bir sistem önermişlerdir [25,26]. Kullanıcılar kod sözcüklerini iki bölüme ayırmakta, ilk bölümü hedefe ve ortaklarına kendileri iletirken, ortaklar bu ilk bölüm hakkında verilen kararın doğruluğuna bağlı olarak ikinci bölümü hedefe ileterek işbirliği yapmaktadır. Ortak, kullanıcının iletmek istediği kod sözcüğüne doğru karar verirse işbirliği yapmakta, hatalı karar verirse işbirliği yapmayarak, hedefe kendi kod sözcüğünün ikinci bölümünü yollamaktadır. Kararın doğruluğu, bilgi bitlerine eklenen CRC bitlerine doğru karar verilmesi ile belirlenmektedir. İletimde BPSK modülasyonu kullanılmış, dolayısıyla hata analizleri de Hamming uzaklığına dayandırılmıştır. Yüksek dereceli modülasyonlar için tasarım geliştirilmemiş, benzetimler ve hata analizleri yapılmamıştır. Bu çalışmanın ardından literatürde kodlamalı işbirliği teknikleri üzerine birçok çalışma görülmektedir [27–41].

Kodlamalı işbirliği, [27]’de OFDMA (dik frekans bölmeli çoğullamalı erişim) sistemlerine uyarlanmış, [40]’ta LDPC (düşük yoğunluklu ek denetim) kodlama yöntemi üzerinden gerçekleştirilmiştir. Kullanıcılardan birinin işbirliği yapıp diğerinin yapmadığı işbirliği durumlarında işbirliği yapan kullanıcının hedefte düşük başarıya

sahip olmaması için, kullanıcıların kendi iletimlerini gerçel ekseninde, işbirliğini sanal ekseninde gerçekleştirme düşüncesi [38]'de önerilmiştir, ancak kullanılan işaret kümesi BPSK 4PSK'ya genişlemekte ve yüksek modülasyonlu PSK işaret kümeleri için genelleştirilememektedir. İki kullanıcıli kodlamalı işbirliği yapısının bir röle ile desteklendiği sistemin başarımı ise [37]'de incelenmiştir. Kodlamalı işbirlikli yapılar çok sayıda kullanıcılara genelleştirilerek ilişkili kanallardaki başarımları [28]'de incelenmiştir. Çok sayıda kullanıcı ve ilişkili kanallar için kodlamalı işbirliğinin fiziksel (PHY) ve veri iletişim (MAC) ağ katmanlarında gerçekleştirilmesi [31]'de önerilmiş, kullanıcılarda çok sayıda anten kullanımı ise [32]'de incelenmiştir. Kullanıcıların birbirlerinin iletimlerini başarılı bir şekilde almasına bağlı olarak işbirliği oranının belirlenmesi ve hedeften geri besleme ile kullanıcılardan artımlı olarak kodlamalı işbirliğinin gerçekleştirilmesi [36]'da önerilmiştir. Benzer bir çalışma üç kullanıcıli kodlamalı işbirliği sistemleri için [39]'da yapılmıştır. Bit serpiştirmeli kodlamalı modülasyon yönteminin [42] turbo kodlayıcısı gibi kullanıldığı ve turbo kod çözücüleri ile çözülen kodlamalı kullanıcı işbirlikli yapılar [34,35]'de önerilmiştir. Li ve Stefanov simetrik olmayan simge yerleştirimleri kullanan işbirlikli çok simgeli kafes kodları önermiş ve tekrarlamalı işbirliği teknikleri ile karşılaştırmasını vermiş, kodlama oranları $1/2$ 'den düşük ve paralel geçişlere sahip kodlar incelenmiştir [29,30, 41].

İşbirlikli çeşitleme yapıları ile sanal olarak verici çeşitleme yapılarının oluşturulabileceği düşüncesi, çok verici antenli sistemler için tasarlanan uzay-zaman kodlarının işbirlikli yapılara kolayca uygulanabilir olduğunu göstermektedir. Bu kolaylık nedeniyle son zamanlarda, literatürde uzay-zaman kodlarına dayanan dağıtılmış işbirliği çalışmaları sıkça görülmektedir [43–55]. Uzay-zaman kodlarının işbirlikli sistemlerde dağıtılarak kullanılma düşüncesi ilk olarak [43]'te önerilmiştir. [44]'te Alamouti uzay-zaman blok kodunun kullanıcı ve röleye dağıtılması önerilmiştir. [47]'de ise sistemde çok sayıda röle kullanımı önerilerek Alamouti uzay-zaman blok kodunun röleler tarafından gerçekleştirilmesi düşünülmüştür. Her iki çalışmada da Alamouti uzay-zaman blok kodunun hedefe iletimi dört zamanlı olarak gerçekleştirilmektedir. [54]'te ise üç zamanlı iletim, CRC kodlara

dayanan seçimli işbirliği yntemi ile birlikte gerçekleştirilmiştir. [46]’da doğrusal dağılımlı kodların (linear dispersion codes) iki antenli rlelere dağıtılarak kullanımınerilmiştir. [45]’de kullanıcı ile hedef arasında iletimin olmadığı, rlelerde hatasız zm yapıldığı ve hedefte eşzamanlama probleminin olmadığı varsayılarak rlelere uzay-zaman kafes kodların dağıtılmasınerilmiştir. [48]’de ise eşzamansız iletim durumunda uzay-zaman kafes kodların rlelere dağıtılması incelenmiştir. Kullanıcı ile hedef arası iletimi de gznnde bulunduran ve rlelerle uzay-zaman kafes kodların dağıtılarak kullanılması [49]’danerilmiştir. [50]’de rle destekli olarak kullanıcının dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlarının, eşzamanlama problemi olmadığı varsayımı altında kullanımı incelenmiş ve tasarımltleri belirlenerek 4PSK kafes kodrnekleri verilmiştir. İki kullanıcılı ve bir rleli işbirlikli sistemde AF işbirliği yntemi uyarınca uzay-zaman blok kodların dağıtılarak kullanılması [51]’denerilmiştir. [52]’de bir kullanıcı bir rlezerinden dağıtılmış uzay-zaman kafes kodların AF işbirliği yntemi ile iletilmesi dşnlnerek, tasarımltleri geliştirilmiştir. Benzer bir çalışma çok sayıda rle kullanımı ile [53]’tenerilerek g tahsisi problemleri incelenmiştir. [55,56]’da kanal snmleme katsayılarının verici ve alıcılarda bilinmesini gerektirmeyen farksal uzay-zaman kodların kullanıcılara dağıtılmasınerilmiştir.

Bileşen serpiştirmeli dik uzay-zaman blok kod tasarımları da işbirlikli sistemlere uyarlanabilmektedir [57,58]. [57]’de hedefe iletim yapmayan bir kullanıcının iletimini, iki antenli rlelere dağıtılmış bileşen serpiştirmeli dik uzay-zaman blok kodlar yardımıyla gerekleştirmesizerinde durulmuştur. [58]’denerilen bileşen serpiştirmeli işbirliği yntemi esas olarak iki verici anten iinnerilen bileşen serpiştirmeli dik uzay-zaman blok kodunun [14–16] iki kullanıcıya dağıtılmasıdır. Bu çalışmada bileşen serpiştirmenin sadece işbirlikli çeşitlemenin gerçekleştirilmesinde kullanılmasından dolayı çeşitleme derecesi olarak ikiye ulaşılabilmektedir.

1.2 TEZİN LİTERATÜRE KATKILARI

Bu tezde, modülasyon çeşitlemesi ve işbirlikli çeşitleme yöntemlerini, her iki yöntemin telsiz iletişim sistemine sağladığı kazançlardan kayıp vermeden birlikte kullanabilen bileşen serpiştirmeli seçimli kodlamalı işbirliği yöntemi önerilmiştir. Burada, bileşen serpiştirme, literatürdeki uzay-zaman kodlaması veya işbirliği uygulamalarından farklı olarak, her kullanıcının kendi çerçeveleri arasında gerçekleştirilmektedir. Bu yolla, her simgenin gerçel ve sanal bileşenleri bağımsız sönmüleme katsayılarından etkilenmekte böylece modülasyon çeşitlemesi sağlanmaktadır. Buna ek olarak, bileşenleri serpiştirilmiş simgelerin işbirlikli iletilmesiyle işbirlikli çeşitleme de sağlanmaktadır.

Tezin ikinci bölümünde, modülasyon çeşitlemesinin ve işbirlikli çeşitlemenin temelleri ve genel özellikleri incelenmiştir.

Tezin üçüncü bölümünde, iki kullanıcı ve bir hedef alıcılı bileşen serpiştirmeli kafes kodlamalı işbirliği sistemi için kullanıcıların işbirliği durumlarını bilip bilmemesine bağlı olarak iki seçimli işbirliği yöntemi önerilmiştir. Önerilen yöntemler temelde klasik seçimli kodlamalı işbirliği yönteminde bileşen serpiştirmenin uygun kullanımı ile işbirlikli çeşitlemeye ek olarak modülasyon çeşitlemesinin elde edilmesine dayanmaktadır. Tek antenli kullanıcılar iletimlerini dikgen erişim yöntemleri ile gerçekleştirerek kullanıcılarda oluşabilecek girişim ve hedef alıcıda gerçekleşebilecek eşzamanlama problemlerini engellemişlerdir. Önerilen yöntemlerin kullanıcılarda ve hedef alıcıda işbirliği durumuna bağlı olarak verilen kararlar için çiftsel hata olasılığı üst sınırları analitik olarak elde edilmiştir. Ulaşılan çiftsel hata olasılığı üst sınır ifadelerinden, önerilen yöntemler için kullanıcılarda ve hedef alıcıda hata başarımını eniyileyecek kod tasarım ölçütleri belirlenmiştir. Kod tasarım ölçütleri ile kullanıcılararası ve kullanıcı-hedef arası kanal başarımları birlikte eniyilen 4PSK için 4, 8 ve 16-durumlu ve 8PSK için 8 ve 16-durumlu yeni işbirlikli kafes kodlar tasarlanmıştır. Referans sistemlere göre iki kat çeşitleme derecesine ve yüksek kodlama kazançlarına, %50 işbirliği ve 1/2 kodlama oranına sahip 4PSK ve 8PSK modülasyonlu bu işbirlikli kafes kodlar ile ulaşılabilmektedir. Yeni kodların hata

başarımları bilgisayar benzetimleri ile incelenerek kod tasarım ölçütlerinin ve seçimli işbirliği yöntemlerinin değerlendirmesi yapılmış, klasik kodlamalı işbirliği yapısına göre iki kat çeşitleme sağlandığı ortaya konmuştur. Ayrıca yeni kodlarla eşdeğer özelliklere sahip literatürde bilinen en iyi uzay-zaman kafes kodların, önerilen bileşen serpiştirmeli kafes kodlamalı işbirlikli sistemlerde başarımları incelenerek yeni kodların önerilen sistemlerdeki üstünlüğü gösterilmiştir. Ek olarak, önerilen sistemler için bit hata olasılığının üst sınırı aktarım işlevleri yardımıyla çiftsel hata olasılık ifadelerinden elde edilmiş, benzetim sonuçlarıyla tutarlılığı gösterilmiştir. Önerilen yöntemler ikiden çok kullanıcıya, daha yüksek dereceli modülasyonlara, farklı işbirliği ve kodlama oranlarına kolaylıkla uyarlanabilmektedir.

Tezin dördüncü bölümünde ise önerilen işbirlikli sistemlerde basit kod çözme karmaşıklığına sahip olabilmek için Alamouti uzay-zaman blok kodunun kullanımı üzerinde durulmuştur. Bileşenleri serpiştirilmiş simgelerin kullanıcılara dağıtılmış Alamouti uzay-zaman blok kodu ile üç zamanlı olarak iletilmesiyle hedef alıcıda elde edilen çeşitleme derecesinin bileşen serpiştirmesiz duruma göre iki kat arttırılabileceği gösterilmiştir. Hedefteki hata başarımını eniyileyecek θ° döndürme açısı benzetimlerle belirlenerek 4PSK modülasyonu için önerilen sistemin bileşen serpiştirmesiz sisteme göre çeşitleme açısından üstünlüğü BER başarımları ile doğrulanmıştır. Ayrıca kullanıcılardaki kararlar için önerilen yeni kod çözme metriklerinin kullanıcı-hedef arası kanalın başarımına etkileri benzetimlerle incelenmiştir. Önerilen blok kodlamalı işbirlikli sistemde kullanıcılararası kanalın başarımının genel başarımı düşürmemesi için analitik simge hata olasılıklarına dayanan seçimli işbirliği yöntemi önerilmiştir. Seçimli işbirliği ile kullanıcılararası kanalda hatasız işbirliği yapılması durumuna oldukça yakın bir başarımlar elde edilmiştir. Kullanıcılararası kanalın anlık işaret-gürültü oranına göre belirlenen seçimli işbirliği ile referans çalışmalara göre kullanıcılara ek bir kod çözme karmaşıklığı getirilmemiştir. Bu tezle ilgili olarak yazılan makale ve konferans bildirileri şunlardır:

- Oruç Ö. ve Aygölü, Ü., Eylül 2009, “Bandwidth Efficient Code Design For Coordinate Interleaved Coded Cooperation,” Journal of IET Communications, **3** (9), 1509–1519.

- Oruç Ö. ve Aygözü, Ü., Temmuz 2009’da değeriendirilmek üzere gönderildi, “A coordinate interleaved user cooperation scheme for distributed Alamouti space-time block code,” EURASIP Research Letters in Communications.
- Oruç Ö. ve Aygözü, Ü., Haziran 2009, “M-PSK Cooperative Trellis Codes For Coordinate Interleaved Coded Cooperation,” EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Special issue on Cooperative Communications in Wireless Networks.
- Oruç Ö. ve Aygözü, Ü., Nisan 2009, “Dağıtılmış Uzay-Zaman Blok Kodlarda Bileşen Serpiştirme ile Çeşitleme Derecesinin Arttırılması,” SIU2009 IEEE 17. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Side, Antalya / Türkiye.
- Oruç Ö. ve Aygözü, Ü., Temmuz 2008, “Code Design For Coordinate interleaved coded cooperation,” Sixth International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP’08), Graz / Austria..
- Oruç Ö. ve Aygözü, Ü., Nisan 2008, “Bileşen Serpiştirmeli İşbirlikli Çeşitleme için Kod Tasarımı,” SIU2008 IEEE 16. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Didim, Aydın / Türkiye.
- Oruç Ö. ve Aygözü, Ü., Eylül 2007, “Coordinate interleaved coded cooperation,” 18th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC’2007, Athens / Greece.
- Oruç Ö. ve Aygözü, Ü., Haziran 2007, “Bileşen Serpiştirmeli İşbirlikli Çeşitleme,” SIU2007 IEEE 15. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Eskişehir / Türkiye.
- Oruç Ö. ve Aygözü, Ü., Temmuz 2006, “Differential detection for two-user cooperative diversity systems”, Fifth International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP’06), Patras / Greece.

2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI VE ÇEŞİTLEME TEKNİKLERİ

2.1 SÖNÜMLEMELİ KANAL MODELLERİ VE ÇEŞİTLEME

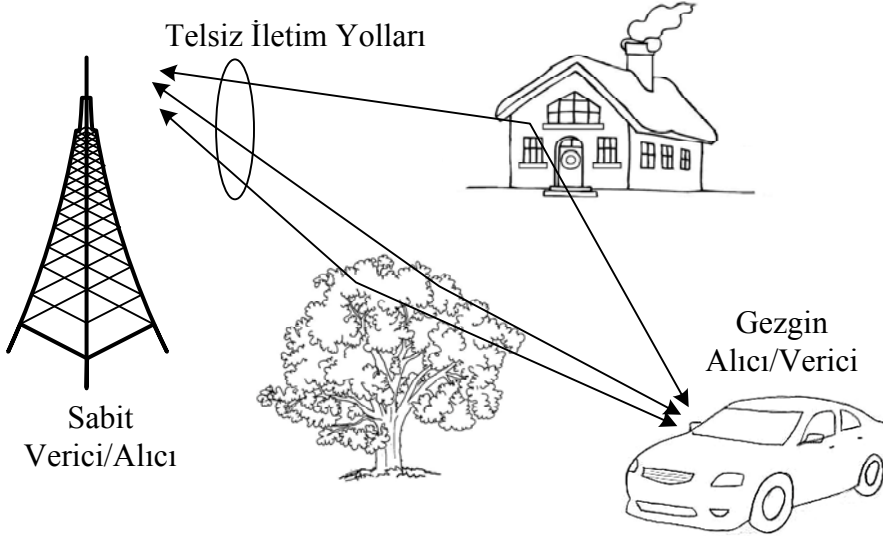
Telsiz iletişim sistemlerinin kablolu sistemlerden en önemli farkı telsiz iletişim kanalının değişkenliğinin fazla olması ve özünde çoklu erişimi içermesidir. Telsiz iletişim kanallarında işaret iletimi Şekil 2.1’de görüldüğü gibi çoklu iletim yolları ile gerçekleşir. Verici ile alıcı arasında doğrudan yol olabileceği gibi, binalar, ağaçlar vb. saçıcılar nedeniyle iletilen işaretin zamanda gecikmiş ve zayıflamış örneklerinin farklı geliş açılarıyla alıcıya ulaşması olasıdır. Her bir örnek farklı zayıflama, zaman gecikmesi ve faz kaymasına sahiptir. Örneklerin faz kaymaları aynı olursa farklı kanallardan genel işaretler birbirlerini kuvvetlendirebilir. Bazen faz kaymaları kanallardan gelen işaretlerin birbirlerini zayıflatmasına da neden olabilirler. Telsiz kanallardaki bu özellik sönmüleme (fading) olarak adlandırılmaktadır.

Telsiz iletişim sistemlerinde çok-yollu iletimden dolayı ortaya çıkan sönmülemenin iki temel özelliği; frekansta ve zamanda seçiciliktir. İletim gecikmelerinin zamanda yayılımına göre frekans-seçici olan ve olmayan sönmüleme, alıcı ve vericinin bağlı hareketine göre de zaman-seçici olan ve olmayan sönmüleme ortaya çıkmaktadır. Frekansta ve zamanda seçicilik birbirlerinden bağımsız iki olay olduğundan literatürde dört farklı sönmüleme çeşidi bulunmaktadır. Literatürde frekans-seçici olmayan, zaman-seçici olan ve olmayan sönmülemeler sırasıyla düzgün, hızlı ve yavaş sönmüleme olarak adlandırılabilirler.

İletilen işaretin karmaşık zarfı $s(t)$ ise, alınan işaret

$$r(t) = \sum_k \rho_k e^{j\theta_k} s(t - \tau_k) + n(t) \quad (2.1)$$

şeklinde tanımlanabilir. Burada ρ_k , θ_k ve τ_k sırasıyla k . iletim yolunun zayıflaması, faz kayması ve zaman gecikmesi, $n(t)$ ise toplamsal karmaşık gürültü terimidir. En



Şekil 2.1 : Çok-yollu telsiz iletişim kanalı.

büyük ve en küçük zaman gecikmeleri arasındaki fark τ_m , gecikme yayılımı (delay spread) olarak adlandırılır. Eğer bir kanalın gecikme yayılımı işaret iletim periyodu T_s ile karşılaştırılabilir seviyelerde ise alıcıda işaretler arası girişim (ISI) oluşur ve işaret frekans-seçici sönmüleme etkisi altında kalır. Frekans-seçici olmayan sönmülemeye ise $\tau_m \ll T_s$ olduğundan çok-yollu kanal ayırgan (dispersive) değildir, dolayısıyla $s(t - \tau_k) \approx s(t)$ yaklaşıklığı yapılabilir. Bu yaklaşıklık (2.1)'de kullanılırsa

$$r(t) = s(t) \sum_k \rho_k e^{j\theta_k} + n(t) \quad (2.2)$$

şeklinde yazılabilir. (2.2)'deki çarpımsal $\sum_k \rho_k e^{j\theta_k}$ ifadesi kanal sönmülemesi olarak tanımlanabilir. Karmaşık sönmüleme katsayısı $h = x + jy = \alpha e^{j\phi}$ ile gösterilirse dik bileşenler $x = \sum_k \rho_k \cos(\theta_k)$ ve $y = \sum_k \rho_k \sin(\theta_k)$ şeklinde olmaktadır. İletim yollarının sayısı çok ve zayıflamaları birbirlerine göre büyük ölçüde değişiklik içermiyor ise sönmüleme katsayısının dik bileşenlerine merkezi limit teoremi uygulanabilir ve dik bileşenler sıfır ortalamalı σ^2 varyanslı Gauss rastgele değişkenleri olarak tanımlanabilir. İlişkisiz iki Gauss rastgele değişkeni için ortak olasılık yoğunluk işlevi (pdf) $f_{x,y}(x, y) = \frac{1}{2\pi\sigma^2} \exp\left(-\frac{x^2+y^2}{2\sigma^2}\right)$ ile karmaşık sönmüleme katsayısının genliğinin ve fazının olasılık yoğunluk işlevleri sırasıyla $f_\alpha(\alpha) = \frac{\alpha}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{\alpha^2}{2\sigma^2}\right) u(\alpha)$ ve $f_\phi(\phi) = \frac{1}{2\pi} (u(\phi) - u(\phi - 2\pi))$ şeklinde bulunabilir. Burada $u(\cdot)$ birim basamak işlevini göstermektedir. Literatürde $f_\alpha(\alpha)$ ve $f_\phi(\phi)$ sırasıyla

Rayleigh ve düzgün (uniform) olasılık yoğunluk işlevleri, doğrudan yolun nadir görüldüğü çok saçıcılı telsiz iletişim kanallarında meydana gelen sönümleme de Rayleigh sönümlemesi olarak bilinmektedir. İletim yolları içerisinde kuvvetli bir doğrudan yol var ise dik bileşenlerin biri yada ikisi sıfırdan farklı bir ortalamaya sahip olurlar. Bu durumda karmaşık sönümleme katsayısının genliğinin dağılımı Ricean olmaktadır. Frekans-seçici olmayan sönümlemenin etkisi tek bir çarpımsal karmaşık sönümleme katsayısı ile modellenenirken, frekans-seçici sönümlemenin etkisi (2.1)'den de kolaylıkla görülebileceği gibi her bir yolun kendine özgü çarpımsal karmaşık sönümleme katsayısının bulunduğu bir doğrusal süzgeç ile modellenenmektedir. Hızlı ya da yavaş sönümleme durumlarında ise üretilen tek bir çarpımsal karmaşık sönümleme katsayısının kaç işaret iletim periyodu boyunca etkili olacağının belirlenmesi yeterlidir. Literatürde yapılan birçok benzetimde bir blok yada çerçeve boyunca sönümleme katsayısının sabit kaldığı yani duruğumsu (quasi-static) olduğu kabul edilir. $\alpha = |h|$ Rayleigh dağılımına sahip ise α^2 ikinci dereceden chi-kare dağılımına sahiptir. Literatürde sönümleme katsayılarının dik bileşenlerinin (x, y) sıfır ortalamalı 0.5 varyanslı dolayısıyla $E[\alpha^2] = 1$ olduğu kabul edilir. Burada $E[.]$ ile bir rastgele değişkenin istatistiksel ortalaması gösterilmiştir. (2.2)'deki $n(t)$ toplamsal karmaşık gürültü sürecinin de dik bileşenlerinin sıfır ortalamalı $N_0/2$ varyanslı Gauss dağılımlı olduğu kabul edilir.

Çeşitleme telsiz iletişim kanallarında çok yollu sönümlemenin etkilerinden korunmanın en etkili yollarından biridir ve çeşitli yöntemlerle bir işaretin bağımsız sönümlemelerden etkilenen birden fazla kopyasının alıcıya yollanması ile elde edilir. Çeşitleme teknikleri ile telsiz iletişim sistemlerinin sönümlemeli kanallardaki hata başarımları önemli ölçülerde arttırabilmektedir. Telsiz iletişim sistemleri için literatürde çok sayıda çeşitleme yöntemi bulunmaktadır. Bunlardan başlıcaları frekans, zaman, anten (uzay), polarizasyon ve işbirlikli çeşitlemelerdir.

Çeşitlemenin etkisi alıcıya ulaşan işaret-gürültü oranı (SNR) ile hata olasılığı arasındaki ilişki kullanılarak sayısal olarak belirlenebilmektedir. Bu büyüklük

çeşitleme kazancı olarak adlandırılır ve

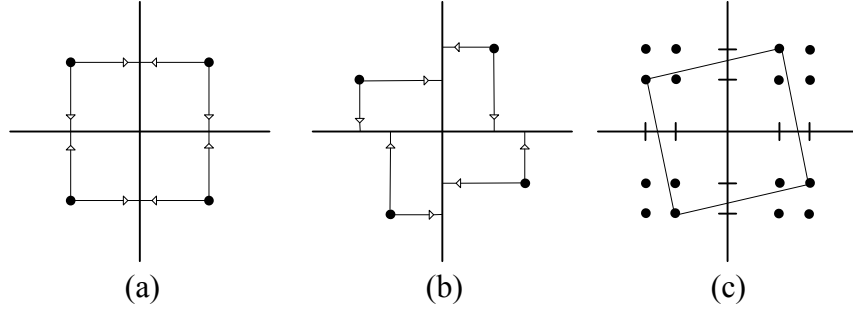
$$G_d = - \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{\log(P_e)}{\log(\text{SNR})} \quad (2.3)$$

ifadesiyle tanımlanır. (2.3)'te hata olasılığı P_e ve işaret-gürültü oranının dB olmayan şekli de SNR ile gösterilmiştir. Başka bir deyişle logaritmik eksenler kullanılarak çizilmiş hata olasılığı-SNR eğrisinin $\text{SNR} \rightarrow \infty$ için eğimi çeşitleme kazancıdır. Çeşitleme kazancı artırıldığında, hata olasılığı-SNR eğrisinin eğimi artar ve sistemin hata başarımı önemli ölçüde iyileşir.

2.2 SISO TELSİZ İLETİŞİM SİSTEMLERİNDE MODÜLASYON ÇEŞİTLEMESİ

Modülasyon çeşitlemesi, tek-girişli ve tek-çıkışlı (SISO) sistemler ve kodlamasız çok boyutlu modülasyon gösterilimleri için sönümlemeli kanallarda önemli kodlama kazançlarına ulaşılmasını sağlayan bir çeşitleme yöntemidir. Frekans ve zaman çeşitlemesinde olduğu gibi bandgenişliğinde bir kayba neden olmamaktadır. Modülasyon çeşitlemesinin temel düşüncesi döndürülmüş çok boyutlu modülasyonlu işaret kümesinden elde edilmiş simgelerin bileşenlerinin serpiştirilerek (interleaving) iletilmesidir. Bir simgenin gerçel ve sanal kısımlarının bağımsız sönümlemelerden etkilenmesi sağlanarak uygun döndürülmüş işaret kümeleri için tüm sistemin çeşitlemesi ve kodlama kazancı eniyileştirilebilmektedir. Modülasyon çeşitlemesinin temelleri E.Viterbo ve J.C.Belfiore'nin yaptıkları çalışmalarla belirlenmiştir [17–19, 59].

Çok boyutlu herhangi bir işaret kümesinin herhangi iki elemanın arasındaki farklı bileşen sayısının minimum değeri bileşen çeşitliliği olarak tanımlanabilir. Şekil 2.2(a)'da görülen 4QAM işaret kümesi için, farklı iki simgenin gerçel veya sanal kısımlarının aynı olabilmesi nedeniyle bileşen çeşitliliğinin bir olduğu kolaylıkla görülebilir. Şekil 2.2(b)'de verilen döndürülmüş işaret kümesi için tüm bileşenlerin birbirinden farklı olması nedeniyle bileşen çeşitliliği iki olabilmektedir. Ancak bileşen çeşitliliğinden gerçek anlamda bir çeşitleme elde edebilmek için gerçel ve sanal



Şekil 2.2 : Bileşen çeşitliliği ve bileşen serpiştirmenin işaret kümesine etkisi.

bileşenler farklı ve bağımsız sönümlerden etkilenmelidir. Bu farklılık bileşen serpiştirici ve ters bileşen serpiştiricilerle sağlanabilmektedir. Herhangi bir bileşen çok düşük bir sönümlemekten etkilenirse Şekil 2.2(b)'ye göre iletilen simgelere diğer bileşen üzerinden karar verilebilir, ancak Şekil 2.2(a)'ya göre iletim yapıldığında simgelere bir bileşen üzerinden tam olarak karar verilememektedir. İşaret kümesi döndürüldükten sonra bileşenlerinin serpiştirilmesi ile belirli bir anda iletebilecek işaretlerin kümesi Şekil 2.2(c)'de de görüldüğü üzere genişlemektedir. 4QAM veya 4PSK işaret kümesi 16QAM işaret kümesine genişlemektedir. Bu genişleme ile ortalama simge enerjisinde bir değişiklik olmamaktadır, ancak PSK gibi sabit zarflı modülasyon teknikleri için sabit zarf özelliği kaybolmaktadır.

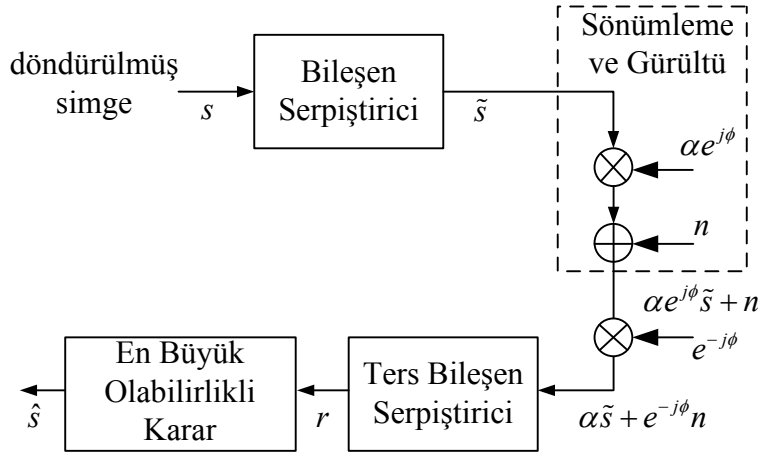
Sistem Modeli: Modülasyon çeşitlemeli iletişim sisteminin temel modeli Şekil 2.3'te gösterilmektedir. Belirli döndürme açısıyla döndürülen simgelerin bileşenleri serpiştirilerek vericiden alıcıya iletilir, alıcının kanalı bildiği varsayımı altında alıcıda öncelikle sönümlerlerin fazları bastırılır, daha sonra ters bileşen serpiştirme uygulanarak elde edilen işaretlerden en büyük olabilirlikli karar kuralına göre iletmek istenen simgelere karar verilir.

s_1 simgesinin bileşen serpiştirme ortağının s_2 olduğu varsayılırsa, s_1 ve s_2 için vericiden iletilen bileşenleri serpiştirilmiş simgeler

$$\tilde{s}_1 = s_{1R} + j s_{2I}$$

$$\tilde{s}_2 = s_{2R} + j s_{1I} \quad (2.4)$$

şeklinde tanımlanabilir. Burada $(.)_R$ ve $(.)_I$ ile simgelerin sırasıyla gerçel ve



Şekil 2.3 : Modülasyon çeşitlemeli iletişim sistemi.

sanal bileşenleri gösterilmektedir. İletim kanalı Rayleigh sönümlemeli bir kanal olarak düşünülmekte, her iletim aralığında iletilen her işaret bağımsız sönümleme katsayılarından etkilenmektedir (hızlı sönümleme). Yavaş sönümleme durumunda verici çıkışında simge serpiştiriciler kullanılarak birbirini takip eden işaretlerin bağımsız sönümleme katsayılarından etkilenmesi sağlanabilir. (2.4)'teki simgelerin etkilendiği sönümleme katsayıları $h_i = \alpha_i e^{j\phi_i}$ $i \in \{1, 2\}$ ise alıcıya ulaşan işaretler

$$\begin{aligned} y_1 &= h_1 \tilde{s}_1 + n_1 \\ y_2 &= h_2 \tilde{s}_2 + n_2 \end{aligned} \quad (2.5)$$

şeklinde. Burada toplamsal gürültü terimleri n_1 ve n_2 , sıfır ortalamalı, boyut başına $N_0/2$ varyanslı karmaşık beyaz Gauss dağılımına sahip bağımsız rastlantı değişkenleridir. Alıcının kanal durum bilgisini hatasız bir şekilde bildiği varsayılmaktadır. Bu durumda, Şekil 2.3'te de görüldüğü gibi alıcı girişinde kanalın fazı dengelenirse alınan işaretler

$$\begin{aligned} \check{y}_1 &= \alpha_1 \tilde{s}_1 + \check{n}_1 \\ \check{y}_2 &= \alpha_2 \tilde{s}_2 + \check{n}_2 \end{aligned} \quad (2.6)$$

olmaktadır. Burada $\check{n}_i = e^{-j\phi_i} n_i$ gürültüsü n_i ile aynı istatistiksel özelliklere sahiptir ($i \in \{1, 2\}$). $\check{y}_1$ ve $\check{y}_2$ işaretleri ters serpiştiriciye uygulanırsa s_1 'e bağlı işaret

$$r = \alpha_1 s_{1R} + j\alpha_2 s_{1I} + \eta_1 \quad (2.7)$$

şeklinde elde edilmektedir. Burada $\eta_1 = \check{n}_{1R} + j\check{n}_{2I}$ gürültüsü n_1 ile aynı istatistiksel özelliklere sahiptir. (2.7) ile s_1 simgesinin bileşenlerinin bağımsız sönümlerlerden etkilendiği kolaylıkla görülebilmektedir. İletilen simge s_1 için

$$\hat{s}_1 = \underset{\hat{s}_1}{\operatorname{argmin}} |r - \alpha_1 \hat{s}_{1R} - j\alpha_2 \hat{s}_{1I}|^2 \quad (2.8)$$

şeklinde en büyük olabilirlikli karar kuralı ile döndürülmüş simge kümesindeki olası tüm $\hat{s}_1$ simgelerinden en büyük olabilirlik metriğini enküçükleyen $\hat{s}_1$ simgesine karar verilebilir.

Çiftsel Hata Olasılığı: Vericiden herhangi bir s simgesinin iletilmesi durumunda alıcıda $s \neq \hat{s}$ olmak üzere $\hat{s}$ simgesine karar verilme olasılığı olarak tanımlanan çiftsel hata olasılığı (PEP, pairwise error probability), modülasyon çeşitlemeli sistem için

$$\begin{aligned} P(s \rightarrow \hat{s} | r, \alpha_1, \alpha_2) &= P(|r - \alpha_1 \hat{s}_R - j\alpha_2 \hat{s}_I|^2 < |r - \alpha_1 s_R - j\alpha_2 s_I|^2) \\ &= P((\alpha_1 \Delta_R + \eta_R)^2 + (\alpha_2 \Delta_I + \eta_I)^2 < \eta_R^2 + \eta_I^2) \end{aligned} \quad (2.9)$$

şeklinde elde edilebilir, burada bileşen hata uzaklıkları $(s_R - \hat{s}_R)$ ve $(s_I - \hat{s}_I)$ sırasıyla Δ_R ve Δ_I ile gösterilmektedir. Rayleigh kanal katsayıları üzerinden (2.9)'un ortalaması alınarak yüksek işaret gürültü oranları için çiftsel hata olasılığı

$$P(s \rightarrow \hat{s}) \cong \frac{3N_0^2}{\Delta_R^2 \Delta_I^2} \quad (2.10)$$

şeklinde bulunabilir [18]. Bu ifade ile çiftsel hata olasılığının çarpımsal bileşen uzaklığının (PCD = $|\Delta_R| |\Delta_I|$, product component distance) karesiyle ters orantılı olduğu görülmektedir. Bir yerleştirim kümesi için $|\Delta_R| |\Delta_I|$ 'nin en küçük değerini enbüyükleyerek çiftsel hata olasılığının da enküçüklenmesi sağlanabilir.

Başarım Ölçütleri: Ortalama simge enerjisi sabit çok boyutlu işaret kümeleri üzerinde simge hata başarımını arttırmak için 3 ölçütün göz önüne alınması gerekmektedir [17]. Bunlar;

- a) çeşitleme derecesini eniyilenmesi,
- b) işaret kümesinin herhangi iki noktası arasındaki en düşük çarpımsal bileşen uzaklığının enbüyüklenmesi,

c) en düşük çarpımsal bileşen uzaklığını sağlayan işaret ikililerinin sayısının (çokluk, multiplicity) enküçüklenmesi olarak sıralanabilir.

Girişte de belirtildiği üzere bağımsız sönmlemelerden etkilenen bileşenlerin birbirinden farklı değerler alması çeşitlemeyi eniyilemek için gerek ve yeter koşul olmaktadır, yani çarpımsal bileşen uzaklığının sıfır olmaması en iyi çeşitlemeye ulaşmak için yeterlidir. En düşük çarpımsal bileşen uzaklığın enbüyüklenmesi ve çokluğunun enküçüklenmesi için ise döndürme açısının eniyilenmesi gerekmektedir.

Çiftsel Hata Olasılığına Bağlı En İyi Döndürme Açısı: Şekil 2.4'te θ° döndürülmüş 4QAM işaret kümesi görülmektedir. Burada döndürülmüş işaretlerin bileşenleri $a_1 = b_2 = -\cos(45 - \theta)$, $a_2 = b_4 = -\cos(45 + \theta)$, $a_3 = b_1 = \cos(45 + \theta)$ ve $a_4 = b_3 = \cos(45 - \theta)$ şeklindedir. En küçük çarpımsal bileşen uzaklık ifadesi

$$\min \{|\triangle_R| |\triangle_I|\} = \min_{\substack{i,j=1,2,3,4 \\ i \neq j}} \{|a_i - a_j| |b_i - b_j|\}, \quad (2.11)$$

$\cos(45 \mp \theta) = \frac{1}{\sqrt{2}} (\cos\theta \pm \sin\theta)$ eşitliği ile

$$\min \{2 |\sin\theta| |-\cos\theta|, 2 |\cos\theta - \sin\theta| |\cos\theta + \sin\theta|\} \quad (2.12)$$

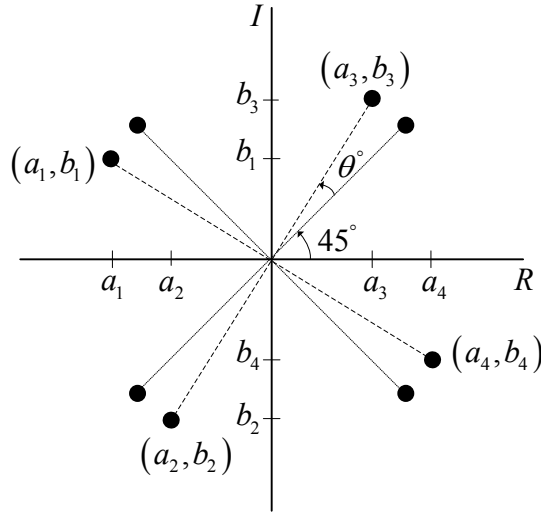
şeklinde elde edilebilir. 4QAM işaret kümesi için (2.12) ifadesini enbüyükleyen en iyi döndürme açıları 31.7175° ve 58.2825° , en büyük çarpımsal bileşen uzaklığı ise her iki açı için de 0.8944 olarak bulunmaktadır. 4PSK işaret kümesi 4QAM işaret kümesinin 45° döndürülmüşü olması nedeniyle benzer olarak en iyi döndürme açıları 76.7175° ve 13.2825° olup bu açılar için çarpımsal bileşen uzaklığı aynı kalır.

Simge Hata Olasılığı Üst Sınırı ve En İyi Döndürme Açısı: İletilmek istenen simgelerin eşit olasılıklı olarak iletildiği varsayılırsa M simgeye sahip (kısaca M'li) simge kümesi için, (2.10)'da tanımlanan çiftsel hata olasılığı ifadesi kullanılarak simge hata olasılığı

$$P_s \leq \frac{1}{M} \sum_{i=1}^M \sum_{\substack{j=1 \\ j \neq i}}^M P(s_i \rightarrow s_j) \quad (2.13)$$

şeklinde üstten sınırlandırılabilir. 4PSK ve 4QAM simge yerleştirimleri için (2.13)

$$P_s \leq \sum_{j=2}^4 P(s_1 \rightarrow s_j) \quad (2.14)$$



Şekil 2.4 : θ° döndürülmüş işaret kümesi.

şeklinde sadeleştirilebilir. Şekil 2.4'teki θ° döndürülmüş işaret kümesi için simge hata olasılığı üst sınırı

$$P_s \leq \left(\frac{2}{\sin^2 2\theta} + \frac{1}{\cos^2 2\theta} \right) 3N_0^2 \quad (2.15)$$

şeklinde. Simge hata olasılığının üst sınırını enküçükleyen en iyi döndürme açıları türev alma yoluyla 29.632° ve 60.368° olarak bulunur. 4PSK işaret kümesi için en iyi döndürme açıları 74.632° ve 15.368° 'dir. Ancak, literatürdeki bir çok çalışmada çiftsel hata olasılığını eniyileyen döndürme açısı en iyi döndürme açısı olarak kabul edilmektedir.

2.3 MIMO TELSİZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ VE VERİCİ ÇEŞİTLEMESİ

Çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) telsiz iletişim sistemleri verici ve alıcıda birden fazla anten kullanarak telsiz iletişim kanallarının doğasında bulunan çok yollu iletme ek çoğullama sağlar. Bu şekilde band verimliliğinden (bandwidth efficiency) ödün vermeden elde edilen çeşitleme yöntemi anten (uzay) çeşitlemesi olarak adlandırılmaktadır. Antenler birbirinden yeterince uzak (iletilecek işaretin dalga boyunun yarısından fazla) yerleştirilirse farklı antenlerden iletilen işaretler bağımsız sönmölemelerden etkilenmektedirler.

MIMO telsiz iletişim sistemlerinin kullanımı üçüncü (3G) ve dördüncü (4G) kuşak iletişim sistemlerinde yaygınlaşmaktadır. MIMO kanallarda dik frekans bölmeli çoğullamalı erişim tekniği (MIMO-OFDMA) IEEE 802.16e WiMAX (sabit ve gezgin geniş bantlı telsiz iletişim sistemleri) standardına [60] dahil edilmiş ve MIMO-OFDM kullanımını içeren IEEE 802.11n Wi-Fi (yüksek hızlı telsiz yerel alan iletişim ağı) standartının da geliştirme çalışmaları devam etmektedir. Gezin telsiz telefon (Mobile radio telephone) iletişimlerinde de MIMO kullanımı planlanmaktadır, örnek olarak 3GPP (3rd Generation Partnership Project), 3GPP2, HSPA+ (High-Speed Packet Access plus) ve LTE (Long Term Evolution) standartları verilebilir.

Anten çeşitlemesi uygulandığı yere göre alıcı ve verici çeşitlemesi olarak adlandırılmaktadır. Çok sayıda alıcı anten kullanan çeşitleyici yapıları literatürde geniş ilgi görmüş olmasına karşın, çok sayıda verici anten kullanmak ve tüm sistemin hata başarımını arttırmak amacıyla bunların her biri için farklı kodlar tasarlamak son on yılı aşkın dönemde daha fazla ilgi çekmektedir.

