

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**OFDM MODÜLASYONU KULLANAN
ÇOK-GİRİŞLİ ÇOK-ÇIKIŞLI TELSİZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN
YÜKSEK BAŞARIMLI KODLAMA TEKNİKLERİ**

**DOKTORA TEZİ
Y. Müh. Kenan AKSOY**

**Anabilim Dalı : ELEKTRONİK VE HABERLEŞME MÜHENDİSLİĞİ
Programı : TELEKOMÜNİKASYON MÜHENDİSLİĞİ**

NİSAN 2008

**OFDM MODÜLASYONU KULLANAN
ÇOK-GİRİŞLİ ÇOK-ÇIKIŞLI TELSİZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN
YÜKSEK BAŞARIMLI KODLAMA TEKNİKLERİ**

**DOKTORA TEZİ
Y. Müh. Kenan AKSOY
(504022154)**

**Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 28 Aralık 2007
Tezin Savunulduğu Tarih : 14 Nisan 2008**

**Tez Danışmanı : Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Ahmet H. KAYRAN
Prof. Dr. Ertuğrul ÇELEBİ
Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN (İ.Ü.)
Prof. Dr. Erdal PANAYIRCI (K.H.Ü.)**

NİSAN 2008

ÖNSÖZ

Uzun ve yoğun bir çalışma sonunda doktora tezimi nihayet tamamlamayı başardım. Bu başarımda bilgisi, disiplini ve çalışmalarıyla büyük pay sahibi olan hocam Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ'ne en içten teşekkürlerimi sunarım. Tez izleme komitesinde ve tez jürisinde bulunarak beni onurlandıran hocalarım; Prof. Dr. Ahmet H. KAYRAN'a verdiği destek ve güveni için, Prof. Dr. Erdal PANAYIRCI'ya çalışmalarına verdiği küçük ama çok önemli ipuçlarıyla konunun gelişiminde önemli katkılar sağladığı için çok teşekkür ederim. Annem Ayşe AKSOY ve babam Nevzat AKSOY'a sevgi ve destekleri için, sözcüklere sığmayacak kadar çok teşekkür ederim. Kardeşim Erkan AKSOY'a çözüm üretmede büyük katkılar sağlayarak zaman kazandırdığı için en içten teşekkürlerimi sunarım. Doktoraya başlamam için beni teşvik eden dostum Dr. Orhan UÇAR'a, çalışma tarzı ile ilgili çok şey öğrendiğim müdürüm Ömer AYDIN'a çok teşekkür ederim. Tez formatı konusundaki yardımları için Yard. Doç. Dr. Ender EKŞİOĞLU'na teşekkürü bir borç bilirim. İTÜ yüksek başarımlı hesaplama merkezine (YBHM), paralel işlemcili sistemi kullanmama izin vererek; bilgisayar destekli kod tasarlama ve benzetimlerde kaybedeceğim çok değerli zamandan kayda değer tasarruf etmemi sağladıkları için çok teşekkür ederim. Daha çok bilgisayar destekli uygulamayı çok daha kısa sürede tamamlamama olanak sağladılar. Paralel işlemcili sistemi, uygulamalarım doğrultusunda, başarıyla kullanabilmem için sorularıma zaman ayırıp yoğun destek veren Kenan GÜRSOY ve Ufuk TURUNÇOĞLU'na çok teşekkür ederim. Doktoranın getirdiği maddi yükü önemli ölçüde azalttığı için TÜBİTAK-BAYG kurumuna ve kayda değer yardımları için Hacı İLHAN'a çok teşekkür ederim.

Bu çalışmanın, çok-antenli geniş bantlı telsiz iletişim konusuyla ilgilenen araştırmacılara, faydalı olmasını dilerim.