İlk band verimli verici çeşitlemesi yöntemi [61]'de önerilmiş, [62,63] ile çeşitleme kazancının verici anten sayısı kadar olabileceği gösterilmiştir. [64]'te önerilen çok katmanlı bir yaklaşımla MIMO sistemin tam verici çeşitlemesine ulaşmasını önemsemeden iletişim hızını iyileştirmek amaçlanmıştır ve bu yapıya uygun dikey katmanlı uzay-zaman (V-BLAST) kodlama yöntemi [65]'de önerilmiştir. [1]'de çeşitleme ve kodlama kazançlarını arttıracak uzay-zaman kodların tasarımı için gerekli ölçütler ve tam çeşitleme sağlayan “uzay-zaman kafes kod” örnekleri verilmiştir. Bu kodlar tam çeşitleme kazancı sağlamalarının yanında belli bir kodlama kazancı da sağlamaktadırlar. Bu çalışma [66]'da önerilen gecikme çeşitlemesinin özel bir durumunu da içermektedir. İki verici antenli sistemler için tam çeşitleme sağlayan, dayandığı dik yapı nedeniyle işaretlerin birbirinden bağımsız çözülmesine olanak veren basit bir verici çeşitleme tekniği [2]'de önerilmiştir. Bu tasarım daha sonra verici hızında belli bir düşme pahasına üç ve daha çok verici anten için genelleştirilmiş ve “uzay-zaman blok kodlama” olarak adlandırılmıştır [3]. Blok kodların ek bir kodlama kazancı getirmemesinden dolayı dik tasarımların kafes kodlarla beraber kullanılması

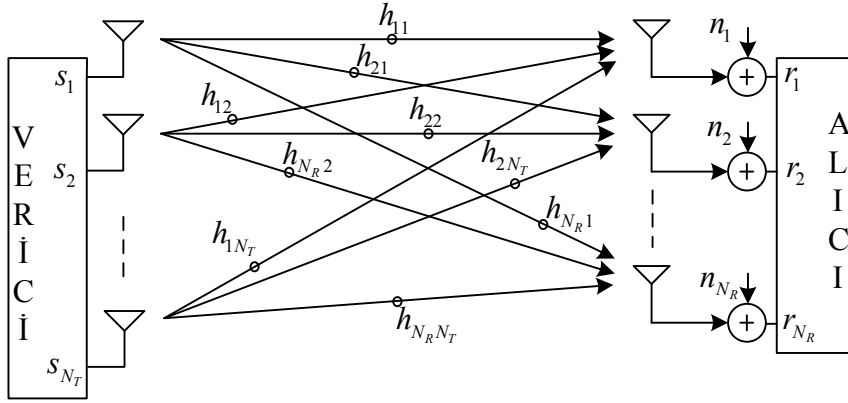
düşünülmüştür [9]. Ancak bu yaklaşımların temel eksiği, birleşik yapıların olası maksimum hızlara ulaşamamasıdır. Bunun nedeninin [2]'de iki verici anten için önerilen dik yapının, kafes kodlarla birleştirilmesi durumunda olası tüm işaret çifti kümelerini kapsayamaması, diğer bir ifade ile yeterli kodlama fazlalığının (redundancy) sağlanamaması olduğu [67]'de gösterilmiş ve hız kaybını ortadan kaldıran “üstün-dik (super-orthogonal) uzay-zaman kafes kodları” önerilmiştir. Anten çeşitlemesinin kullanımının bilgi kuramı açısından kanal sığasını arttırdığı [68] ve [69] ile ortaya çıkarılmıştır. Kanal sığası, hata olasılığı keyfi küçük olabilecek şekilde kanalın elverdiği en yüksek bilgi iletim hızıdır.

Kodlayıcıda ve kod çözücünde iletişim kanalının durum bilgisinin ne kadar bilindiğine bağlı olarak verici çeşitlemesinin kullanımı eniyilenebilmektedir. Bu bölümde şu ana kadar bahsedilen bütün kodlama yöntemleri sadece alıcının kanalı bildiği varsayımı için önerilmiştir. Telsiz iletişim sistemlerinde genellikle bilinen bir işaretin iletilmesiyle alıcıda kanalın bilgisine ulaşılmaya çalışılmaktadır. Kod çözücünde alıcının kestirdiği kanal bilgilerinin kullanılması uyumlu algılama (coherent detection) olarak adlandırılır [70]. Bazı durumlarda alıcının kanalı kestirmesi mümkün ya da anlamlı (kanal durumu çok hızlı değişiyor ise) olmamaktadır. Bu durumlarda SISO sistemlerde de kullanılan farksal kestirim yöntemleri çok verici antenli sistemlere uyarlanabilir [71–76]. Vericide de kanal bilgisi kullanılarak kanal sığasına yakın başarımlar elde edilebilir [77], ancak kanalın alıcıda kestirilip vericiye elde edilen bilginin en doğru şekilde geri bildirilmesi ve bu sırada kanalın durumunun değişmemesi gereklidir ki bu da pratikte oldukça zordur.

MIMO Telsiz İletişim Modeli: Şekil 2.5'te görüldüğü gibi, N_T verici antenli bir birimden N_T işaretin N_R alıcı antenli bir birime aynı anda iletildiğini düşünelim. t . iletim aralığında i . verici antenden iletilen işaret $s_{i,t}$ ile gösterilirse, j . alıcı antende alınan işaret

$$r_{j,t} = \sum_{i=1}^{N_T} h_{ji,t} s_{i,t} + n_{j,t} \quad (2.16)$$

şeklinde verilebilir. Burada t . iletim aralığı için $n_{j,t}$ ve $h_{ji,t}$ ile sırasıyla j . alıcı antende



Şekil 2.5 : MIMO telsiz iletişim modeli.

etki eden toplamsal gürültü ve j . alıcı anten ile i . verici anten arasındaki kanalın sönmleme katsayısı gösterilmektedir. Alıcının kanal katsayılarını yetkin bir biçimde bildiğini düşünürsek, alıcı iletilen simgeleri

$$\sum_{t=1}^{N_R} \sum_{j=1}^{N_T} \left| r_{j,t} - \sum_{i=1}^{N_T} h_{ji,t} \hat{s}_{i,t} \right|^2 \quad (2.17)$$

şeklindeki karar metriğini en büyük olabilirlikli karar kuralına göre enküçükleyen simgeler olarak belirleyebilmektedir. Burada $\hat{s}_{i,t}$ ile t . iletim aralığında i . verici antenden iletebilecek bütün olası işaretler gösterilmektedir.

Sönmleme katsayılarının T iletim aralığı için sabit olduğu düşünülürse bu iletim aralığında alıcıda alınan işaret

$$\mathbf{R} = \mathbf{H}\mathbf{S} + \mathbf{N} \quad (2.18)$$

şeklinde matris gösterilimi ile verilebilir, burada $\mathbf{R}$ ve $\mathbf{N}$, $N_R \times T$, $\mathbf{H}$, $N_R \times N_T$ ve $\mathbf{S}$ ise $N_T \times T$ boyutlu matrislerdir.

2.3.1 Uzay-Zaman Kodlarının Tasarım Ölçütleri

Uzay-zaman kodlarının çiftsel hata olasılıklarının analitik çıkarımları elde edilerek sönmlemeli kanallar için uzay-zaman kod tasarım ölçütleri belirlenmiştir [1,78–80]. Yavaş Rayleigh sönmlemeli kanallarda çeşitlemenin ve kodlama kazancının

eniyilenmesi için önerilen iki tasarım ölçütü sırasıyla rank ve determinant ölçütleridir [1]. Ancak çeşitlemenin yüksek derecede olduğu durumlarda kodlama kazancı için iz (trace) ölçütü daha uygun olmaktadır [79,80]. Hızlı Rayleigh sönmülemeli kanallarda çeşitlemenin ve kodlama kazancının eniyilenmesi için önerilen iki tasarım ölçütü de sırasıyla etkin ve çarpımsal uzaklık ölçütleridir [1].

t . iletim aralığı için iletilen işaretleri $(s_{i,t})$ içeren $N_T \times 1$ boyutlu kod vektörü $\mathbf{s}$ ve L uzunluklu iletim aralığı için $N_T \times L$ boyutlu kod matrisi $\mathbf{S}$ olarak gösterilsin. Alıcıda hatalı karar verilen kod vektörü ve kod matrisi de sırasıyla $\hat{\mathbf{s}}$ ve $\hat{\mathbf{S}}$ ile gösterilsin. $N_T \times N_T$ boyutlu kod uzaklık matrisi $\mathbf{A}(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}) = \mathbf{B}(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}) \mathbf{B}^H(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$ ile tanımlanmaktadır. Burada kod fark matrisi $\mathbf{B}(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}}) = \mathbf{S} - \hat{\mathbf{S}}$ şeklindedir ve $(\cdot)^H$ ile Hermitian işlemi gösterilmektedir.

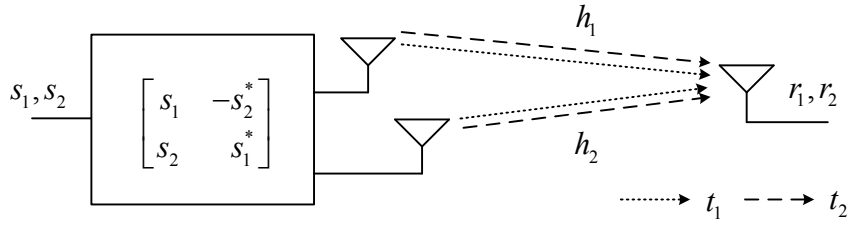
Rank Ölçütü: Tam çeşitlemeye ($N_T N_R$) ulaşabilmek için $\mathbf{S} \neq \hat{\mathbf{S}}$ olmak üzere bütün olası kod fark matrisleri $\mathbf{B}(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$ tam ranklı olmalıdır.

Determinant Ölçütü: En yüksek kodlama kazancına ulaşabilmek için $\mathbf{S} \neq \hat{\mathbf{S}}$ olmak üzere bütün olası kod uzaklık matrislerinin $\mathbf{A}(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$ en küçük determinant değerinin enbüyüklenmesi gereklidir. Literatürde $\det\{\mathbf{A}(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})\}$ ifadesi kodlama kazanç uzaklığı (coding gain distance, CGD) olarak adlandırılmaktadır.

İz Ölçütü: En yüksek kodlama kazancına ulaşabilmek için $\mathbf{S} \neq \hat{\mathbf{S}}$ olmak üzere bütün olası kod uzaklık matrislerinin $\mathbf{A}(\mathbf{S}, \hat{\mathbf{S}})$ en küçük iz değerinin enbüyüklenmesi gereklidir.

Etkin Uzaklık Ölçütü: $\mathbf{S} \neq \hat{\mathbf{S}}$ olmak üzere birbirinden farklı simge sayısının en küçük değeri δ 'nın enbüyüklenmesi ile en büyük çeşitlemeye (δN_R) ulaşılabilir.

Çarpımsal Uzaklık Ölçütü: En yüksek kodlama kazancına ulaşabilmek için δ değerine ait kafes yolu üzerinden tanımlı çarpımsal uzaklık değerinin ($d_p^2 = \prod_{t \in \rho(\mathbf{s}, \hat{\mathbf{s}})} |\mathbf{s} - \hat{\mathbf{s}}|^2$) en küçük değerinin enbüyüklenmesi gereklidir. Burada $\rho(\mathbf{s}, \hat{\mathbf{s}})$ alıcıda hatalı karar verilen kod vektörlerinin iletim aralıklarını içeren kümedir.



Şekil 2.6 : Alamouti uzay-zaman blok kodu ve iletim modeli.

2.3.2 Uzay-Zaman Blok Kodları

Literatürde iki verici antenli iletişim sistemleri için tam hız ve tam çeşitleme sağlayan ilk uzay-zaman blok kodu Alamouti tarafından önerilmiştir [2]. İki iletim aralığı için kanal katsayılarının değişmediği varsayımı altında, iletilen işaret matrisi (Alamouti kodu)

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix} \quad (2.19)$$

şeklindedir (Şekil 2.6).

Herhangi bir uzay-zaman blok kodu için T iletim aralığında k farklı simge iletiliyorsa bu kodun kodlama hızı $R = k/T$ birim zamanda iletilen simge miktarı olarak tanımlanmaktadır. İki zaman diliminde iki farklı simgenin iletimi gerçekleştirildiğinden Alamouti kodu tam hızlıdır ($R = 1$). Alamouti kodunun tam çeşitleme sağladığı rank ölçütü uyarınca kolaylıkla gösterilebilir.

Bir antenli alıcıya ulaşan işaretler

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_1 & -s_2^* \\ s_2 & s_1^* \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

ve basit bir doğrusal birleştirme yöntemi ile elde edilen simge karar değişkenleri

$$\begin{bmatrix} \dot{s}_1 \\ \dot{s}_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} h_1^* & h_2 \\ h_2^* & -h_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

şeklindedir, burada $(\cdot)^T$ ile matris evriği işlemi gösterilmektedir. Simge karar değişkenleri açık biçimde

$$\begin{aligned} \dot{s}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2^* \\ \dot{s}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 - h_1 n_2^* + h_2^* n_1 \end{aligned} \quad (2.22)$$

şeklinde yazılabilir. MPSK işaret kümesi için vericiden iletilen (s_1, s_2) simgelerine

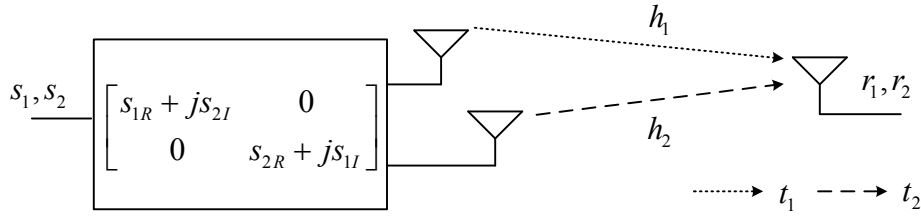
$$\begin{aligned}\hat{s}_1 &= \underset{\hat{s}_1}{\operatorname{argmin}} |\dot{s}_1 - \hat{s}_1|^2 \\ \hat{s}_2 &= \underset{\hat{s}_2}{\operatorname{argmin}} |\dot{s}_2 - \hat{s}_2|^2\end{aligned}\tag{2.23}$$

ile birbirlerinden bağımsız en büyük olabilirlikli karar kurallarını olası tüm $(\hat{s}_1, \hat{s}_2)$ simgeleri üzerinden enküçükleyen $(\hat{s}_1, \hat{s}_2)$ simgeleri olarak karar verilebilir. (2.21)'de verilen birleştirme yöntemi ile simgelerin birbirlerinden bağımsız karar kuralları ile çözülebilmesi (2.19)'da verilen Alamouti kodunun sağladığı diklik özelliğinden $(\mathbf{S}\mathbf{S}^H = (|s_1|^2 + |s_2|^2) \mathbf{I}_2, \mathbf{I}_2 : 2 \times 2 \text{ birim matris})$ ileri gelmektedir. (2.22)'de simgeler her iki sönmleme katsayısının karesel toplamından etkilenmektedir. Elde edilen bu çeşitleme ile herhangi bir kanalın sönmlemesi çok düşük seviyelerde olsa bile sönmleme katsayısı daha iyi olan diğer kanalın yardımıyla iletilen simgelere hatasız bir şekilde karar verilebilmektedir. Alamouti kodu çok alıcı antenli iletişim sistemlerinde de benzer şekilde kullanılabilir [2].

Alamouti kodu dikgen yapıya sahip, kare iletim matrisinde $(N_T = T)$ sıfırlar içermeyen (verici antenlerin her zaman iletim yaptığı) ve karmaşık simge iletimini tam hızlı ve tam çeşitleme ile gerçekleştiren literatürdeki tek uzay-zaman blok kodudur. Ancak gerçel simge iletimleri için literatürde verici anten sayıları 2, 4 ve 8 için kare olan dikgen iletim matrisli, 3, 5, 6 ve 7 için kare olmayan dikgen iletim matrisli tam hız ve tam çeşitlemeye sahip kodlar bulunmaktadır [3]. Aynı çalışmada karmaşık simge iletimleri için 3 ve 4 verici anten sayıları için 1/2 ve 3/4 hızlı ancak tam çeşitlemeye sahip dik kodlar önerilmiştir. Alamouti kodunun sahip olduğu iletilen simgelere birbirlerinden bağımsız bir şekilde karar verilebilme özelliği gözardı edildiğinde tam hız ve tam çeşitlemeye sahip yarı-dik (quasi-orthogonal) uzay-zaman blok kod tasarımları bulunabilmektedir [81–84].

2.3.3 Bileşen Serpiştirmeli Uzay-Zaman Blok Kodları

Modülasyon çeşitlemesi, SISO telsiz iletişim sistemleri için önerilmiştir [17–19]. Temel ilkesi simgelerin bileşenlerinin bağımsız sönmlemelerden etkilenmesidir



Şekil 2.7 : Bileşen serpiştirmeli uzay-zaman blok kodu ve iletim modeli.

ve serpiştiriciler kullanılarak sağlanmaktadır. Ancak kanalın duruğumsu olduğu durumlarda, bir çerçeve içerisindeki tüm simgeler aynı sönmleme katsayısından etkilendiklerinden çerçeve içerisinde serpiştirme ile modülasyon çeşitlemesi elde edilememektedir. Anten çeşitlemesinde ise iletilen simgelerin alıcıya bağımsız sönmlemelerden etkilenecek ulaşması nedeniyle bu tarz bir sorun görülmemektedir. Son yıllarda modülasyon çeşitlemesinin temel ilkesi olan bileşen serpiştirme yönteminin anten çeşitlemeli sistemlerde uygulamaları görülmektedir [14,16,85–89]. Bu uygulamalardan en önemlisi olarak bileşen serpiştirmeli dik uzay-zaman blok kod tasarımlarının tanıtıldığı ve 2, 3 ve 4 verici anten için tam çeşitleme ve tam hıza ulaşabilen kodların tasarlandığı çalışma gösterilebilir [14,16].

Şekil 2.7’de görülen tasarım hızlı sönmleme altında bile tam hıza ve tam çeşitlemeye ulaşan tek uzay-zaman blok kod tasarımıdır. Bir antenli alıcıya ulaşan işaretler

$$\begin{bmatrix} r_1 \\ r_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} s_{1R} + js_{1I} & 0 \\ 0 & s_{2R} + js_{2I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} h_1 \\ h_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} n_1 \\ n_2 \end{bmatrix} \quad (2.24)$$

şeklindedir. (2.24)’te alınan işaretler modülasyon çeşitlemeli SISO iletişim sistemi için verilen (2.5) ile tamamen aynıdır. Bu dik tasarım tahmin edilebileceği gibi modülasyon çeşitlemesi ile aynı başarıyı sağlayacaktır. Ancak alıcı tasarımını ve başarı analizini uzay-zaman kodlarının ölçütlerine göre elde ederek modülasyon çeşitlemesindeki çıkarımlarla karşılaştırmak diğer bileşen serpiştirmeli dik uzay-zaman blok kod tasarımların analizinde kolaylık sağlayabilir.

Alıcının sönmleme katsayılarını mükemmel bir şekilde bilmesine karşın, modülasyon çeşitlemeli yapılarda uygulandığı gibi faz dengelenmesi uzay-zaman kodlarında iki verici antenden gelen işaretler birleştiğinden mümkün olmayabilir. Faz dengelenmesi

yapılmadan geri serpiştirme de yapılamayacağından simge-simge kod çözücü yapısını çoklu simge kod çözücüsünden elde edelim. (2.24) için en büyük olabilirlikli ikili karar metriği

$$(\hat{s}_1, \hat{s}_2) = \arg \min_{(\hat{s}_1, \hat{s}_2)} \{|r_1 - h_1 \hat{s}_{1R} - j h_1 \hat{s}_{2I}|^2 + |r_2 - h_2 \hat{s}_{2R} - j h_2 \hat{s}_{1I}|^2\} \quad (2.25)$$

şeklinde yazılabilir. Bu metriği enküçükleyen simge çifti iletilen simge çiftinin kararıdır.

Teorem 1: Faz dengelemesi, ters bileşen serpiştirme veya herhangi bir birleştirme işlemi gerçekleştirilmeden iletilen simgelere (s_1, s_2) kendilerine özgü karar metrikleriyle

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= \arg \min_{\hat{s}_1} \{|r_1 - h_1 \hat{s}_{1R}|^2 + |r_2 - j h_2 \hat{s}_{1I}|^2\} \\ \hat{s}_2 &= \arg \min_{\hat{s}_2} \{|r_1 - j h_1 \hat{s}_{2I}|^2 + |r_2 - h_2 \hat{s}_{2R}|^2\} \end{aligned} \quad (2.26)$$

karar verilebilir.

Kanıt: $|z|^2 = z z^*$ ifadesinden yararlanılarak

$$\begin{aligned} |r_1 - h_1 \hat{s}_{1R} - j h_1 \hat{s}_{2I}|^2 &= (r_1 - h_1 \hat{s}_{1R} - j h_1 \hat{s}_{2I}) (r_1^* - h_1^* \hat{s}_{1R} + j h_1^* \hat{s}_{2I}) \\ &= |r_1|^2 + |h_1|^2 (\hat{s}_{1R})^2 - r_1 h_1^* \hat{s}_{1R} - r_1^* h_1 \hat{s}_{1R} \\ &\quad + |h_2|^2 (\hat{s}_{2I})^2 + j r_1 h_1^* \hat{s}_{2I} - j r_1^* h_1 \hat{s}_{2I} \\ &= (r_1 - h_1 \hat{s}_{1R}) (r_1^* - h_1^* \hat{s}_{1R}) \\ &\quad + (r_1 - j h_1 \hat{s}_{2I}) (r_1^* + j h_1^* \hat{s}_{2I}) - |r_1|^2 \\ &= |r_1 - h_1 \hat{s}_{1R}|^2 + |r_1 - j h_1 \hat{s}_{2I}|^2 - |r_1|^2 \end{aligned} \quad (2.27)$$

ve benzer şekilde $|r_2 - h_2 \hat{s}_{2R} - j h_2 \hat{s}_{1I}|^2 = |r_2 - j h_2 \hat{s}_{1I}|^2 + |r_2 - h_2 \hat{s}_{2R}|^2 - |r_2|^2$ yazılır. Bu ifadelerden kararı etkilemeyen $|r_1|^2$ ve $|r_2|^2$ terimlerini çıkarıp (2.25)'te yerine yazarsak yeni ikili karar metriği

$$\arg \min_{(\hat{s}_1, \hat{s}_2)} \{|r_1 - h_1 \hat{s}_{1R}|^2 + |r_1 - j h_1 \hat{s}_{2I}|^2 + |r_2 - j h_2 \hat{s}_{1I}|^2 + |r_2 - h_2 \hat{s}_{2R}|^2\} \quad (2.28)$$

şeklinde olur. Kolaylıkla görülebileceği gibi (2.28)'de verilen ikili karar metriğinden

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= \arg \min_{\hat{s}_1} \{|r_1 - h_1 \hat{s}_{1R}|^2 + |r_2 - j h_2 \hat{s}_{1I}|^2\} \\ \hat{s}_2 &= \arg \min_{\hat{s}_2} \{|r_1 - j h_1 \hat{s}_{2I}|^2 + |r_2 - h_2 \hat{s}_{2R}|^2\} \end{aligned} \quad (2.29)$$

şeklinde simge-simge karar metriklerine geçilebilir. (2.29)'da verilen metrikleri en küçük yapan simgeler belirlenerek iletilen simgelere karar verilmiş olur.

Çiftsel Hata Olasılığı: Çiftsel hata olasılığı ifadesi

$$\begin{aligned}
P(s \rightarrow \hat{s} | r_1, r_2, h_1, h_2) \\
&= P(|r_1 - h_1 \hat{s}_R|^2 + |r_2 - j h_2 \hat{s}_I|^2 < |r_1 - h_1 s_R|^2 + |r_2 - j h_2 s_I|^2) \\
&= P(|h_1 \triangle_R + n_1|^2 + |h_2 \triangle_I + n_2|^2 < |n_1|^2 + |n_2|^2) \\
&= P(|h_1|^2 \triangle_R + 2 \operatorname{Re}\{n_1 h_1^*\} \triangle_R + |h_2|^2 \triangle_I + 2 \operatorname{Re}\{n_2 h_2^*\} \triangle_I < 0) \quad (2.30)
\end{aligned}$$

biçiminde verilebilir ($\triangle_R = (s_R - \hat{s}_R)$, $\triangle_I = (s_I - \hat{s}_I)$). Bu ifade (2.9)'daki ifadeye eşdeğerdir. Bu ifadelerde $|h_1| = \alpha_1$ ve $|h_2| = \alpha_2$ olduğu ve $\operatorname{Re}\{n_1 h_1^*\}$, $\operatorname{Re}\{n_2 h_2^*\}$, $n_R \alpha_1$ ve $n_I \alpha_2$ gürültü terimlerinin istatistiksel özelliklerinin aynı olduğu belirtilmelidir. Sonuç olarak modülasyon çeşitlemesinde elde edilen çiftsel hata olasılığı ifadesi (2.10), Şekil 2.7'de verilen bileşen serpiştirmeli dik uzay-zaman blok kod tasarımı için de geçerlidir. Modülasyon çeşitlemesi için elde edilmiş eniyi döndürme açıları bu tasarım için de geçerlidir.

Simge Hata Olasılığı: Şekil 2.7'deki bileşen serpiştirmeli dik uzay-zaman blok kod tasarımının simge hata olasılığı ifadesi ve bu ifadeyi eniyileyen döndürme açıları modülasyon çeşitlemesinde elde edilenlerle aynıdır.

Kodlama Kazanç Uzaklığı ile Çarpımsal Bileşen Uzaklığı Arasındaki İlişki: (2.9)'daki çiftsel hata olasılığı ifadesinin çarpımsal bileşen uzaklığı (PCD) ile ters orantılı olduğu ve çarpımsal bileşen uzaklığının en küçük değerinin simge hata olasılığını en fazla etkileyen terim olduğu, modülasyon çeşitlemeli sistemler ve bileşen serpiştirmeli dik uzay-zaman blok kod tasarımı için gösterilmiştir. Bu nedenle uzay-zaman kod tasarımlarının başarımlarını ölçütü olarak, verilen koda ilişkin CGD ile PCD arasındaki ilişkiyi incelemek yerinde olacaktır. İletim matrisi ve karar verilen simgelerden oluşan iletim matrisi sırasıyla

$$\mathbf{S} = \begin{bmatrix} s_{1R} + j s_{2I} & 0 \\ 0 & s_{2R} + j s_{1I} \end{bmatrix}, \quad \hat{\mathbf{S}} = \begin{bmatrix} \hat{s}_{1R} + j \hat{s}_{2I} & 0 \\ 0 & \hat{s}_{2R} + j \hat{s}_{1I} \end{bmatrix} \quad (2.31)$$

şeklinde ise, kodlama kazanç uzaklığı

$$\text{CGD} = \det_{\mathbf{S} \neq \hat{\mathbf{S}}} \left\{ \left(\mathbf{S} - \hat{\mathbf{S}} \right) \left(\mathbf{S} - \hat{\mathbf{S}} \right)^H \right\} \quad (2.32)$$

şeklinde yazılabilir. Bileşen uzaklıklarını $\Delta_{ij} = (s_{ij} - \hat{s}_{ij})$ ($i \in \{1, 2\}, j \in \{R, I\}$) şeklinde tanımlarsak, (2.32)'deki ifade açık olarak

$$\begin{aligned} \text{CGD} &= \det \left\{ \begin{bmatrix} \Delta_{1R} + j\Delta_{2I} & 0 \\ 0 & \Delta_{2R} + j\Delta_{1I} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Delta_{1R} - j\Delta_{2I} & 0 \\ 0 & \Delta_{2R} - j\Delta_{1I} \end{bmatrix} \right\} \\ &= \det \left\{ \begin{bmatrix} \Delta_{1R}^2 + \Delta_{2I}^2 & 0 \\ 0 & \Delta_{2R}^2 + \Delta_{1I}^2 \end{bmatrix} \right\} \\ &= (\Delta_{1R}^2 + \Delta_{2I}^2) (\Delta_{2R}^2 + \Delta_{1I}^2) \\ &= \Delta_{1R}^2 \Delta_{2R}^2 + \Delta_{2I}^2 \Delta_{2R}^2 + \Delta_{1R}^2 \Delta_{1I}^2 + \Delta_{2I}^2 \Delta_{1I}^2 \end{aligned} \quad (2.33)$$

biçiminde yazılabilir. s_i için çarpımsal bileşen uzaklığı $\text{PCD}_i = |\Delta_{iR}| |\Delta_{iI}|$ olarak tanımlanırsa, (2.32) iki simge hatasının olduğu durumda

$$\text{CGD} = \Delta_{1R}^2 \Delta_{2R}^2 + \text{PCD}_1^2 + \text{PCD}_2^2 + \Delta_{2I}^2 \Delta_{1I}^2 \quad (2.34)$$

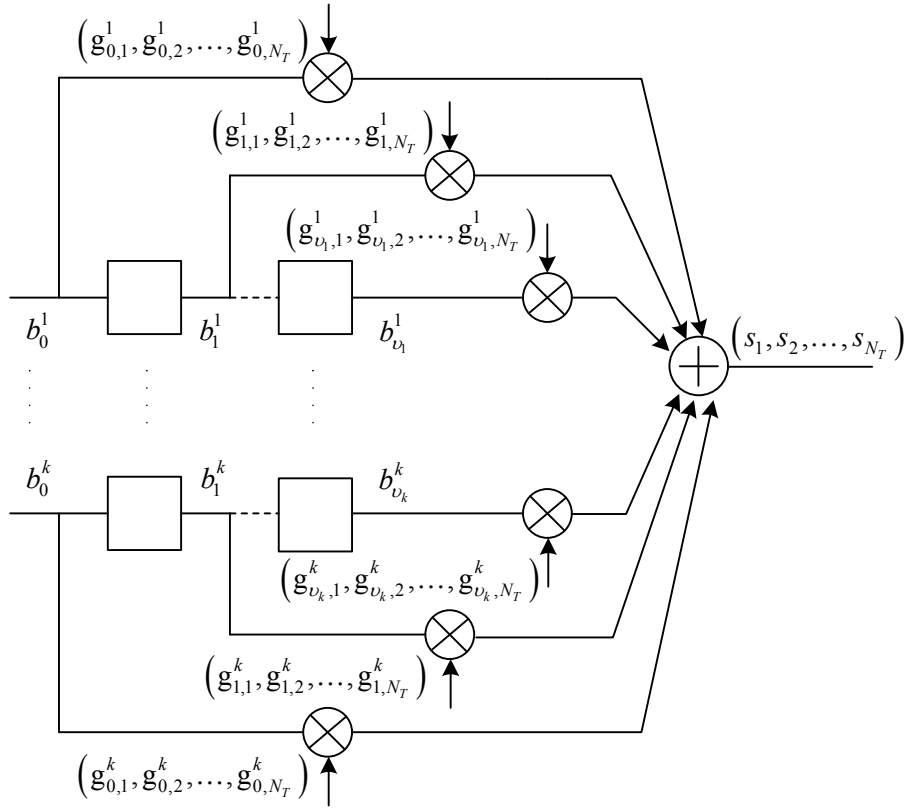
şeklinde, eğer tek simge hatası var ise (genelde karşılaşılmaması daha olası durum)

$$\text{CGD} = \text{PCD}_i^2 \quad (2.35)$$

şeklinde olacaktır. CGD'nin en küçük değerinin eniyilenmesi ile uzay-zaman kodlarının hata başarımları arttırılabilmektedir. Ortaya konan ilişki (2.35) ile Şekil 2.7'deki bileşen serpiştirmeli uzay-zaman blok kodu için PCD'nin en küçük değerinin eniyilenmesinin CGD'nin en küçük değerinin eniyilenmesine denk olduğu söylenebilir.

2.3.4 Uzay-Zaman Kafes Kodları

Modülasyon ve kodlama yöntemlerini birleştiren kafes kodlamalı modülasyon (trellis-coded modulation, TCM) yöntemi ile yüksek kodlama kazançlarına ulaşılabilir. MIMO iletişim sistemlerinin başarımları da yüksek kodlama kazançlarına sahip uzay-zaman kafes kodları ile önemli miktarlarda iyileştirilebilmektedir. Literatürde değişik verici anten ve kafes durum sayıları için



Şekil 2.8 : Uzay-zaman kafes kodlayıcı yapısı.

tam hızlı, tam çeşitlemeli ve yüksek kodlama kazançlarına sahip uzay-zaman kafes kodlarının elde edilmesine yönelik bir çok çalışma yapılmıştır [1,90–96]. Vucetic, Yuan ve diğerleri tarafından yapılan çalışmalarla [92,97–100], [1]’de önerilen uzay-zaman kafes kodlarının birçok farklı verici anten ve kafes durum sayıları için en iyi kafes tasarımları elde edilmiştir. Vucetic ve Yuan’ın çalışmalarında önerilen kodlayıcı yapısı ile bilgisayar arama yöntemleri kullanılarak en iyi uzay-zaman kafes kodlarına ulaşılabilmektedir [5].

Kodlayıcı ikili bilgi verisini istenen özelliklere sahip bir kafes yardımıyla modülasyonlu işaretlere dönüştürür. N_T verici anten ve MPSK modülasyonu için uzay-zaman kafes kodlayıcı yapısı Şekil 2.8’de görülmektedir. k adet bilgi biti $(b_0^1, b_0^2, \dots, b_0^k)$ kodlayıcı ile N_T adet MPSK işarete $(s_1, s_2, \dots, s_{N_T})$ dönüştürüldükten sonra her bir simge N_T verici antenden aynı anda iletilmektedir. Burada tam hız için gerekli koşul $k = \log_2 M$ ’dir. Şekil 2.8’de b_μ^ξ , s_ζ ve $g_{\mu,\zeta}^\xi$ sırasıyla

ξ . kayan belleğin μ . bilgi içeriği, ζ . antenden iletilecek kodlanmış MPSK simgeyi ve μ . bilgi içeriği ile ζ . simge arasındaki ξ . çarpımsal üreteç katsayısını göstermektedir ($\xi = 1, 2, \dots, k$, $\zeta = 1, 2, \dots, N_T$, $\mu = 1, 2, \dots, v_\xi$). Burada v_ξ , ξ . kayan belleğin bellek derecesidir ve $b_\mu^\xi \in \{0, 1\}$, $s_\zeta, g_{\mu, \zeta}^\xi \in \{0, 1, \dots, M-1\}$ olup toplama işlemi M 'li sayı modunda yapılmaktadır. Kodlayıcının sahip olduğu toplam bellek miktarı $v = \sum_{\xi=1}^k v_\xi$ ve dolayısıyla kafes kodlayıcının durum sayısı 2^v olmaktadır. ζ . antenden iletilecek kodlanmış MPSK simge $s_\zeta = \sum_{\xi=1}^k \sum_{\mu=1}^{v_\xi} g_{\mu, \zeta}^\xi b_\mu^\xi \pmod{M}$ ile hesaplanabilir. ξ . kayan belleğe ait üreteç vektörü $\mathbf{g}^\xi = \left[\left(g_{0,1}^\xi, g_{0,2}^\xi, \dots, g_{0,N_T}^\xi \right), \left(g_{1,1}^\xi, g_{1,2}^\xi, \dots, g_{1,N_T}^\xi \right), \dots, \left(g_{v_\xi,1}^\xi, g_{v_\xi,2}^\xi, \dots, g_{v_\xi,N_T}^\xi \right) \right]$ olarak tanımlanır ve kod tasarımları kafes yapısı ile verileceği gibi üreteç vektörleriyle de verilebilir.

Şekil 2.8'de gösterilen uzay-zaman kafes kodlayıcı yapısı elde edilen kodun geometrik olarak düzgün olmasını garanti edemez [101]. Bu nedenle kod aramaları kafes üzerinde olası bütün yol çiftleri arasında uzay-zaman kod tasarım ölçütlerini eniyileyecek şekilde yapılmalıdır. Ayrıca kodun geometrik olarak düzgün olması hata üst sınırlarının elde edilmesini kolaylaştırmaktadır.

Yavaş sönmülemeli kanallarda iki verici antenli iletişim sistemleri için rank ve determinant ölçütlerine göre 4PSK ve 8PSK modülasyonu için bulunan en iyi uzay-zaman kafes kodlarının üreteç vektörleri sırasıyla Çizelge 2.1 ve Çizelge 2.2'de verilmektedir [5]. 4PSK modülasyonu için 4 durumlu en iyi uzay-zaman kafes kodunun örnek kafes gösterilimi Şekil 2.9'da verilmiştir.

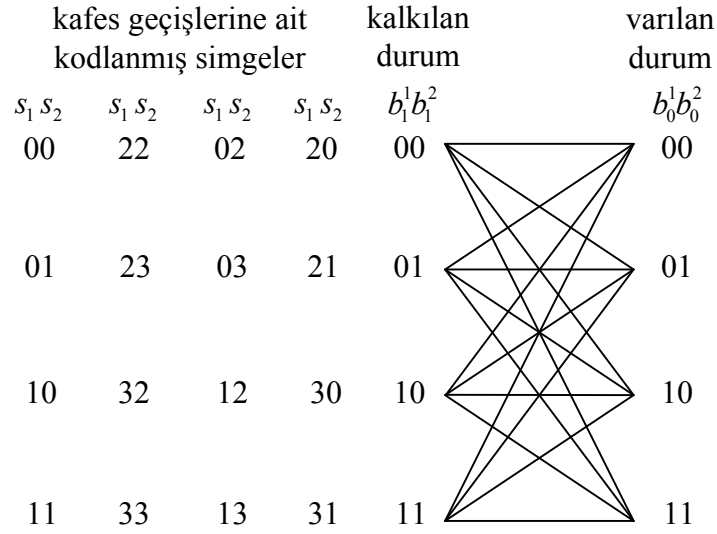
Alıcıda uzay-zaman kafes kodlarının en büyük olabilirlikli kod çözümü Viterbi Algoritması ile gerçekleştirilir. Olası yollar üzerinden hesaplanan ve (2.17)'de verilen karar metriğini enküçükleyen yol Viterbi Algoritması ile belirlenerek iletilen simge dizisinin kararı verilmiş olur.

Çizelge 2.1 : Yavaş sönmülemeli kanallarda 4PSK modülasyonu ile iletim yapan iki verici antenli iletişim sistemleri için rank ve determinant ölçütlerine göre bulunan en iyi 4, 8 ve 16 durumlu uzay-zaman kafes kodları.

Durum sayısı	Üreteç vektörleri	rank	determinant
4	$\mathbf{g}^1 = [(0, 2), (1, 0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(2, 2), (0, 1)]$	2	8.0
8	$\mathbf{g}^1 = [(0, 2), (2, 0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(2, 1), (1, 2), (0, 2)]$	2	16.0
16	$\mathbf{g}^1 = [(0, 2), (1, 2), (2, 2)]$ $\mathbf{g}^2 = [(2, 0), (1, 1), (0, 2)]$	2	32.0

Çizelge 2.2 : Yavaş sönmülemeli kanallarda 8PSK modülasyonu ile iletim yapan iki verici antenli iletişim sistemleri için rank ve determinant ölçütlerine göre bulunan en iyi 8 ve 16 durumlu uzay-zaman kafes kodları.

Durum sayısı	Üreteç vektörleri	rank	determinant
8	$\mathbf{g}^1 = [(0, 2), (2, 0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0, 4), (4, 0)]$ $\mathbf{g}^3 = [(4, 5), (1, 4)]$	2	4.0
16	$\mathbf{g}^1 = [(0, 4), (4, 0)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0, 2), (2, 0)]$ $\mathbf{g}^3 = [(2, 0), (6, 5), (1, 4)]$	2	4.0



Şekil 2.9 : Uzay-zaman kodlayıcı kafesi.

2.4 İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME

Verici çeşitlemesi yöntemleri özellikle hücresel sistemlerin baz istasyonları için uygulanabilir olmasına karşın boyut, maliyet, donanım karmaşıklığı ve donanım sınırlamaları açısından birçok telsiz iletişim aygıtı için birden fazla verici anten kullanımına uygun olmamaktadır. Özellikle hücresel sistemlerde gezgin birimin baz istasyonuna doğru olan iletiminde, ad-hoc ve duyarga (sensor) ağlarında kullanılan birimlerin birbirleri arasındaki iletişimde çok sayıda verici anten kullanılması uygun olarak görülmemektedir.

Bununla birlikte çok kullanıcı bir iletişim sisteminde, tek antenli kullanıcıların birbirlerinin antenlerini kullanarak sanal (virtual) olarak çok girişli ve çok çıkışlı iletişim sistemleri oluşturmaları sağlanabilir. İşbirliğinin verici ya da alıcı tarafta yapılmasına göre sanal olarak verici ya da alıcı çeşitlemesi elde edilebilir. İlk çalışmalar sonucunda bu yeni çeşitleme yöntemi işbirlikli (cooperative) çeşitleme olarak adlandırılmıştır.

İşbirlikli çeşitleme ile işbirliği yapan birimlerin sayısı kadar verici antene sahip bir vericinin sahip olabileceği tam uzay çeşitlemesine ulaşılabilir. Bu şekilde aynı iletim gücü için sönmlemeye karşı daha gürbüz olan veya aynı hata olasılığı için daha az

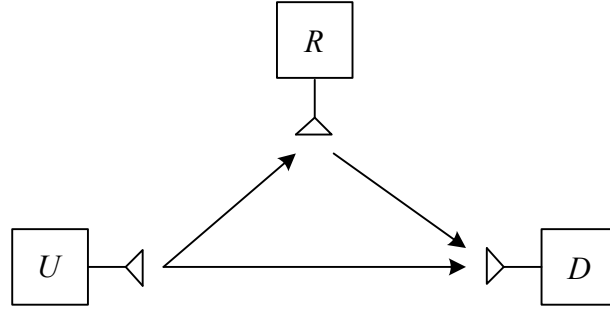
iletim gücü harcayan bir iletişim sistemi elde edilebilir. İşbirliği, yapısı nedeniyle kodlama hızları ve iletim güçleri bakımından bazı ikilemlere (trade-off) neden olur. İki kullanıcı birden etkin çalıştığında sistemde harcanan toplam güç artmaktadır, fakat bu problem elde edilebilecek işbirlikli çeşitleme ile kullanıcıların kullandıkları güçler azaltılarak çözülebilir. Benzer bir problem de sistemin hızında ortaya çıkmaktadır. Eğer işbirliği yapan iki etkin birime sahipsek, her iki kullanıcının da yollayacağı bilgi yüzünden genel olarak sistem hızında bir azalma görülebilir. Ancak yine işbirlikli çeşitleme sayesinde kodlama hızları arttırabilir. İşbirlikli çeşitleme sistemleri ile bu iki problemin ortadan kaldırılması ve benzer sistemlere göre daha iyi hata başarımlarına ulaşılması amaçlanmaktadır.

İşbirlikli iletişim yöntemleri literatürde genel olarak iki kullanıcılı sistemler için incelenmektedir, ancak daha çok kullanıcılı sistemlere kolaylıkla genelleştirilebilen çalışmalar da bulunmaktadır. İşbirliğinde bulunacak kullanıcıların seçimi de önemli bir problemdir, hedef tarafından başarıyı arttıracak çiftlerin seçimi sağlanabilir. Ortak atama yöntemleri de önemli bir araştırma konusudur.

2.4.1 İşbirlikli Çeşitlemenin Temeli: Röle Kanallar

İşbirlikli iletişim yöntemlerinin temeli röle kanallar üzerine yapılan çalışmalara dayanmaktadır. Röle kanallar (relay channels) ile ilgili birçok çalışmada ayırık ve toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanallar üzerinde durulmuş ve Shannon sığası incelenmiştir [102]. Ancak yakın zamandaki birçok çalışmalarda çok yollu sönümlemeli kanallardaki başarımları da araştırılmaktadır.

Van Der Meulen tarafından [103,104] ilk olarak tanımlanan ve incelenen klasik röle kanal modeli Şekil 2.10'da görülebilir. Burada U kullanıcı, R röle ve D hedefi göstermektedir. İletilen veriyi alan ve yeniden ileten birimler olarak tanımlanan röleler ile iletişim sisteminin başarıyı arttırılabilmektedir. Bu klasik çalışmalarda röleler kendi başlarına bir bilgi üretmeyen sadece kullanıcılara destek veren birimler olarak düşünülürler. Yeni işbirlikli sistemlerde ise birimler hem röle hem de bir



Şekil 2.10 : Klasik röle kanal modeli.

bilgi kaynağı gibi çalışabilmektedirler. Cover ve El Gamal, sönümlemesiz röle kanallar üzerinde çalışarak kanal sığasının alt ve üst sınırlarını farklı kodlama yöntemleri için elde etmişlerdir. Üç farklı iletim yöntemi üzerinde durulmuş, bunlar çalışmada kolaylaştırma (facilitation), işbirliği (cooperation) ve gözlem (observation) olarak adlandırılmıştır [20]. Kolaylaştırma yönteminde, röle kaynağa etkin olarak bir yardımda bulunmayıp sadece aldığı işareti yeniden ileterek hedefte kaynağın iletimiyle bir girişim oluşturulmasını sağlar. İşbirliği yönteminde, röle kaynağın ilettiği bilgiyi tam olarak elde edip bilginin tamamını ya da belirli bir kısmını yeniden kodlayıp hedefe yollar, hedef ise kaynak ve röle iletimlerini uygun bir şekilde birleştirerek iletileni kestirir. Röleye gelen işareten kaynağın ilettiği bilginin tam olarak çözülmesi gerektiğinden, bu yöntemde sistem hızı için bir sınırlama oluşmaktadır, ulaşılacak sistem hızı kaynak-röle arası kanal sığasından büyük olamamaktadır. Gözlem yönteminde ise, rölede alınan işaretin kuantalanmış versiyonu elde edilir ve hedefe iletilir, hedef bu iki iletimi yine en uygun şekilde birleştirir. Genel anlamda üç iletim yönteminden en faydalı olanı, kaynak ve röle arası kanalın yeterince iyi olması durumunda, işbirliği yöntemidir.

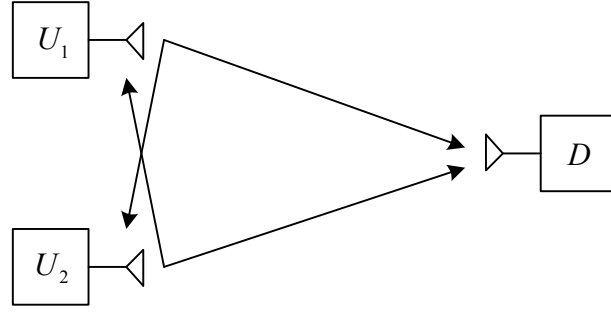
2.4.2 İşbirlikli İletişim Yöntemleri

Laneman ve Wornell, Cover ve El Gamal'ın röleli yapılar için tasarladığı iletim yöntemlerini işbirlikli iletişime uyarlamışlardır [22–24]. Bu yöntemler temel işbirlikli iletişim tasarımları olarak kabul edilirler. Kullanıcıların röle görevini üstlendiklerinde uygulayacakları işlemlere göre işbirlikli iletişim yöntemleri

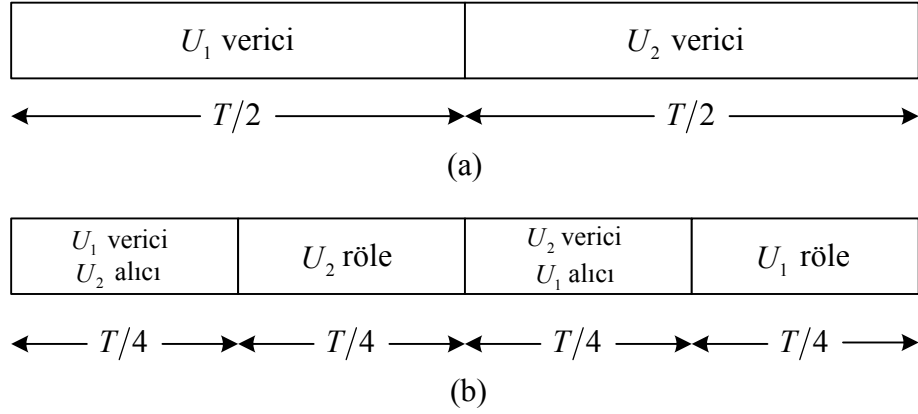
adlandırılarak “yükselt-ilet” (amplify-forward, AF), “algıla-ilet” (detect-forward, DF) ve “kodlamalı işbirliği” (coded cooperation, CC) olmak üzere üç ana grupta toplanmıştır. Literatürde DF yöntemi “çöz-ilet” (decode-forward) olarak da adlandırılabilen, bazı çalışmalarda CC yöntemi ayrı bir işbirliği yöntemi olarak kabul edilmeyerek DF yönteminin içerisinde düşünülmektedir. Literatürde bu temel iletim yöntemlerine ek olarak başka iletim yöntemleri üzerinde de durulmuştur. Örneğin “sıkıştır-ilet” (compress-forward, CF) olarak adlandırılan yöntemde, röle kaynaktan aldığı işareti belli bir bozulma dahilinde sıkıştırdıktan sonra alıcıya iletir. CF yöntemi karmaşıklığı artırmakla beraber iletim hızında esneklikler sağlamaktadır. Rölenin kaynağa yakın olduğu durumda CF, DF ve AF’e göre daha iyi hata başarımı sağlamaktadır [105–107]. Söz konusu yöntemlerin bir arada kullanıldığı çalışmalar da bulunmaktadır. Özellikle DF yönteminde röle görevindeki kullanıcılarda yapılabilecek karar hataları nedeniyle hedefte karşılaşılabilecek hata yayılımı problemini azaltabilmek için kullanıcıların aralarındaki kanalın niteliğine göre röle olarak çalışıp çalışmayacaklarına karar verebildiği “seçimli işbirliği” (selective cooperation, SC) yöntemi önerilmiştir [23,108]. Aynı çalışmalarda doğrudan iletimin başarılı olup olmadığı bilgisini hedeften kullanıcılara sınırlı bir geri besleme ile ileten ve böylece band verimliliğini artırmayı amaçlayan “artımlı işbirliği” (incremental cooperation, IC) yöntemi önerilmiştir.

Şekil 2.10’da verilen klasik röle kanal modeli birden çok kullanıcıli işbirlikli iletim sistemleri için kolayca uyarlanabilir. Şekil 2.11’de iki kullanıcıli işbirlikli iletim modeli görülebilir. Günümüzdeki birçok telsiz ağlarında, örneğin hücreli ve telsiz yerel alan ağlarında (LAN), uygun band genişliği dikgen kanallara bölünerek kullanıcılara atanabilir. Dikgen kanal kullanımı nedeniyle hedefte kullanıcıların girişimde bulunmaması sonucunda alıcı tasarımları basitleşmektedir.

İşbirlikli iletim sistemi tam çift yönlü (full duplex) ise kullanıcılar aynı anda ve aynı frekansta hem iletim hem de alım yapabilirler. Ancak alıcı ve verici devrelerinde yetersiz yalıtım veya fazla zayıflama olması durumunda tam çift yönlü kanallarda alma ve iletme sağlıklı yapılamamaktadır. Bu nedenle literatürde bir çok çalışmada



Şekil 2.11 : İki kullanıcılı işbirlikli iletişim modeli.

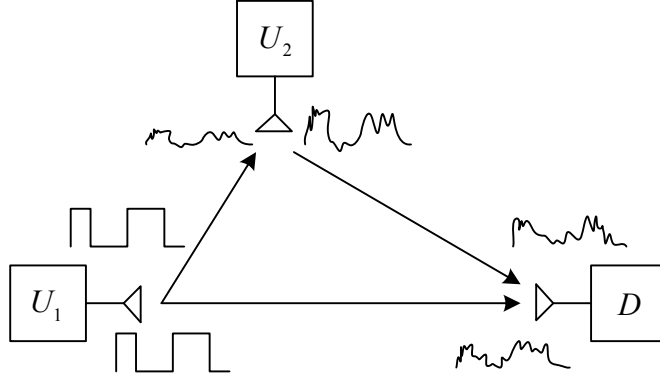


Şekil 2.12 : (a) işbiriksiz ve (b) işbirlikli sistemlerdeki iletim modelleri (TDMA ve yarı çift yönlü iletim durumunda).

kullanıcılar arası kanalın yarı çift yönlü (half duplex) iletim özelliğine sahip olduğu kabul edilmiştir. Zaman bölmeli çoklu erişim (TDMA) ile yarı çift yönlü iletim yapan kullanıcıların işbiriksiz ve işbirlikli sistemlerdeki iletim modelleri sırasıyla Şekil 2.12(a) ve Şekil 2.12(b)'de görülebilir. İlerleyen bölümlerde temel işbirlikli iletişim yöntemleri Şekil 2.11 ve Şekil 2.12'de verilen iletim modelleri üzerinden incelenecektir.

2.4.3 Yükselt-İlet İşbirliği Yöntemi

Yükselt-ilet (AF) işbirliği yöntemi, etkin olan birinci kullanıcıdan röle görevi yapan ikinci kullanıcıya gelen gürültülü işareti ikinci kullanıcı yalnızca yükselterek daha güçlü bir şekilde yeniden iletme üzerine kurulmuş, genel gösterilimi Şekil 2.13'te görülen bir işbirliği yöntemidir.



Şekil 2.13 : Yükselt-ilet işbirliği yöntemi.

U_1 'den U_2 'ye yapılan iletim sonucunda U_2 'de alınan işaret

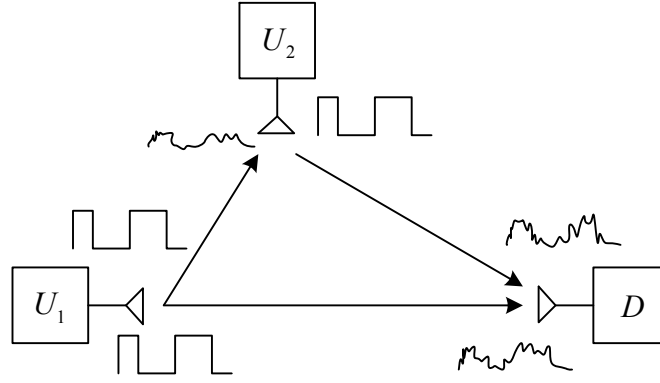
$$r^{(2)} = h_{12}s^{(1)} + n^{(2)} \quad (2.36)$$

şeklinde gösterilsin. Burada $s^{(1)}$ U_1 'in iletmek istediği simge, h_{12} ve $n^{(2)}$ sırasıyla U_1 'den U_2 'ye iletilen simgeye etki eden çarpımsal sönümleme ve toplamsal gürültü katsayılarıdır. Yükselt-ilet işbirliği yöntemi uyarınca U_2 'den D 'ye iletilecek yükseltilmiş işaret $\beta r^{(2)}$ ile elde edilebilir. $n^{(2)}$ gürültüsünün varyansı $N_0^{(2)}$ olmak üzere yükseltme katsayısı

$$\beta \leq \sqrt{\frac{E_s}{|h_{12}|^2 E_s + N_0^{(2)}}} \quad (2.37)$$

koşulu altında seçilmelidir. Burada U_1 - U_2 arası kanalın sönümleme katsayısı h_{12} U_2 tarafından kestirilebiliyorsa h_{12} yerine kestirim değeri, kestirilemiyorsa $|h_{12}|^2$ yerine ortalama değeri $E[|h_{12}|^2]$ kullanılmalıdır. Hedef ise kullanıcılar arası kanal katsayılarını eniyi kod çözümü için bilmek zorundadır.

Alınan işaretin örnekleme, yükseltilmesi ve yeniden yollanması analog değerler üzerinde teknolojik olarak uygulanması güç bir eylem olmasına rağmen yükselt-ilet işbirlikli iletişim sistemlerinin anlaşılması için en basit ve en uygun yöntem olarak görülmektedir. Bazı durumlarda DF yöntemine göre daha iyi hata başarımı sağlar [109, 110]. Hedefin kullanıcılar arası kanalın sönümleme katsayılarını bilmesi halinde AF yöntemiyle tam çeşitlemeye sahip olabileceği gösterilmiştir [23]. Ayrıca kanallara ilişkin yol kaybını (path loss) da hesaba katarak, rölenin kaynağa yakın olduğu

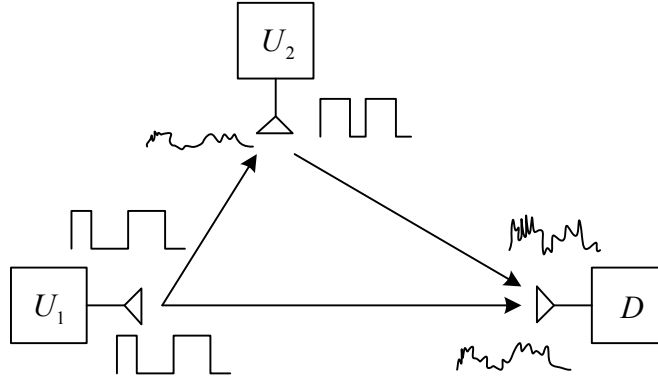


Şekil 2.14 : Algıla-ilet işbirliği yöntemi.

durumda AF yönteminin DF yöntemine göre daha iyi hata başarımı sağladığını gösteren çalışmalar da bulunmaktadır [22].

2.4.4 Algıla-İlet İşbirliği Yöntemi

Şekil 2.14'te görülen algıla-ilet (DF) yöntemi klasik röle anlayışına en yakın işbirliği yöntemidir. U_2 'nin U_1 'in ilettiği simgelere ($s^{(1)}$) U_2 'de karar vermesi ve karar verilen simgeleri yeniden hedefe iletmesini temel alır. Karar verme işlemi kodlanmış simgeler için bütün kod üzerinden ya da simge-simge gerçekleştirilebilir. Bu seçenekler röle görevi yapan kullanıcıda başarımla karmaşıklık (dolayısıyla gecikme) arasında bir ikilem oluşturur. Kararın doğru verilememesi hedefte verilecek kararın da hatalı olmasına neden olabilir, bu nedenle en iyi çözüm için hedef kullanıcılararası hata karakteristiğini bilmelidir. Röle görevi yapan kullanıcıda verilebilecek hatalı karar aynı zamanda hata yayılımına da neden olabilir ki bu kaçınılması gereken bir durumdur. Bu nedenle kullanıcıların aralarındaki kanalın niteliğine göre röle olarak çalışıp çalışmayacağına karar verebildiği seçmeli işbirliği (SC) yöntemi önerilmiştir. Kullanıcılarda verilen kararlarda hata yapılmaması durumunda hedefte DF ile tam çeşitlemeye ulaşılmaktadır. AF'den farklı olarak DF'de hedefin kullanıcılar arası kanalı bilmesi gerekmekte, kullanıcılar arası kanaldan ileri gelen bozucu etkiler hedefe iletilmemektedir.



Şekil 2.15 : Kodlamalı işbirliği yöntemi.

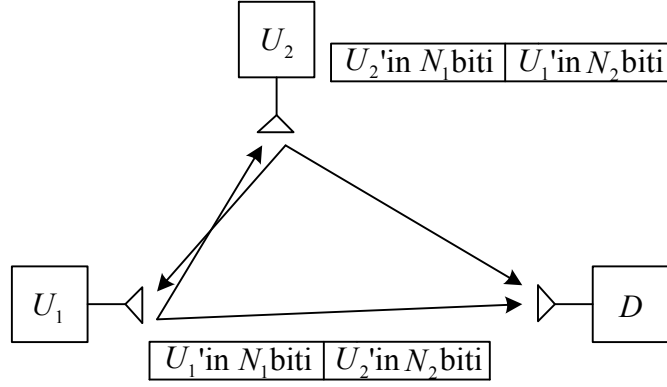
2.4.5 Kodlamalı İşbirliği Yöntemi

Kodlamalı işbirliği (CC), kanal kodlama ile işbirliği tekniklerini birleştirerek sistemin hata başarımını diğer yöntemlere göre daha çok iyileştiren işbirliği yöntemidir. Çok çeşitli şekillerde gerçekleştirilebilir. Genel kodlamalı işbirliği yöntemi Şekil 2.15'te gösterilmiştir. Öncelikle DF'te olduğu gibi röle görevi yapan kullanıcının diğer kullanıcının iletmek istediği simgeye karar vermesi gerekmektedir. Hedefte en iyi başarıma ulaşılabilmesi için etkin kullanıcının kullandığı kodlayıcı yapısını destekleyici yeni bir kodlayıcı yapısının röle görevi üstlenen kullanıcı tarafından elde edilen karara göre kullanılmasına dayanır.

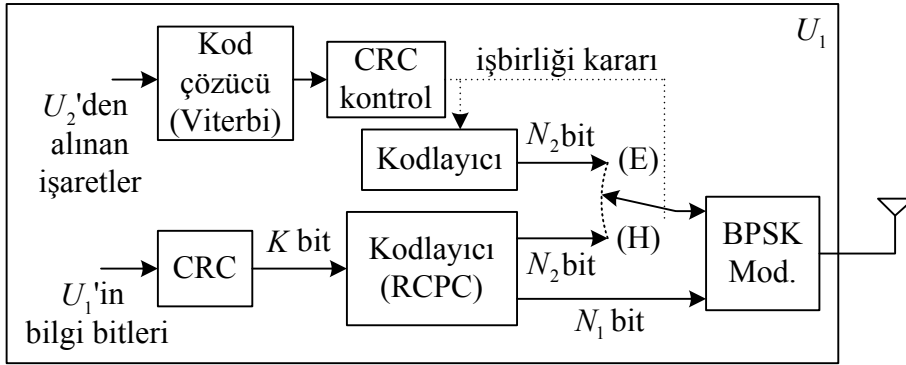
Bu konudaki ilk ve en önemli çalışma hız uyumlu delikli katlamalı kodlamaya dayanan işbirliğidir [25,111]. Bu çalışmada, AF ve DF yöntemlerinin yinelemeli kodlar olarak adlandırılabilceği ve bu yapıların kodlama açısından zayıf kodlar olduğu belirtilmiştir. Önerilen yöntemde ise iki kullanıcı aynı verici gücüne, aynı bilgi hızlarına sahip olarak hız uyumlu silinmiş kod sözcüklerini (rate compatible punctured codes-RCPC) işbirliği içerisinde hedefe iletmektedir. Literatürde önerilen diğer işbirlikli çeşitleme yöntemlerinin bir çoğu, hedefte hata yayılımının engellenebilmesi için röle görevi yapan kullanıcının hatasız algılama yapabilmesini, bu nedenle kullanıcılararası kanalın hatasız algılama yapacak kadar iyi olmasını gerektirmektedir. Bu çalışmada CC ve SC yöntemlerinin birlikte kullanılmasıyla kullanıcılararası kanala karşı sistemin başarıımı daha gürbüz hale getirilmektedir. Bu nedenle önerilen bu yapı seçimli kodlamalı

işbirliği olarak adlandırılabilir. Önerilen sistem modeli ve U_1 kullanıcısında uygulanan kodlamalı işbirliği süreci sırasıyla Şekil 2.16 ve Şekil 2.17’de görülmektedir. Seçimli kodlamalı işbirliğinde her kullanıcı çevrimsel fazlalık denetim (cyclic redundancy check, CRC [112]) bitleri eklenmiş bilgi bitlerinden, $R = K/N$ kodlama oranlı katlamalı kod ile, iletilecek kodlanmış bitleri elde etmektedir. N kodlama biti silme yöntemi ile iki bölüme ayrılarak ilk N_1 bitlik bölüm silinmemiş kodlama bitlerini, ikinci N_2 bitlik bölüm silinmiş kodlama bitlerini ifade eder. Genel olarak N_2/N oranı, işbirliği oranı olarak tanımlanmaktadır. Her çerçevenin ilk bölümünde her iki kullanıcı da birbirlerine ve hedefe N_1 bitlik kod sözcüklerini modüle ederek yollarlar ve bu iletim sonucunda birbirlerinin K bilgi bitine karar verirler. Kararın doğruluğu CRC bitlerinden kontrol edilir ve kararı doğrulayan kullanıcı çerçevenin ikinci bölümünde diğer kullanıcının silinen bitlerini modüle ederek hedefe yollar, eğer kullanıcı diğer kullanıcının ilettiği simgelerin kararını doğrulayamaz ise ikinci iletim aralığında hedefe kendi silinen bit dizisini modüle ederek yollar. Kullanıcıların işbirliğinde bulunup bulunmamasına göre dört farklı işbirliği durumu ortaya çıkmaktadır, C1: iki kullanıcının da işbirliği yaptığı durum, C2: iki kullanıcının da işbirliği yapmadığı durum, C3: sadece U_1 ’in işbirliği yaptığı durum ve C4: sadece U_2 ’nin işbirliği yaptığı durum. Kullanıcıların çerçevenin ikinci bölümünde yolladığı silinen simgelerin kime ait olduğunu, bir başka deyişle işbirliği durumunu hedefin bildiği varsayılır. Hedefin kullanıcılardan gelen işaretleri birbirine karıştırmadan alabilmesi için kullanıcıların dikgen yapıları kullanabileceğini belirtmiştik, bu çalışma içerisinde de TDMA benzeri çoklu erişim yöntemlerinin kullanılabileceği belirtilmiştir.

Hız uyumlu delikli katlamalı kodlamaya dayanan işbirliğinin önerildiği [25,111]’de kod tasarım ölçütleri belirlenmeden sadece BPSK modülasyonu kullanan örnek katlamalı kodlar için benzetimler yapılmış, hata analizleri de Hamming uzaklığına dayandırılarak verilmiştir. Yüksek dereceli modülasyonlar için benzetimler ve hata analizleri yapılmamıştır. Yapılan benzetimlerde 4 bellek elemanına, 8 delikleme periyoduna sahip ve 1/4 hızlı bir ana kod ile elde edilen RCPC kod ailesi kullanılmaktadır. Yavaş ve hızlı sönmülemeli kanallar için iletim hızları sırasıyla 1/4 ve 2/5 olarak seçilmiştir.



Şekil 2.16 : Hız uyumlu delikli katlamalı kodlamaya dayanan kodlamalı işbirliği.



Şekil 2.17 : U_1 'e ilişkin kodlamalı işbirliği süreci.

Çizelge 2.3'te yavaş ve hızlı sönmülemeli kanallarda BPSK modülasyonu ile seçimli kodlamalı işbirliğinde bulunan sistemler için U_1 'e göre analitik olarak elde edilen çiftsel hata başarımları özet olarak verilmiştir. Burada d_H hatalı alınan kod dizisiyle iletilmek istenen kod dizisi arasındaki toplam Hamming uzaklığını göstermektedir. $d_{H,1}$ ve $d_{H,2}$ ise sırasıyla N_1 ve N_2 bitlik bölümler içerisindeki Hamming uzaklıkları olarak tanımlanmaktadır ve toplamaları d_H 'ye eşit olmaktadır. Kullanıcılar ile hedef arasında alınan SNR γ ile gösterilmektedir. Yavaş sönmüleme durumunda ve yüksek SNR değerlerinde hata olasılığı ifadesinin her iki kullanıcının hedefle arasındaki ortalama SNR değerlerinin çarpımları ile ters orantılı olduğu Çizelge 2.3'ten görülmektedir. $d_{H,1}$ ve $d_{H,2}$ 'nin her ikisinin de sıfırdan farklı olduğu durumda tam çeşitlemeye (2) ulaşılabilir. Böylece çeşitleme derecesi bir olan işbiriksiz çalışmaya göre önemli bir kazanç elde edilmektedir. Ayrıca basitçe öngörülebileceği gibi sadece U_2 'nin U_1 'i hatalı kestirdiği işbirlikli çalışma durumunda (C3) U_1 için

Çizelge 2.3 : U_1 için elde edilen çiftsel hata olasılığı üst sınırları.

durum	yavaş sönmüleme	hızlı sönmüleme
C1	$P(d_H) \leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+\gamma d_{H,1}} \right) \left(\frac{1}{1+\gamma d_{H,2}} \right)$	$P(d_H) \leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+\gamma} \right)^{d_{H,1}} \left(\frac{1}{1+\gamma} \right)^{d_{H,2}}$
C2	$P(d_H) \leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+\gamma d_H} \right)$	$P(d_H) \leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+\gamma} \right)^{d_H}$
C3	$P(d_H) \leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+\gamma d_{H,1}} \right)$	$P(d_H) \leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+\gamma} \right)^{d_{H,1}}$
C4	$P(d_H) \leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+\gamma d_H} \right) \left(\frac{1}{1+\gamma d_{H,2}} \right)$	$P(d_H) \leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1+\gamma} \right)^{d_H} \left(\frac{1}{1+\gamma} \right)^{d_{H,2}}$

çeşitleme kazancı görülememektedir. Hızlı sönmüleme durumunda çeşitleme kazancı toplam Hamming uzaklığına eşit olmaktadır ki bu da işbiriksiz çalışmanın çeşitleme kazancına eşit olmaktadır ($d_H = d_{H,1} + d_{H,2}$). Bu nedenle, önerilen seçimli kodlamalı işbirliği yöntemi ile hızlı sönmülemeli kanallarda elde edilebilecek iyileştirmede bir sınırlama olmaktadır. Kullanıcılararası kanalın başarımı işbirlikli çalışma durumunun (C1) yüzdesini etkilemekte, dolayısıyla elde edilecek en büyük çeşitleme kullanıcılar arası kanalın başarımına bağlı olmaktadır.

Tek antenli kullanıcılar için önerilen klasik kodlamalı işbirliği kullanıcıların birden fazla antene sahip olabildiği durum için kolayca genelleştirilebilir. Bu teknik “işbirlikli uzay-zaman kodlaması” olarak adlandırılır. Bu tür bir çalışma Stefanov ve Erkip [113,114] tarafından önerilmiştir. Burada blok sönmülemeli kanallar için tasarlanmış kodların [115] kullanılabileceğini belirtmişler, ancak daha iyi bir yaklaşımın dizili (overlay) kodların [116,117] kullanılması olduğunu bildirmişlerdir. Buna dayalı olarak kod tasarım ölçütleri vermişler ve katlamalı kodlar kullanarak tasarladıkları işbirlikli uzay-zaman kodları ile, kullanıcılar arası kanal kötü olsa bile önemli miktarda çeşitleme ve kodlama kazancı elde etmişlerdir.

Literatürde kodlamalı işbirliği yöntemi üzerine bir çok çalışma bulunmaktadır. Kodlamalı işbirliği, [27] ile OFDMA sistemlerine uyarlanmış, [40] ile LDPC kodlama yöntemi üzerinden gerçekleştirilmiştir. Kullanıcılardan birinin işbirliği yapıp diğerinin yapmadığı işbirliği durumlarında işbirliği yapan kullanıcının hedefte düşük başarıma sahip olmaması için, kullanıcıların kendi iletimlerini gerçel eksende, işbirliğini sanal eksende gerçekleştirme düşüncesi [38] ile önerilmiştir, ancak kullanılan işaret kümesi BPSK 4PSK'ya genişlemekte ve yüksek modülasyonlu PSK işaret kümeleri için genelleştirilememektedir. İki kullanıcı kodlamalı işbirliği yapısının bir röle ile desteklendiği sistemin başarımı ise [37]'de incelenmiştir. Kodlamalı işbirlikli yapılar çoklu kullanıcılara genelleştirilerek ilişkili kanallardaki başarımları [28]'de incelenmiştir. Çoklu kullanıcılar ve ilişkili kanallar için kodlamalı işbirliğinin PHY ve MAC ağ katmanlarında gerçekleştirilmesi [31] ile önerilmiş, kullanıcılarda çoklu anten kullanımı [32]'de incelenmiştir. Kullanıcıların birbirlerinin iletimlerini başarılı bir şekilde almasına bağlı olarak işbirliği oranının belirlenmesi ve hedeften geri besleme ile kullanıcılardan artımlı olarak kodlamalı işbirliğinin gerçekleştirilmesi [36] ile önerilmiştir. Benzer bir çalışma üç kullanıcı kodlamalı işbirliği sistemleri için [39]'da yapılmıştır. Bit serpiştirmeli kodlamalı modülasyon yönteminin [42] turbo kodlayıcısı gibi kullanıldığı ve turbo kod çözücüleri ile çözülen kodlamalı kullanıcı işbirlikli yapılar [34,35] ile önerilmiştir. Li ve Stefanov simetrik olmayan simge yerleştirimleri kullanan işbirlikli çok simgeli kafes kodları önermiş ve tekrarlamalı işbirliği teknikleri ile karşılaştırmasını vermiştir [29,30,41].

İşbirlikli uzay-zaman kodlaması, kullanıcıların birden fazla antene sahip olmasına gerek kalmadan, röle görevi yapan kullanıcıların antenleri bir uzay-zaman koduna ilişkin dağıtılmış (distributed) antenler gibi düşünülerek de gerçekleştirilebilir [43–55, 118–123]. Bu teknik “işbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kodlaması” olarak adlandırılır ve uzay-zaman blok kodlarına veya uzay-zaman kafes kodlarına uygulanabilir. İşbirlikli dağıtılmış uzay-zaman blok kodlamasında, blok kodun iletim matrisindeki sütunların her biri farklı bir kullanıcı tarafından iletilir. İşbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlamasında ise, klasik uzay-zaman kafes kodlamasındaki tek kullanıcının

farklı antenlerinden iletilecek işaretleri, farklı kullanıcıların tek antenlerinden iletilir ve böylece çeşitleme kazancı sağlanır.

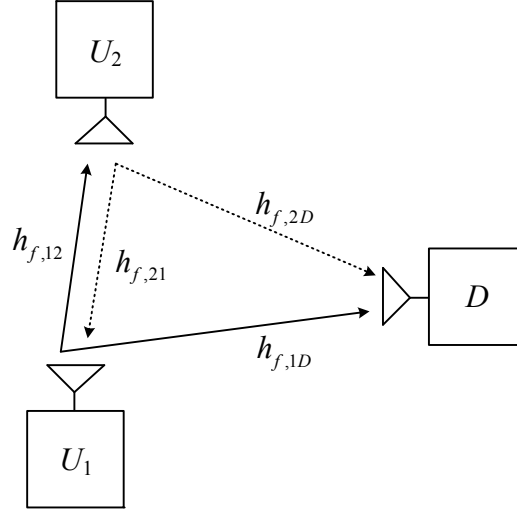
3. BİLEŞEN SERPİŞTİRMELİ KAFES KODLAMALI İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME

Bu bölümde klasik seçimli kodlamalı işbirliği yöntemi [25,111] daha yüksek dereceli modülasyonlara genişletilerek bileşen serpiştirme ile sistemin band verimliliği ve çeşitleme kazançlarının artırılması ve hata analizlerinden tasarım ölçütleri belirlenerek bu ölçütlere göre belirlenmiş en iyi kafes kodların elde edilmesi amaçlanmaktadır. Bu bölümle ilgili yapılan çalışmalarımız [124–129]'dur.

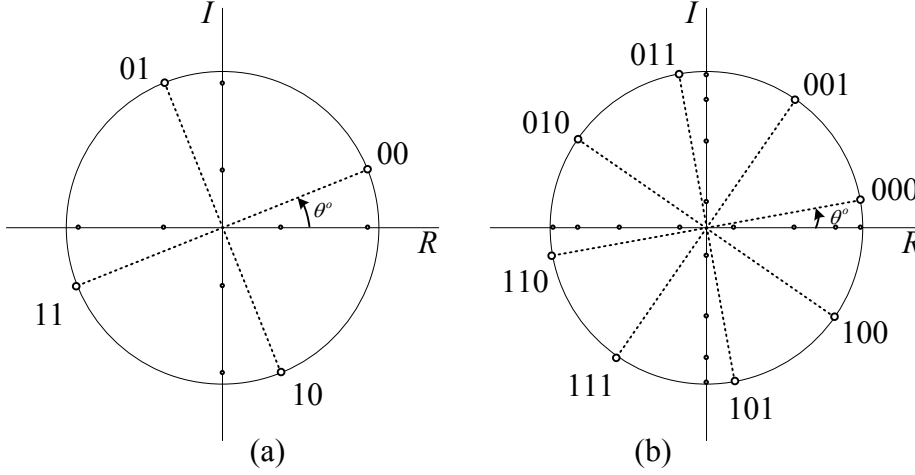
3.1 İŞBİRLİKLİ SİSTEM MODELİ

Aynı hedef alıcıya iletim yapan iki kullanıcıli işbirlikli sistem modeli Şekil 3.1'de görülmektedir. Kullanıcılar U_1 , U_2 ve hedef alıcı D iletim ve alım için bir antene sahip birimlerdir. Kullanıcıların oluşabilecek girişim nedeniyle iletim ve alımlarını aynı anda ve aynı frekansta tek anten üzerinden gerçekleştiremedikleri kabul edilmektedir. Bu nedenle iletimlerin TDMA benzeri dikgen çoklu erişim teknikleri ile gerçekleştirildikleri varsayılmaktadır. Kullanıcılarda CRC bitler eklenmiş bilgi bitlerinden $R = K/N$ kodlama oranlı M-TCM kodlayıcısı ile kodlanmış bitler elde edilmektedir. θ° döndürülmüş 4PSK ve 8PSK işaret kümeleri kullanılarak kodlanmış bitlerden iletilecek simgelere geçiş yapılmaktadır. Bu işaret kümeleri için bit/simge eşlemeleri Şekil 3.2'de gösterilmektedir.

Hedeflenen işbirliği oranına göre kullanıcılar iletimlerini, klasik seçimli kodlamalı işbirliği yönteminde olduğu gibi, iki bölüme ayırırlar. $T_{f,1}$ ve $T_{f,2}$ f . iletim çerçevesinin iki iletim aralığını belirtmek üzere, işbirliğinin $T_{f,2}$ 'de yapılma varsayımı nedeniyle işbirliği oranı $T_{f,2}/T_f$ biçiminde tanımlanmaktadır. Burada f . iletim çerçevesinin toplam iletim aralığı T_f ile gösterilmiştir ($T_f = T_{f,1} + T_{f,2}$). i . kullanıcıdan (U_i) $T_{f,t}$ iletim aralığında yapılan iletim sonucunda j . birimde (kullanıcılar veya hedef) alınan



Şekil 3.1 : İşbirlikli Sistem Modeli.



Şekil 3.2 : θ° döndürülmüş (a) 4PSK ve (b) 8PSK işaret kümeleri.

işaret dizisi

$$\mathbf{r}_{f,t}^{(ij)} = h_{f,ij} \mathbf{s}_{f,t}^{(i)} + \mathbf{n}_{f,t}^{(ij)} \quad (3.1)$$

şeklinde yazılabilir ($i \in \{1, 2\}, t \in \{1, 2\}, j \in \{1, 2, D\}$), burada $\mathbf{s}_{f,t}^{(i)}$ ile gelecek alt bölümde verilecek bileşen serpiştirmeli seçimli kodlamalı işbirliği yapılarına göre iletilen simge dizileri, $h_{f,ij}$ ile sıfır ortalomalı boyut başına varyansı $1/2$ olan karmaşık Gauss dağılımlı sönmüleme katsayısı ve $\mathbf{n}_{f,t}^{(ij)}$ ile sıfır ortalomalı boyut başına varyansı $N_0/2$ olan karmaşık Gauss dağılımlı bileşenlerden oluşan toplamsal beyaz Gauss gürültü (AWGN) dizisi gösterilmektedir. Kullanıcılar ve kullanıcı-hedef

arası bütün kanallar birbirlerinden bağımsız ve duruğumsu olarak kabul edilmektedir. Kullanıcılararası kanalın simetrik olduğu ($h_{f,12} = h_{f,21}$) ve bütün alıcıların kanal katsayılarını yetkin bir biçimde bildiği varsayılmaktadır. $(.)^T$, $(.)^*$ ve $|\cdot|$ ile sırasıyla evrik, evrik eşlenik ve Öklid uzaklığı işlemleri gösterilmektedir.

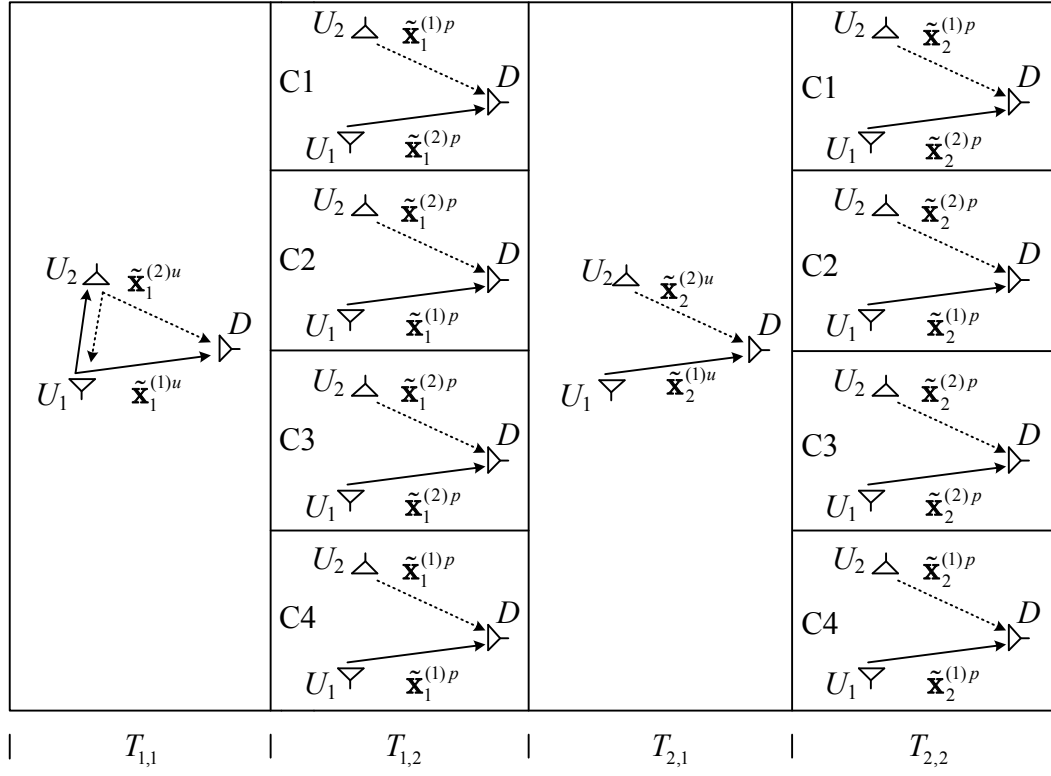
3.2 BİLEŞEN SERPİŞTİRMELİ SEÇİMLİ KODLAMALI İŞBİRLİĞİ YAPILARI

Modülasyon çeşitlemesinden yararlanabilmek için farklı iki simgenin gerçel veya sanal bileşenlerinin farklı değerler alması gerekmektedir. Bu ön koşul işaret kümelerinin uygun şekilde döndürülmesiyle sağlanabilmektedir. Tam anlamıyla bir çeşitleme elde edebilmek için simgelerin bileşenlerinin bağımsız sönümlemelerden etkilenmesi sağlanmalıdır [19]. Bu nedenle bileşen serpiştirme işlemi bağımsız sönümlemelerden etkilenen iletim aralıkları arasında yapılmalıdır. Duruğumsu sönümlemeli kanal varsayımı altında bileşen serpiştirme işlemi birbirini izleyen iki çerçeve arasında yapılabilir. Bu nedenle önerilen iletim yapıları birinci ve ikinci çerçeveler üzerinden açıklanacaktır. Matematiksel karmaşıklığı azaltmak için kullanıcılarda ve hedef birimde yapılacak bütün kod çözme işlemleri U_1 için incelenecektir.

f . çerçevede i . kullanıcıya ait kodlanmış simge dizisi ve iletilecek bileşen serpiştirilmiş simge dizisi sırasıyla $\mathbf{x}_f^{(i)}$ ve $\tilde{\mathbf{x}}_f^{(i)}$ ile gösterilebilir ($f \in \{1, 2\}$). Bileşen serpiştirme işlemi

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}_1^{(i)} &= \mathbf{x}_{1R}^{(i)} + j\mathbf{x}_{2I}^{(i)} \\ \tilde{\mathbf{x}}_2^{(i)} &= \mathbf{x}_{2R}^{(i)} + j\mathbf{x}_{1I}^{(i)}\end{aligned}\tag{3.2}$$

şeklinde uygulanmaktadır. Burada $\mathbf{x}_{fR}^{(i)}$ ve $\mathbf{x}_{fI}^{(i)}$ ile $\mathbf{x}_f^{(i)}$ kodlanmış simge dizisinin sırasıyla gerçel ve sanal bileşenleri gösterilmektedir. Kullanıcılar kodlanmış simge dizilerini $\mathbf{x}_f^{(i)}$, silinmemiş $\mathbf{x}_f^{(i)u}$ ve silinmiş $\mathbf{x}_f^{(i)p}$ simge dizileri olmak üzere düşünülen işbirliği oranına göre iki bölüme ayırmaktadırlar. $\mathbf{x}_f^{(i)u}$ ve $\mathbf{x}_f^{(i)p}$ simge dizilerinin bileşen serpiştirilmiş gösterilimleri sırasıyla $\tilde{\mathbf{x}}_f^{(i)u}$ ve $\tilde{\mathbf{x}}_f^{(i)p}$ şeklindedir.



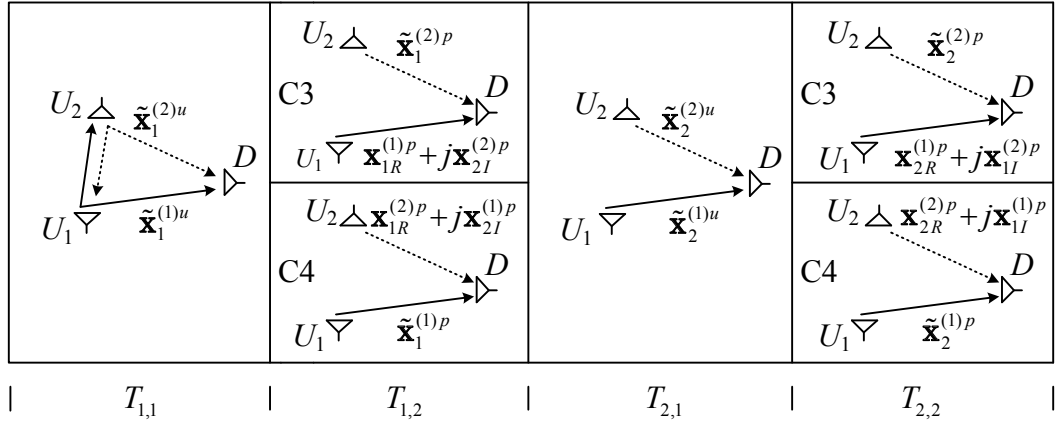
Şekil 3.3 : Yöntem A: kullanıcılar işbirliği durumunu bilmiyor.

3.2.1 İşbirliği Yöntemleri

Kullanıcılar birbirinden bağımsız şekilde işbirliğinde bulunabilirler, bu nedenle dört farklı işbirliği durumu söz konusudur. Bu tezde, kullanıcıların işbirliği durumunu bilip bilmemesine bağlı olarak Yöntem A ve B olarak adlandırılan iki farklı bileşen serpiştirmeli seçimli kodlamalı işbirliği yapısı önerilmektedir. Yöntem A ve B için işaretleşme modelleri sırasıyla Şekil 3.3 ve Şekil 3.4’te gösterilmektedir.

3.2.2 Kullanıcılarda Kod Çözme ve İşbirliği Kararları

Yöntem A ve B’de kullanıcılar, bileşen serpiştirme nedeniyle birinci ve ikinci çerçeve bilgilerini içeren, $\tilde{\mathbf{x}}_1^{(i)u}$ simge dizilerini $T_{1,1}$ ’de birbirlerine ve hedefe iletirler. Simge yerleştirimlerinin döndürülmesiyle her simgenin gerçel ve sanal kısımları farklı olmakta (Şekil 3.2), böylece her simge sadece gerçel ya da sanal kısımlarından elde edilebilmektedir. Dolayısıyla kullanıcılar ortaklarının birinci ve ikinci çerçevesindeki



Şekil 3.4 : Yöntem B: kullanıcılar işbirliği durumu biliyor.

bilgi bitlerini sadece $T_{1,1}$ 'de yaptığı iletimi kullanarak kestirebilirler. U_1 ve U_2 , birbirlerinin 1. ve 2. çerçeve bilgi bitlerini sırasıyla $T_{1,1}$ 'deki iletimlerinden $\mathbf{x}_{1R}^{(i)u}$ ve $\mathbf{x}_{2I}^{(i)u}$ simge dizilerinin kararlarına bağlı olarak elde etmektedir. $T_{1,1}$ sonunda U_1 'den U_2 'ye iletilen simge dizisi U_2 'de

$$\mathbf{r}_{1,1}^{(12)} = h_{1,12}\mathbf{s}_{1,1}^{(1)} + \mathbf{n}_{1,1}^{(12)} \quad (3.3)$$

şeklinde alınır, burada $\mathbf{s}_{1,1}^{(1)} = \tilde{\mathbf{x}}_1^{(1)u} = \mathbf{x}_{1R}^{(1)u} + j\mathbf{x}_{2I}^{(1)u}$, dir. Alt Bölüm 2.3.3'de verilen Teorem 1'e benzer şekilde alıcılardaki metrik hesaplamalarını kolaylaştıran yeni bir teorem aşağıda verilmiştir.

Teorem 2: Ters bileşen serpiştirme uygulamadan iletilen simge dizilerine $(\mathbf{x}_{1R}^{(1)u}, \mathbf{x}_{2I}^{(1)u})$

$$\hat{\mathbf{x}}_{1R}^{(1)u} = \arg \min_{\hat{\mathbf{x}}_{1R}^{(1)u}} \left| \mathbf{r}_{1,1}^{(12)} - h_{1,12}\hat{\mathbf{x}}_{1R}^{(1)u} \right|^2 \quad (3.4)$$

ve

$$\hat{\mathbf{x}}_{2I}^{(1)u} = \arg \min_{\hat{\mathbf{x}}_{2I}^{(1)u}} \left| \mathbf{r}_{1,1}^{(12)} - jh_{1,12}\hat{\mathbf{x}}_{2I}^{(1)u} \right|^2 \quad (3.5)$$

ile birbirlerinden bağımsız olarak karar verilebilir. Burada enküçükleme $\hat{\mathbf{x}}_{1R}^{(1)u}$ ve $\hat{\mathbf{x}}_{2I}^{(1)u}$ simge dizilerinin olası değerleri üzerinden gerçekleştirilmektedir. Enküçükleme sırasında gözönüne alınan olası simge dizi sayısı Viterbi Algoritması ile azaltılmaktadır.