NİSAN 2008

Kenan AKSOY

İÇİNDEKİLER

KISALTMALAR	v
TABLO LİSTESİ	vii
ŞEKİL LİSTESİ	ix
SEMBOL LİSTESİ	x
ÖZET	xiv
SUMMARY	xvi
1 GİRİŞ	1
1.1 Literatürde Konuyla İlgili Yapılmış Çalışmalar	1
1.2 Tezin Literatüre Katkıları	5
2 MIMO KANALLAR VE OFDM MODÜLASYONU	9
2.1 Çok-Girişli Çok-Çıkışlı Kanallar	9
2.1.1 Sönümlemeli Kanal Sınıfları	10
2.1.2 Kanal Modeli	13
2.2 OFDM Modülasyonu	13
2.3 MIMO-OFDM	14
2.3.1 Çok-yollu Kanal Modeli	15
2.3.2 İdeal Serpiştirilmiş Kanal Modeli	17
2.3.3 Uzay-Zaman Blok Kodlamalı OFDM	18
2.3.4 Bileşen Serpiştirmeli Dik Tasarımlı OFDM	19
2.3.5 LCP-STBC OFDM	22
2.3.6 LCP-CIOD OFDM	23
2.3.7 TC-STBC OFDM	24
3 ÜSTÜN-DİK UZAY-ZAMAN-FREKANS KAFES KODLARI	26
3.1 Genelleştirilmiş Karmaşık Üstün-Dik Tasarımlar	28
3.2 Sistem Modeli	29
3.2.1 Kodlayıcı	29
3.2.2 Kanal Modeli	31
3.2.3 Kod Çözücü	32
3.3 Çok-yollu Çeşitleme Kazancı İçin Tasarım	34
3.3.1 Tasarım Ölçütleri	34
3.3.2 Tasarım Yordamı ve Eniyileştirilmiş Kafes Kodlar	37
3.4 Başarım Değerlendirmesi	39

3.5	Kod Çözme Karmaşıklığı	44
4	SIRALI KAFES KODLAR VE BİLEŞEN SERPİŞTİRMELİ DİK TASARIMLAR	47
4.1	Sistem Modeli	49
4.1.1	Kodlayıcı	49
4.1.2	Kanal Modeli	51
4.1.3	Kod Çözücü	52
4.2	Kafes Kod Tasarımı	54
4.2.1	Tasarım Ölçütleri	54
4.2.2	Eniyileştirilmiş Kafes Kodlar	57
4.3	Başarım Değerlendirmesi	59
4.4	Kod Çözme Karmaşıklığı	65
5	SIRALI KAFES KODLAR VE BİLEŞEN SERPİŞTİRMELİ FARKSAL DİK TASARIMLAR	67
5.1	Sabit Genlikli Olmayan Farksal STBC	68
5.2	Sistem Modeli	70
5.2.1	Farksal Kodlayıcı	70
5.2.2	Kanal Modeli	72
5.2.3	Farksal Kod Çözücü	73
5.3	Kafes Kod Tasarımı	75
5.3.1	Tasarım Ölçütleri	75
5.3.2	Eniyileştirilmiş Kafes Kodlar	79
5.4	Başarım Değerlendirmesi	79
5.5	Kod Çözme Karmaşıklığı	85
6	SERİ SIRALI GENİŞ İŞARET KÜMELİ UZAY-ZAMAN BLOK KODLARI	87
6.1	EXIT Diyagramları	87
6.2	Sistem Modeli	89
6.2.1	Kodlayıcı	89
6.2.2	Kanal Modeli	91
6.2.3	Kod Çözücü	91
6.3	EXIT Diyagramlarıyla Tasarım	94
6.3.1	LCP-STBC Kod Çözücünün EXIT Diyagramı	94
6.3.2	İçsel ve Dışsal Kod Seçme Ölçütleri	96
6.3.3	Eniyileştirilmiş Kod Tasarımı	97
6.4	Başarım Değerlendirmesi	99
7	SONUÇLAR	101
	KAYNAKLAR	103
	ÖZGEÇMİŞ	111