Kanıt: (3.3) için en büyük olabilirlikli karar metriği

$$\left| \mathbf{r}_{1,1}^{(12)} - h_{1,12} \left(\mathbf{x}_{1R}^{(1)u} + j\mathbf{x}_{2I}^{(1)u} \right) \right|^2 \quad (3.6)$$

biçiminde yazılabilir. (3.6), $\mathbf{x}_{1R}^{(1)u}$ ve $\mathbf{x}_{2I}^{(1)u}$, den bağımsız terimler silinerek

$$\begin{aligned} & |h_{1,12}|^2 \left(\left| \mathbf{x}_{1R}^{(1)u} \right|^2 + \left| \mathbf{x}_{2I}^{(1)u} \right|^2 \right) - h_{1,12} \left(\mathbf{x}_{1R}^{(1)u} + j\mathbf{x}_{2I}^{(1)u} \right) \left(\mathbf{r}_{1,1}^{(12)} \right)^* \\ & - \mathbf{r}_{1,1}^{(12)} h_{1,12}^* \left(\mathbf{x}_{1R}^{(1)u} - j\mathbf{x}_{2I}^{(1)u} \right)^T \end{aligned} \quad (3.7)$$

şeklinde düzenlenebilir. (3.7) sırasıyla sadece $\mathbf{x}_{1R}^{(1)u}$, ya ait terimler

$$|h_{1,12}|^2 \left| \mathbf{x}_{1R}^{(1)u} \right|^2 - h_{1,12} \mathbf{x}_{1R}^{(1)u} \left(\mathbf{r}_{1,1}^{(12)} \right)^* - \mathbf{r}_{1,1}^{(12)} h_{1,12}^* \left(\mathbf{x}_{1R}^{(1)u} \right)^T \quad (3.8)$$

ve sadece $\mathbf{x}_{2I}^{(1)u}$, ya ait terimler

$$|h_{1,12}|^2 \left| \mathbf{x}_{2I}^{(1)u} \right|^2 - j h_{1,12} \mathbf{x}_{2I}^{(1)u} \left(\mathbf{r}_{1,1}^{(12)} \right)^* + j \mathbf{r}_{1,1}^{(12)} h_{1,12}^* \left(\mathbf{x}_{2I}^{(1)u} \right)^T \quad (3.9)$$

olarak iki bölüme indirgenebilir. $\left| \mathbf{r}_{1,1}^{(12)} \right|^2$, nin olası $\mathbf{x}_{1R}^{(1)u}$ ve $\mathbf{x}_{2I}^{(1)u}$ simge dizilerinden bağımsız olması nedeniyle (3.8) ve (3.9)

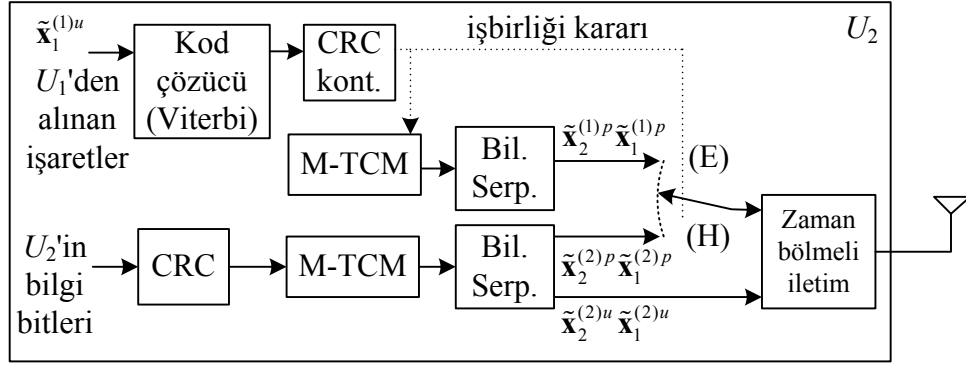
$$\left| \mathbf{r}_{1,1}^{(12)} - h_{1,12} \mathbf{x}_{1R}^{(1)u} \right|^2 \quad (3.10)$$

ve

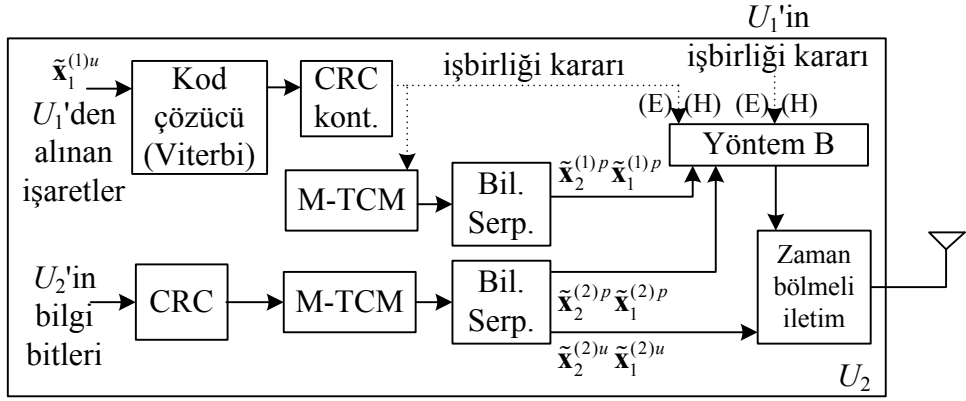
$$\left| \mathbf{r}_{1,1}^{(12)} - j h_{1,12} \mathbf{x}_{2I}^{(1)u} \right|^2 \quad (3.11)$$

şeklinde düzenlenebilir. Böylece $\mathbf{x}_{1R}^{(1)u}$ ve $\mathbf{x}_{2I}^{(1)u}$ simge dizilerinin kararları için gerekli (3.6)'nın enküçüklenmesi (3.10) ve (3.11)'in birbirinden bağımsız olarak enküçüklenmesine eşdeğer olmaktadır. Ayrıca bu basit karar metrikleri alıcıda ters bileşen serpiştirme işlemi gerektirmeden kullanılabilir.

U_2 'de uygulanan işbirlikli iletişim yapısı Yöntem A ve B için sırasıyla Şekil 3.5 ve Şekil 3.6'da görülebilir. CRC bitleri kontrol edilerek $\mathbf{x}_{1R}^{(1)u}$ ve $\mathbf{x}_{2I}^{(1)u}$ simge dizilerinin doğru çözüldüğüne ($\hat{\mathbf{x}}_{1R}^{(1)u} = \mathbf{x}_{1R}^{(1)u}$ ve $\hat{\mathbf{x}}_{2I}^{(1)u} = \mathbf{x}_{2I}^{(1)u}$) karar verilirse U_2 , $T_{1,2}$ ve $T_{2,2}$ iletim aralıklarında U_1 'in bileşenleri serpiştirilmiş silinmiş simge dizilerini işbirliği yöntemi (Yöntem A veya B) uyarınca iletir. Aksi takdirde, U_2 kendi bileşenleri serpiştirilmiş silinmiş simge dizilerini iletir. Bu süreç U_1 'de de aynen uygulanmaktadır. Ayrıca belirtmelidir ki, $T_{2,1}$ iletim aralığında kullanıcılar kendi bileşenleri serpiştirilmiş silinmemiş simge dizilerini ($\tilde{\mathbf{x}}_2^{(i)u}$) D 'ye iletirler.



Şekil 3.5 : U₂'de uygulanan işbirlikli iletişim (Yöntem A).



Şekil 3.6 : U₂'de uygulanan işbirlikli iletişim (Yöntem B).

3.2.3 İşbirliği Durumları

Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'ten de görülebildiği üzere kullanıcıların çerçevelerin ikinci bölümlerinde işbirliği yapıp yapmamasına bağlı olarak dört farklı işbirliği durumu oluşmaktadır:

- C1: iki kullanıcının da işbirliği yaptığı durum,
- C2: iki kullanıcının da işbirliği yapmadığı durum,
- C3: sadece U₁'in işbirliği yaptığı durum ve
- C4: sadece U₂'nin işbirliği yaptığı durum.

Kullanıcılar $T_{1,2}$ iletim aralığının başında işbirliği durumlarını işbirliği bayrak biti (cooperation flag bit) yayınlayarak ilan ederler.

Çizelge 3.1 : Yöntem A: kullanıcılar işbirliği durumunu bilmiyor.

Durum	İletim Aralığı	U_1	U_2
	$T_{1,1}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(1)u} + j\mathbf{x}_{2I}^{(1)u}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(2)u} + j\mathbf{x}_{2I}^{(2)u}$
	$T_{2,1}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(1)u} + j\mathbf{x}_{1I}^{(1)u}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(2)u} + j\mathbf{x}_{1I}^{(2)u}$
C1	$T_{1,2}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(2)p} + j\mathbf{x}_{2I}^{(2)p}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(1)p} + j\mathbf{x}_{2I}^{(1)p}$
	$T_{2,2}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(2)p} + j\mathbf{x}_{1I}^{(2)p}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(1)p} + j\mathbf{x}_{1I}^{(1)p}$
C2	$T_{1,2}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(1)p} + j\mathbf{x}_{2I}^{(1)p}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(2)p} + j\mathbf{x}_{2I}^{(2)p}$
	$T_{2,2}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(1)p} + j\mathbf{x}_{1I}^{(1)p}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(2)p} + j\mathbf{x}_{1I}^{(2)p}$
C3	$T_{1,2}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(2)p} + j\mathbf{x}_{2I}^{(2)p}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(2)p} + j\mathbf{x}_{2I}^{(2)p}$
	$T_{2,2}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(2)p} + j\mathbf{x}_{1I}^{(2)p}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(2)p} + j\mathbf{x}_{1I}^{(2)p}$
C4	$T_{1,2}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(1)p} + j\mathbf{x}_{2I}^{(1)p}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(1)p} + j\mathbf{x}_{2I}^{(1)p}$
	$T_{2,2}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(1)p} + j\mathbf{x}_{1I}^{(1)p}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(1)p} + j\mathbf{x}_{1I}^{(1)p}$

3.2.4 İşbirliği Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Sırasıyla Şekil 3.3 ve Şekil 3.4'te verilen Yöntem A ve B uyarınca U_1 ve U_2 'den iletilen işaretler toplu halde sırasıyla Çizelge 3.1 ve Çizelge 3.2'de görülebilir. Yöntem A'da C3 ve C4 işbirliği durumlarında bir kullanıcının silinmiş simge dizileri hiç yollanmamaktadır, bu da söz konusu kullanıcının hata başarımında düşüşe neden olabilmektedir. Bu problemin üstesinden gelebilmek için kullanıcıların ortaklarının işbirliği bayrak bitinden işbirliği durumunu bildiği varsayılarak C3 ve C4 durumları Çizelge 3.2'deki (Yöntem B) gibi değiştirilebilir. Bu işbirliği durumlarında işbirliği sadece simgelerin sanal kısımlarında gerçekleştirilmekte ve gerçel kısımlarında her

Çizelge 3.2 : Yöntem B: kullanıcılar işbirliği durumunu biliyor.

Durum	İletim Aralığı	U_1	U_2
C3	$T_{1,2}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(1)p} + j\mathbf{x}_{2I}^{(2)p}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(2)p} + j\mathbf{x}_{2I}^{(2)p}$
	$T_{2,2}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(1)p} + j\mathbf{x}_{1I}^{(2)p}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(2)p} + j\mathbf{x}_{1I}^{(2)p}$
C4	$T_{1,2}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(1)p} + j\mathbf{x}_{2I}^{(1)p}$	$\mathbf{x}_{1R}^{(2)p} + j\mathbf{x}_{2I}^{(1)p}$
	$T_{2,2}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(1)p} + j\mathbf{x}_{1I}^{(1)p}$	$\mathbf{x}_{2R}^{(2)p} + j\mathbf{x}_{1I}^{(1)p}$

kullanıcı kendi silinmiş simge dizilerini iletmektedir. Yöntem B'nin C1 ve C2 işbirliği durumları ise Yöntem A'da olduğu gibi uygulanmaktadır.

3.2.5 Hedef Alıcıda Kod Çözme

Hedef alıcının işbirliği durumunu kullanıcıların işbirliği bayrak bitlerinden bildiği varsayılmaktadır. Böylece işbirliği durumuna ve yöntemine göre uygun kod çözme metrikleri kullanılarak U_1 ve U_2 'nin birinci ve ikinci çerçevelerde ilettikleri dizilere karar verilebilir.

Gösterilim kolaylığı sağlamak amacıyla U_1 'in birinci çerçevedeki silinmiş simge dizilerine ait metrik $m_1^{(1)u} = \left| \mathbf{r}_{1,1}^{(1D)} - h_{1,1D}\mathbf{x}_{1R}^{(1)u} \right|^2 + \left| \mathbf{r}_{2,1}^{(1D)} - jh_{2,1D}\mathbf{x}_{1I}^{(1)u} \right|^2$ şeklinde verilerek, hedef alıcıda U_1 'in birinci çerçeveye ait simgelerin kestiriminde kullanılacak karar metrikleri Yöntem A'nın işbirliği durumlarına göre

$$\begin{aligned}
 \text{C1: } m_1^{(1)} &= m_1^{(1)u} + \left| \mathbf{r}_{1,2}^{(2D)} - h_{1,2D}\mathbf{x}_{1R}^{(1)p} \right|^2 + \left| \mathbf{r}_{2,2}^{(2D)} - jh_{2,2D}\mathbf{x}_{1I}^{(1)p} \right|^2 \\
 \text{C2: } m_1^{(1)} &= m_1^{(1)u} + \left| \mathbf{r}_{1,2}^{(1D)} - h_{1,1D}\mathbf{x}_{1R}^{(1)p} \right|^2 + \left| \mathbf{r}_{2,2}^{(1D)} - jh_{2,1D}\mathbf{x}_{1I}^{(1)p} \right|^2 \\
 \text{C3: } m_1^{(1)} &= m_1^{(1)u} \\
 \text{C4: } m_1^{(1)} &= m_1^{(1)u} + \left| \mathbf{r}_{1,2}^{(2D)} - h_{1,2D}\mathbf{x}_{1R}^{(1)p} \right|^2 + \left| \mathbf{r}_{2,2}^{(2D)} - jh_{2,2D}\mathbf{x}_{1I}^{(1)p} \right|^2 \\
 &\quad + \left| \mathbf{r}_{1,2}^{(1D)} - h_{1,1D}\mathbf{x}_{1R}^{(1)p} \right|^2 + \left| \mathbf{r}_{2,2}^{(1D)} - jh_{2,1D}\mathbf{x}_{1I}^{(1)p} \right|^2
 \end{aligned} \tag{3.12}$$

şeklinde yazılabilir. Yöntem B'nin C3 ve C4 işbirliği durumları için hedef alıcısındaki karar metrikleri

$$\begin{aligned}
\text{C3: } m_1^{(1)} &= m_1^{(1)u} + \left| \mathbf{r}_{1,2}^{(1D)} - h_{1,1D} \mathbf{x}_{1R}^{(1)p} \right|^2 \\
\text{C4: } m_1^{(1)} &= m_1^{(1)u} + \left| \mathbf{r}_{2,2}^{(2D)} - j h_{2,2D} \mathbf{x}_{1I}^{(1)p} \right|^2 + \left| \mathbf{r}_{1,2}^{(1D)} - h_{1,1D} \mathbf{x}_{1R}^{(1)p} \right|^2 \\
&\quad + \left| \mathbf{r}_{2,2}^{(1D)} - j h_{2,1D} \mathbf{x}_{1I}^{(1)p} \right|^2
\end{aligned} \tag{3.13}$$

şeklinde verilebilir.

3.3 BAŞARIM ANALİZİ

Başarım analizlerinde genel yapıyı bozmadan sadece $U1$ 'in iletimi göz önünde bulundurulmaktadır ve bu nedenle (1) üst indisi ifadelerden çıkarılmıştır.

3.3.1 Çiftsel Hata Olasılığı

$\mathbf{y}_f$, $\mathbf{x}_f$ simge dizisi iletildiğinde alıcıda (ortak veya hedef) hatalı olarak kestirilmiş simge dizisi olmak üzere, koşullu çiftsel hata olasılığı

$$P(\mathbf{x}_f \rightarrow \mathbf{y}_f | \mathbf{h}) = Q \left(\sqrt{\frac{D_{\mathbf{h}}^2(\mathbf{x}_f, \mathbf{y}_f) E_s}{2N_0}} \right) \tag{3.14}$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $\mathbf{h}$ kanal sönmüleme katsayıları vektörünü, E_s ortalama simge enerjisini, N_0 karmaşık toplamsal beyaz Gauss gürültü varyansını, $Q(\cdot)$ Gauss Q işlevini ve $D_{\mathbf{h}}^2(\mathbf{x}_f, \mathbf{y}_f)$ ise $\mathbf{x}_f$ ile $\mathbf{y}_f$ arasındaki ağırlıklandırılmış karesel Öklid uzaklığını göstermektedir.

$\gamma = \frac{E_s}{4N_0}$ olmak üzere, $Q(x) \leq \frac{1}{2} e^{-x^2/2}$ eşitsizliği yardımıyla (3.14)

$$P(\mathbf{x}_f \rightarrow \mathbf{y}_f | \mathbf{h}) \leq \frac{1}{2} \exp \left(-\gamma D_{\mathbf{h}}^2(\mathbf{x}_f, \mathbf{y}_f) \right) \tag{3.15}$$

şeklinde üstten sınırlandırılabilir. (3.15)'teki koşullu olasılık ifadesinin $\mathbf{h}$ üzerinden ortalaması alınarak koşulsuz hale getirilebilir.

Teorem 3: $h_i \in \mathbf{h}$ ve A_i 'ler kanal sönümleme katsayılarından bağımsız sabitler olmak üzere $D_{\mathbf{h}}^2(\mathbf{x}_f, \mathbf{y}_f) = \sum_i A_i |h_i|^2$ ise çiftsel hata olasılığı üst sınırı (3.15)'ten

$$P(\mathbf{x}_f \rightarrow \mathbf{y}_f) \leq \frac{1}{2} \prod_i \left(\frac{1}{1 + A_i \gamma} \right) \quad (3.16)$$

şeklinde elde edilir.

Kanıt: Koşullu çiftsel hata olasılığı

$$P(\mathbf{x}_f \rightarrow \mathbf{y}_f | \mathbf{h}) \leq \frac{1}{2} \exp \left(-\gamma \sum_i A_i |h_i|^2 \right) \quad (3.17)$$

eşitsizliğin sağ tarafı $|h_i|^2$ rastgele değişkenlerine bağlıdır. Gezgin iletişim sistemleri için $|h_i|$ rastgele değişkenlerinin

$$f_{|h_i|}(|h_i|) = 2 |h_i| \exp(-|h_i|^2) u(|h_i|) \quad (3.18)$$

biçiminde istatistiksel bağımsız Rayleigh dağılımlarına sahip olduğu kabul edilmektedir ($\sigma^2 = 0.5$). Burada $u(\cdot)$ birim basamak işlevini göstermektedir. (3.17)'deki koşullu olasılık ifadesinin istatistiksel ortalaması alınarak gerçek çiftsel hata olasılığı üst sınırına

$$P(\mathbf{x}_f \rightarrow \mathbf{y}_f) \leq \frac{1}{2} E_{\mathbf{h}} \left[\prod_i \exp(-\gamma A_i |h_i|^2) \right] \quad (3.19)$$

ulaşabiliriz. Burada $E_{\mathbf{h}}[\cdot]$ ile $\mathbf{h}$ üzerinden ortalama işlevi gösterilmektedir. $|h_i|$ rastgele değişkenlerinin istatistiksel bağımsız olması $|h_i|^2$ rastgele değişkenlerinin de istatistiksel bağımsız olmasını gerektirir. Bu nedenle (3.19)

$$P(\mathbf{x}_f \rightarrow \mathbf{y}_f) \leq \frac{1}{2} \prod_i E_{|h_i|} [\exp(-\gamma A_i |h_i|^2)] \quad (3.20)$$

biçiminde yazılabilir. $B_i = \exp(-\gamma A_i |h_i|^2)$ rastgele değişkeninin olasılık yoğunluk işlevini bulabilirsek (3.20)

$$P(\mathbf{x}_f \rightarrow \mathbf{y}_f) \leq \frac{1}{2} \prod_i E_{B_i} [B_i] \quad (3.21)$$

ile elde edilebilir. Her zaman $|h_i| \geq 0$ olduğundan $B_i = \exp(-\gamma A_i |h_i|^2)$ ifadesinin tek kökü $|h_i|' = \sqrt{-\frac{1}{\gamma A_i} \ln(B_i)}$ biçimindedir. B_i rastgele değişkeninin olasılık yoğunluk işlevi $f_{B_i}(B_i) = \frac{f_{|h_i|}(|h_i|')}{\left. \frac{dB_i}{d|h_i|} \right|_{|h_i|=|h_i|'}}$ ilişkisinden

$$f_{B_i}(B_i) = -\frac{1}{\gamma A_i B_i} (B_i)^{1/\gamma A_i} \quad (3.22)$$

biçiminde bulunabilir. $E_{B_i}[B_i] = \int_{-\infty}^{\infty} B_i f_{B_i}(B_i) dB_i$ istatistiksel ortalaması alınarak $E_{B_i}[B_i] = \frac{1}{1+\gamma A_i}$ ifadesi elde edilir. Bu ifade (3.21)'de kullanılırsa çiftsel hata olasılığı (3.16) elde edilir.

Bu bölümde ayrıca $\mathbf{x}_f$ ve $\mathbf{y}_f$ simge dizileri arasındaki temel uzaklık tanımlamalarını belirtelim. $\mathbf{x}_f$ ve $\mathbf{y}_f$ satır vektörleri olarak kabul edilirse $\mathbf{x}_f$ ve $\mathbf{y}_f$ 'in silinmemiş ve silinmiş gerçel bileşenleri arasındaki karesel Öklid uzaklıkları sırasıyla

$$d_{fR}^u = (\mathbf{x}_{fR}^u - \mathbf{y}_{fR}^u)(\mathbf{x}_{fR}^u - \mathbf{y}_{fR}^u)^T \quad (3.23)$$

ve

$$d_{fR}^p = (\mathbf{x}_{fR}^p - \mathbf{y}_{fR}^p)(\mathbf{x}_{fR}^p - \mathbf{y}_{fR}^p)^T \quad (3.24)$$

ile tanımlanır. Gerçel bileşenler için toplam karesel Öklid uzaklıkları

$$d_{fR}^r = d_{fR}^u + d_{fR}^p = (\mathbf{x}_{fR} - \mathbf{y}_{fR})(\mathbf{x}_{fR} - \mathbf{y}_{fR})^T \quad (3.25)$$

ile hesaplanabilir. Burada karesel uzaklık üst indisi ² gösterilim karmaşıklığını önlemek için d_{fR}^u , d_{fR}^p ve d_{fR}^r ifadelerinde kullanılmamaktadır. Sanal bileşenler için de karesel Öklid uzaklıkları (3.23), (3.24) ve (3.25) ifadelerine benzer şekilde elde edilebilir.

3.3.1.1 Kullanıcılarda Verilen Kararlar İçin Çiftsel Hata Olasılığı Üst Sınırı

Kullanıcılararası kanalın başarımı kullanıcılarda yapılan kod çözme işlemine bağlıdır. Kullanıcılar birbirlerinin $T_{1,1}$ 'de ilettikleri kodları çözerken kullandıkları kod çözme

metrikleri (3.4) ve (3.5)'ten birinci ve ikinci çerçeveler için (3.15)'te kullanılan ağırlıklandırılmış karesel Öklid uzaklıkları sırasıyla

$$D_{\mathbf{h}}^2(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}_1) = d_{1R}^u |h_{1,12}|^2 \quad (3.26)$$

ve

$$D_{\mathbf{h}}^2(\mathbf{x}_2, \mathbf{y}_2) = d_{2I}^u |h_{2,12}|^2 \quad (3.27)$$

şeklinde yazılabilir. (3.15) ifadesinin $\mathbf{h} = [h_{1,12}, h_{2,12}]$ üzerinden ortalaması Teorem 3'e göre alınarak $\mathbf{x}_1$ ve $\mathbf{x}_2$ için çiftsel hata olasılığı üst sınırları sırasıyla

$$P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{y}_1) \leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 + d_{1R}^u \gamma} \right) \quad (3.28)$$

ve

$$P(\mathbf{x}_2 \rightarrow \mathbf{y}_2) \leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 + d_{2I}^u \gamma} \right) \quad (3.29)$$

ile elde edilebilir. Bu nedenle kullanıcılararası kanalın başarımını arttırabilmek için bütün olası $(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}_1)$ ve $(\mathbf{x}_2, \mathbf{y}_2)$ ikilileri üzerinden d_{1R}^u ve d_{2I}^u uzaklıklarının en küçük değerleri enbüyüklenmelidir.

U_1 ve U_2 'de işbirliğine karar verme olasılıklarını çiftsel hata olasılıklarına bağlı olarak sırasıyla

$$P_{U_1} = (1 - P(\mathbf{x}_1^{(2)} \rightarrow \mathbf{y}_1^{(2)}))(1 - P(\mathbf{x}_2^{(2)} \rightarrow \mathbf{y}_2^{(2)})) \quad (3.30)$$

ve

$$P_{U_2} = (1 - P(\mathbf{x}_1^{(1)} \rightarrow \mathbf{y}_1^{(1)}))(1 - P(\mathbf{x}_2^{(1)} \rightarrow \mathbf{y}_2^{(1)})) \quad (3.31)$$

biçiminde tanımlanırsa işbirliği durumlarının gerçekleşme olasılıkları

$$P(\mathbf{C}1) = P_{U_1} P_{U_2}$$

$$P(\mathbf{C}2) = (1 - P_{U_1})(1 - P_{U_2})$$

$$P(\mathbf{C}3) = (1 - P_{U_1})P_{U_2}$$

$$P(\mathbf{C}4) = P_{U_1}(1 - P_{U_2}) \quad (3.32)$$

şeklinde ifade edilebilir, (3.28) ve (3.29) ile elde edilebilecek üst sınır değerleriyle yaklaşık olarak elde edilebilir.

3.3.1.2 Hedefte Verilen Kararlar İçin Çiftsel Hata Olasılığı Üst Sınırı

Yöntem A'daki dört işbirliği durumunda birinci çerçeve iletimleri için çiftsel hata olasılığının üst sınırının (3.15) elde edilmesinde kullanılan ağırlıklandırılmış karesel Öklid uzaklıkları sırasıyla

$$\begin{aligned}
C1: D_{\mathbf{h}}^2(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}_1) &= d_{1R}^u |h_{1,1D}|^2 + d_{1I}^u |h_{2,1D}|^2 + d_{1R}^p |h_{1,2D}|^2 + d_{1I}^p |h_{2,2D}|^2 \\
C2: D_{\mathbf{h}}^2(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}_1) &= d_{1R}^r |h_{1,1D}|^2 + d_{1I}^r |h_{2,1D}|^2 \\
C3: D_{\mathbf{h}}^2(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}_1) &= d_{1R}^u |h_{1,1D}|^2 + d_{1I}^u |h_{2,1D}|^2 \\
C4: D_{\mathbf{h}}^2(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}_1) &= d_{1R}^r |h_{1,1D}|^2 + d_{1I}^r |h_{2,1D}|^2 + d_{1R}^p |h_{1,2D}|^2 + d_{1I}^p |h_{2,2D}|^2 \quad (3.33)
\end{aligned}$$

şeklinde bulunabilir. (3.15) ifadesinin $\mathbf{h} = [h_{1,1D}, h_{1,2D}, h_{2,1D}, h_{2,2D}]$ üzerinden ortalaması Teorem 3'e göre alınarak bütün işbirliği durumları için çiftsel hata olasılığı üst sınırları sırasıyla

$$\begin{aligned}
C1: P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{y}_1) &\leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 + d_{1R}^u \gamma} \right) \left(\frac{1}{1 + d_{1I}^u \gamma} \right) \left(\frac{1}{1 + d_{1R}^p \gamma} \right) \left(\frac{1}{1 + d_{1I}^p \gamma} \right) \\
C2: P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{y}_1) &\leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 + d_{1R}^r \gamma} \right) \left(\frac{1}{1 + d_{1I}^r \gamma} \right) \\
C3: P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{y}_1) &\leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 + d_{1R}^u \gamma} \right) \left(\frac{1}{1 + d_{1I}^u \gamma} \right) \\
C4: P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{y}_1) &\leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 + d_{1R}^r \gamma} \right) \left(\frac{1}{1 + d_{1I}^r \gamma} \right) \left(\frac{1}{1 + d_{1R}^p \gamma} \right) \left(\frac{1}{1 + d_{1I}^p \gamma} \right) \quad (3.34)
\end{aligned}$$

şeklinde verilebilir. Yöntem B'de C3 ve C4 işbirliği durumları için ağırlıklandırılmış karesel Öklid uzaklıkları ve çiftsel hata olasılığı üst sınırları sırasıyla

$$\begin{aligned}
C3: D_{\mathbf{h}}^2(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}_1) &= d_{1R}^r |h_{1,1D}|^2 + d_{1I}^u |h_{2,1D}|^2 \\
P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{y}_1) &\leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 + d_{1R}^r \gamma} \right) \left(\frac{1}{1 + d_{1I}^u \gamma} \right) \\
C4: D_{\mathbf{h}}^2(\mathbf{x}_1, \mathbf{y}_1) &= d_{1R}^r |h_{1,1D}|^2 + d_{1I}^r |h_{2,1D}|^2 + d_{1I}^p |h_{2,2D}|^2 \\
P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{y}_1) &\leq \frac{1}{2} \left(\frac{1}{1 + d_{1R}^r \gamma} \right) \left(\frac{1}{1 + d_{1I}^r \gamma} \right) \left(\frac{1}{1 + d_{1I}^p \gamma} \right) \quad (3.35)
\end{aligned}$$

şeklinde. C1 ve C2 işbirliği durumları için ağırlıklandırılmış karesel Öklid uzaklıkları ve çiftsel hata olasılığı üst sınırları sırasıyla (3.33) ve (3.34)'te verildiği

gibidir. Birinci çerçeve için verilen çiftsel hata olasılığı üst sınır ifadeleri ikinci çerçeve için de benzer şekilde yazılabilir.

$\gamma \gg 1$ ise iki işbirliği yöntemindeki bütün işbirliği durumları için çiftsel hata olasılığı üst sınır ifadeleri

$$P(\mathbf{x}_1 \rightarrow \mathbf{y}_1) \leq \frac{1}{2} \gamma^{-\eta} \prod_{(q,w) \in \rho} (d_{1q}^w)^{-1} \quad (3.36)$$

ile ifade edilebilir. Burada $q \in \{R, I\}$ ve $w \in \{u, p, \tau\}$ olmak üzere, ilgili işbirliği durumu için çiftsel hata olasılığı üst sınır ifadelerinde bulunan ve $d_{1q}^w \neq 0$ eşitsizliğini sağlayan bütün (q, w) ikililerini içeren küme ρ ile gösterilmiştir. ρ kümesinin eleman sayısı η olmak üzere, (3.36) γ^η ile ters orantılıdır. Bu nedenle η söz konusu işbirliği durumu için çeşitleme derecesini göstermektedir.

(3.34)'teki bütün (q, w) ikilileri için $d_{1q}^w \neq 0$ eşitsizliği sağlanıyor ise iki kullanıcının da birbirlerinin iletimlerini başarılı şekilde kestirdiği ve işbirliği yaptığı (C1) işbirliği durumunda en büyük çeşitleme derecesi dört olarak elde edilebilir. İşbirliğinin yapılmadığı C2'de sadece bileşen serpiştirme ile elde edilen iki ile sınırlı çeşitleme derecesi, C1 işbirliği durumunda iki katına çıkarılabilmektedir. Ayrıca (3.36)'dan $\prod_{(q,w) \in \rho} (d_{1q}^w)$ büyüklüğü kadar bir kodlama kazancı da elde edilebildiği görülmektedir.

3.3.2 Bit Hata Olasılığı

Bit hata olasılığının bir üst sınırı aktarım işlevleri yardımıyla çiftsel hata olasılık ifadelerinden elde edilebilir [130]. $\mathbf{x}_l$ ve $\mathbf{y}_l$ l uzunluklu iki simge dizisi olsun. l uzunluklu bir hata olayı, kod çözümünün herhangi bir anında ardarda l simge için kestirilen simge dizisi $\mathbf{y}_l$ 'nin iletilen simge dizisi $\mathbf{x}_l$ 'den farklı olmasıdır. Herhangi bir uzunlukta hata olayı oluşma olasılığının üst sınırı

$$P_E \leq \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{\mathbf{x}_l} \sum_{\mathbf{y}_l \neq \mathbf{x}_l} P(\mathbf{x}_l) P(\mathbf{x}_l \rightarrow \mathbf{y}_l) \quad (3.37)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $\mathbf{x}_l$ simge dizisinin iletilme olasılığı $P(\mathbf{x}_l)$, $\mathbf{x}_l$ ve $\mathbf{y}_l$ simge dizileri arasındaki çiftsel hata olasılığı ise $P(\mathbf{x}_l \rightarrow \mathbf{y}_l)$ şeklinde gösterilmiştir. Çiftsel

hata olasılığının üst sınırı (3.15)'ten

$$P(\mathbf{x}_l \rightarrow \mathbf{y}_l) \leq \frac{1}{2} E_{\mathbf{h}}[\exp(-\gamma D_{\mathbf{h}}^2(\mathbf{x}_l, \mathbf{y}_l))] \quad (3.38)$$

şeklinde yazılabilir. Çıkış simge dizisi $\mathbf{x}$ ile ikili kodlanmış bit dizisi $\mathbf{c}$ arasında birebir bir ilişki olduğu varsayımı altında (3.37)

$$P_E \leq \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{\mathbf{c}_l} \sum_{\mathbf{e}_l \neq \mathbf{0}} P(\mathbf{c}_l) P(\mathbf{c}_l \rightarrow \mathbf{c}_l \oplus \mathbf{e}_l) \quad (3.39)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $\mathbf{e}_l$ l uzunluklu ikili hata dizisidir. $\mathbf{c}_l$ için çiftsel hata olasılığı üst sınır ifadesi (3.38)'den

$$P(\mathbf{c}_l \rightarrow \mathbf{c}_l \oplus \mathbf{e}_l) \leq \frac{1}{2} E_{\mathbf{h}}[Z^{D_{\mathbf{h}}^2(M(\mathbf{c}_l), M(\mathbf{c}_l \oplus \mathbf{e}_l))}] \quad (3.40)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $Z = \exp(-\gamma)$ ve $M(\cdot)$ kod sözcükleri ile simgeler arasındaki atama kuralıdır. [130]'dan düzgün kodlar için hata olayı olasılığı üst sınırı

$$P_E \leq \frac{1}{2} \sum_{l=1}^{\infty} \sum_{\mathbf{e}_l \neq \mathbf{0}} \overline{W}(\mathbf{e}_l, Z) = \frac{1}{2} \overline{G}(Z, I) \quad (3.41)$$

şeklinde bulunabilir. Burada $\overline{W}(\mathbf{e}_l, Z) = \frac{1}{2^k} \sum_{\mathbf{c}_l} E_{\mathbf{h}}[Z^{D_{\mathbf{h}}^2(M(\mathbf{c}_l), M(\mathbf{c}_l \oplus \mathbf{e}_l))}]$ ve $\overline{G}(Z, I)$ sırasıyla hata dizisinin ortalama ağırlık profili ve aktarım işlevinin $\mathbf{h}$ üzerinden ortalamasıdır. k kafes kodun bir dalında taşınan bilgi biti sayısı, I ise yapay değişkendir. Burada belirtilmelidir ki, bir kodun her başlangıç durumu için o duruma ait ortalama ağırlık profillerinin birbirlerine eşit olması o kodun düzgün olduğunu gösterir. Ortalama aktarım işlevinin $\overline{G}(Z, I)$ I 'ya göre türevi alınarak bit hata olasılığının bir üst sınırı

$$P_b \leq \frac{1}{2k} \frac{\partial \overline{G}(Z, I)}{\partial I} \Big|_{I=1} \quad (3.42)$$

şeklinde elde edilebilir [130]. Duruğumsu sönümlemeli kanallar için aktarım işlevinden elde edilen bit hata olasılığı üst sınırı gerçek bit hata olasılığına yeterince yakın olamamaktadır. Daha yakın bir üst sınır, koşullu bit hata üst sınır ifadesini kanal katsayıları $\mathbf{h}$ üzerinden ortalama almadan önce kısıtlandırarak

$$P_b \leq \int_{\mathbf{h}} \min \left[\frac{1}{2}, \frac{1}{2k} \frac{\partial G(Z, I)}{\partial I} \Big|_{I=1} \right] p(\mathbf{h}) d\mathbf{h} \quad (3.43)$$

ile elde edilebilir [131]. $p(\mathbf{h})$ kanal katsayılarının ortak olasılık yoğunluk işlevidir. (3.43)'teki kısıtlama nedeniyle $\mathbf{h}$ üzerinden alınacak integral sayısal olarak hesaplanmak zorundadır.

Önerilen yöntemler dört farklı işbirliği durumunda çalışabildiklerinden her işbirliği durumu için ayrı bir bit hata olasılığı üst sınırı elde edilerek durum olasılıkları üzerinden bir ortalama alınması ile

$$P_b = \sum_{i=1}^4 P(C_i) P_{b|C_i} \quad (3.44)$$

şeklinde bir bit hata olasılığı üst sınırına ulaşmak mümkündür. Burada $P(C_i)$ ve $P_{b|C_i}$ sırasıyla durum olasılıkları ve işbirliği durumu C_i için bit hata olasılığı üst sınırıdır. Bit hata olasılığı üst sınırının elde edilişi örnek bir kod için ilerleyen bölümlerde verilecektir.

3.4 KAFES KOD TASARIMLARI VE BAŞARIMLARI

3.4.1 Kod Tasarım Ölçütleri

Bileşen serpiştirmeli seçimli kodlamalı işbirliği yöntemleri (Yöntem A ve B) için elde edilen çiftsel hata olasılığı üst sınır ifadelerinden yüksek işaret-gürültü oranlarında uygun kodlama teknikleri ile en büyük çeşitleme derecesi 4 olarak elde edilebilmektedir. Kullanıcıların birbirlerinin iletimlerini doğru bir şekilde kestirdiği bir başka deyişle iki kullanıcının da tam işbirliğinde bulunduğu C1 durumunda bu çeşitleme derecesine ulaşılabilir. Bu nedenle ilk olarak C1 durumunun oluşma yüzdesi enbüyüklenmelidir. Bu ilk tasarım ölçütümüz işbirliği ölçütü olarak adlandırılmıştır. Ancak (3.34)'te C1 için verilen ifadeye ilişkin bütün karesel Öklid uzaklıklarının sıfırdan farklı olması ile C1 durumunda 4 çeşitleme derecesine ulaşılabilir. Bu ikinci tasarım ölçütümüz çeşitleme ölçütü olarak adlandırılmaktadır. Kodlama kazancı ölçütü olarak adlandırılan son tasarım ölçütümüz ile tasarlanan kodların kodlama kazancı enbüyüklenerek en düşük hata başarımına ulaşmak amaçlanmaktadır.

Kod tasarım ölçütlerini özetlersek;

1. İşbirliği ölçütü: C1 durumunun oluşma yüzdesini eniyilemek için d_{fR}^u ve d_{fI}^u uzaklıklarının en küçük değerlerinin enbüyüklenmesi gerekmektedir.
2. Çeşitleme ölçütü: C1 durumunda çeşitleme derecesi olarak 4'e ulaşabilmek için bütün d_{fR}^u , d_{fI}^u , d_{fR}^p ve d_{fI}^p uzaklıklarının sıfırdan farklı olması sağlanmalıdır.
3. Kodlama kazancı ölçütü: C1 durumunda en iyi kodlama kazancına ulaşabilmek için $d_{fR}^u d_{fI}^u d_{fR}^p d_{fI}^p$ çarpımsal büyüklüğünün en küçük değerinin bütün olası simge dizileri üzerinden en büyüklenmesi gerekmektedir.

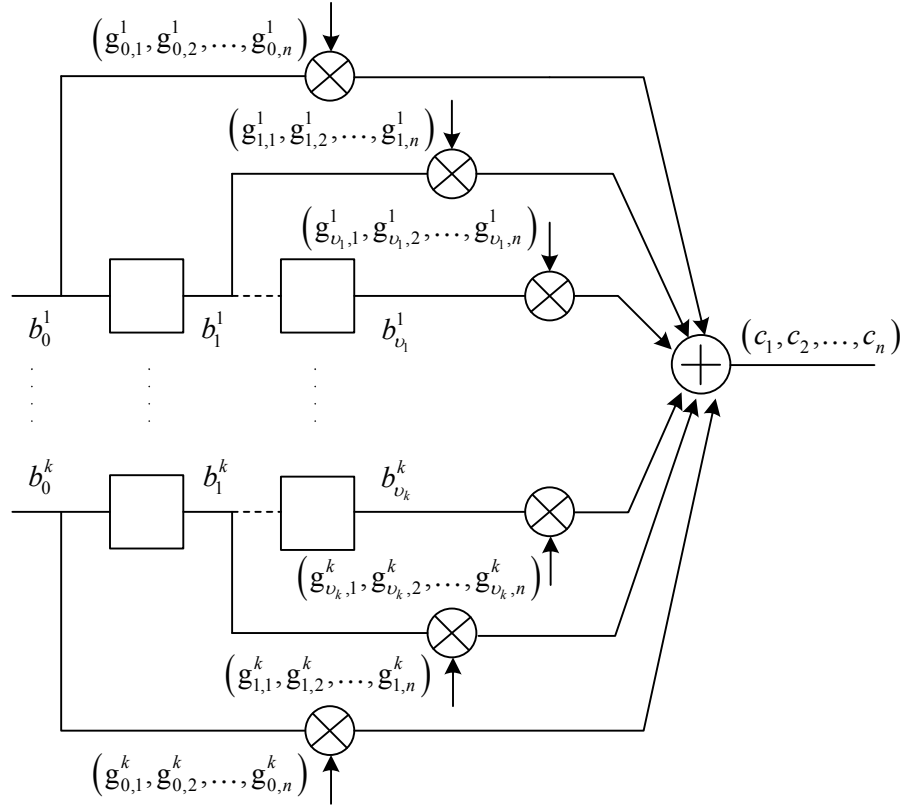
İşbirliği ölçütü kullanıcılararası kanalın başarımını, diğer ölçütler kullanıcı-hedef arası kanalın başarımını doğrudan etkilemektedir.

3.4.2 Genel İşbirlikli Kafes Kodlayıcı Yapısı

Kod tasarımında Şekil 3.7'de görülen k/n oranlı işbirlikli kafes kodlayıcısı kullanılmıştır. Burada b_μ^ξ , c_ζ ve $g_{\mu,\zeta}^\xi$ sırasıyla ξ . kayan belleğin μ . bellek içeriğini, ζ . kodlanmış biti ve b_μ^ξ ile c_ζ arasındaki ikili çarpma katsayısını göstermektedir. $\xi = 1, 2, \dots, k$, $\zeta = 1, 2, \dots, n$ ve $\mu = 0, 1, 2, \dots, v_\xi$ değerlerini alabilmektedir, burada v_ξ , ξ . kayan belleğin bellek derecesidir. Toplam bellek derecesi $v = \sum_{\xi=1}^k v_\xi$ şeklinde elde edilir. Dolayısıyla kafes kodlayıcının durum sayısı 2^v 'dir. $b_\mu^\xi, c_\zeta, g_{\mu,\zeta}^\xi \in \{0, 1\}$ olup toplama işlemi 2'li sayı modunda yapılmaktadır. Kodlayıcı çıkışları

$$c_\zeta = \sum_{\xi=1}^k \sum_{\mu=1}^{v_\xi} g_{\mu,\zeta}^\xi b_\mu^\xi \pmod{2} \quad (3.45)$$

şeklinde hesaplanabilir. Elde edilen kodlanmış çıkışlar θ° döndürülmüş 4PSK veya 8PSK modülasyonlu simgelere eşlenmektedir (Şekil 3.2). Bu simgeler silinmemiş ve silinmiş olarak iki bölüme ayrılırlar. Silme işlemi her kafes adımımda kodlanmış simgelerden bir kısmının periyodik olarak silinmesiyle açıklanabilir. Silinen simgelerin toplam simge sayısına oranı olarak tanımlanan silme oranı istenilen işbirliği oranına uygun şekilde belirlenebilir.