KISALTMALAR

3G	: Üçüncü Kuşak
4G	: Dördüncü Kuşak
ACS	: Topla-Karşılaştıır-Seç
AWGN	: Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü
BER	: Bit Hata Olasılığı
CC	: Katlamalı Kod
CER	: Kod Sözcük Hata Olasılığı
CIOD	: Bileşen Serpiştirmeli Dik Tasarım
CM	: Sabit Genlikli
CP	: Çevrimsel Ön Takı
CSI	: Kanal Durum Bilgisi
DAB	: Sayısal Ses Yayını
DAC	: Sayısalan Analog İşarete Dönüştürücü
DVB-T	: Sayısal Video Yayını
EXIT	: Ek Bilgi Aktarım
FFT	: Hızlı Fourier Dönüşümü
flop	: Kayan noktalı işlem
GCOD	: Genelleştirilmiş Karmaşık Dik Tasarım
GCSOD	: Genelleştirilmiş Karmaşık Üstün-Dik Tasarım
GP	: Koruma Aralığı
Hz	: Hertz
I-Q	: Eşevreli-Dördün
IDFT	: Ters Ayrık Fourier Dönüşümü
IFFT	: Ters Hızlı Fourier Dönüşümü
ISI	: Singelerarası Girişim
i.i.d.	: Bağımsız Eş Dağılımlı
LAN	: Yerel Alan Ağı
LCP	: Doğrusal İşaret Kümesi Ön Kodlayıcı
LCP-CIOD	: Doğrusal İşaret Kümesi Ön Kodlamalı Bileşen Serpiştirmeli Dik Tasarım
LCP-STBC	: Doğrusal İşaret Kümesi Ön Kodlamalı Uzay-Zaman Blok Kodu
LLR	: Log-Olabilirlik Oranı
MAN	: Büyükşehir Alan Ağı
MIMO	: Çok-Girişli Çok-Çıkışlı
ML	: En Büyük Olabilirlikli
OFDM	: Dik Frekans Bölmeli Çoğullama
PAM	: Darbe Genlik Modülasyonu
PAPR	: Tepe-Ortalama Güç Oranı

PEP	:	Kod Sözcük Çiftleri Arasındaki İkili Hata Olasılığı
PK	:	Tam Olarak Bilinen
QPSK	:	Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama
R-STB	:	Tekrarlı Uzay-Zaman Blok
R-STBC	:	Tekrarlı Uzay-Zaman Blok Kodu
s	:	saniye
SC-LCP-STBC	:	Seri Sıralı Doğrusal İşaret Kümesi Ön Kodlamalı Uzay-Zaman Blok Kodu
SFTC	:	Uzay-Frekans Kafes Kodu
SISO	:	Yumuşak-Girişli Yumuşak-Çıkışlı
SNR	:	İşaret-Gürültü Oranı
SOSM	:	Üstün-Dik Simge Matrisi
SOSTFT	:	Üstün-Dik Uzay-Zaman-Frekans Kafes
SOSTFTC	:	Üstün-Dik Uzay-Zaman-Frekans Kafes Kodu
SOSTTC	:	Üstün-Dik Uzay-Zaman Kafes Kodu
SOVA	:	Yumuşak-Çıkışlı Viterbi Algoritması
STB	:	Uzay-Zaman Blok
STBC	:	Uzay-Zaman Blok Kodu
STTC	:	Uzay-Zaman Kafes Kodu
SVD	:	Tekil Değer Ayrıştırma
TC	:	Kafes Kod
TC-CIOD	:	Sıralı Kafes Kod ve Bileşen Serpiştirmeli Dik Tasarım
TC-STBC	:	Sıralı Kafes Kod ve Uzay-Zaman Blok Kodu
TU	:	Tipik Kentsel
V-BLAST	:	Bell Laboratuvarlarında Geliştirilen Dikey Katmalı Uzay-Zaman