Şekil 3.7 : İşbirlikli kafes kodlayıcı.

3.4.3 Eniyileştirilmiş Yeni İşbirlikli Kafes Kodlar ve Referansları

θ^o ve $g_{\mu,\zeta}^\xi$ bilgisayar benzetimleriyle taranıp tasarım ölçütlerine göre eniyilenerek 2/4 oranlı 4PSK ve 3/6 oranlı 8PSK modülasyonu kullanan %50 işbirliği oranına sahip yeni işbirlikli kafes kodlar elde edilmiştir. Tasarlanan kafes kodların üreteç vektörleri

$$\mathbf{g}^\xi = [(\mathbf{g}_{0,1}^\xi, \mathbf{g}_{0,2}^\xi, \dots, \mathbf{g}_{0,n}^\xi), (\mathbf{g}_{1,1}^\xi, \mathbf{g}_{1,2}^\xi, \dots, \mathbf{g}_{1,n}^\xi), \dots, (\mathbf{g}_{v_\xi,1}^\xi, \mathbf{g}_{v_\xi,2}^\xi, \dots, \mathbf{g}_{v_\xi,n}^\xi)] \quad (3.46)$$

ile tanımlanmaktadır. 4PSK ve 8PSK için n sırasıyla 4 ve 6'dır. 4, 8, 16 durumlu 4PSK (NC1, NC2 ve NC3) ve 8, 16 durumlu 8PSK (NC4 ve NC5) işbirlikli kafes kodların tasarım parametreleri θ_{eniyi}^o ve $\mathbf{g}^\xi$ Çizelge 3.3'te görülmektedir. Bu kodların hiçbirisi hata başarımına kısıtlayıcı etkileri olması nedeniyle, paralel geçiş içermemektedir. Tasarlanan işbirlikli kodların kafeslerinin her dalı için kodlanmış bitlerden iki tane döndürülmüş 4PSK ve 8PSK simge elde edilmekte ve bunların birincilerinin silinmemiş simge dizilerini, ikincilerinin silinmiş simge dizilerini

Çizelge 3.3 : Yeni işbirlikli kodlar.

Kodlar	Modülasyon	k/n	v	$\theta_{eniği}^o$	Üreteç Vektörleri
NC1	4PSK	2/4	2	19	$\mathbf{g}^1 = [(0101), (1011)]$ $\mathbf{g}^2 = [(1111), (0110)]$
NC2	4PSK	2/4	3	19	$\mathbf{g}^1 = [(1111), (0110)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0101), (1010), (1001)]$
NC3	4PSK	2/4	4	19	$\mathbf{g}^1 = [(1111), (0111), (0101)]$ $\mathbf{g}^2 = [(0101), (1001), (1010)]$
NC4	8PSK	3/6	3	9	$\mathbf{g}^1 = [(110110), (101101)]$ $\mathbf{g}^2 = [(011011), (111001)]$ $\mathbf{g}^3 = [(001111), (100010)]$
NC5	8PSK	3/6	4	9	$\mathbf{g}^1 = [(110110), (101111)]$ $\mathbf{g}^2 = [(011111), (111001)]$ $\mathbf{g}^3 = [(001011), (100010), (100010)]$

oluşturduğu düşünülmektedir. Bu nedenle tasarlanan bütün işbirlikli kafes kodlar %50 işbirliği oranına sahiptirler.

Bilgisayar taramalarında ilk olarak $\min \{d_{fR_{min}}^u, d_{fI_{min}}^u\}$ enbüyüklenerek $\theta_{eniği}^o$ ve kod üreteç vektörünün d_{fR}^u , d_{fI}^u uzaklıkları ile ilgili bölümü belirlenmektedir, burada $d_{fR_{min}}^u$ ve $d_{fI_{min}}^u$ ile sırasıyla d_{fR}^u ve d_{fI}^u uzaklıklarının en küçük değerleri gösterilmektedir. Burada bileşen serpiştirmenin gerçekleştirildiği çerçevelerde aynı işbirlikli kafes kodunun kullanılması nedeniyle $d_{fR_{min}}^u$ ve $d_{fI_{min}}^u$ büyüklüklerinin

Çizelge 3.4 : Yeni ve referans işbirlikli 4PSK kafes kodlarının özellikleri.

Kodlar	v	θ_{eniye}^o	C1 için η	CA_{min}	çokluk CA_{min}	CC_{min}	çokluk CC_{min}
NC1	2	19	4	16.786	32	0.769	128
NC2	3	19	4	32.475	704	0.808	64
NC3	4	19	4	74.321	1536	1.153	2048
V1	2	19	4	0.941	32	0.384	64
V2	3	19	4	2.299	64	0.384	256
V3	4	19	4	17.611	256	0.769	1536

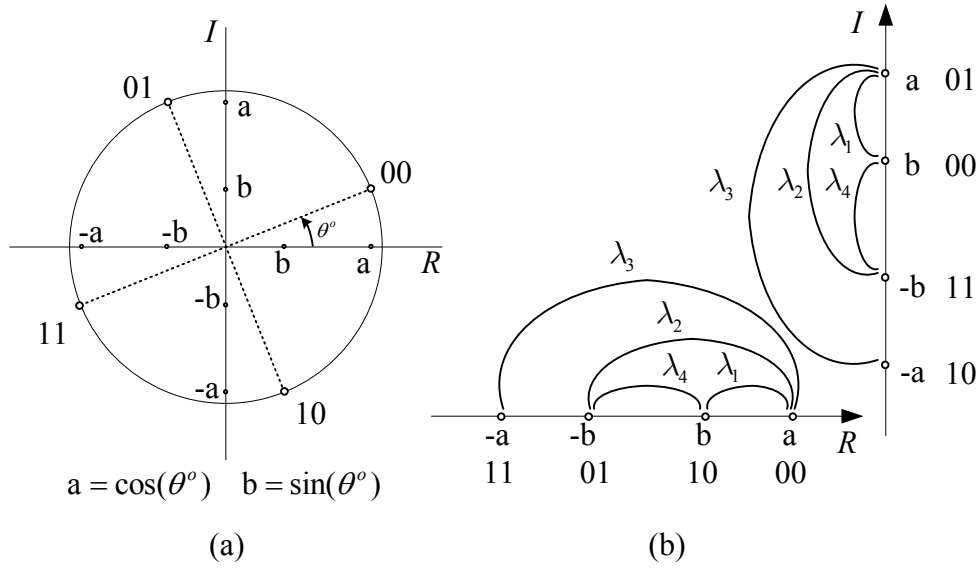
Çizelge 3.5 : Yeni ve referans işbirlikli 8PSK kafes kodlarının özellikleri.

Kodlar	v	θ_{eniye}^o	C1 için η	CA_{min}	çokluk CA_{min}	CC_{min}	çokluk CC_{min}
NC4	3	9	4	0.739	3616	0.081	256
NC5	4	9	4	1.153	128	0.096	8192
V4	3	9	4	0.009	256	0.032	512
V5	4	9	4	0.000	556	0.000	556

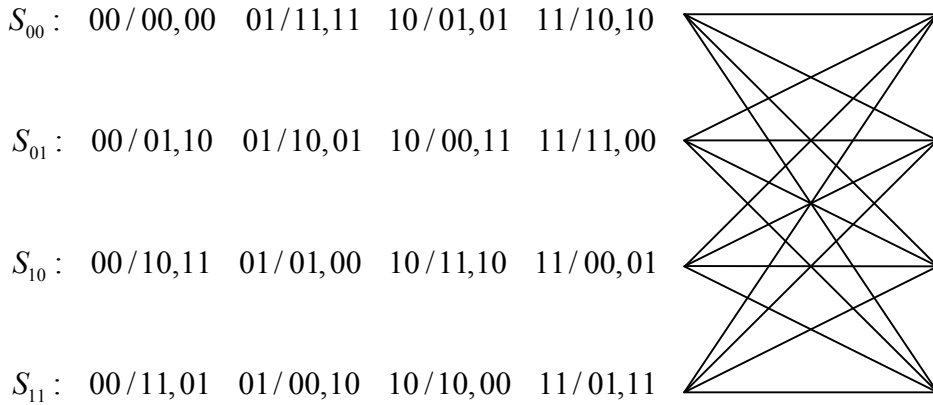
birbirlerine bağlı olduğu belirtilmelidir. Kod üreteç vektörünün diğer bölümü $d_{fR}^u d_{fI}^u d_{fR}^p d_{fI}^p$ çarpımının en küçük değerinin enbüyüklenmesi ile belirlenmektedir.

Tasarladığımız kafes kodlara referans olarak, tasarlanan kodlarla aynı kodlama oranlarına sahip, yavaş sönmeli kanallarda 4PSK ve 8PSK modülasyonu kullanılan ve iki verici anten için tasarlanmış eniyi uzay-zaman kafes kodları [5] seçilmiş ve bileşen serpiştirmeli seçimli kodlamalı işbirliği yöntemlerinde kullanılmıştır. Referans kodlar için de belirlenen tasarım ölçütlerine göre eniyi döndürme açıları θ_{eniye}^o bulunmuştur. Referans kodların üreteç vektörleri bir önceki bölümde verilen Çizelge 2.1 ve Çizelge 2.2’den görülebilir.

Yeni ve referans kodların tasarım parametreleri 4PSK ve 8PSK için sırasıyla Çizelge 3.4 ve Çizelge 3.5’te verilmektedir (NC: Yeni Kodlar, V: Vucetic Kodları). Burada CA_{min} ve CC_{min} ile sırasıyla $d_{fR}^u d_{fI}^u d_{fR}^p d_{fI}^p$ çarpımının en küçük değeri ve $\min \{d_{fR_{min}}^u, d_{fI_{min}}^u\}$ değeri gösterilmiştir.



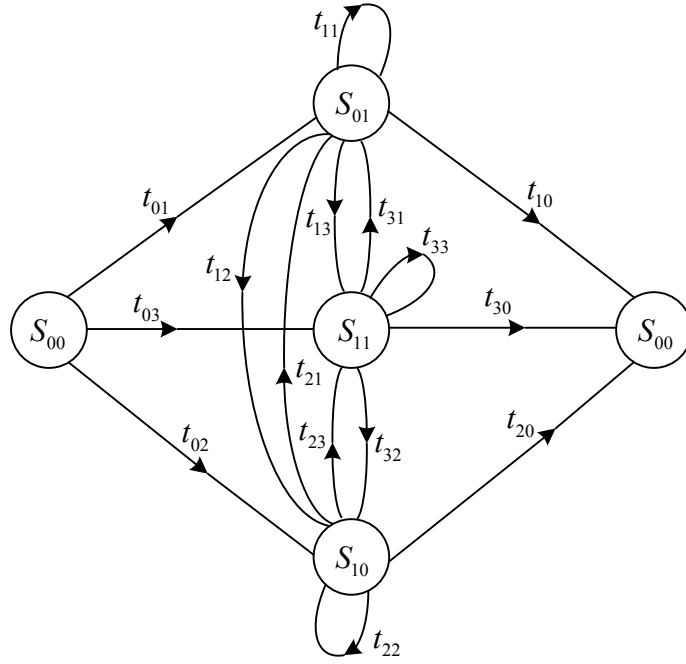
Şekil 3.8 : (a) θ° döndürülmüş 4PSK simgeler ve (b) bileşenler arası Öklid uzaklıkları.



Şekil 3.9 : NC1 için kafes diyagramı.

3.4.4 Analitik Bit Hata Olasılığı Üst Sınırının NC1 Kodu için Elde Edilmesi

Bu bölümde, NC1'in bit hata olasılığı üst sınır analizi örnek olarak gerçekleştirilecektir. θ° döndürülmüş 4PSK simgeler ve simgelerin bileşenleri arasındaki Öklid uzaklıkları Şekil 3.8'de verilmiştir, burada $a = \cos(\theta^\circ)$ ve $b = \sin(\theta^\circ)$ olmak üzere $\lambda_1 = |a - b|$, $\lambda_2 = |a + b|$, $\lambda_3 = 2|a|$ ve $\lambda_4 = 2|b|$ 'dir. NC1'in kafes ve hata durum diyagramları sırasıyla Şekil 3.9 ve Şekil 3.10'da görülebilir. Durumlar ve durum geçişleri sırasıyla $S_{b_1^1 b_1^2}$ ve $b_0^1 b_0^2 / c_1 c_2, c_3 c_4$ ile belirtilmiştir. NC1 kodunun düzgün hata özelliğine bütün işbirliği durumları



Şekil 3.10 : NC1 için hata durum diyagramı.

için sahip olduğu [132]'de verilen kontrol işlemlerini uygulayarak kolaylıkla gösterilebilmektedir. t_{ij} hata durum diyagramının dal metrikleridir ve kodlayıcı girişindeki bilgi bitleri arasındaki Hamming uzaklığı n_d olmak üzere anlık kanal katsayıları vektörü $\mathbf{h}$ 'a ilişkin anlık ağırlık profilleri $I^{n_d}W_{\mathbf{h}}(e_i, Z)$ ile hesaplanır. Yöntem A ve B'deki işbirliği durumları için hata durum diyagramındaki her dala ilişkin anlık ağırlık profilleri Çizelge 3.6 ve Çizelge 3.11 arasındaki tablolarda verilmiştir. Tablolarda $\alpha_1 = |h_{1,1D}|^2$, $\alpha_2 = |h_{2,1D}|^2$, $\alpha_3 = |h_{1,2D}|^2$, $\alpha_4 = |h_{2,2D}|^2$ ve $Z = \exp(-\gamma)$ 'dir. Kodlayıcı aktarım işlevi durum denklemlerinin anlık çözümleri yardımıyla hata durum diyagramından elde edilebilir [130]. Hata durum diyagramının durum denklemleri ve kodlayıcı aktarım işlevi sırasıyla

$$\begin{bmatrix} S_{01} \\ S_{10} \\ S_{11} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 - t_{11} & -t_{21} & -t_{31} \\ -t_{12} & 1 - t_{22} & -t_{32} \\ -t_{13} & -t_{23} & 1 - t_{33} \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} t_{01} \\ t_{02} \\ t_{03} \end{bmatrix} \quad (3.47)$$

ve

$$G(Z, I) = t_{10}S_{01} + t_{20}S_{10} + t_{30}S_{11} \quad (3.48)$$

ile hesaplanabilir.

Çizelge 3.6 : C1 için dal metriklerine ilişkin anlık hata ağırlık profilleri.

$t_{01} : IW_{\mathbf{h}}(1111, Z) = I \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2 \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2 + \lambda_3^2 \alpha_3 + \lambda_4^2 \alpha_4} + Z^{\lambda_4^2 \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2 + \lambda_4^2 \alpha_3 + \lambda_3^2 \alpha_4})$
$t_{02} : IW_{\mathbf{h}}(0101, Z) = I Z^{\lambda_2^2 \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2 + \lambda_2^2 \alpha_3 + \lambda_1^2 \alpha_4}$
$t_{03} : I^2 W_{\mathbf{h}}(1010, Z) = I^2 Z^{\lambda_1^2 \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2 + \lambda_1^2 \alpha_3 + \lambda_2^2 \alpha_4}$
$t_{10} : W_{\mathbf{h}}(0110, Z) = Z^{\lambda_2^2 \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2 + \lambda_1^2 \alpha_3 + \lambda_2^2 \alpha_4}$
$t_{11} : IW_{\mathbf{h}}(1001, Z) = I Z^{\lambda_1^2 \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2 + \lambda_2^2 \alpha_3 + \lambda_1^2 \alpha_4}$
$t_{12} : IW_{\mathbf{h}}(0011, Z) = I \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2 \alpha_3 + \lambda_4^2 \alpha_4} + Z^{\lambda_4^2 \alpha_3 + \lambda_3^2 \alpha_4})$
$t_{13} : I^2 W_{\mathbf{h}}(1100, Z) = I^2 \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2 \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2} + Z^{\lambda_4^2 \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2})$
$t_{20} : W_{\mathbf{h}}(1011, Z) = \frac{1}{2} (Z^{\lambda_1^2 \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2 + \lambda_3^2 \alpha_3 + \lambda_4^2 \alpha_4} + Z^{\lambda_1^2 \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2 + \lambda_4^2 \alpha_3 + \lambda_3^2 \alpha_4})$
$t_{21} : IW_{\mathbf{h}}(0100, Z) = I Z^{\lambda_2^2 \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2}$
$t_{22} : IW_{\mathbf{h}}(1110, Z) = I \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2 \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2 + \lambda_1^2 \alpha_3 + \lambda_2^2 \alpha_4} + Z^{\lambda_4^2 \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2 + \lambda_1^2 \alpha_3 + \lambda_2^2 \alpha_4})$
$t_{23} : I^2 W_{\mathbf{h}}(0001, Z) = I^2 Z^{\lambda_2^2 \alpha_3 + \lambda_1^2 \alpha_4}$
$t_{30} : W_{\mathbf{h}}(1101, Z) = \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2 \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2 + \lambda_2^2 \alpha_3 + \lambda_1^2 \alpha_4} + Z^{\lambda_4^2 \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2 + \lambda_2^2 \alpha_3 + \lambda_1^2 \alpha_4})$
$t_{31} : IW_{\mathbf{h}}(0010, Z) = I Z^{\lambda_1^2 \alpha_3 + \lambda_2^2 \alpha_4}$
$t_{32} : IW_{\mathbf{h}}(1000, Z) = I Z^{\lambda_1^2 \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2}$
$t_{33} : I^2 W_{\mathbf{h}}(0111, Z) = I^2 \left(\frac{1}{2} Z^{\lambda_2^2 \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2 + \lambda_3^2 \alpha_3 + \lambda_4^2 \alpha_4} + \frac{1}{2} Z^{\lambda_2^2 \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2 + \lambda_4^2 \alpha_3 + \lambda_3^2 \alpha_4} \right)$

Çizelge 3.7 : C2 için dal metriklerine ilişkin anlık hata ağırlık profilleri.

$t_{01} : IW_{\mathbf{h}}(1111, Z) = I \frac{1}{2} (Z^{2\lambda_3^2 \alpha_1 + 2\lambda_4^2 \alpha_2} + Z^{2\lambda_4^2 \alpha_1 + 2\lambda_3^2 \alpha_2})$
$t_{02} : IW_{\mathbf{h}}(0101, Z) = I Z^{2\lambda_2^2 \alpha_1 + 2\lambda_1^2 \alpha_2}$
$t_{03} : I^2 W_{\mathbf{h}}(1010, Z) = I^2 Z^{2\lambda_1^2 \alpha_1 + 2\lambda_2^2 \alpha_2}$
$t_{10} : W_{\mathbf{h}}(0110, Z) = Z^{(\lambda_2^2 + \lambda_1^2) \alpha_1 + (\lambda_1^2 + \lambda_2^2) \alpha_2}$
$t_{11} : IW_{\mathbf{h}}(1001, Z) = I Z^{(\lambda_2^2 + \lambda_1^2) \alpha_1 + (\lambda_1^2 + \lambda_2^2) \alpha_2}$
$t_{12} : IW_{\mathbf{h}}(0011, Z) = I \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2 \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2} + Z^{\lambda_4^2 \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2})$
$t_{13} : I^2 W_{\mathbf{h}}(1100, Z) = I^2 \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2 \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2} + Z^{\lambda_4^2 \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2})$
$t_{20} : W_{\mathbf{h}}(1011, Z) = \frac{1}{2} (Z^{(\lambda_1^2 + \lambda_3^2) \alpha_1 + (\lambda_2^2 + \lambda_4^2) \alpha_2} + Z^{(\lambda_1^2 + \lambda_4^2) \alpha_1 + (\lambda_2^2 + \lambda_3^2) \alpha_2})$
$t_{21} : IW_{\mathbf{h}}(0100, Z) = I Z^{\lambda_2^2 \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2}$
$t_{22} : IW_{\mathbf{h}}(1110, Z) = I \left(\frac{1}{2} Z^{(\lambda_1^2 + \lambda_3^2) \alpha_1 + (\lambda_2^2 + \lambda_4^2) \alpha_2} + \frac{1}{2} Z^{(\lambda_1^2 + \lambda_4^2) \alpha_1 + (\lambda_2^2 + \lambda_3^2) \alpha_2} \right)$
$t_{23} : I^2 W_{\mathbf{h}}(0001, Z) = I^2 Z^{\lambda_2^2 \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2}$
$t_{30} : W_{\mathbf{h}}(1101, Z) = \frac{1}{2} (Z^{(\lambda_3^2 + \lambda_2^2) \alpha_1 + (\lambda_4^2 + \lambda_1^2) \alpha_2} + Z^{(\lambda_4^2 + \lambda_2^2) \alpha_1 + (\lambda_3^2 + \lambda_1^2) \alpha_2})$
$t_{31} : IW_{\mathbf{h}}(0010, Z) = I Z^{\lambda_1^2 \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2}$
$t_{32} : IW_{\mathbf{h}}(1000, Z) = I Z^{\lambda_1^2 \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2}$
$t_{33} : I^2 W_{\mathbf{h}}(0111, Z) = I^2 \left(\frac{1}{2} Z^{(\lambda_3^2 + \lambda_2^2) \alpha_1 + (\lambda_4^2 + \lambda_1^2) \alpha_2} + \frac{1}{2} Z^{(\lambda_4^2 + \lambda_2^2) \alpha_1 + (\lambda_3^2 + \lambda_1^2) \alpha_2} \right)$

Çizelge 3.8 : C3 (Yöntem A) için dal metriklerine ilişkin anlık hata ağırlık profilleri.

$t_{01} : IW_{\mathbf{h}}(1111, Z) = I \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2 \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2} + Z^{\lambda_4^2 \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2})$
$t_{02} : IW_{\mathbf{h}}(0101, Z) = I Z^{\lambda_2^2 \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2}$
$t_{03} : I^2 W_{\mathbf{h}}(1010, Z) = I^2 Z^{\lambda_1^2 \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2}$
$t_{10} : W_{\mathbf{h}}(0110, Z) = Z^{\lambda_2^2 \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2}$
$t_{11} : IW_{\mathbf{h}}(1001, Z) = I Z^{\lambda_1^2 \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2}$
$t_{12} : IW_{\mathbf{h}}(0011, Z) = I$
$t_{13} : IW_{\mathbf{h}}(1100, Z) = I^2 \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2 \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2} + Z^{\lambda_4^2 \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2})$
$t_{20} : W_{\mathbf{h}}(1011, Z) = Z^{\lambda_1^2 \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2}$
$t_{21} : IW_{\mathbf{h}}(0100, Z) = I Z^{\lambda_2^2 \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2}$
$t_{22} : IW_{\mathbf{h}}(1110, Z) = I \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2 \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2} + Z^{\lambda_4^2 \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2})$
$t_{23} : I^2 W_{\mathbf{h}}(0001, Z) = I^2$
$t_{30} : W_{\mathbf{h}}(1101, Z) = \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2 \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2} + Z^{\lambda_4^2 \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2})$
$t_{31} : IW_{\mathbf{h}}(0010, Z) = I$
$t_{32} : IW_{\mathbf{h}}(1000, Z) = I Z^{\lambda_1^2 \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2}$
$t_{33} : I^2 W_{\mathbf{h}}(0111, Z) = I^2 Z^{\lambda_2^2 \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2}$

Çizelge 3.9 : C3 (Yöntem B) için dal metriklerine ilişkin anlık hata ağırlık profilleri.

$t_{01} : IW_{\mathbf{h}}(1111, Z) = I \frac{1}{2} (Z^{2\lambda_3^2 \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2} + Z^{2\lambda_4^2 \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2})$
$t_{02} : IW_{\mathbf{h}}(0101, Z) = I Z^{2\lambda_2^2 \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2}$
$t_{03} : I^2 W_{\mathbf{h}}(1010, Z) = I^2 Z^{2\lambda_1^2 \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2}$
$t_{10} : W_{\mathbf{h}}(0110, Z) = Z^{(\lambda_2^2 + \lambda_1^2) \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2}$
$t_{11} : IW_{\mathbf{h}}(1001, Z) = I Z^{(\lambda_1^2 + \lambda_2^2) \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2}$
$t_{12} : IW_{\mathbf{h}}(0011, Z) = I \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2 \alpha_1} + Z^{\lambda_4^2 \alpha_1})$
$t_{13} : IW_{\mathbf{h}}(1100, Z) = I^2 (Z^{\lambda_3^2 \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2} + Z^{\lambda_4^2 \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2}) / 2$
$t_{20} : W_{\mathbf{h}}(1011, Z) = \frac{1}{2} (Z^{(\lambda_1^2 + \lambda_3^2) \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2} + Z^{(\lambda_1^2 + \lambda_4^2) \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2})$
$t_{21} : IW_{\mathbf{h}}(0100, Z) = I Z^{\lambda_2^2 \alpha_1 + \lambda_1^2 \alpha_2}$
$t_{22} : IW_{\mathbf{h}}(1110, Z) = I \frac{1}{2} (Z^{(\lambda_3^2 + \lambda_1^2) \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2} + Z^{(\lambda_4^2 + \lambda_1^2) \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2})$
$t_{23} : I^2 W_{\mathbf{h}}(0001, Z) = I^2 Z^{\lambda_2^2 \alpha_1}$
$t_{30} : W_{\mathbf{h}}(1101, Z) = \frac{1}{2} (Z^{(\lambda_3^2 + \lambda_2^2) \alpha_1 + \lambda_4^2 \alpha_2} + Z^{(\lambda_4^2 + \lambda_2^2) \alpha_1 + \lambda_3^2 \alpha_2})$
$t_{31} : IW_{\mathbf{h}}(0010, Z) = I Z^{\lambda_1^2 \alpha_1}$
$t_{32} : IW_{\mathbf{h}}(1000, Z) = I Z^{\lambda_1^2 \alpha_1 + \lambda_2^2 \alpha_2}$
$t_{33} : I^2 W_{\mathbf{h}}(0111, Z) = I^2 Z^{(\lambda_2^2 + \lambda_3^2) \alpha_1 + (\lambda_1^2 + \lambda_4^2) \alpha_2}$

Çizelge 3.10 : C4 (Yöntem A) için dal metriklerine ilişkin anlık hata ağırlık profilleri.

$t_{01} : IW_h(1111, Z) =$	$I\left(\frac{1}{2}Z^{2\lambda_3^2\alpha_1+2\lambda_4^2\alpha_2+\lambda_3^2\alpha_3+\lambda_4^2\alpha_4} + \frac{1}{2}Z^{2\lambda_4^2\alpha_1+2\lambda_3^2\alpha_2+\lambda_4^2\alpha_3+\lambda_3^2\alpha_4}\right)$
$t_{02} : IW_h(0101, Z) =$	$I Z^{2\lambda_2^2\alpha_1+2\lambda_1^2\alpha_2+\lambda_2^2\alpha_3+\lambda_1^2\alpha_4}$
$t_{03} : I^2W_h(1010, Z) =$	$I^2 Z^{2\lambda_1^2\alpha_1+2\lambda_2^2\alpha_2+\lambda_1^2\alpha_3+\lambda_2^2\alpha_4}$
$t_{10} : W_h(0110, Z) =$	$Z^{(\lambda_2^2+\lambda_1^2)\alpha_1+(\lambda_1^2+\lambda_2^2)\alpha_2+\lambda_1^2\alpha_3+\lambda_2^2\alpha_4}$
$t_{11} : IW_h(1001, Z) =$	$I Z^{(\lambda_2^2+\lambda_1^2)\alpha_1+(\lambda_1^2+\lambda_2^2)\alpha_2+\lambda_2^2\alpha_3+\lambda_1^2\alpha_4}$
$t_{12} : IW_h(0011, Z) =$	$I \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2\alpha_3+\lambda_4^2\alpha_4} + Z^{\lambda_4^2\alpha_3+\lambda_3^2\alpha_4})$
$t_{13} : I^2W_h(1100, Z) =$	$I^2 \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2\alpha_1+\lambda_4^2\alpha_2} + Z^{\lambda_4^2\alpha_1+\lambda_3^2\alpha_2})$
$t_{20} : W_h(1011, Z) =$	$\frac{1}{2} Z^{(\lambda_1^2+\lambda_3^2)\alpha_1+(\lambda_2^2+\lambda_4^2)\alpha_2+\lambda_3^2\alpha_3+\lambda_4^2\alpha_4} + \frac{1}{2} Z^{(\lambda_1^2+\lambda_4^2)\alpha_1+(\lambda_2^2+\lambda_3^2)\alpha_2+\lambda_4^2\alpha_3+\lambda_3^2\alpha_4}$
$t_{21} : IW_h(0100, Z) =$	$I Z^{\lambda_2^2\alpha_1+\lambda_1^2\alpha_2}$
$t_{22} : IW_h(1110, Z) =$	$I\left(\frac{1}{2}Z^{(\lambda_3^2+\lambda_1^2)\alpha_1+(\lambda_4^2+\lambda_2^2)\alpha_2+\lambda_1^2\alpha_3+\lambda_2^2\alpha_4} + \frac{1}{2}Z^{(\lambda_4^2+\lambda_1^2)\alpha_1+(\lambda_3^2+\lambda_2^2)\alpha_2+\lambda_1^2\alpha_3+\lambda_2^2\alpha_4}\right)$
$t_{23} : I^2W_h(0001, Z) =$	$I^2 Z^{\lambda_2^2\alpha_3+\lambda_1^2\alpha_4}$
$t_{30} : W_h(1101, Z) =$	$\frac{1}{2} Z^{(\lambda_3^2+\lambda_2^2)\alpha_1+(\lambda_4^2+\lambda_1^2)\alpha_2+\lambda_2^2\alpha_3+\lambda_1^2\alpha_4} + \frac{1}{2} Z^{(\lambda_4^2+\lambda_2^2)\alpha_1+(\lambda_3^2+\lambda_1^2)\alpha_2+\lambda_2^2\alpha_3+\lambda_1^2\alpha_4}$
$t_{31} : IW_h(0010, Z) =$	$I Z^{\lambda_1^2\alpha_3+\lambda_2^2\alpha_4}$
$t_{32} : IW_h(1000, Z) =$	$I Z^{\lambda_1^2\alpha_1+\lambda_2^2\alpha_2}$
$t_{33} : I^2W_h(0111, Z) =$	$I^2\left(\frac{1}{2}Z^{(\lambda_2^2+\lambda_3^2)\alpha_1+(\lambda_1^2+\lambda_4^2)\alpha_2+\lambda_3^2\alpha_3+\lambda_4^2\alpha_4} + \frac{1}{2}Z^{(\lambda_2^2+\lambda_4^2)\alpha_1+(\lambda_1^2+\lambda_3^2)\alpha_2+\lambda_4^2\alpha_3+\lambda_3^2\alpha_4}\right)$

Olası bütün anlık h kanal katsayıları vektörlerine bağlı olarak (3.47) ve (3.48) ile tüm işbirliği durumları için elde edilen kodlayıcı aktarım işlevlerinden (3.43) uyarınca kısıtlamalı ortalama alınarak her işbirliği durumu için bit hata olasılığı üst sınırları sayısal olarak elde edilebilir. Bütün işbirliği durumları için elde edilen bit hata olasılığı üst sınırları (3.44)'te kullanılarak işbirlikli sistemin bit hata olasılığı üst sınırı hesaplanabilir.

3.4.5 Başarım Değerlendirmeleri

Bilgisayar benzetimleri ile bileşen serpiştirmeli seçimli kodlamalı işbirliği yöntemlerinin çerçeve hata başarımları (FER) değerlendirilmektedir. Kullanıcılar her çerçevede 4PSK ve 8PSK işbirlikli kafes kodlar için 16'lık düzende 15935 üreteç

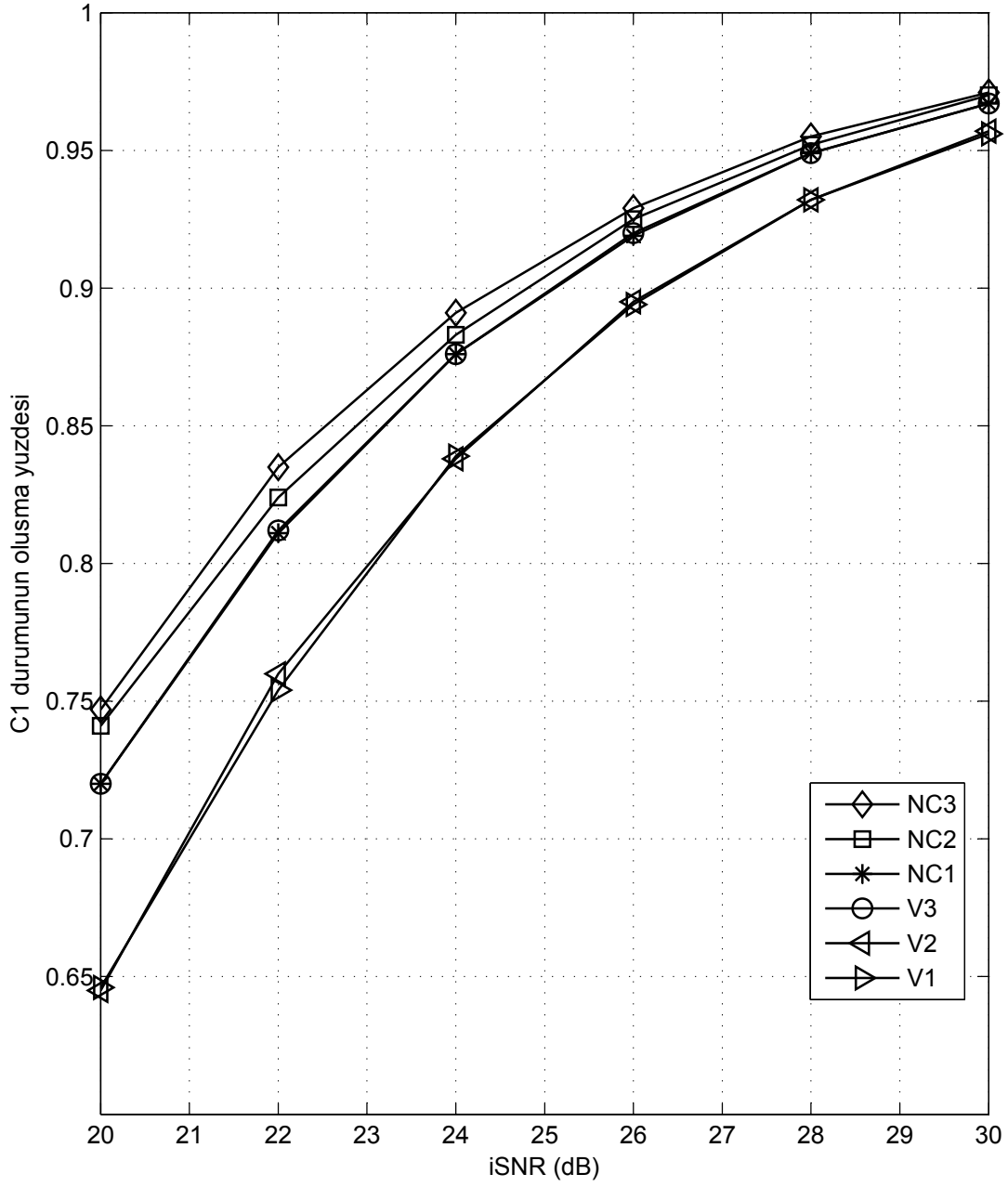
Çizelge 3.11 : C4 (Yöntem B) için dal metriklerine ilişkin anlık hata ağırlık profilleri.

$t_{01} : IW_{\mathbf{h}}(1111, Z) = I \frac{1}{2} (Z^{2\lambda_3^2\alpha_1+2\lambda_4^2\alpha_2+\lambda_4^2\alpha_4} + Z^{2\lambda_4^2\alpha_1+2\lambda_3^2\alpha_2+\lambda_3^2\alpha_4})$
$t_{02} : IW_{\mathbf{h}}(0101, Z) = I Z^{2\lambda_2^2\alpha_1+2\lambda_1^2\alpha_2+\lambda_1^2\alpha_4}$
$t_{03} : I^2 W_{\mathbf{h}}(1010, Z) = I^2 Z^{2\lambda_1^2\alpha_1+2\lambda_2^2\alpha_2+\lambda_2^2\alpha_4}$
$t_{10} : W_{\mathbf{h}}(0110, Z) = Z^{(\lambda_2^2+\lambda_1^2)\alpha_1+(\lambda_1^2+\lambda_2^2)\alpha_2+\lambda_2^2\alpha_4}$
$t_{11} : IW_{\mathbf{h}}(1001, Z) = I Z^{(\lambda_2^2+\lambda_1^2)\alpha_1+(\lambda_1^2+\lambda_2^2)\alpha_2+\lambda_1^2\alpha_4}$
$t_{12} : IW_{\mathbf{h}}(0011, Z) = I \frac{1}{2} (Z^{\lambda_4^2\alpha_4} + Z^{\lambda_3^2\alpha_4})$
$t_{13} : I^2 W_{\mathbf{h}}(1100, Z) = I^2 \frac{1}{2} (Z^{\lambda_3^2\alpha_1+\lambda_4^2\alpha_2} + Z^{\lambda_4^2\alpha_1+\lambda_3^2\alpha_2})$
$t_{20} : W_{\mathbf{h}}(1011, Z) = \frac{1}{2} Z^{(\lambda_1^2+\lambda_3^2)\alpha_1+(\lambda_2^2+\lambda_4^2)\alpha_2+\lambda_4^2\alpha_4} + \frac{1}{2} Z^{(\lambda_1^2+\lambda_4^2)\alpha_1+(\lambda_2^2+\lambda_3^2)\alpha_2+\lambda_3^2\alpha_4}$
$t_{21} : IW_{\mathbf{h}}(0100, Z) = I Z^{\lambda_2^2\alpha_1+\lambda_1^2\alpha_2}$
$t_{22} : IW_{\mathbf{h}}(1110, Z) = I (\frac{1}{2} Z^{(\lambda_3^2+\lambda_1^2)\alpha_1+(\lambda_4^2+\lambda_2^2)\alpha_2+\lambda_2^2\alpha_4} + \frac{1}{2} Z^{(\lambda_4^2+\lambda_1^2)\alpha_1+(\lambda_3^2+\lambda_2^2)\alpha_2+\lambda_2^2\alpha_4})$
$t_{23} : I^2 W_{\mathbf{h}}(0001, Z) = I^2 Z^{\lambda_2^2\alpha_3+\lambda_1^2\alpha_4}$
$t_{30} : W_{\mathbf{h}}(1101, Z) = \frac{1}{2} Z^{(\lambda_3^2+\lambda_2^2)\alpha_1+(\lambda_4^2+\lambda_1^2)\alpha_2+\lambda_1^2\alpha_4} + \frac{1}{2} Z^{(\lambda_4^2+\lambda_2^2)\alpha_1+(\lambda_3^2+\lambda_1^2)\alpha_2+\lambda_1^2\alpha_4}$
$t_{31} : IW_{\mathbf{h}}(0010, Z) = I Z^{\lambda_2^2\alpha_4}$
$t_{32} : IW_{\mathbf{h}}(1000, Z) = I Z^{\lambda_1^2\alpha_1+\lambda_2^2\alpha_2}$
$t_{33} : I^2 W_{\mathbf{h}}(0111, Z) = I^2 (\frac{1}{2} Z^{(\lambda_2^2+\lambda_3^2)\alpha_1+(\lambda_1^2+\lambda_4^2)\alpha_2+\lambda_4^2\alpha_4} + \frac{1}{2} Z^{(\lambda_2^2+\lambda_4^2)\alpha_1+(\lambda_1^2+\lambda_3^2)\alpha_2+\lambda_3^2\alpha_4})$

çokterimlisi ile üretilen 16 bit CRC kodu dahil toplam olarak sırasıyla 128 ve 126 bit iletmektedir.

Sistemimizdeki bütün kanalların duruşumsu, kullanıcılararası kanalın simetrik, kullanıcılar hedef arası kanalların istatistiksel olarak benzer olduğu kabul edilmektedir. Bütün alıcıların sönmüleme katsayılarını yetkin şekilde bildiği, ayrıca hedef alıcının hangi işbirliği durumunun gerçekleştiğini bildiği varsayılmaktadır.

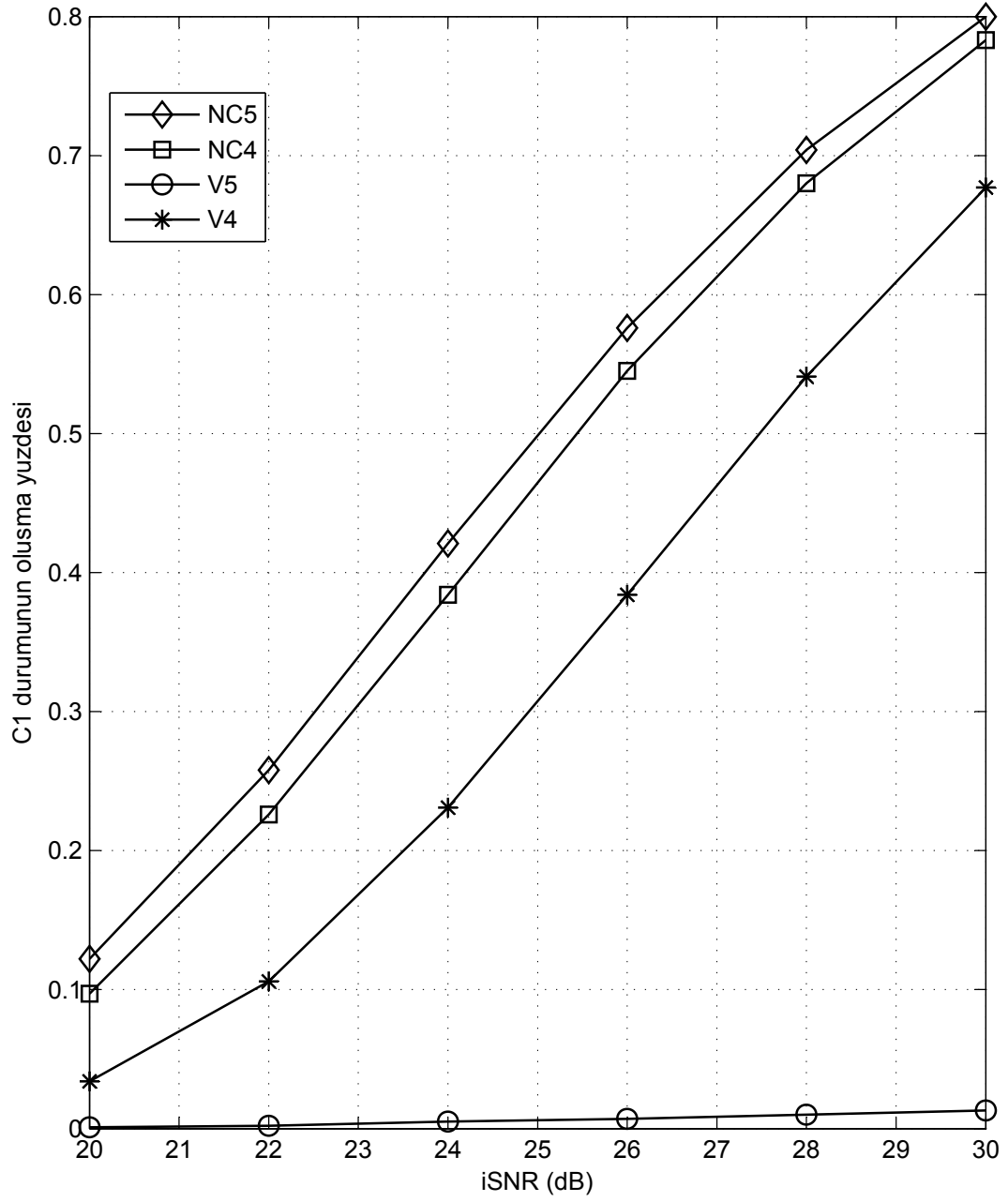
Benzetimlerde farksal işaret-gürültü oranı (DSNR), kullanıcılararası kanalın işaret-gürültü oranı (iSNR) ile kullanıcı-hedef arası kanalın işaret-gürültü oranının (SNR) dB cinsinden farkı olarak tanımlanmaktadır.



Şekil 3.11 : 4PSK kafes kodlar için C1 işbirliği durumunun oluşma yüzdeleri.

3.4.5.1 Yeni ve Referans İşbirlikli Kodlar için İşbirliği Ölçütünün Değerlendirilmesi

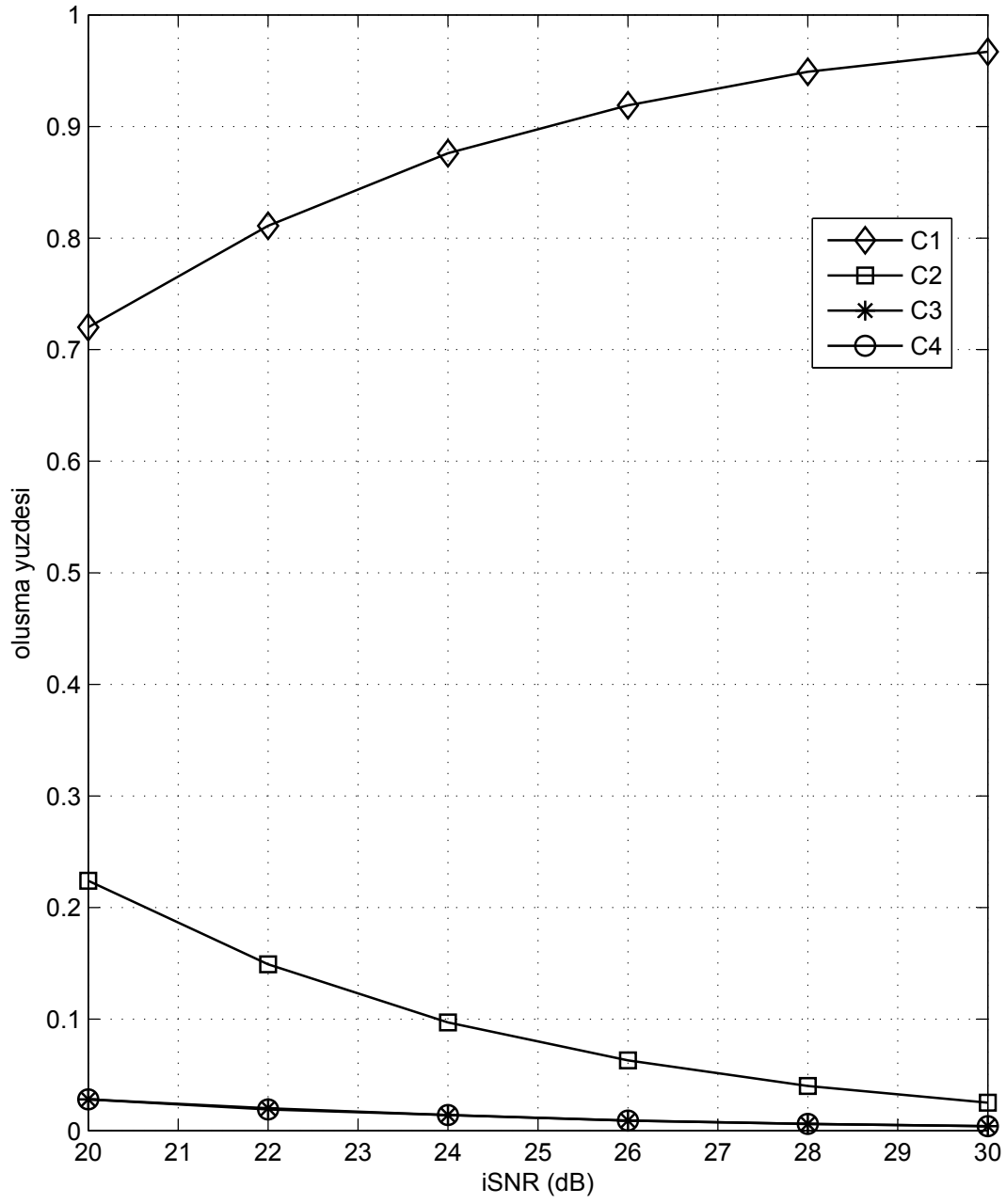
Yeni ve referans işbirlikli 4PSK ve 8PSK kafes kodlar için 20-30 dB iSNR aralığında benzetimlerle elde edilen C1 işbirliği durumunun oluşma yüzdeleri Şekil 3.11 ve Şekil 3.12’de verilmektedir. Bu benzetim eğrilerinin davranışları Çizelge 3.4 ve Çizelge



Şekil 3.12 : 8PSK kafes kodlar için C1 işbirliği durumunun oluşma yüzdeleri.

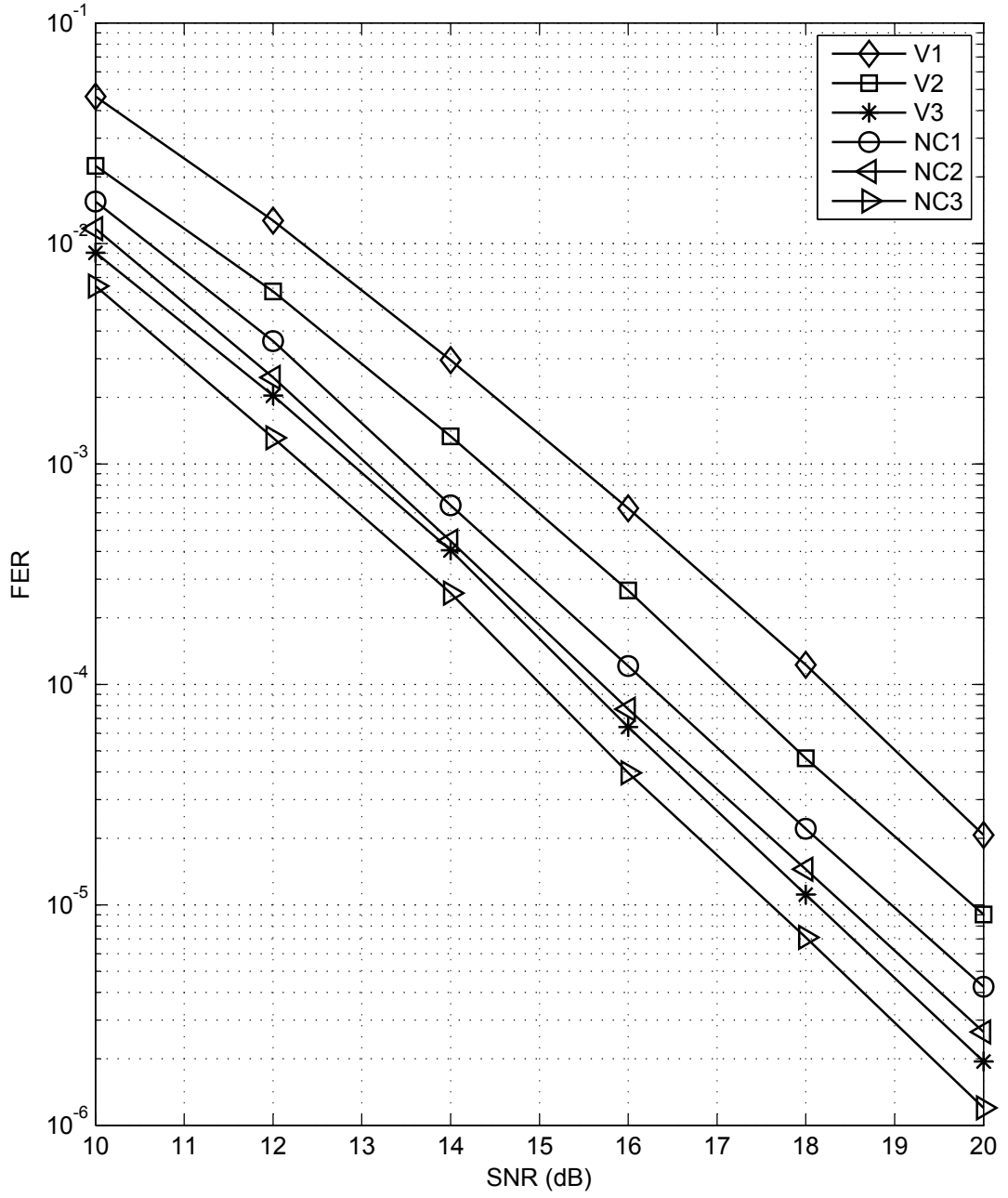
3.5'te verilen CC_{min} değerleri ile tam uyum içerisinde. CC_{min} değeri arttıkça C1 işbirliği durumunun oluşma yüzdesi artmaktadır.

Ayrıca NC1 kodu için bütün işbirliği durumlarının oluşma yüzdeleri Şekil 3.13'te gösterilmektedir. Kullanıcılararası kanalın simetrik kabul edilmesi nedeniyle iki kullanıcının birden aynı anda işbirliği yapması ya da yapmaması beklendiğinden C3



Şekil 3.13 : NC1 kodu için bütün işbirliği durumlarının oluşma yüzdesi.

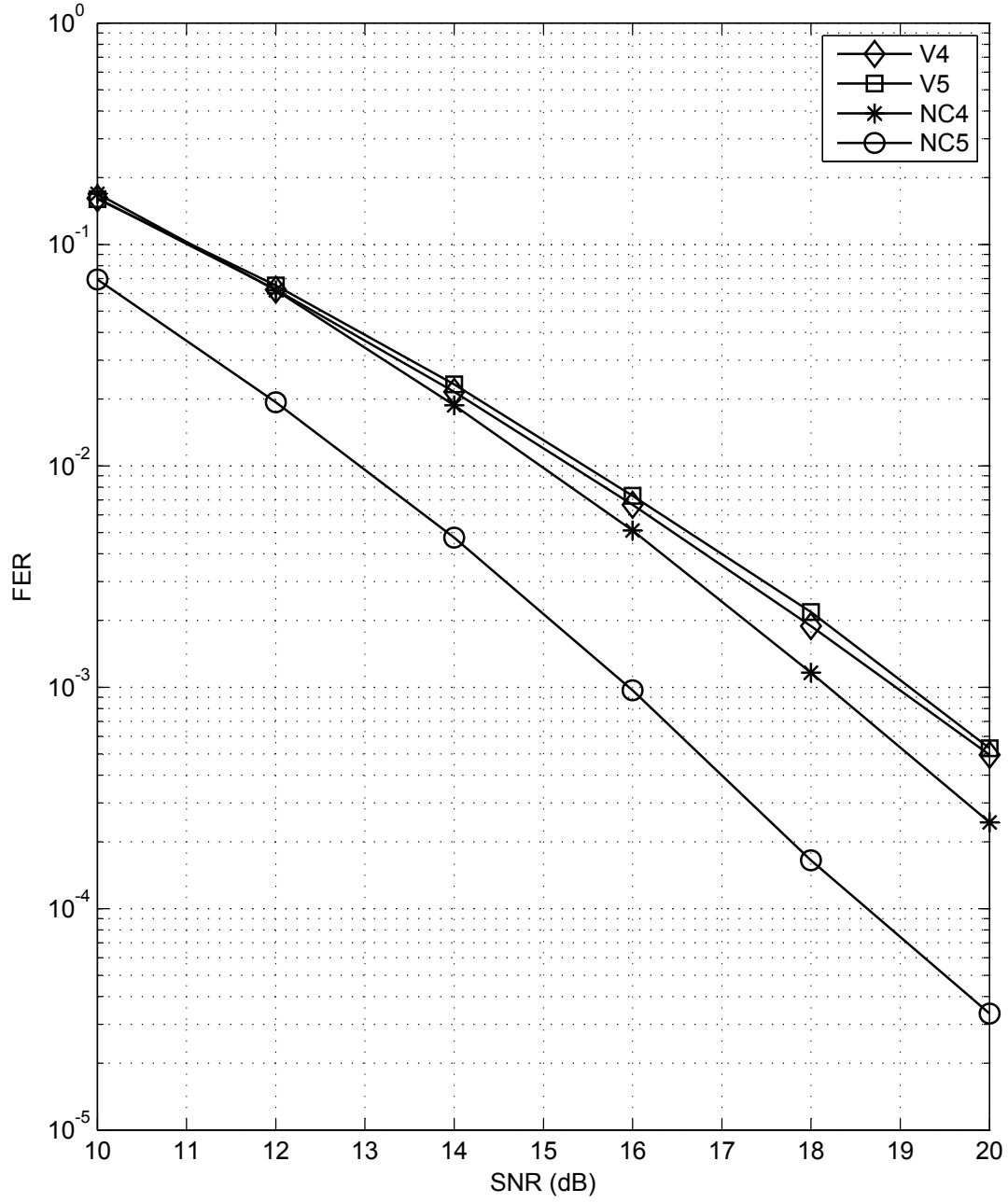
ve C4'ün oluşma yüzdeslerinin eşit ve sıfıra yakın olma gerekliliği bu benzetim sonucu ile doğrulanmaktadır.



Şekil 3.14 : 4PSK kodların C1 işbirliği durumunda çerçeve hata başarımları.

3.4.5.2 Yeni ve Referans İşbirlikli Kodlar için Çeşitleme ve Kodlama Kazancı Ölçütlerinin Değerlendirilmesi

Kullanıcılararası kanalın hatasız olduğu, yani kullanıcıların sürekli C1’de işbirlikli olarak çalıştığı durumda yeni ve referans kodların çerçeve hata başarımları 4PSK ve 8PSK kafes kodları için sırasıyla Şekil 3.14 ve Şekil 3.15’te görülebilir. C1 durumunda



Şekil 3.15 : 8PSK kodların C1 işbirliği durumunda çerçeve hata başarımları.

çalışıldığında hedefteki başarımları etkileyen, yeni ve referans kodların CA_{min} değerleri (Çizelge 3.4 ve Çizelge 3.5) arasındaki ilişkinin benzetim sonuçlarıyla uyumlu olduğu görülmektedir. Şekil 3.14'te iki kat CA_{min} değerine sahip 8 durumlu NC2 kodunun 4 durumlu NC1 koduna göre 10^{-3} FER değerinde 0.5 dB SNR kazancı sağladığı, NC2'nin iki katından daha fazla CA_{min} değerine sahip 16 durumlu NC3 kodunun bu

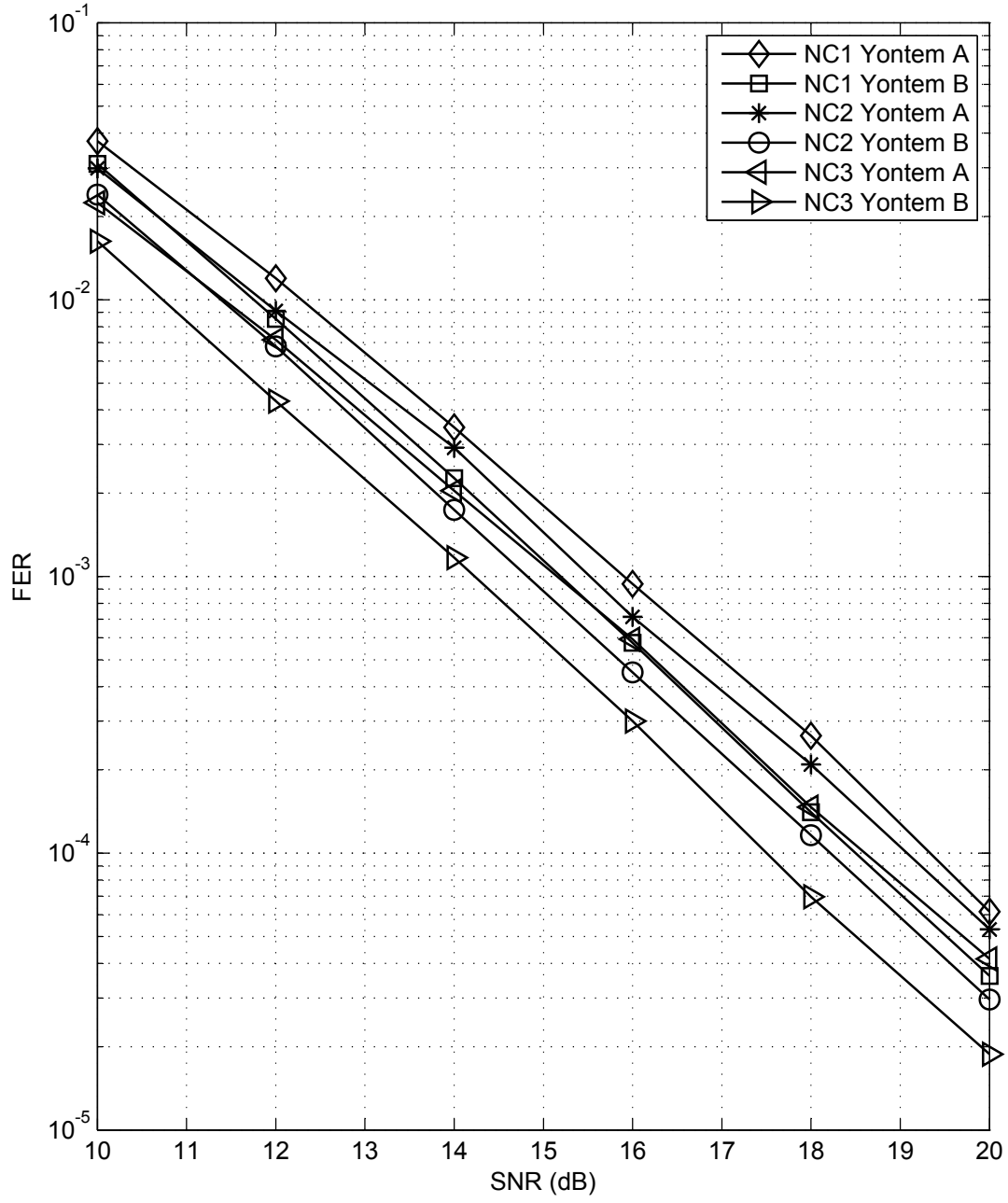
kazanca ek olarak 0.7 dB kazanç sağladığı görülmektedir. NC1, NC2 ve NC3'ün V1, V2 ve V3'e göre kazançları sahip oldukları CA_{min} değerlerine uygun olarak 10^{-3} FER değerinde sırasıyla 2, 1 ve 0.5 dB'dir. Ancak burada belirtilmelidir ki CA_{min} değerinin çokluk miktarının düşük olması başarımı önemli ölçüde arttırmaktadır.

Şekil 3.15'te 16 durumlu NC5 kodunun 8 durumlu NC4 koduna göre daha iyi CA_{min} değerine ve çok daha az çokluk miktarına sahip olması nedeniyle 10^{-3} FER değerinde 2 dB lik bir kazanç sağladığı görülmektedir. NC4 ve NC5 ile V4 ve V5'e göre daha iyi bir başarımla elde edilmiştir.

Bütün 4PSK kafes kodlar için en büyük çeşitleme derecesi olan 4'e ulaşıldığı, yüksek SNR değerlerinde eğrilerin eğimlerinden görülebilmektedir. 8PSK kafes kodları ise düşük CA_{min} değerlerine sahip olduklarından tam çeşitleme derecesi 4'ü benzetimlerde kabul edilen SNR aralığında tam olarak sağlayamamaktadır. Ancak eğrilerden de görülebildiği üzere yaklaşık olarak sıfır CA_{min} değerine sahip V4 ve V5 referans kodlarına göre yeni NC4 ve NC5 kodları ile daha iyi çeşitleme derecelerine ulaşılabilmektedir.

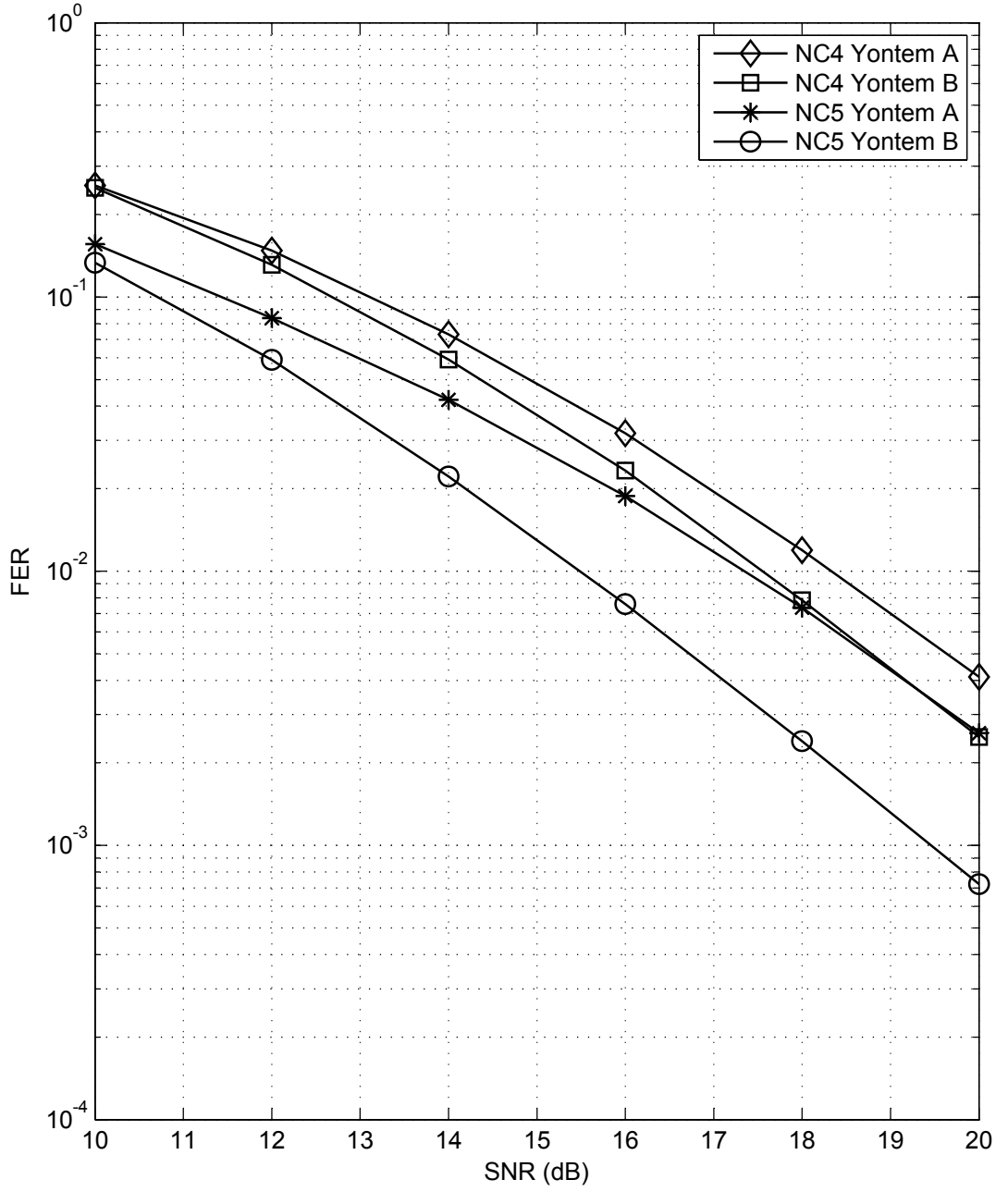
3.4.5.3 Bileşen Serpiştirmeli Seçimli Kodlamalı İşbirliği Yöntemlerinin Karşılaştırılması

İşbirlikli iletişim sistemlerinde bütün işbirliği durumlarının gerçekleşebildiği 10 dB DSNR altında işbirliği yöntemlerinin başarımlarını inceleyelim. Bileşen serpiştirmeli seçimli kodlamalı işbirliği yöntemleri (Yöntem A ve B) için yeni 4PSK ve 8PSK kafes kodların çerçeve hata başarımları sırasıyla Şekil 3.16 ve Şekil 3.17'de görülebilir. Benzetim sonuçlarından görüldüğü gibi bütün kodlar için B işbirliği yöntemi, A yönteminden daha iyi sonuç vermektedir. Şekil 3.16'da 10^{-3} FER değerinde yeni 4PSK kafes kodlar için Yöntem B ile Yöntem A'ya göre sırasıyla 0.7, 0.8 ve 0.9 dB SNR kazançları sağlanmaktadır. Kafes durum sayısı arttıkça elde edilen kodlama kazancı Yöntem A için 0.2 dB ile sınırlı iken Yöntem B için 0.5 dB'ye ulaşılabilir. C1 ile kazanılan kodlama kazancı C3 ve C4 işbirliği durumlarında



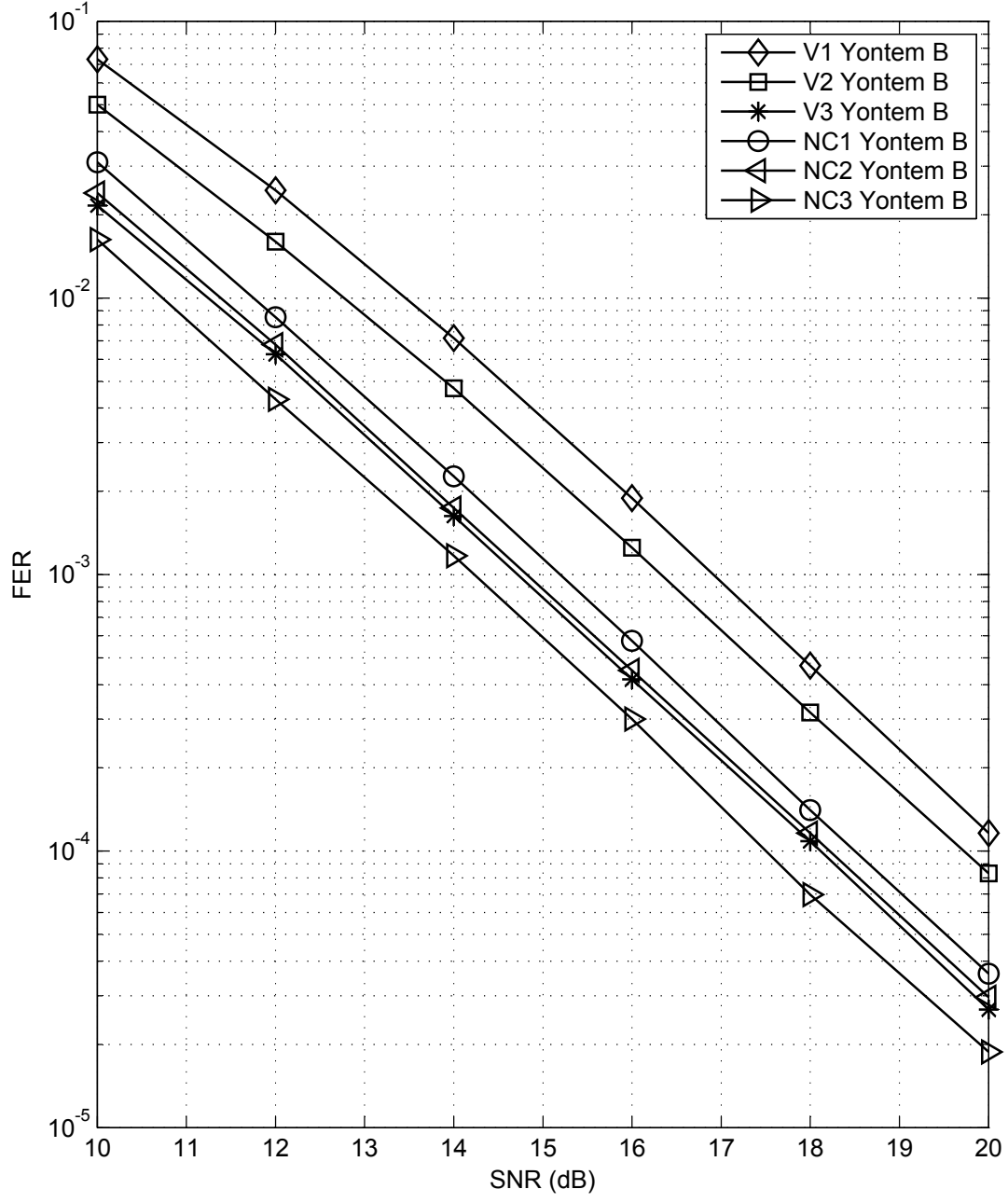
Şekil 3.16 : Yeni 4PSK kodların Yöntem A ve B için çerçeve hata başarımları.

Yöntem A'daki düşük başarımlar nedeniyle kaybolmaktadır. Şekil 3.17'de görülebileceği üzere, yeni 8PSK kafes kodlar için 10^{-2} FER değerinde Yöntem B ile Yöntem A'ya göre sırasıyla 0.8 ve 1.9 dB SNR kazançları sağlanmaktadır. Kafes durum sayısı arttıkça elde edilen kodlama kazancı Yöntem A için 1.0 dB iken Yöntem B için 2 dB'ye ulaşmaktadır.

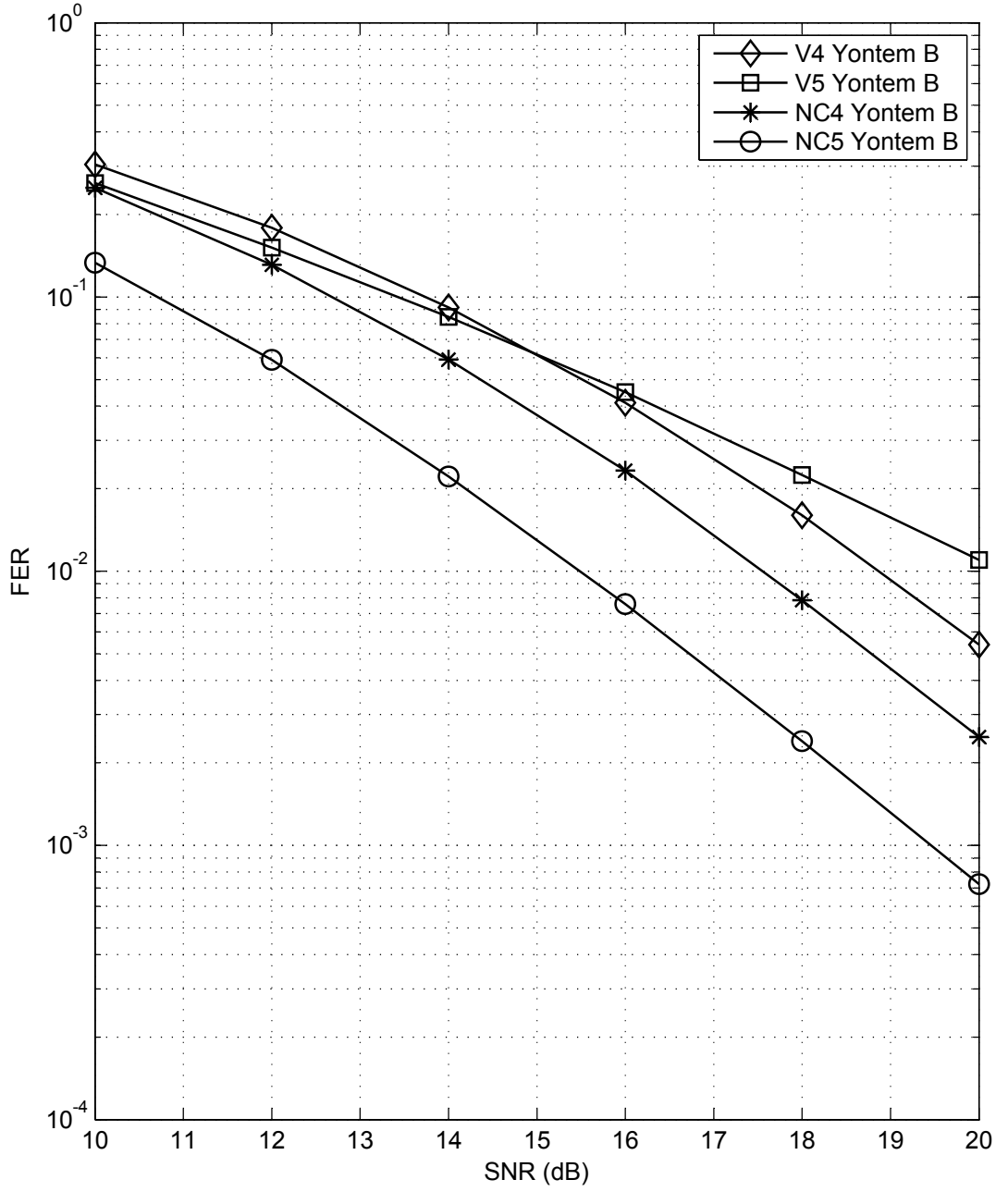


Şekil 3.17 : Yeni 8PSK kodların Yöntem A ve B için çerçeve hata başarımları.

Yeni ve referans kodların Yöntem B'deki başarımları Şekil 3.18 ve Şekil 3.19'da sırasıyla 4PSK ve 8PSK kodlar için verilmektedir. Şekil 3.18'de NC1, NC2 ve NC3'ün V1, V2 ve V3'e göre SNR kazançları 10^{-3} FER değerinde sırasıyla 1.8, 1.6 ve 0.5 dB'dir. 10^{-2} FER değerinde NC4 ve NC5 ile V4 ve V5'e göre sırasıyla 1.4 ve 4.5 dB SNR kazançları elde edilebildiği Şekil 3.19'dan görülmektedir.



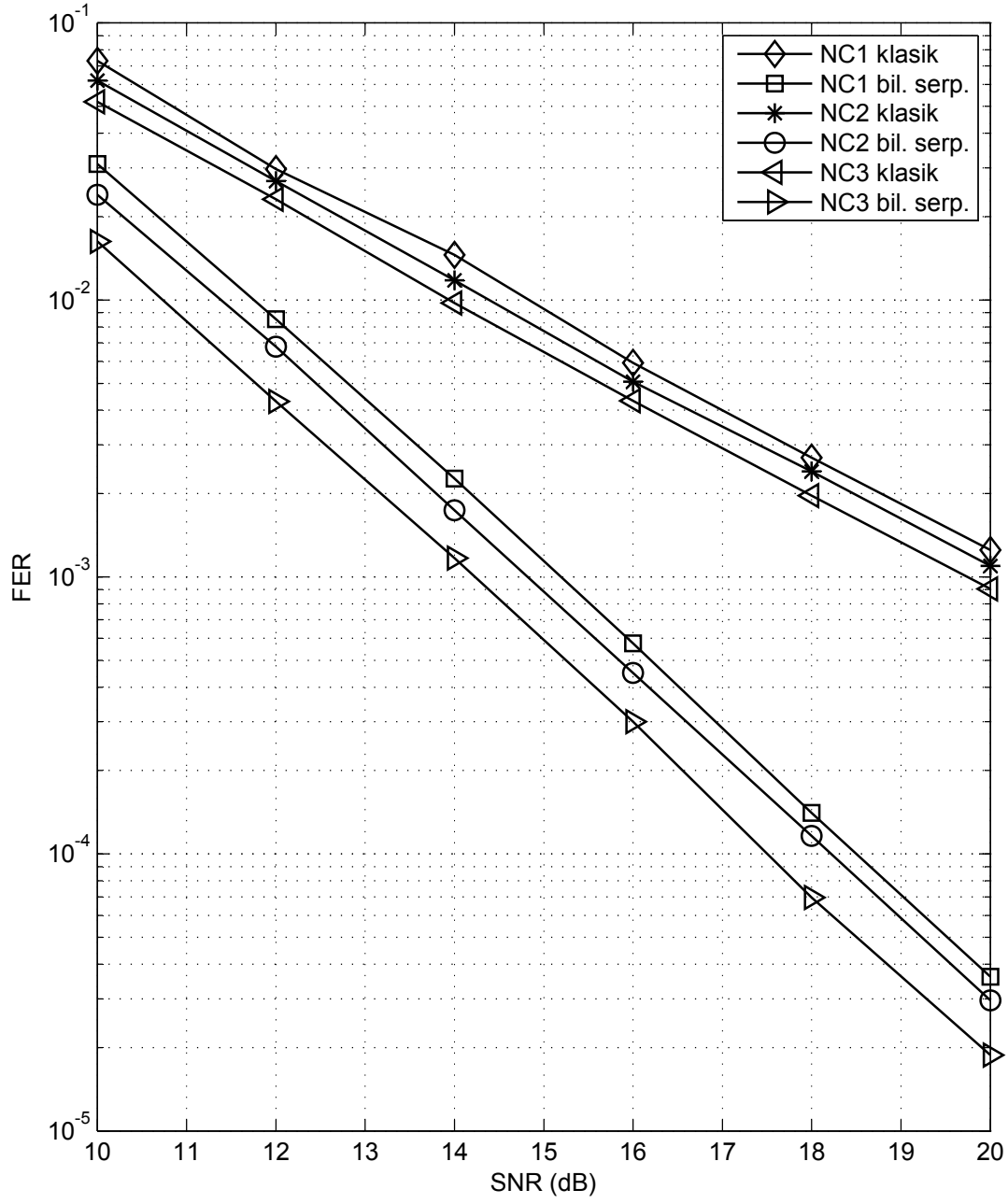
Şekil 3.18 : Yeni ve referans 4PSK kodların Yöntem B için çerçeve hata başarımları.



Şekil 3.19 : Yeni ve referans 8PSK kodların Yöntem B için çerçeve hata başarımları.

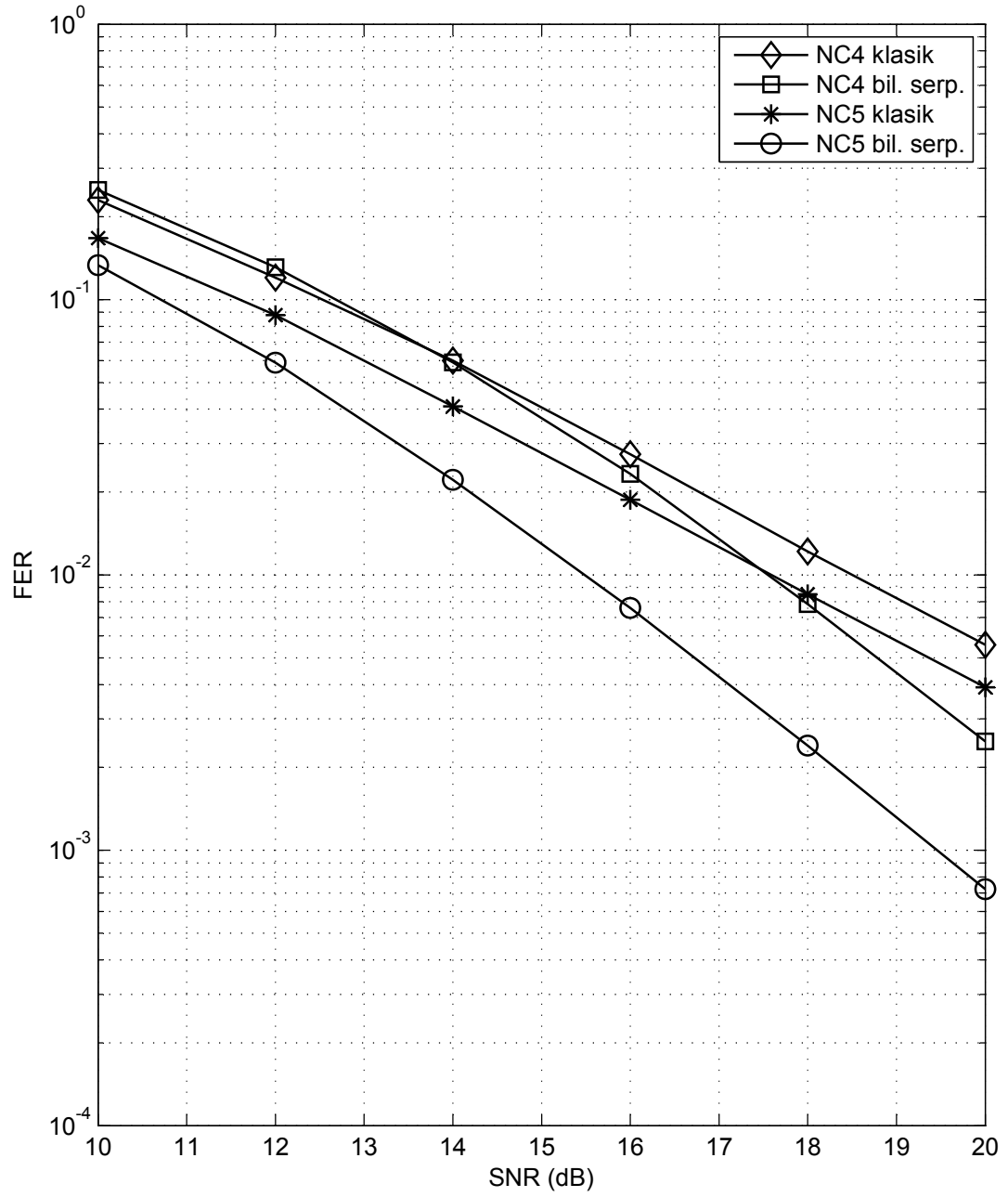
3.4.5.4 Bileşen Serpiştirmeli ve Klasik Seçimli Kodlamalı İşbirliği Yöntemlerinin Karşılaştırılması

Bileşen serpiştirmenin etkisini görebilmek amacıyla Çizelge 3.3'te verilen yeni 4PSK ve 8PSK işbirlikli kafes kodlarının FER başarımları bileşen serpiştirmeli ve klasik [26] seçimli kodlamalı işbirlikli sistemler ve 10 dB DSNR için sırasıyla Şekil 3.20 ve



Şekil 3.20 : Yeni 4PSK kodların bileşen serpiştirmeli ve klasik seçimli kodlamalı işbirlikli sistemlerdeki çerçeve hata başarımları.

Şekil 3.21’de elde edilmiştir. Alt bölüm 3.3.1’de elde edilen PEP ifadelerinden açıkça öngörülebildiği üzere yüksek SNR’larda bileşen serpiştirmeli seçimli kodlamalı işbirliği yöntemi ile ulaşılabilecek en büyük çeşitleme derecesi 4 olmaktadır. Klasik yöntemde ise 2 çeşitleme derecesine ulaşılabilmektedir [26]. Bu çeşitleme kazancı



Şekil 3.21 : Yeni 8PSK kodların bileşen serpiştirmeli ve klasik seçimli kodlamalı işbirlikli sistemlerdeki başarımları.

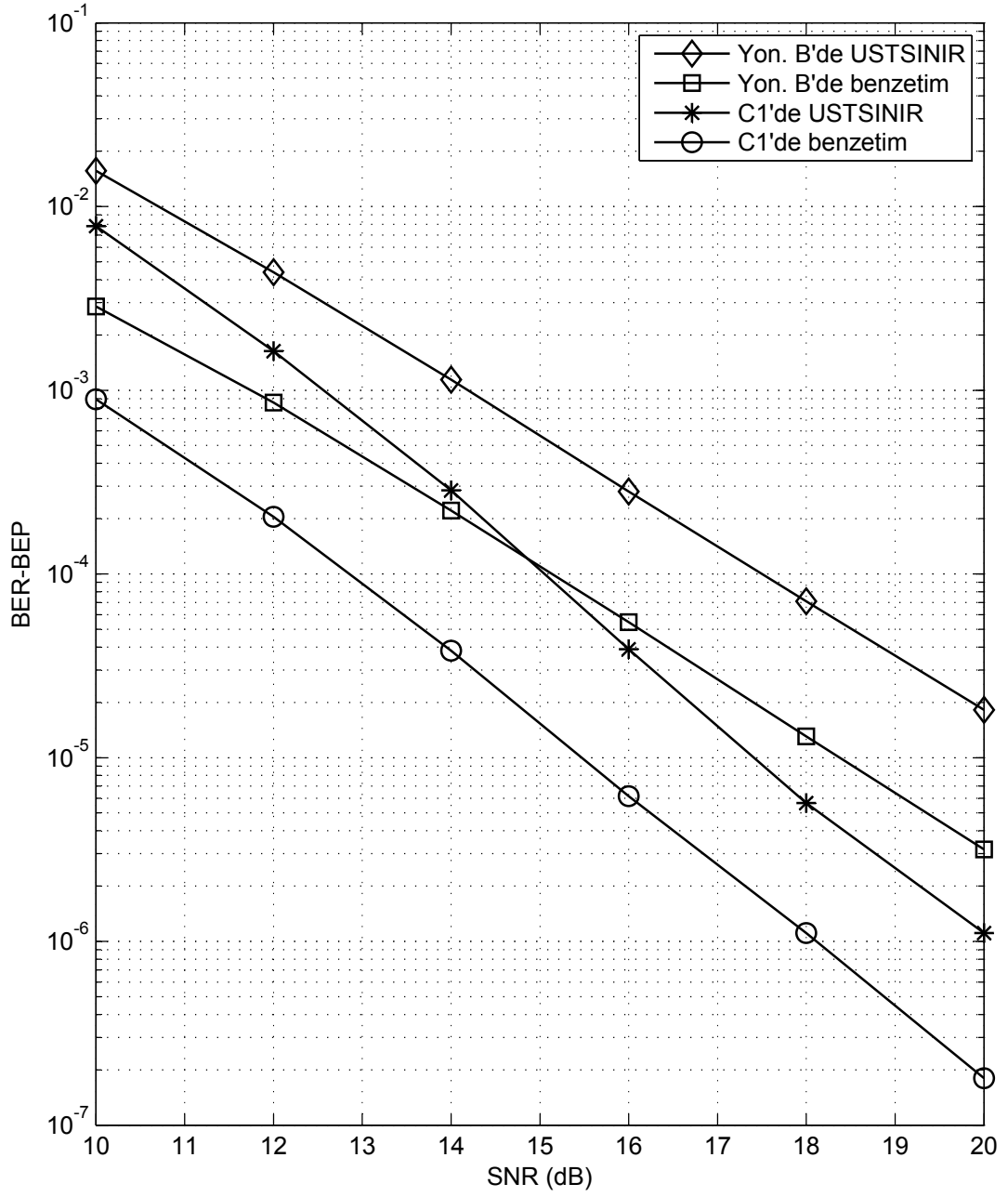
nedeniyle bileşen serpiştirmeli seçimli kodlamalı işbirliği yöntemi klasik yönleme göre bütün 4PSK kafes kodlar (NC1,NC2 ve NC3) ile 10^{-3} FER değeri için 5.5 dB kazandırmaktadır. NC4 ve NC5 ise 10^{-2} FER değerinde sırasıyla 1 ve 2 dB kazandırmaktadır. 8PSK kodlar için C1 işbirliği durumunun oluşma yüzdesi 4PSK

kodlar kadar yüksek olmaması nedeniyle benzetimlerin yapıldığı SNR aralığında 8PSK kodların etkin çeşitleme derecesi daha düşük olmakta dolayısıyla daha düşük kazançlar elde edilmektedir.