TABLO LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Tablo 3.1 Kapsamlı bilgisayar destekli aramayla elde edilen eniyileştirilmiş SOSTFTC kafes kodların üreteç matrisleri ve $\kappa = 2$ için başarımlar ölçütlerinin değerleri.	39
Tablo 3.2 Kod çözücülerin kaynak biti başına yürüttükleri kayan noktalı işlem sayıları (flop/bit).	46
Tablo 4.1 TC-CIOD için eniyileştirilmiş 2/3 kodlama oranlı 8-PSK kafes kodlar.	58
Tablo 5.1 Farksal TC-CIOD için eniyileştirilmiş, 2/3 kodlama oranlı, 8-PSK kafes kodların üreteç çokterimlileri, çeşitleme ve kodlama kazançları. .	79

ŞEKİL LİSTESİ

	<u>Sayfa No</u>
Şekil 2.1 Çok-yollu telsiz iletişim kanalı.	11
Şekil 2.2 Gezgin iletişimde kanal sınıfları.	12
Şekil 2.3 MIMO iletişim kanalının blok diyagramı.	13
Şekil 2.4 Çok-yollu sönmlemeli MIMO-OFDM kanalda, μ . vericiyle ν . alıcı anten arasındaki L telsiz iletişim yoluna eşdeğer kanal modeli.	16
Şekil 2.5 n_T verici ve n_R alıcı antenli çok-yollu MIMO-OFDM kanalın k . alt taşıyıcısı için eşdeğer sönmlemeli MIMO kanal.	17
Şekil 3.1 İki antenli SOSTFTC OFDM verici blok diyagramı.	29
Şekil 3.2 SOSTFT kod sözcük yapısı.	30
Şekil 3.3 Tek antenli SOSTFTC OFDM alıcı blok diyagramı ($n_T = 2, n_X = 2$).	32
Şekil 3.4 Eniyileştirilmiş 16-durumlu SOSTFTC kafes kod (2 bit/s/Hz, $n_T = 2$).	38
Şekil 3.5 16-durumlu SOSTFTC OFDM sisteminin $L = 1, 2, 3$ ve 4 yollu sönmlemeli kanallardaki CER başarımları ($n_T = 2, n_R = 1, K = 48$, rastgele kanal serpiştirici, 2 bit/s/Hz).	40
Şekil 3.6 16, 32 ve 64-durumlu eniyileştirilmiş SOSTFTC OFDM sistemlerin CER başarımlarının karşılaştırması.	41
Şekil 3.7 Önerilen 4-durumlu SOSTTC [4], doğrusal işaret kümesi ön kodlayıcı boyutu $n_\Theta = 2$ olan LCP-STBC OFDM [6], 16-durumlu SFTC OFDM [5] ve 16-durumlu SOSTFTC OFDM sistemlerin CER başarımlarının karşılaştırması ($L = 4$ yollu kanal, rastgele kanal serpiştirici, 2 bit/s/Hz).	42
Şekil 3.8 Kanal serpiştiricinin 16-durumlu SOSTFTC OFDM sistemin CER başarımlarına etkisi ($n_T = 2, n_R = 1, L = 4$).	43
Şekil 4.1 TC-CIOD OFDM sisteminin verici blok diyagramı.	49
Şekil 4.2 Farklı θ değerleri için bulunan en iyi kafes kodlara ait kod sözcük hata olasılığı üst sınırları ($R = 2/3, 8$ -PSK, $E_s/N_0 = 14$ dB, $\kappa = 3$).	58
Şekil 4.3 Önerilen TC-CIOD OFDM'in farklı işaret kümesi döndürme açıları (θ) için, referans çift-simge serpiştirmeli TC-STBC OFDM [1] ve simge serpiştirmeli TC-STBC OFDM sistemlerinin CER başarımları ($L = 32$ yollu telsiz iletişim kanalında, $K = 128$, rastgele kanal serpiştirme).	60
Şekil 4.4 Önerilen ve referans MIMO-OFDM sistemlerin CER başarımları (ideal serpiştirilmiş kanal).	61
Şekil 4.5 Önerilen TC-CIOD OFDM ve referans çift-simge serpiştirmeli TC-STBC OFDM [1] sistemlerin 8, 16 ve 32-durumlu kafes kod için CER başarımları.	62