3.4.5.5 BEP Üst Sınırları ve Benzetim Sonuçlarının Karşılaştırılması

Şekil 3.22’de NC1 kafes kodunun C1 durumu ve işbirliği yöntemi B için elde edilen bit hata olasılığı (BEP) üst sınır eğrileri benzetim sonuçları ile birlikte verilmiştir.

Yöntem B için bit hata olasılığı üst sınırı elde edilirken işbirliği durum olasılıkları yerine Şekil 3.13’te verilen işbirliği durumlarının oluşma yüzdeleri kullanılmıştır. İki durum için de yaklaşık 2 dB’lik farkla bir üst sınır eğrisi elde edilebilmiştir. Üst sınır eğrileriyle bilgisayar benzetimleriyle elde edilen eğrilerin davranışları bütünüyle uyumludur.



Şekil 3.22 : NC1'in BEP üst sınırları ve benzetim sonuçlarının karşılaştırılması.

4. BİLEŞEN SERPİŞTİRMELİ BLOK KODLAMALI İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME

Bu bölümde bileşenleri serpiştirilmiş simgelerin kullanıcılara dağıtılmış Alamouti uzay-zaman blok kodu ile iletilmesiyle hedef alıcıda elde edilecek çeşitleme derecesinin artırılması amaçlanmıştır. Bu bölümle ilgili yapılan çalışmalarımız [133, 134]'tür.

4.1 İŞBİRLİKLİ SİSTEM MODELİ

Şekil 3.1'de verilen iki kullanıcı ve bir hedef alıcılı işbirlikli sistemde i . iletim bloğu için j . kullanıcıya ait simge $x_i^{(j)}$, bileşen serpiştirilmiş simge ise $\tilde{x}_i^{(j)}$ olsun. Burada $i \in \{1, 2, \dots, B\}$, $j \in \{1, 2\}$ olup B bir kullanıcı tarafından iletilecek toplam blok sayısını göstermektedir. Bit/simge eşlemesinde kullanılan θ° döndürülmüş 4PSK işaret kümesi Şekil 3.2(a)'da gösterilmekte olup bit/simge eşlemesi $00 \rightarrow (\cos \theta^\circ, \sin \theta^\circ)$, $01 \rightarrow (-\sin \theta^\circ, \cos \theta^\circ)$, $11 \rightarrow (-\cos \theta^\circ, -\sin \theta^\circ)$, $10 \rightarrow (\sin \theta^\circ, -\cos \theta^\circ)$ biçiminde verilebilir. Kullanıcılar U_1 , U_2 ve hedef alıcı D iletim ve alım için bir antene sahip birimlerdir.

Kullanıcıların iletimlerini aynı taşıyıcı frekansı ile gerçekleştirdikleri ve oluşabilecek girişim nedeniyle iletim ve alımlarını aynı anda tek anten üzerinden gerçekleştiremedikleri kabul edilmektedir.

Modülasyon çeşitlemesinden eniyi şekilde yararlanabilmek için iletilen simgelerin bileşenlerinin bağımsız sönümleme katsayılarından etkilenmesi sağlanmalıdır, bu nedenle bileşen serpiştirme işlemi bağımsız sönümlemelerden etkilenen iletim blokları arasında yapılmalıdır. Bit/simge eşlemesiyle elde edilen $x_i^{(j)}$ simgesinin gerçel ve sanal bileşenleri sırasıyla $x_{iR}^{(j)}$ ve $x_{iI}^{(j)}$ ile gösterilmek üzere, bağımsız sönümleme

Çizelge 4.1 : Kullanıcılara dağıtılmış bileşen serpiştirmeli Alamouti uzay-zaman blok kodu (kullanıcılararası kanalda hata yokken).

iletim aralığı	U_1	U_2
$t_{i,1}$	$\tilde{x}_i^{(1)}$	0
$t_{i,2}$	0	$\tilde{x}_i^{(2)}$
$t_{i,3}$	$-(\tilde{x}_i^{(2)})^*$	$(\tilde{x}_i^{(1)})^*$

katsayılarından etkilenen i . ve l . bloklar arası bileşen serpiştirme işlemi

$$\begin{aligned}\tilde{x}_i^{(j)} &= x_{iR}^{(j)} + jx_{iI}^{(j)} \\ \tilde{x}_l^{(j)} &= x_{lR}^{(j)} + jx_{lI}^{(j)}\end{aligned}\tag{4.1}$$

şeklinde yapılmaktadır.

Çizelge 4.1’de kullanıcılarda uygulanan dağıtılmış bileşen serpiştirmeli Alamouti uzay-zaman blok kodu verilmektedir. Burada $t_{i,\tau}$ i . bloğun τ . ($\tau \in \{1, 2, 3\}$) iletim aralığını belirtmek üzere, $t_{i,1}$ ’de $\tilde{x}_i^{(1)}$ U_1 ’den U_2 ve D ’ye, $t_{i,2}$ ’de $\tilde{x}_i^{(2)}$ U_2 ’den U_1 ve D ’ye iletdikten sonra kullanıcılar birbirlerinin simgelerine karar vererek $t_{i,3}$ ’te Alamouti’nin uzay-zaman blok kod iletimine uygun biçimde U_1 ve U_2 ’den D ’ye sırasıyla $-(\tilde{x}_i^{(2)})^*$ ve $(\tilde{x}_i^{(1)})^*$ simgelerini iletmektedirler.

Alamouti uzay-zaman blok kodunun simge simge çözülebilme özelliğinin hedefte kullanılabilmesi için sönmüleme katsayılarının en azından bir iletim bloğu boyunca değişmediği varsayılmaktadır ve i . iletim bloğu için j . kullanıcı ile k . birim ($k \in \{1, 2, D\}$) arasındaki kanalın sıfır ortalamalı boyut başına varyansı $1/2$ olan karmaşık Gauss dağılımlı sönmüleme katsayısı $h_{i,jk}$ ile gösterilmektedir. Kullanıcılar ve kullanıcı-hedef arası bütün kanallar birbirlerinden bağımsız, kullanıcılararası kanalın simetrik ($h_{i,12} = h_{i,21}$) olduğu kabul edilmektedir. Kullanıcıların kullanıcılararası kanalın, hedefin bütün kanalların sönmüleme katsayılarını yetkin şekilde bildiği

varsayılmıştır. k . birimde $t_{i,\tau}$ 'deki iletim sonucu alınan işaret ve toplamsal gürültü sırasıyla $r_{i,\tau}^{(k)}$ ve $n_{i,\tau}^{(k)}$ ile gösterilmektedir. Burada $n_{i,\tau}^{(k)}$ sıfır ortalamalı boyut başına varyansı $(N_0/2)_k$ olan toplamsal karmaşık beyaz Gauss gürültü terimidir.

4.2 KULLANICILARDA İŞBİRLİĞİ

Bileşen serpiştirme yapılan i . ve l . bloklar için $l > i$ olmak üzere, $t_{i,1}$ ve $t_{l,1}$ aralıklarındaki iletimler sonunda U_2 'de alınan işaretler

$$\begin{aligned} r_{i,1}^{(2)} &= \tilde{x}_i^{(1)} h_{i,12} + n_{i,1}^{(2)} = (x_{iR}^{(1)} + jx_{iI}^{(1)}) h_{i,12} + n_{i,1}^{(2)} \\ r_{l,1}^{(2)} &= \tilde{x}_l^{(1)} h_{l,12} + n_{l,1}^{(2)} = (x_{lR}^{(1)} + jx_{lI}^{(1)}) h_{l,12} + n_{l,1}^{(2)} \end{aligned} \quad (4.2)$$

şeklindedir. $t_{i,3}$ 'te U_2 'den iletilecek simgelerin bileşenlerinin

$$\begin{aligned} \hat{x}_{iR}^{(1)} &= \arg \min_{\hat{x}_{iR}^{(1)}} \left| r_{i,1}^{(2)} - \hat{x}_{iR}^{(1)} h_{i,12} \right|^2 \\ \hat{x}_{lI}^{(1)} &= \arg \min_{\hat{x}_{lI}^{(1)}} \left| r_{i,1}^{(2)} - j\hat{x}_{lI}^{(1)} h_{i,12} \right|^2 \end{aligned} \quad (4.3)$$

karar kuralları ile eniyi olarak bulunabileceği kolayca gösterilebilir. $t_{l,3}$ 'te U_2 'den iletilecek simgelerin bileşenleri ise $t_{i,1}$ ve $t_{l,1}$ aralıklarındaki iletimlerin ikisinden birden yararlanan

$$\begin{aligned} \hat{x}_{lR}^{(1)} &= \arg \min_{\hat{x}_l^{(1)}} \left(\left| r_{i,1}^{(2)} - j\hat{x}_{lI}^{(1)} h_{i,12} \right|^2 + \left| r_{l,1}^{(2)} - \hat{x}_{lR}^{(1)} h_{l,12} \right|^2 \right) \\ \hat{x}_i^{(1)} &= \arg \min_{\hat{x}_i^{(1)}} \left(\left| r_{i,1}^{(2)} - \hat{x}_i^{(1)} h_{i,12} \right|^2 + \left| r_{l,1}^{(2)} - j\hat{x}_i^{(1)} h_{l,12} \right|^2 \right) \end{aligned} \quad (4.4)$$

karar kuralları ile eniyi olarak bulunabilir. $t_{i,2}$ ve $t_{l,2}$ 'deki iletimler sonunda U_1 'de alınan işaretlerden de benzer karar kuralları ile $t_{i,3}$ ve $t_{l,3}$ 'te U_1 'den iletilecek simgelere karar verilebilir.

Kullanıcılar iletimlerinde bileşen serpiştirme yapmadan dağıtılmış Alamouti uzay-zaman blok kodunu kullandıklarında

$$\hat{x}_i^{(1)} = \arg \min_{\hat{x}_i^{(1)}} \left| r_{i,1}^{(2)} - \hat{x}_i^{(1)} h_{i,12} \right|^2 \quad (4.5)$$

ile $t_{i,3}$ 'de U_2 'den iletilecek simgeye karar verilebilir. Bileşen serpiştirme yapılmadığı için $t_{l,3}$ 'de U_2 'den iletilen simgenin kararı da benzer karar kuralı ile verilebilir. U_1 'den iletilen simgeler de benzer karar kuralı ile eniyi olarak elde edilebilir.

4.3 HEDEF ALICIDA KARAR VERME

Kullanıcılararası kanalın hatasız olması durumunda, hedef alıcıda i . ve l . iletim bloklarında alınan işaretler

$$\begin{aligned}
r_{i,1}^{(D)} &= \tilde{x}_i^{(1)} h_{i,1D} + n_{i,1}^{(D)} \\
r_{i,2}^{(D)} &= \tilde{x}_i^{(2)} h_{i,2D} + n_{i,2}^{(D)} \\
r_{i,3}^{(D)} &= -(\tilde{x}_i^{(2)})^* h_{i,1D} + (\tilde{x}_i^{(1)})^* h_{i,2D} + n_{i,3}^{(D)} \\
r_{l,1}^{(D)} &= \tilde{x}_l^{(1)} h_{l,1D} + n_{l,1}^{(D)} \\
r_{l,2}^{(D)} &= \tilde{x}_l^{(2)} h_{l,2D} + n_{l,2}^{(D)} \\
r_{l,3}^{(D)} &= -(\tilde{x}_l^{(2)})^* h_{l,1D} + (\tilde{x}_l^{(1)})^* h_{l,2D} + n_{l,3}^{(D)}
\end{aligned} \tag{4.6}$$

biçimindedir. (4.6)'da verilen işaretler Alamouti'nin birleştirme tekniğine benzer şekilde

$$\begin{aligned}
\tilde{\tilde{x}}_i^{(1)} &= (r_{i,1}^{(D)} + r_{i,2}^{(D)}) h_{i,1D}^* + (r_{i,3}^{(D)})^* h_{i,2D} \\
\tilde{\tilde{x}}_i^{(2)} &= (r_{i,1}^{(D)} + r_{i,2}^{(D)}) h_{i,2D}^* - (r_{i,3}^{(D)})^* h_{i,1D} \\
\tilde{\tilde{x}}_l^{(1)} &= (r_{l,1}^{(D)} + r_{l,2}^{(D)}) h_{l,1D}^* + (r_{l,3}^{(D)})^* h_{l,2D} \\
\tilde{\tilde{x}}_l^{(2)} &= (r_{l,1}^{(D)} + r_{l,2}^{(D)}) h_{l,2D}^* - (r_{l,3}^{(D)})^* h_{l,1D}
\end{aligned} \tag{4.7}$$

ilişkileriyle birleştirilebilir. (4.6)'da verilen eşitlikler (4.7)'de kullanılarak

$$\begin{aligned}
\tilde{\tilde{x}}_i^{(1)} &= \tilde{x}_i^{(1)} (|h_{i,1D}|^2 + |h_{i,2D}|^2) + N_1 \\
\tilde{\tilde{x}}_i^{(2)} &= \tilde{x}_i^{(2)} (|h_{i,1D}|^2 + |h_{i,2D}|^2) + N_2 \\
\tilde{\tilde{x}}_l^{(1)} &= \tilde{x}_l^{(1)} (|h_{l,1D}|^2 + |h_{l,2D}|^2) + N_3 \\
\tilde{\tilde{x}}_l^{(2)} &= \tilde{x}_l^{(2)} (|h_{l,1D}|^2 + |h_{l,2D}|^2) + N_4
\end{aligned} \tag{4.8}$$

yazılabilir. Burada N_1, N_2, N_3, N_4 ile birleştirilmiş toplamsal karmaşık gürültü terimleri gösterilmiştir.

Birleştirmeler sonucunda elde edilen işaretler kullanıcılardan iletilen simgelerin kararında kullanılabilir. $\alpha^i = (|h_{i,1D}|^2 + |h_{i,2D}|^2)$ ve $\alpha^l = (|h_{l,1D}|^2 + |h_{l,2D}|^2)$ olmak üzere, $x_i^{(1)}$ ve $x_l^{(1)}$ 'in kararları

$$\begin{aligned}\hat{x}_i^{(1)} &= \arg \min_{\hat{x}_i^{(1)}} \left((R \{ \tilde{x}_i^{(1)} \} - \hat{x}_{iR}^{(1)} \alpha^i)^2 + (I \{ \tilde{x}_l^{(1)} \} - \hat{x}_{iI}^{(1)} \alpha^i)^2 \right) \\ \hat{x}_l^{(1)} &= \arg \min_{\hat{x}_l^{(1)}} \left((R \{ \tilde{x}_l^{(1)} \} - \hat{x}_{lR}^{(1)} \alpha^l)^2 + (I \{ \tilde{x}_i^{(1)} \} - \hat{x}_{lI}^{(1)} \alpha^l)^2 \right)\end{aligned}\quad (4.9)$$

şeklinde eniyi olarak elde edilebilir. Burada $R(\cdot)$ ve $I(\cdot)$ ile karmaşık işaretin sırasıyla gerçel ve sanal bileşenleri gösterilmektedir. (4.9)'dan da görülebildiği gibi simgelerin kararları dört bağımsız sönmüleme katsayısının genliklerinden etkilenmektedir. Buradan önerilen işbirlikli sistemin, kullanıcıların hatasız işbirliği yapması durumunda, dört çeşitleme derecesine sahip olabileceği görülmektedir.

Kullanıcılar iletimlerinde bileşen serpiştirme yapmadan dağıtılmış Alamouti uzay-zaman blok kodunu kullandıklarında hedef alıcıda (4.7)'deki birleştirme işlemi ile

$$\tilde{x}_i^{(1)} = x_i^{(1)} (|h_{i,1D}|^2 + |h_{i,2D}|^2) + N_1 \quad (4.10)$$

yazılabilmektedir. $x_i^{(1)}$ 'in kararı

$$\hat{x}_i^{(1)} = \arg \min_{\hat{x}_i^{(1)}} \left(\left| \tilde{x}_i^{(1)} - \hat{x}_i^{(1)} \alpha^i \right|^2 \right) \quad (4.11)$$

şeklinde elde edilmektedir. Bileşen serpiştirme uygulanmadığı için simgelerin bileşenleri aynı sönmüleme katsayılarından etkilenmektedir. Bu sebeple, (4.10) ve (4.11)'den de görülebileceği gibi, kullanıcıların hatasız işbirliği durumunda hedef iki çeşitleme derecesine sahip olabilir.

Bu bölümde sadece U_1 'in simgeleri için karar kuralı açıklanmıştır. U_2 'nin simgeleri de benzer işlemlerle elde edilebilir.

4.4 SEÇİMLİ İŞBİRLİĞİ

Algıla-ilet (DF) türü işbirlikli sistemlerin temel problemi kullanıcılarda verilen hatalı kararlar sonucunda hedefte hata zemininin oluşmasıdır. Hata zemininin

oluştugu işaret-gürültü oranlarında çeşitlemenin başarımı olumlu etkisi ortadan kalkmaktadır. Kullanıcılararası kanalın başarımına bağlı olarak kullanıcıların işbirliği yapıp yapmamaya karar vermeleri ile bu problem aşılabilmektedir. İşbirliği yapıp yapmama kararları iletilecek bilgiye belirli kontrol bitleri eklenerek gerçekleştirilebilir, ancak her iletim bloğu için eklenecek kontrol bitleri iletim hızını önemli derecede düşürecektir. Buna karşı kullanıcılararası kanalın analitik başarımına bağlı olarak kullanıcılararası kanalın anlık işaret-gürültü oranı için bir eşik değeri belirlenerek eşik değerini geçen işaret-gürültü oranlarında işbirliği yapılmasına karar verilebilir. Bu şekilde hem iletim hızında bir kayba neden olmadan hem de kullanıcılarda kod çözümü gerektirmeden kullanıcılarda işbirliğine karar verilebilir.

Kullanıcılarda kullanılan karar kurallarından (4.3) için (4.4)'e göre daha yüksek oranda hatalı karar verileceği kolayca görülebilir. Bu nedenle eşik değeri (γ_e), kullanıcılararası kanalın anlık işaret-gürültü oranı (γ) için (4.3) karar kuralının başarımına bağlı olarak belirlenmelidir. Kullanıcılararası kanal ortalama işaret-gürültü oranı ve işaret kümesi döndürme açısı sırasıyla $\bar{\gamma}$ ($iSNR$) ve θ^o ile gösterilmek üzere, belirli $\bar{\gamma}$ ve θ^o değerleri için, (4.3) ile anlık işaret-gürültü oranı γ iken karar verildiğinde simge hata olasılığı $P_s(\gamma|\bar{\gamma}, \theta^o)$ olmaktadır. İşbirliği kararı ($\gamma > \gamma_e$) altında $P_s(\gamma|\bar{\gamma}, \theta^o)$ 'nin ortalamasının $\bar{P}_s = 10^{-5}$ olabilmesi için gerekli γ değeri, γ_e eşik değeri olarak belirlenebilir. (4.3) karar kurallarında simgenin sadece bir boyutu üzerinden karar verilmesi nedeniyle $P_s(\gamma|\bar{\gamma}, \theta^o)$, eşit olasılıklı $(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \cos \theta^o, -\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \sin \theta^o, \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \sin \theta^o, \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \cos \theta^o)$ işaret düzeylerine sahip 4PAM modülasyonunun sıfır ortalamalı $\frac{\gamma}{2(\bar{\gamma})^2}$ varyanslı gerçel Gauss gürültüsü altındaki başarımına denk olmaktadır. İşbirliği kararı altında ortalama simge hata olasılığı ifadesi

$$\bar{P}_s = \int_{\gamma_e}^{\infty} P_s(\gamma|\bar{\gamma}, \theta^o) \frac{1}{\bar{\gamma}} e^{-\gamma/\bar{\gamma}} d\gamma \quad (4.12)$$

integrali ile hesaplanabilir. (4.2)'deki $r_{i,1}^{(2)}$ ifadesinden gösterilim basitliği için (1) ve (2) indislerini çıkartırsak alınan işaret

$$r_{i,1} = (x_{iR} + jx_{iI})h_{i,12} + n_{i,1} \quad (4.13)$$

biçiminde gösterilebilir. Bu işaret için ortalama ve anlık işaret-gürültü oranları sırasıyla

$\bar{\gamma} = \frac{E_s}{N_0}$ ve $\gamma = \bar{\gamma} |h_{i,12}|^2$ biçiminde tanımlanabilir. Bu nedenle γ ikinci dereceden chi-kare dağılımına sahip olmaktadır. Kullanılan θ^o döndürülmüş 4PSK işaret kümesi için $E_s = 1$ 'dir (Şekil 3.2(a)). E_s bileşenleri serpiştirilmiş işaret kümesi için de aynıdır.

(4.13)'ten x_{iR} için $R\{h_{i,12}^* r_{i,1}\} = x_{iR} |h_{i,12}|^2 + R\{h_{i,12}^* n_{i,1}\}$ değerine dayanarak $\hat{x}_{iR} = \arg \min_{\hat{x}_{iR}} (R\{h_{i,12}^* r_{i,1}\} - \hat{x}_{iR} |h_{i,12}|^2)^2$ ile karar verilebilir. Burada $R\{h_{i,12}^* n_{i,1}\}$ sıfır ortalamalı $\frac{N_0}{2} |h_{i,12}|^2 = \frac{\gamma}{2(\bar{\gamma})^2}$ varyanslı beyaz Gauss gürültüsüdür. Olası işaret düzeyleri ise

$$x_{iR} |h_{i,12}|^2 \rightarrow \left(-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \cos \theta^o, -\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \sin \theta^o, \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \sin \theta^o, \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \cos \theta^o\right) \quad (4.14)$$

şeklinde. Bu durumda işaret düzeylerine doğru karar verme olasılığı $|h_{i,12}| = \sqrt{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}}}$ anlık değerine dolayısıyla anlık işaret-gürültü oranına bağlı olarak

$$\begin{aligned} P_c(\gamma|\bar{\gamma}, \theta^o) = \frac{1}{4} [& \int_{-\infty}^{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \frac{\cos \theta^o + \sin \theta^o}{2}} \frac{\bar{\gamma}}{\sqrt{\pi\gamma}} \exp\left(-\frac{\left(n + \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \cos \theta^o\right)^2}{\frac{\gamma}{(\bar{\gamma})^2}}\right) dn \\ & + \int_{-\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \frac{\cos \theta^o + \sin \theta^o}{2}}^0 \frac{\bar{\gamma}}{\sqrt{\pi\gamma}} \exp\left(-\frac{\left(n + \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \sin \theta^o\right)^2}{\frac{\gamma}{(\bar{\gamma})^2}}\right) dn \\ & + \int_0^{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \frac{\cos \theta^o + \sin \theta^o}{2}} \frac{\bar{\gamma}}{\sqrt{\pi\gamma}} \exp\left(-\frac{\left(n - \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \sin \theta^o\right)^2}{\frac{\gamma}{(\bar{\gamma})^2}}\right) dn \\ & + \int_{\frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \frac{\cos \theta^o + \sin \theta^o}{2}}^{\infty} \frac{\bar{\gamma}}{\sqrt{\pi\gamma}} \exp\left(-\frac{\left(n - \frac{\gamma}{\bar{\gamma}} \cos \theta^o\right)^2}{\frac{\gamma}{(\bar{\gamma})^2}}\right) dn] \end{aligned} \quad (4.15)$$

biçiminde ifade edilebilir. Basit integral hesapları ile (4.15)

$$P_c(\gamma|\bar{\gamma}, \theta^o) = \frac{1}{4} + \frac{1}{2} \operatorname{erf}\left(\frac{\cos \theta^o - \sin \theta^o}{2} \sqrt{\gamma}\right) + \frac{1}{4} \operatorname{erf}(\sin \theta^o \sqrt{\gamma}) \quad (4.16)$$

şeklinde bulunabilir. Burada $\operatorname{erf}(z)$ Gauss hata işlevi olarak adlandırılır ve $\operatorname{erf}(z) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_0^z \exp(-t^2) dt$ biçiminde tanımlanır.

Simge hata olasılığı ise $P_s(\gamma|\bar{\gamma}, \theta^o) = 1 - P_c(\gamma|\bar{\gamma}, \theta^o)$ 'dir. İşbirliğinin belirli bir eşik değerinin (γ_e) üzerinde yapılması nedeniyle işbirliği durumunda ortalama simge hata

olasılığı (4.12) ifadesinden Mathematica yardımıyla

$$\begin{aligned} \bar{P}_s = & \left[\left(-\frac{3}{4} + \frac{1}{2} \operatorname{erf} \left(\frac{(\cos \theta^o - \sin \theta^o)}{2} \sqrt{\gamma} \right) + \frac{1}{4} \operatorname{erf} (\sin \theta^o \sqrt{\gamma}) \right) e^{-\gamma/\bar{\gamma}} \right. \\ & - \frac{\sqrt{\bar{\gamma}} (\cos \theta^o - \sin \theta^o)}{2\sqrt{\bar{\gamma}}(1 - \sin 2\theta^o) + 4} \operatorname{erf} \left(\frac{\sqrt{\gamma(1 - \sin 2\theta^o) + 4\gamma/\bar{\gamma}}}{2} \right) \\ & \left. - \frac{\sin \theta^o \sqrt{\bar{\gamma}}}{4\sqrt{\bar{\gamma}} \sin^2 \theta^o + 1} \operatorname{erf} \left(\sqrt{\gamma \sin^2 \theta^o + \gamma/\bar{\gamma}} \right) \right] \Bigg|_{\gamma=\gamma_e}^{\gamma=\infty} \end{aligned} \quad (4.17)$$

biçiminde bulunur.

Kullanıcılarda $t_{i,3}$ 'te işbirliği yapılıp yapılmamasına kullanıcılararası kanalın anlık işaret-gürültü oranının belirlenen eşik değerini aşıp aşmamasına bağlı olarak karar verilir. (4.4) karar kuralına dayanarak karar verme işleminin hata olasılığı çok daha düşük olduğundan kullanıcıların $t_{l,3}$ 'teki iletimlerinde seçimli işbirliği yöntemini uygulamayıp her zaman işbirliğinde bulundukları kabul edilmektedir. Hedef alıcıda kullanılacak karar kuralı (4.9) $t_{i,3}$ 'te işbirliği yapılmadığı durumda

$$\begin{aligned} \hat{x}_i^{(1)} &= \arg \min_{\hat{x}_i^{(1)}} \left((R\{h_{i,1D}^* r_{i,1}^{(D)}\} - |h_{i,1D}|^2 \hat{x}_{iR}^{(1)})^2 + (I\{\tilde{x}_l^{(1)}\} - \alpha^l \hat{x}_{iI}^{(1)})^2 \right) \\ \hat{x}_l^{(1)} &= \arg \min_{\hat{x}_l^{(1)}} \left((R\{\tilde{x}_l^{(1)}\} - \alpha^l \hat{x}_{lR}^{(1)})^2 + (I\{h_{i,1D}^* r_{i,1}^{(D)}\} - |h_{i,1D}|^2 \hat{x}_{iI}^{(1)})^2 \right) \end{aligned} \quad (4.18)$$

biçiminde düzenlenebilir.

4.5 BAŞARIM DEĞERLENDİRMELERİ

Bu bölümde önerilen bileşen serpiştirmeli blok kodlamalı işbirlikli sistemin bit hata oranı (BER) başarımları bilgisayar benzetimleri ile değerlendirilmektedir. Benzetimlerde farksal işaret-gürültü oranı (DSNR), kullanıcılararası kanalın işaret-gürültü oranı (iSNR) ile kullanıcı-hedef arası kanalın işaret-gürültü oranının (SNR) dB cinsinden farkı olarak alınmaktadır. Ayrıca kullanıcılar ile hedef arası kanalların istatistiksel özelliklerinin aynı olduğu kabul edilmiştir.

4.5.1 Eniyi Döndürme Açısının Benzetim Sonuçları ile Belirlenmesi

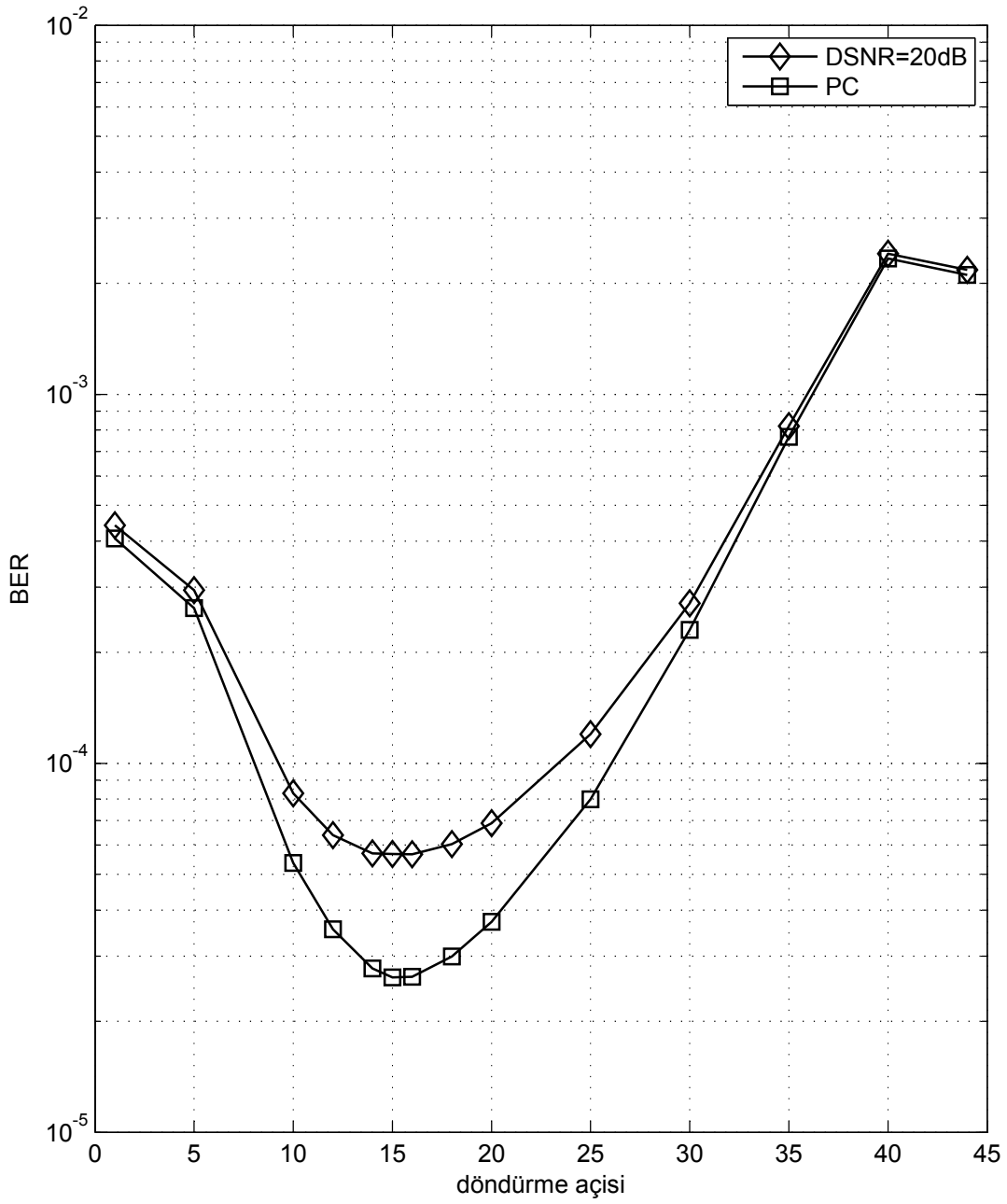
İletimde tüm bileşenleri birbirinden farklı değerler alan θ° döndürülmüş 4PSK işaret kümesini kullanan sistemlerde bileşen serpiştirilme ile sistemin çeşitleme derecesinin iki katına çıkarılabildiği bilinmektedir [19]. 4PSK işaret kümesi için 0° ile 45° arasında herhangi bir döndürme açısı ile bu koşulun sağlanabileceği Şekil 3.2(a)'dan kolaylıkla görülebilir. Ancak sistemin başarımını eniyileyecek döndürme açısının belirlenmesi gerekmektedir. Bu nedenle Şekil 4.1'de 20 dB SNR'da θ° döndürme açısının farklı değerleri için önerilen sistemin bit hata başarımları gösterilmektedir. Bu benzetimlerde 20 dB DSNR ve kullanıcılararası kanalın hatasız işbirliğine (PC, perfect cooperation) olanak verecek kadar yetkin olma durumları incelenmektedir. Şekil 4.1'de söz konusu iki durum için de en iyi döndürme açısı 15° olarak görülmektedir.

4.5.2 Bileşen Serpiştirmenin Başarıma Etkisi

Önerilen bileşen serpiştirmeli blok kodlamalı işbirlikli sistemin, iletimde 15° döndürülmüş 4PSK işaret kümesinin kullanılması durumunda elde edilen BER başarımları, 10 dB, 20 dB DSNR ve kullanıcılararası kanalın hatasız işbirliğine (PC, perfect cooperation) olanak verecek kadar yetkin olma durumları için, bileşen serpiştirmesiz blok kodlamalı işbirlikli sistemin başarımları ile Şekil 4.2'de karşılaştırılmaktadır.

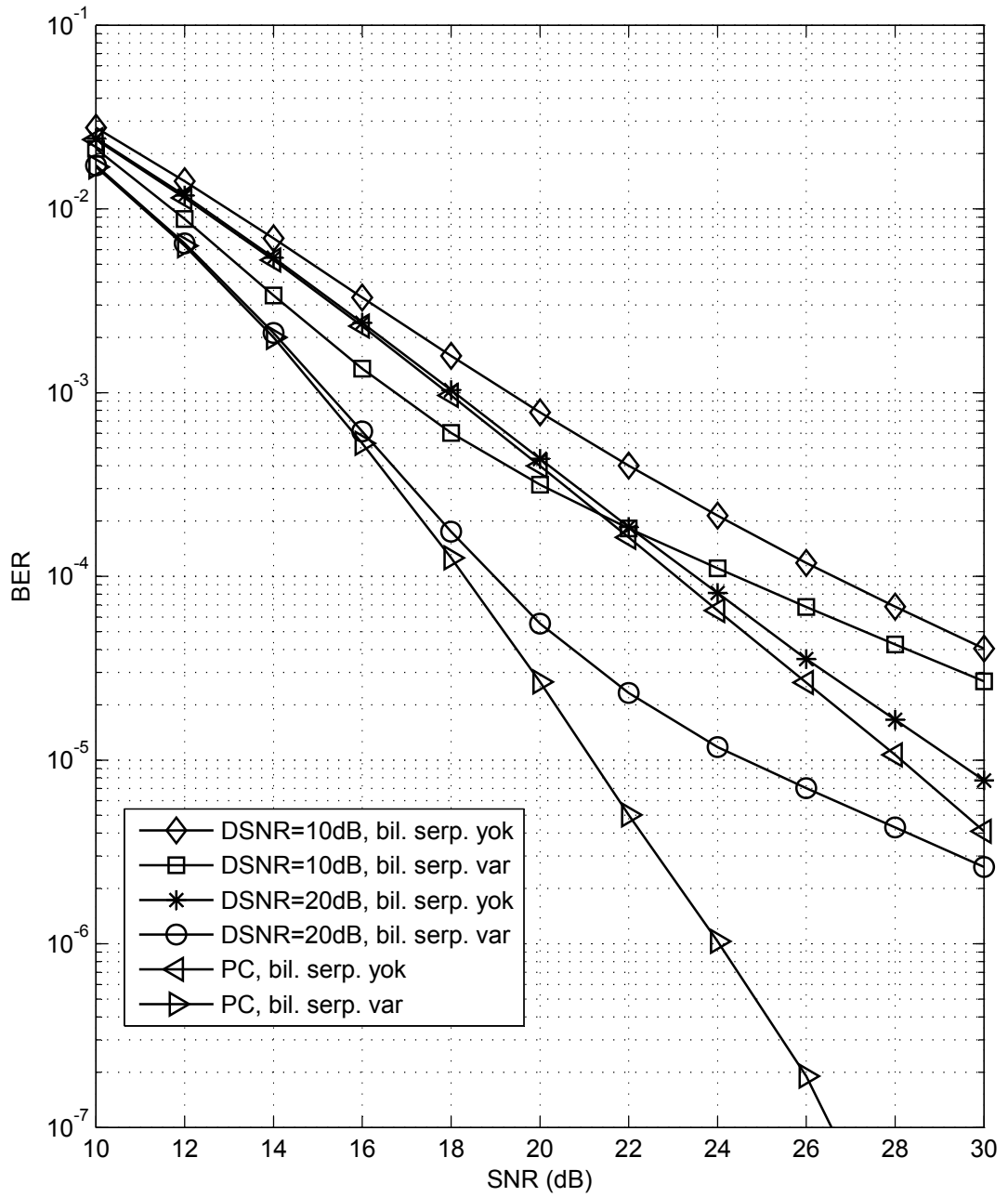
Hatasız işbirliği yapılması durumunda önerilen bileşen serpiştirmeli sistemin sahip olduğu çeşitlemenin dört olduğu eğrilerin yüksek SNR değerlerindeki eğimlerinden görülebilmektedir. Bu durumda 10^{-4} 'lük bir BER değeri için bileşen serpiştirmesiz sisteme göre yaklaşık 4.8 dBlik kazanç gözlenmektedir.

İşbirliğinin hatalı yapılması yüksek SNR değerlerinde hata zeminine neden olmaktadır. 20 dB DSNR durumunda yüksek SNR'larda bileşen serpiştirmeli sistemde hata zeminine doğru yönelim gözlenmektedir. Bileşen serpiştirmesiz sistemde ise 20 dB DSNR için incelenen SNR aralığında çok net bir yönelim görülmemektedir. Oluşan bu fark kullanıcılardaki farklı kestirimlerden ileri gelmektedir. U_1 ya da U_2 'de



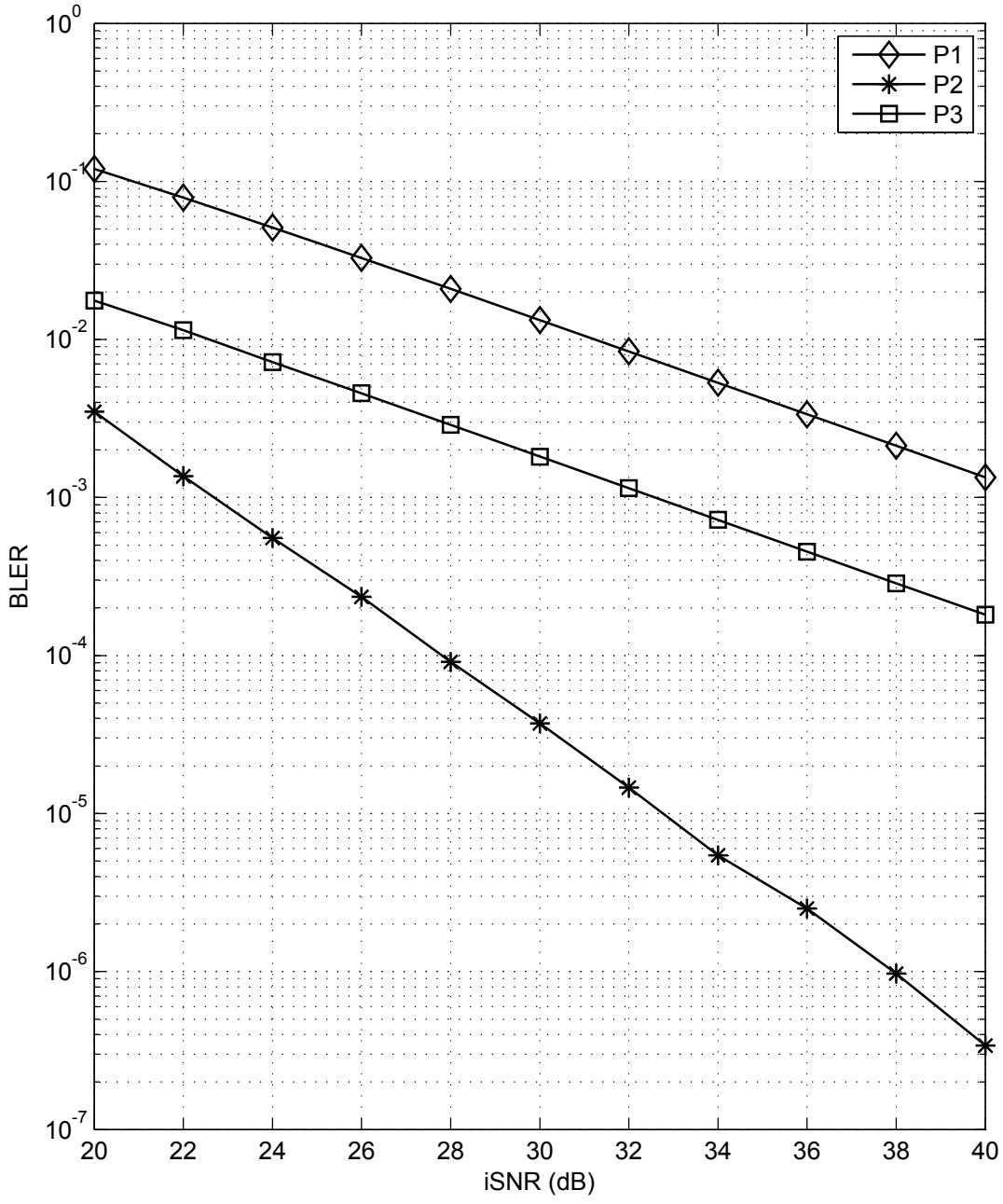
Şekil 4.1 : θ^o döndürme açısının bit hata oranına etkisi.