Şekil 4.6 Önerilen TC-CIOD OFDM ve simge serpiştirmeli TC-STBC OFDM sistemlerin 8, 16 ve 32-durumlu kafes kod için CER başarımları.	63
Şekil 4.7 Önerilen 16-durumlu SOSTFTC OFDM ve önerilen 4-durumlu TC-CIOD OFDM sistemlerin CER başarımları (2 bit/s/Hz, $n_T = 2$, $n_R = 1$, ideal serpiştirilmiş kanal, $K = 128$).	64
Şekil 5.1 Önerilen farksal TC-CIOD OFDM'in verici blok diyagramı ($n_T = 2$).	70
Şekil 5.2 TC-STBC OFDM ve TC-CIOD OFDM sistemlerinin çok yavaş değişen sönümlemeli kanaldaki CER başarımları.	80
Şekil 5.3 8, 16 ve 32-durumlu kafes kod kullanan çift-simge serpiştirmeli farksal TC-STBC OFDM ve TC-CIOD OFDM sistemlerinin çok yavaş değişen sönümlemeli kanaldaki CER başarımları.	81
Şekil 5.4 Farksal TC-STBC ve TC-CIOD OFDM sistemlerinin 4-durumlu, 8-PSK, 2/3 kodlama oranlı kafes kod için 12-iletim yollu TU COST 207 kanaldaki CER başarımları ($K = 256$, $T_s = 128\mu s$, $n_T = 2$, $n_R = 1$, 2 bit/s/Hz).	83
Şekil 5.5 Farksal TC-STBC ve TC-CIOD OFDM sistemlerinin 8-durumlu, 8-PSK, 2/3 kodlama oranlı kafes kod için 12-iletim yollu TU COST 207 kanaldaki CER başarımları ($K = 256$, $T_s = 128\mu s$, $n_T = 2$, $n_R = 1$, 2 bit/s/Hz).	84
Şekil 6.1 Birikimli kod kullanan SC-LCP-STBC OFDM verici blok diyagramı (verici anten sayısı $n_T = 2$, doğrusal işaret kümesi ön kodlama boyutu $n_\Theta = 2$, birikimli kod çokterimlisi $1 + D$).	89
Şekil 6.2 Birikimli kod kullanan SC-LCP-STBC OFDM alıcı blok diyagramı ($n_T = 2$, $n_R = 1$, $n_\Theta = 2$).	92
Şekil 6.3 (a) Birikimli olan ve olmayan LCP-STBC bileşen kod çözücülerin EXIT diyagramları ($E_b/N_0 = 6$ dB). (b) Simge eşleme ve birikimli kod üreticinin iç kod çözücü EXIT diyagramına etkisi ($E_b/N_0 = 6$ dB).	95
Şekil 6.4 Eniyileştirilmiş içsel ve dışsal kodun $E_b/N_0 = 1.8$ dB, yakınsaklık eşik değeri, için EXIT diyagramları.	96
Şekil 6.5 Eniyileştirilmiş ve referans kodun bit hata olasılıkları (1 bit/s/Hz, $n_T = 2$, $n_R = 1$, $n_\Theta = 2$, ideal kanal serpiştirici, $K = 16386$).	97
Şekil 6.6 (a) Referans sistemdeki bileşen kod çözücülerin EXIT diyagramları ve kod çözme gezingesi ($E_b/N_0 = 3$ dB). (b) Eniyileştirilmiş sistemdeki bileşen kod çözücülerin EXIT diyagramları ve kod çözme gezingesi ($E_b/N_0 = 3$ dB).	98
Şekil 6.7 Eniyileştirilmiş birikimli SC-LCP-STBC OFDM (1 bit/s/Hz) ile 4, 8, 16 ve 32-durumlu eniyileştirilmiş TC-CIOD OFDM (2 bit/s/Hz) sistemlerinin CER başarımlarının E_b/N_0 ile değişimi.	99