(4.3), (4.4) ve (4.5) metrikleri kullanılarak karar verilen iletim bloklarında yapılan blok hata oranları sırasıyla P1, P2 ve P3 ile gösterilmek üzere, kullanıcılararası kanaldaki blok hata oranı başarımları (BLER) Şekil 4.3'te verilmektedir. Önerilen bileşen serpiştirmeli sistem ile (4.4)'ün kullanıldığı iletim bloklarında P2'nin P3'e göre iki kat çeşitlemeye sahip olması nedeniyle çok daha iyi bir başarımla, (4.3)'ün



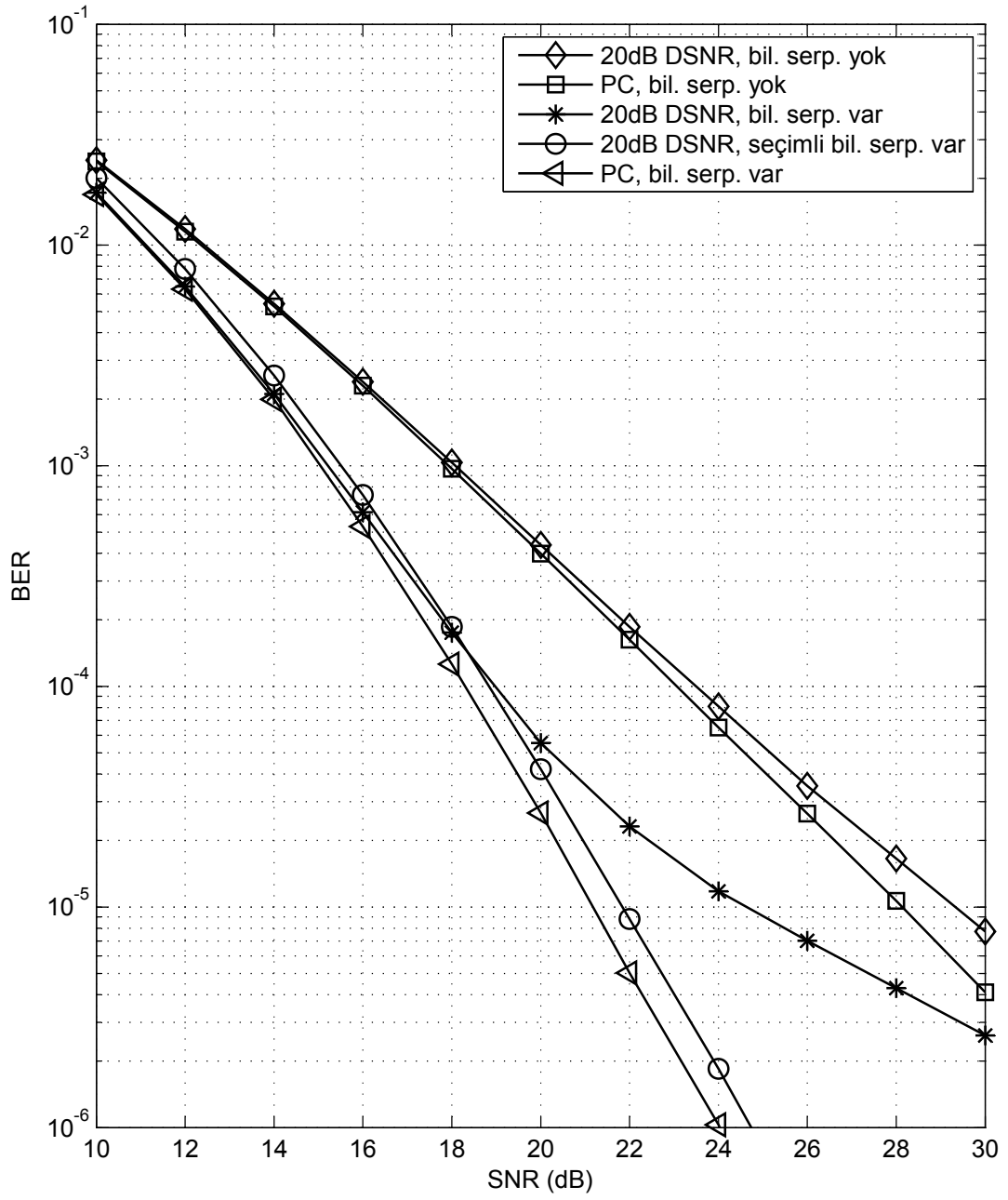
Şekil 4.2 : Bileşen serpiştirmenin hedefteki başarıma etkisi.

kullanıldığı iletim bloklarında P1'in P3 ile aynı çeşitlemeye sahip olmasına rağmen simgenin sadece tek bileşenine bağlı karar alınması nedeniyle daha kötü bir başarımla elde edilmektedir. Şekil 4.2'deki eğrilerden de görüldüğü üzere P1 nedeniyle bileşen serpiştirmeli sistemin hedefteki başarımla daha hızlı bir şekilde hata zeminine yönelmektedir. Ancak P2 sayesinde 10 dB DSNR durumunda bile bileşen serpiştirmeli



Şekil 4.3 : Kullanıcılarda blok hata başarıımı.

sistem 10 – 30 dB SNR aralığında daha iyi hata başarımına sahiptir. 10^{-4} 'lük bir BER değeri için 10 ve 20 dB DSNR durumlarında, sırasıyla yaklaşık 2 ve 4.5 dB'lik kazançlar elde edilmektedir. Bileşen serpiştirmeli sistemin kullanılması ile kullanıcılararası kanalda başarıım kaybı olsa bile hedefte sağlanan yüksek çeşitleme derecesi nedeniyle önerilen sistemin hedefteki başarımı çok daha iyi olmaktadır.



Şekil 4.4 : Seçimli işbirliğinin hedefteki başarıma etkisi.

4.5.3 Seçimli İşbirliğinin Başarıma Etkisi

Önerilen bileşen serpiştirmeli blok kodlamalı seçimli işbirlikli sistemin iletimde 15° döndürülmüş 4PSK işaret kümesini kullanması durumunda elde edilen BER başarımları, 20 dB DSNR ve kullanıcılararası kanalın hatasız işbirliğine olanak verecek

kadar yetkin olma durumları için, Şekil 4.4'te verilmektedir. Seçimli işbirliğinde işbirliği eşiği $\bar{\gamma} = 40$ dB için (4.12)'den $\gamma_e = 15.6$ dB olarak belirlenmiştir. 10^{-4} 'lük bir BER değeri için seçimli ve tam işbirliği yöntemleri ile bileşen serpiştirmesiz işbirlikli sisteme göre yaklaşık 4.5 dB'lik kazanç gözlenmektedir. Yüksek işaret-gürültü oranlarında kullanıcılarda verilen hatalı kararlar nedeniyle oluşan hata zemini seçimli işbirliği yöntemi ile önlenebilmiştir. Böylece referans alınan bileşen serpiştirmesiz işbirliği yöntemine göre bileşen serpiştirmeli işbirliği ile hedefte elde edilmesi istenen iki kat çeşitlemeye seçimli işbirliği durumunda ulaşılabilir. Seçimli işbirliği ile kullanıcılararası kanalda hatasız işbirliğinin yapılması durumuna oldukça yakın bir başarımla elde edilmiştir. Kullanıcılararası kanalın bozucu etkileri nedeniyle 0.5 dB'lik bir SNR kaybı gözlenmektedir.

5. SONUÇLAR

Bu tezde, iletim ve/veya alım için tek antene sahip iki kullanıcıli telsiz iletişim sistemleri için klasik işbirlikli iletişim yöntemlerinden daha yüksek çeşitleme ve kodlama kazançları sağlayan yeni kodlama yöntemleri önerilmiştir. Genel olarak, modülasyon çeşitlemesi ve işbirlikli çeşitleme kazançlarından aynı anda yararlanabilen bileşen serpiştirmeli seçimli kodlamalı işbirliği sistemleri önerilerek başarımlarını eniyileyen işbirliği ve kodlama yöntemleri irdelenmiştir. Bileşen serpiştirme, literatürdeki uzay-zaman kodlaması veya işbirliği uygulamalarından farklı olarak, her kullanıcının kendi çerçeveleri arasında gerçekleştirilmektedir. Bu yolla, her simgenin gerçel ve sanal bileşenleri bağımsız sönümleme katsayılarından etkilenmekte böylece modülasyon çeşitlemesi sağlanmaktadır. Buna ek olarak, bileşenleri serpiştirilmiş simgelerin işbirlikli iletilmesiyle de işbirlikli çeşitleme elde edilmektedir.

İlk olarak, önerilen işbirlikli sistemlerde yüksek kodlama kazançlarına sahip olabilmek için kafes kodların kullanımı düşünülerek kullanıcıların işbirliği durumlarını bilip bilmemesine bağlı olarak iki işbirliği yöntemi önerilmiştir. Bu yöntemler için sistemin çiftsel hata olasılık üst sınırları analitik olarak elde edilip yeni kod tasarım ölçütleri ortaya konmuştur. Ölçütler ile kullanıcı-hedef arası kanalın başarımlarını eniyilemenin ilk koşulunun kullanıcılararası kanalın başarımlarının eniyilenmesi olduğu ortaya konmuştur. İşbirlikli kafes kodların üreteç vektörleri ve kullanılan işaret kümesinin döndürme açısı önerilen tasarım ölçütlerine göre bilgisayar benzetimleri ile bulunarak, 4, 8 ve 16 durumlu 4PSK (NC1,NC2 ve NC3) ve 8 ve 16 durumlu 8PSK (NC4 ve NC5) işbirlikli kafes kodlar tasarlanmıştır. 1/2 kodlama oranına ve %50 işbirliği oranına sahip bu işbirlikli kafes kodların bilgisayar benzetimleri ile klasik kodlamalı işbirlikli sistemlere göre iki kat daha fazla çeşitlemeye ulaşılabilirdiği gösterilmiştir. Ayrıca literatürde bilinen en iyi uzay-zaman kafes kodlarının bileşen serpiştirmeli işbirliğinde eniyi kodlar olmadığı önerilen ölçütlere göre tasarlanan kodların FER başarımlarıyla

karşılaştırılarak gösterilmiştir. Ek olarak, önerilen kafes kodlamalı işbirlikli sistemler için bit hata olasılığının üst sınırı aktarım işlevleri yardımıyla çiftsel hata olasılık ifadelerinden elde edilmiş, benzetim sonuçlarıyla tutarlılığı gösterilmiştir.

Bilgisayar benzetim sonuçları ile önerilen tasarım ölçütlerinin değerlendirilmesi yapılmıştır. Kullanıcıların işbirliği durumunu bildikleri durum için önerilen Yöntem B ile, bilmedikleri durum için önerilen Yöntem A'ya göre daha iyi sonuçlar elde edilmiştir. 10 dB DSNR'da ve 10^{-3} FER değerinde yeni 4PSK kafes kodlar (NC1, NC2 ve NC3) için Yöntem B ile Yöntem A'ya göre sırasıyla 0.7, 0.8 ve 0.9 dB SNR kazançları sağlanmakta, yeni 8PSK kafes kodlar (NC4 ve NC5) ile 10^{-2} FER değerinde sırasıyla 0.8 ve 1.9 dB SNR kazançları sağlanmaktadır. 10 dB DSNR'da Yöntem B için NC1, NC2 ve NC3 ile eşdeğer referans kodlara göre SNR kazançları 10^{-3} FER değerinde sırasıyla 1.8, 1.6 ve 0.5 dB, NC4 ve NC5 ile eşdeğer referans kodlara göre SNR kazançları 10^{-2} FER değerinde sırasıyla 1.4 ve 4.5 dB olarak elde edilmiştir. Bileşen serpiştirmeli seçimli kodlamalı işbirliği yöntemi klasik kodlamalı işbirliği yöntemine göre 10 dB DSNR'da bütün NC1, NC2 ve NC3 ile 10^{-3} FER değerinde 5.5 dB kazandırmakta, NC4 ve NC5 ile 10^{-2} FER değerinde sırasıyla 1 ve 2 dB kazandırmaktadır.

İkinci olarak, önerilen işbirlikli sistemlerde basit kod çözme karmaşıklığına sahip olabilmek için Alamouti uzay-zaman blok kodunun kullanımı üzerinde durulmuştur. Bileşenleri serpiştirilmiş simgeleri kullanıcılara dağıtılmış Alamouti uzay-zaman blok kodu ile iletilmesiyle hedef alıcıda elde edilen çeşitleme derecesinin bileşen serpiştirmesiz duruma göre iki kat artırılabilceği gösterilmiştir. Hata başarımını eniyileyecek θ° döndürme açısı benzetimlerle belirlenerek 4PSK modülasyonu için önerilen sistemin bileşen serpiştirmesiz sisteme göre çeşitleme açısından üstünlüğü BER başarımları ile doğrulanmıştır. Önerilen blok kodlamalı işbirlikli sistemde kullanıcılararası kanalın başarımının genel başarımı düşürmemesi için analitik simge hata çıkarımlarına dayanan seçimli işbirliği yöntemi önerilmiştir. Seçimli işbirliği ile kullanıcılararası kanalda hatasız işbirliğinin yapılması durumuna oldukça yakın bir başarımlar elde edilmiştir.

10^{-4} 'lük bir BER değeri ve 20 dB DSNR için, seçimli ve tam işbirliği yöntemleri ile bileşen serpiştirmesiz işbirlikli sisteme göre yaklaşık 4.5 dB'lik kazanç gözlenmiştir. Yüksek SNR değerlerinde seçimli işbirliği ile tam işbirliğine göre çok daha iyi bir başarımla elde edilmiş, kullanıcılararası kanalın bozucu etkileri nedeniyle hatasız işbirliği başarımına göre 0.5 dB'lik bir SNR kaybı gözlenmiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **Tarokh, V., Seshadri, N., ve Calderbank, A. R.**, 1998. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction, *IEEE Transactions on Information Theory*, **44** (2), 744–765.
- [2] **Alamouti, S. M.**, 1998. A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **16** (8), 1451–1458.
- [3] **Tarokh, V., Jafarkhani, H., ve Calderbank, A. R.**, 1999. Space-time block codes from orthogonal designs, *IEEE Transactions on Information Theory*, **45** (5), 1456–1467.
- [4] **Ganesan, G. ve Stoica, P.**, 2000. Space-time diversity using orthogonal and amicable orthogonal designs, *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing ICASSP'00*, 5–9 Haziran, 2561–2564.
- [5] **Vucetic, B. ve Yuan, J.**, 2003. Space-Time Coding. *John Wiley and Sons Ltd*.
- [6] **Liang, X.-B. ve Xia, X.-G.**, 2003. On the nonexistence of rate-one generalized complex orthogonal designs, *IEEE Transactions on Information Theory*, **49** (11), 2984–2988.
- [7] **Su, W., Xia, X.-G., ve Liu, K. J. R.**, 2004. A systematic design of high-rate complex orthogonal space-time block codes, *IEEE Communications Letters*, **8** (6), 380–382.
- [8] **Yu, X., Tao, D., ve Xu, D.**, 2006. Unit-rate and low-complexity space-time block coding for multiple antennas, *Proc. 7th International Symposium on Antennas, Propagation & EM Theory ISAPE'06*, 26–29 Ekim, 1–4.
- [9] **Alamouti, S. M., Tarokh, V., ve Poon, P.**, 1998. Trellis-coded modulation and transmit diversity: Design criteria and performance evaluation, *International Conference on Universal Personal Communications (ICUPC)*, 5–9 Ekim, 703–707.

- [10] **Xin, Y., Wang, Z., ve Giannakis, G. B.**, 2001. Space-time diversity systems based on unitary constellation-rotating precoders, *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'01)*, 7–11 Mayıs, 2429–2432.
- [11] **Xin, Y., Wang, Z., ve Giannakis, G. B.**, 2001. Space-time constellation-rotating codes maximizing diversity and coding gains, *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM'01*, 25–29 Kasım, 455–459.
- [12] **Xin, Y., Wang, Z., ve Giannakis, G. B.**, 2003. Space-time diversity systems based on linear constellation precoding, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **2** (2), 294–309.
- [13] **Kim, Y.-H. ve Kaveh, M.**, 2003. Coordinate-interleaved space-time coding with rotated constellation, *Proc. The 57th IEEE Semiannual VTC 2003-Spring Vehicular Technology Conference*, 22–25 Nisan, 732–735.
- [14] **Zafar Ali Khan, M., Sundar Rajan, B., ve Lee, M. H.**, 2003. On single-symbol and double-symbol decodable STBCs, *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, 29–4 Haziran/Temmuz, 127.
- [15] **Khan, M. Z. A. K., Rajan, B. S., ve Lee, M. H.**, 2003. Rectangular co-ordinate interleaved orthogonal designs, *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM'03*, 1–5 Aralık, 2004–2009.
- [16] **Khan, M. Z. A. ve Rajan, B. S.**, 2006. Single-symbol maximum likelihood decodable linear STBCs, *IEEE Transactions on Information Theory*, **52** (5), 2062–2091.
- [17] **Boutros, J., Viterbo, E., Rastello, C., ve Belfiore, J.-C.**, 1996. Good lattice constellations for both Rayleigh fading and Gaussian channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, **42** (2), 502–518.
- [18] **Taricco, G. ve Viterbo, E.**, 1996. Performance of component interleaved signal sets for fading channels, *Electronics Letters*, **32** (13), 1170–1172.
- [19] **Boutros, J. ve Viterbo, E.**, 1998. Signal space diversity: A power- and bandwidth-efficient diversity technique for the Rayleigh fading channel, *IEEE Transactions on Information Theory*, **44** (4), 1453–1467.
- [20] **Cover, T. ve Gamal, A. E.**, 1979. Capacity theorems for the relay channel, *IEEE Transactions on Information Theory*, **25** (5), 572–584.

- [21] **Sendonaris, A., Erkip, E., ve Aazhang, B.**, 1998. Increasing uplink capacity via user cooperation diversity, *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, 16–21 Ağustos, 156.
- [22] **Laneman, J. N. ve Wornell, G. W.**, 2000. Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks, *Proc. IEEE WCNC Wireless Communications and Networking Conference*, 23–28 Eylül, 7–12.
- [23] **Laneman, J. N., Wornell, G. W., ve Tse, D. N. C.**, 2001. An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks, *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, 24–29 Haziran, 294.
- [24] **Laneman, J. N.**, 2002. Cooperative Diversity in Wireless Networks: Algorithms and Architectures. *Doktora tezi, Massachusetts Institute of Technology*.
- [25] **Hunter, T. E. ve Nosratinia, A.**, 2002. Cooperation diversity through coding, *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, 220.
- [26] **Hunter, T. E. ve Nosratinia, A.**, 2006. Diversity through coded cooperation, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **5** (2), 283–289.
- [27] **Niu, J. ve Lu, I. T.**, 2006. Coded cooperation in OFDMA systems, *Proc. 40th Annual Conference on Information Sciences and Systems*, 22–24 Mart, 300–305.
- [28] **Zummo, S. A.**, 2006. Performance analysis of coded cooperation diversity in wireless networks, *Proc. IEEE International Conference on Communications*, 11 Haziran, 4560–4565.
- [29] **Li, J. ve Stefanov, A.**, 2006. Cooperative multiple trellis coded modulation, *Proc. Military Communications Conference MILCOM 2006*, 23–25 Ekim, 1–6.
- [30] **Li, J. ve Stefanov, A.**, 2007. General design criteria and properties of cooperative MTCM systems, *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM'07*, 26–30 Kasım, 3432–3436.
- [31] **Levorato, M., Tomasin, S., ve Zorzi, M.**, 2007. Strategies and tradeoffs for coded cooperation in wireless networks, *Proc. 5th International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc and Wireless Networks and Workshops WiOpt 2007*, 16–20 Nisan, 1–10.
- [32] **Levorato, M., Tomasin, S., ve Zorzi, M.**, 2007. Coded cooperation for ad hoc networks with spatial multiplexing, *Proc. IEEE International Conference on Communications ICC'07*, 24–28 Haziran, 4746–4751.

- [33] **Lo, E. S. ve Letaief, K. B.**, 2007. Coded cooperation for improved distance spectrum and diversity in wireless systems, *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM'07*, 26–30 Kasım, 4344–4348.
- [34] **Ho-Van, K. ve Le-Ngoc, T.**, 2007. A bandwidth-efficient coded user-cooperation scheme for flat block fading channels, *Proc. 4th International Symposium on Wireless Communication Systems ISWCS 2007*, 17–19 Ekim, 421–425.
- [35] **Hieu T. Nguyen, H. H. N. ve Le-Ngoc, T.**, 2007. Bandwidth-efficient bit-interleaved coded cooperative communications, *Wireless Personal Communications*, **46** (3), 247–268.
- [36] **Alazem, F., Frigon, J. F., ve Haccoun, D.**, 2008. Adaptive coded cooperation in wireless networks, *Proc. International Wireless Communications and Mobile Computing Conference IWCMC'08*, 6–8 Ağustos, 899–904.
- [37] **Kim, S. J., Mitran, P., ve Tarokh, V.**, 2008. Performance bounds for bidirectional coded cooperation protocols, *IEEE Transactions on Information Theory*, **54** (11), 5235–5241.
- [38] **Wang, H. ve Jin, X.**, 2008. A new coded cooperation algorithm, *Proc. 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing WiCOM'08*, 12–14 Ekim, 1–4.
- [39] **Zhang, Y., Ma, Y., ve Tafazolli, R.**, 2008. Improved coded cooperation schemes for wireless communications, *Proc. 6th International Symposium on Modeling and Optimization in Mobile, Ad Hoc, and Wireless Networks and Workshops WiOPT 2008*, 1–3 Nisan, 533–538.
- [40] **Zhao, D. ve Li, D.**, 2008. Two types of LDPC decoding methods for coded cooperation, *Proc. 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing WiCOM'08*, 12–14 Ekim, 1–4.
- [41] **Li, J. ve Stefanov, A.**, 2009. Cooperative multiple trellis coded modulation, *IEEE Transactions on Communications*, **57** (3), 688–696.
- [42] **Caire, G., Taricco, G., ve Biglieri, E.**, 1998. Bit-interleaved coded modulation, *IEEE Transactions on Information Theory*, **44** (3), 927–946.
- [43] **Laneman, J. N. ve Wornell, G. W.**, 2003. Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks, *IEEE Transactions on Information Theory*, **49** (10), 2415–2425.

- [44] **Anghel, P. A., Leus, G., ve Kaveh, M.**, 2006. A full-diversity distributed space-time coding system with regenerative relays, *Proc. IEEE 7th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications SPAWC'06*, 2–5 Temmuz, 1–4.
- [45] **Yiu, S., Schober, R., ve Lampe, L.**, 2006. Uncoordinated distributed space-time trellis coding, *Proc. IEEE International Conference on Communications*, Haziran, 2957–2962.
- [46] **Jing, Y. ve Hassibi, B.**, 2006. Distributed space-time coding in wireless relay networks, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **5** (12), 3524–3536.
- [47] **Jing, Y. ve Jafarkhani, H.**, 2007. Using orthogonal and quasi-orthogonal designs in wireless relay networks, *IEEE Transactions on Information Theory*, **53** (11), 4106–4118.
- [48] **Li, Y. ve Xia, X.-G.**, 2007. A family of distributed space-time trellis codes with asynchronous cooperative diversity, *IEEE Transactions on Communications*, **55** (4), 790–800.
- [49] **Rost, P. ve Fettweis, G.**, 2007. A distributed space-time trellis coding approach for multi-terminal relay networks, *Proc. IEEE International Conference on Communications ICC'07*, 24–28 Haziran, 5300–5304.
- [50] **Chu, L., Yuan, J., ve Li, Y.**, 2007. Performance analysis and code design of distributed space-time trellis codes for a detection-and-forward system, *Proc. IEEE 66th VTC-2007 Fall Vehicular Technology Conference*, 30–3 Eylül/Ekim, 1172–1176.
- [51] **Badr, M. ve Belfiore, J. C.**, 2008. Distributed space time codes for the amplify-and-forward multiple-access relay channel, *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory ISIT 2008*, 6–11 Temmuz, 2543–2547.
- [52] **Hong, S. K. ve Chung, J. M.**, 2008. Improved design criterion for distributed space-time trellis codes with af relaying, *Electronics Letters*, **44** (20), 1212–1213.
- [53] **Zhang, W. ve Letaief, K.**, 2008. Full-rate distributed space-time codes for cooperative communications, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **7** (7), 2446–2451.
- [54] **Li, J., Ge, J., Tang, Y., ve Xiong, X.**, 2008. Cooperative diversity based on alamouti space-time code, *Proc. International Conference on Computer Science and Information Technology ICCSIT'08*, 29–2 Ağustos/Eylül, 642–646.

- [55] **Guo, X., Lei, W., ve Xie, X.**, 2008. A unitary space-time cooperative diversity based on detect and forward method, *Proc. 4th International Conference on Wireless Communications, Networking and Mobile Computing WiCOM'08*, 12–14 Ekim, 1–4.
- [56] **Oruç, Ö. ve Aygözü, Ü.**, 2006. Differential detection for two-user cooperative diversity systems, *Fifth International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP'06)*, 19-21 Temmuz.
- [57] **Harshan, J. ve Rajan, B. S.**, 2007. Coordinate interleaved distributed space-time coding for two-antenna-relays networks, *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM'07*, 26–30 Kasım, 1719–1723.
- [58] **Park, K., Ryu, H. S., Lee, H. S., ve Kang, C. G.**, 2007. Spatially coordinate-interleaved design for mutually cooperative relay scheme, *Proc. IEEE International Conference on Communications ICC'07*, 24–28 Haziran, 4207–4212.
- [59] **Boulle, K. ve Belfiore, J.-C.**, 1992. Modulation schemes designed for the Rayleigh channel, *CISS*, Princeton, NJ, Mart, 288–293.
- [60] Local and metropolitan area networks–part 16, air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems, IEEE Standard 802.16e.
- [61] **Wittneben, A.**, 1993. Base station modulation diversity for digital simulcast, *Proc. IEEE 47th VTC 1993-Fall Vehicular Technology Conference*, 19–22 Mayıs, 505–511.
- [62] **Winters, J. H.**, 1994. The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with rayleigh fading, *Conference Record IEEE International Conference on Serving Humanity Through Communications Communications, SUPERCOMM/ICC'94*, 1–5 Mayıs, 1121–1125.
- [63] **Winters, J. H.**, 1998. The diversity gain of transmit diversity in wireless systems with rayleigh fading, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **47** (1), 119–123.
- [64] **Foschini, G. J.**, 1996. Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas, *Bell Labs Technical Journal*, **1**, 41 – 59.
- [65] **Wolniansky, P., Foschini, G., Golden, G., ve Valenzuela, R.**, 1998. V-blast: an architecture for realizing very high data rates over the rich-scattering wireless channel, *URSI International Symposium on Signals, Systems, and Electronics*, 29–2 Eylül/Ekim, 295–300.

- [66] **Wittneben, A.**, 1993. A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation, *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Geneva, 23–26 Mayıs, 1630–1634.
- [67] **Jafarkhani, H. ve Seshadri, N.**, 2003. Super-orthogonal space-time trellis codes, *IEEE Transactions on Information Theory*, **49** (4), 937–950.
- [68] **Foschini, G. J. ve Gans, M. J.**, 1998. On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas, *Wireless Personal Communications*, **6**, 311–335.
- [69] **Telatar, İ. E.**, 1999. Capacity of multi-antenna Gaussian channels, *European Transactions on Telecommunications*, **10** (6), 585–595.
- [70] **Tarokh, V., Naguib, A., Seshadri, N., ve Calderbank, A. R.**, 1999. Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criteria in the presence of channel estimation errors, mobility, and multiple paths, *IEEE Transactions on Communications*, **47** (2), 199–207.
- [71] **Tarokh, V., Alamouti, S. M., ve Poon, P.**, 1998. New detection schemes for transmit diversity with no channel estimation, *Proc. IEEE 1998 International Conference on Universal Personal Communications ICUPC'98*, 5–9 Ekim, 917–920.
- [72] **Tarokh, V. ve Jafarkhani, H.**, 2000. A differential detection scheme for transmit diversity, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **18** (7), 1169–1174.
- [73] **Jafarkhani, H. ve Tarokh, V.**, 2001. Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs, *IEEE Transactions on Information Theory*, **47** (6), 2626–2631.
- [74] **Hochwald, B. M. ve Marzetta, T. L.**, 2000. Unitary space-time modulation for multiple-antenna communications in rayleigh flat fading, *IEEE Transactions on Information Theory*, **46** (2), 543–564.
- [75] **Hochwald, B. M., Marzetta, T. L., Richardson, T. J., Sweldens, W., ve Urbanke, R.**, 2000. Systematic design of unitary space-time constellations, *IEEE Transactions on Information Theory*, **46** (6), 1962–1973.
- [76] **Hughes, B. L.**, 2000. Differential space-time modulation, *IEEE Transactions on Information Theory*, **46** (7), 2567–2578.
- [77] **Ha, J., Mody, A. N., Sung, J. H., Barry, J., McLaughlin, S., ve Stuber, G. L.**, 2002. LDPC coded OFDM with Alamouti/SVD diversity technique, *J. Wireless Pres. Commun.*, **23** (1), 183–194.

- [78] **Ionescu, D. M.**, 1999. New results on space-time code design criteria, *Proc. IEEE WCNC Wireless Communications and Networking Conference 1999*, 21–24 Eylül, 684–687.
- [79] **Chen, Z., Yuan, J., ve Vucetic, B.**, 2001. An improved space-time trellis coded modulation scheme on slow rayleigh fading channels, *Proc. IEEE International Conference on Communications ICC 2001*, 11–14 Haziran, 1110–1116.
- [80] **Yuan, J., Chen, Z., Vucetic, B., ve Firmanto, W.**, 2003. Performance and design of space-time coding in fading channels, *IEEE Transactions on Communications*, **51** (12), 1991–1996.
- [81] **Jafarkhani, H.**, 2001. A quasi-orthogonal space-time block code, *IEEE Transactions on Communications*, **49** (1), 1–4.
- [82] **Sharma, N. ve Papadias, C. B.**, 2003. Improved quasi-orthogonal codes through constellation rotation, *IEEE Transactions on Communications*, **51** (3), 332–335.
- [83] **Su, W. ve Xia, X.-G.**, 2004. Signal constellations for quasi-orthogonal space-time block codes with full diversity, *IEEE Transactions on Information Theory*, **50** (10), 2331–2347.
- [84] **Dalton, L. A. ve Georgiades, C. N.**, 2005. A full-rate, full-diversity four-antenna quasi-orthogonal space-time block code, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **4** (2), 363–366.
- [85] **Dao, D. N. ve Tellambura, C.**, 2006. On space-time block codes from coordinate interleaved orthogonal designs, *Proc. Military Communications Conference MILCOM 2006*, 23–25 Ekim, 1–5.
- [86] **Rao, Y. ve Wang, M. Z.**, 2007. Performance analysis of full-rate stbcs from coordinate interleaved orthogonal designs, *Proc. IEEE International Conference on Communications ICC'07*, 24–28 Haziran, 4610–4615.
- [87] **Dao, D. N. ve Tellambura, C.**, 2008. Decoding, performance analysis, and optimal signal designs for coordinate interleaved orthogonal designs, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **7** (1), 48–53.
- [88] **Lee, H., Andrews, J. G., ve Powers, E. J.**, 2008. Information outage probability and diversity order of symmetric coordinate interleaved orthogonal designs, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **7** (5), 1501–1506.

- [89] **Lee, H., Andrews, J., Heath, R., ve Powers, E. J.**, 2009. The performance of space-time block codes from coordinate interleaved orthogonal designs over nakagami-m fading channels, *IEEE Transactions on Communications*, **57** (3), 653–664.
- [90] **Bäro, S., Bauch, G., ve Hansmann, A.**, 2000. Improved codes for space-time trellis-coded modulation, *IEEE Communications Letters*, **4** (1), 20–22.
- [91] **Mukkavilli, K. K., Ionescu, D. M., ve Aazhang, B.**, 2000. Design of space-time codes with optimal coding gain, *Proc. 11th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC 2000*, 18–21 Eylül, 495–499.
- [92] **Chen, Z., Yuan, J., ve Vucetic, B.**, 2001. Improved space-time trellis coded modulation scheme on slow rayleigh fading channels, *Electronics Letters*, **37** (7), 440–441.
- [93] **da Silva, M. M. ve Correia, A.**, 2002. Space time coding schemes for 4 or more antennas, *Proc. 13th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 15–18 Eylül, 85–89.
- [94] **Sasazaki, Y. ve Ohtsuki, T.**, 2002. Improved design criteria and new trellis codes on space-time trellis coded modulation in fast fading channels, *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM'02*, 17–21 Kasım, 1103–1107.
- [95] **Siwamogsatham, S. ve Fitz, M. P.**, 2002. Improved high-rate space-time codes via orthogonality and set partitioning, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, 17–21 Mart, 264–270.
- [96] **Zummo, S. A. ve Al-Semari, S. A.**, 2003. Design and performance of space-time trellis codes for rapid Rayleigh fading channels, *Journal of Communications and Networks*, **5** (2), 174–183.
- [97] **Firmanto, W., Vucetic, B. S., ve Yuan, J.**, 2001. Space-time TCM with improved performance on fast fading channels, *IEEE Communications Letters*, **5** (4), 154–156.
- [98] **Chen, Z., Vucetic, B. S., Yuan, J., ve Lo, K. L.**, 2002. Space-time trellis codes for 4-PSK with three and four transmit antennas in quasi-static flat fading channels, *IEEE Communications Letters*, **6** (2), 67–69.
- [99] **Chen, Z., Vucetic, B., Lo, K. L., ve Yuan, J.**, 2002. Space-time trellis codes for 8-PSK with two, three and four transmit antennas in quasi-static flat fading channels, *Electronics Letters*, **38** (10), 462–464.

- [100] **Yuan, J., Chen, Z., Vucetic, B., ve Firmanto, W.**, 2003. Performance and design of space-time coding in fading channels, *IEEE Transactions on Communications*, **51** (12), 1991–1996.
- [101] **Forney, G. D., J.**, 1991. Geometrically uniform codes, *IEEE Transactions on Information Theory*, **37** (5), 1241–1260.
- [102] **Cover, T. M. ve Thomas, J. A.**, 1991. Elements of Information Theory. *John Wiley and Sons Inc.*
- [103] **van der Meulen, E. C.**, 1968. Transmission of information in a t-terminal discrete memoryless channel, *teknik rapor, Department of Statistics, University of California, Berkeley, CA.*
- [104] **van der Meulen, E. C.**, 1971. Three-terminal communication channels, *Adv. Appl. Prob.*, **3**, 120–154.
- [105] **Host-Madsen, A. ve Zhang, J.**, 2005. Capacity bounds and power allocation for wireless relay channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, **51** (6), 2020–2040.
- [106] **Kramer, G., Gastpar, M., ve Gupta, P.**, 2005. Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks, *IEEE Transactions on Information Theory*, **51** (9), 3037–3063.
- [107] **Stankovic, V., Host-Madsen, A., ve Xiong, Z.**, 2006. Cooperative diversity for wireless ad hoc networks, *IEEE Signal Processing Magazine*, **23** (5), 37–49.
- [108] **Laneman, J. N. ve Wornell, G. W.**, 2002. Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks, *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM'02*, 17–21 Kasım, 77–81.
- [109] **Li, H. ve Zhao, Q.**, 2006. Distributed modulation for cooperative wireless communications, *IEEE Signal Processing Magazine*, **23** (5), 30–36.
- [110] **Zhao, Q. ve Li, H.**, 2006. Distributed modulation for cooperative wireless communications, *Proc. 40th Annual Conference on Information Sciences and Systems*, 22–24 Mart, 1068–1072.
- [111] **Hunter, T. E. ve Nosratinia, A.**, 2002. Coded cooperation under slow fading, fast fading, and power control, *Conference Record of the Thirty-Sixth Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*, 3–6 Kasım, 118–122.
- [112] **Lin, S. ve Costello, D.**, 2004. Error control coding. *Pearson Prentice Hall*, 2.. baskı.

- [113] **Stefanov, A. ve Erkip, E.**, 2003. Cooperative space-time coding for wireless networks, *Proc. IEEE Information Theory Workshop*, 31–4 Mart/Nisan, 50–53.
- [114] **Stefanov, A. ve Erkip, E.**, 2005. Cooperative space-time coding for wireless networks, *IEEE Transactions on Communications*, **53** (11), 1804–1809.
- [115] **El Gamal, H. ve Hammons, A. R., J.**, 2003. On the design of algebraic space-time codes for MIMO block-fading channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, **49** (1), 151–163.
- [116] **El Gamal, H., Hammons, A. R., J., ve Stefanov, A.**, 2001. Algebraic space-time overlays for convolutionally coded systems, *Proc. 12th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, 30–3 Eylül/Ekim, 149–154.
- [117] **El Gamal, H., Hammons, A. R., J., ve Stefanov, A.**, 2003. Space-time overlays for convolutionally coded systems, *IEEE Transactions on Communications*, **51** (9), 1603–1612.
- [118] **Anghel, P. A., Leus, G., ve Kavehl, M.**, 2003. Multi-user space-time coding in cooperative networks, *Proc. IEEE International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing (ICASSP'03)*, 6–10 Nisan, IV–73–6.
- [119] **Nabar, R. U., Bolcskei, H., ve Kneubuhler, F. W.**, 2004. Fading relay channels: performance limits and space-time signal design, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **22** (6), 1099–1109.
- [120] **Anghel, P. A., Leus, G., ve Kaveh, M.**, 2006. Distributed space-time cooperative systems with regenerative relays, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **5** (11), 3130–3141.
- [121] **Anghel, P. A. ve Kaveh, M.**, 2006. On the performance of distributed space-time coding systems with one and two non-regenerative relays, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **5** (3), 682–692.
- [122] **Anghel, P. A., Kaveh, M., ve Luo, Z.-Q.**, 2006. Optimum power allocation for cooperative systems with orthogonal space-time transmissions, *Proc. IEEE International Symposium on Information Theory*, 9–14 Temmuz, 2067–2071.
- [123] **Bhatnagar, M. R. ve Hjørungnes, A.**, 2008. Distributed double-differential orthogonal space-time coding for cooperative networks, *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference GLOBECOM 2008*, 30–4 Kasım/Aralık, 1–5.

- [124] **Oruç, Ö. ve Aygölü, Ü.**, 2007. Bileşen serpiştirmeli işbirlikli çeşitleme, *SIU2007 IEEE 15. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, 11–13 Haziran, 1–4.
- [125] **Oruç, Ö. ve Aygölü, Ü.**, 2007. Coordinate interleaved coded cooperation, *Proc. IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications PIMRC 2007*, 3–7 Eylül, 1–5.
- [126] **Oruç, Ö. ve Aygölü, Ü.**, 2008. Bileşen serpiştirmeli işbirlikli çeşitleme için kod tasarımı, *SIU2008 IEEE 16. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, 20–22 Nisan, 1–4.
- [127] **Oruç, Ö. ve Aygölü, Ü.**, 2008. Code design for coordinate interleaved coded cooperation, *Proc. 6th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing CSNDSP 2008*, 23–25 Temmuz, 340–344.
- [128] **Oruç, Ö. ve Aygölü, Ü.**, 2009. M-PSK cooperative trellis codes for coordinate interleaved coded cooperation, *EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking (Special issue on Cooperative Communications in Wireless Networks)*.
- [129] **Oruç, Ö. ve Aygölü, Ü.**, 2009. Bandwidth efficient code design for coordinate interleaved coded cooperation, *Journal of IET Communications*, **3** (9), 1509–1519.
- [130] **Jamali, S. H. ve Le-Ngoc, T.**, 1994. Coded-Modulation Techniques for Fading Channels. *Kluwer Academic Publishers*.
- [131] **Malkamaki, E. ve Leib, H.**, 1999. Evaluating the performance of convolutional codes over block fading channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, **45** (5), 1643–1646.
- [132] **Biglieri, E. ve McLane, P. J.**, 1991. Uniform distance and error probability properties of tcm schemes, *IEEE Transactions on Communications*, **39** (1), 41–53.
- [133] **Oruç, Ö. ve Aygölü, Ü.**, 2009. Dağıtılmış uzay-zaman blok kodlarda bileşen serpiştirme ile Çeşitleme derecesinin artırılması, *SIU2009 IEEE 17. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, 9–11 Nisan, 1–4.
- [134] **Oruç, Ö. ve Aygölü, Ü.**, 2009. A coordinate interleaved user cooperation scheme for distributed alamouti space-time block code, *EURASIP Research Letters in Communications'a değerlendirilmek üzere gönderildi*.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad: Özgür ORUÇ

Doğum Yeri ve Tarihi: İzmir, 07.06.1977

Adres: Karanfil Sok. No:2A/9 Mecidiyeköy-Şişli/İstanbul

Yüksek Lisans Üniversitesi: İzmir Yüksek Teknoloji Enstitüsü

Lisans Üniversitesi: Ege Üniversitesi

Uluslararası Yayın Listesi:

- Özgür ORUÇ, Ümit AYGÖLÜ, "Bandwidth Efficient Code Design For Coordinate Interleaved Coded Cooperation", Journal of IET Communications, vol. 3, iss. 9, pp. 1509-1519, September, 2009.
- Özgür ORUÇ, Ümit AYGÖLÜ, "M-PSK Cooperative Trellis Codes For Coordinate Interleaved Coded Cooperation", EURASIP Journal on Wireless Communications and Networking, Special issue on Cooperative Communications in Wireless Networks, June, 2009.
- Ebru S. TOKER, Özgür ORUÇ, Mehmet E. ÇELEBİ, "Beamforming with quantized feedback to increase diversity of relay channels", 11th International Conference on Advanced Communication Technology, IEEE ICACT 2009, February, 2009, Republic of Korea.
- Özgür ORUÇ, Ümit AYGÖLÜ, "Code Design For Coordinate interleaved coded cooperation", Sixth International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP'08), July 2008, Graz, Austria.
- Özgür ORUÇ, Ümit AYGÖLÜ, "Coordinate interleaved coded cooperation", 18th IEEE International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, PIMRC'2007, September, 2007, Athens, Greece.
- Özgür ORUÇ, Ümit AYGÖLÜ, "Differential detection for two-user cooperative diversity systems", Fifth International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing (CSNDSP'06), July 2006, Patras, Greece.

Ulusal Yayın Listesi:

- Özgür ORUÇ, Ümit AYGÖLÜ, "Dağıtılmış Uzay-Zaman Blok Kodlarda Bileşen Serpiştirme ile Çeşitleme Derecesinin Arttırılması", SIU2009 IEEE 17. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Nisan 2009, Side, Antalya, Türkiye.

- Ebru S. TOKER, Özgür ORUÇ, Mehmet E. ÇELEBİ, "Röleli Kanallarda Sınırlı Geribeslemeli Huzme Olusturma ile Çesitlemenin Arttırılması", URSI (International Union Of Radio Science) Türkiye Ulusal Komitesi IV. URSI-Türkiye Bilimsel Kongresi ve Ulusal Genel Kurul Toplantısı, 20 - 22 Ekim 2008, Antalya, Türkiye.
- Büşra YÜKSEL, Özgür ORUÇ, Ümit AYGÖLÜ, "En İyi Röle İle İşbirlikli İletişim Ve Uzay Zaman Kodlaması ile Karşılaştırılması", HABTEKUS'08 2. Haberleşme Teknolojileri ve Uygulamaları Sempozyumu, Yıldız Teknik Üniversitesi, Ekim 2008, İstanbul, Türkiye.
- Özgür ORUÇ, Ümit AYGÖLÜ, "Bileşen Serpiştirmeli İşbirlikli Çesitleme için Kod Tasarımı", SIU2008 IEEE 16. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Nisan 2008, Didim, Aydın, Türkiye.
- Özgür ORUÇ, Ümit AYGÖLÜ, "Bileşen Serpiştirmeli İşbirlikli Çesitleme", SIU2007 IEEE 15. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Haziran 2007, Eskişehir, Türkiye.
- Özgür ORUÇ, Can Fırat KUL, Ümit AYGÖLÜ, "İki Kullanıcılı İşbirlikli Sistemler için Farksal Sezim", SIU2006 IEEE 14. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Nisan 2006, Antalya, Türkiye.
- Özgür ORUÇ, Ümit AYGÖLÜ, "İki Yollu Sönümlemeli Kanallarda Uzay-Zaman Blok Kodları", SIU2005 IEEE 13. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Erciyes Üniversitesi, Mayıs 2005, Kayseri, Türkiye.
- Özgür ORUÇ, İbrahim ALTUNBAŞ, Ümit AYGÖLÜ, "Çok Düzeyli Üstün-Dik Uzay-Zaman Kodlaması", SIU2004 IEEE 12. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, İstanbul Teknik Üniversitesi, Nisan 2004, Kuşadası, Aydın, Türkiye.
- Özgür ORUÇ, Ümit AYGÖLÜ, "16-QAM için Üstün Dik Uzay-Zaman Kafes Kodları", SIU2003 11. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Haziran 2003, Koç Üniversitesi, İstanbul, Türkiye.
- Özgür ORUÇ, Mustafa A. ALTINKAYA, "Ayrımsal uzay-zaman kodlama sistemlerinde kod matrisi seçimi", SIU2002 10. Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Pamukkale, Denizli, Türkiye.
- Alper TABAN, Özgür ORUÇ, "Hücre tasarım çalışması", Bilgi Teknolojileri Kongresi-1, Denizli, Türkiye.