SEMBOL LİSTESİ

$(\cdot)^*$	: Karmaşık sayı eşleniği
$(\cdot)^{\mathcal{H}}$	: Hermit işleci
$(\cdot)^{\mathcal{T}}$	: Evrik alma işleci
$(\cdot)_{2K}$	: Modülo $2K$ işleci
$(\cdot)_I$	: Karmaşık simgenin gerçel kısmı
$(\cdot)_Q$	: Karmaşık simgenin sanal kısmı
$\ \cdot\ ^2$	: Frobenius normu
α	: Kanal serpiştirici
$\alpha(k)$	: k 'nın α ile serpiştirilmiş konumu
$\mathcal{O}(s)$	: Genelleştirilmiş karmaşık dik tasarım matrisi ($n_X \times n_T$)
θ	: GCSOD matris sütun simgelerini döndüren $n_T - 1$ uzunluklu açılar vektörü [radyan]
Δf	: OFDM alt taşıyıcı aralıkları
$\delta(\cdot)$	: Dirac işlevi
κ	: Kod tasarımında kullanılan kısa kafes yolu uzunluğu
$\log_2(\cdot)$	: İki tabanında logaritma
$\mathbf{1}_A$	: A olayının gösterge işlevi
$\mathbf{A}_\xi, \mathbf{B}_\xi$	: $n_X \times n_T$ boyutlu gerçel matrisler, $1 \leq \xi \leq n_S$
$\mathbf{G}$	: Üreteç matrisi
$\mathbf{H}$	: Kanal durum bilgisi
$\mathbf{I}_n$	: $n \times n$ boyutlu birim matris
$\mathbf{n}$	: İletişimde etkili olan toplamsal gürültü değişkenleri satır vektörü
$\mathbf{r}$	: Antenlerden alınan işaretlerin satır vektörü
$\mathbf{R}$	: İletilen bir kod sözcüğüne karşılık alıcıda alınan değerler
$\mathbf{s}$	: Simge vektörü
$\mathbf{X}, \mathbf{Z}$	: Kod sözcük çifti
$\mathbf{y}$	: Verici antenlerden iletilen simgelerin satır vektörü
$\mathbf{Y}$	: Verici tarafından iletilen kod sözcüğü
$\mathbf{Y}(s, \theta)$	: GCSOD matrisi, $n_X \times n_T$
$\min(x, y)$	: x ve y 'den küçük olanını seçen işlev
μ	: Verici anten indisi
ν	: Alıcı anten indisi
π	: Bit-serpiştirici
	: Bileşen serpiştirici
	: π sayısı, $3.14 \dots$
$\pi_I(k)$	: k . gerçel bileşenin serpiştirilmiş konumu
$\pi_Q(k)$	: k . sanal bileşenin serpiştirilmiş konumu
$\pi(k)$	: k 'nın π ile serpiştirilmiş konumu

τ	: Bağıl zaman değişkeni
τ_l	: l . telsiz yolun iletim gecikmesi
τ_s	: Telsiz iletim yolu gecikmeleri arasındaki zaman aralığı
θ	: İşaret kümesi döndürme açısı [radyan]
$\tilde{H}_{\mu\nu}(k)$	: μ . verici anten ile ν . alıcı anten için serpiştirilmiş k . alt taşıyıcı sönmleme katsayısı
ξ, ζ, γ	: Pozitif tam sayılar
Ξ	: Karşılıklı bilgi miktarı hesabında kullanılan eleman sayısı
$ \cdot $	: Küme için eleman sayısı
	: Karmaşık sayı için mutlak değer
a	: Pozitif gerçel katsayı
B	: Kanalın/İşaretin bant genişliği [Hz]
b	: İşaret kümesi elemanlarının seçilmesi için gereken bit sayısı
c	: Işık hızı
C	: Kanalın sığası
C_M	: Dal metriği hesaplama karmaşıklığı
C_T	: Toplam kod çözme karmaşıklığı
C_V	: Viterbi kod çözme karmaşıklığı
D	: Gecikme elemanı
$d_P(L_\eta)$	: Toplam-çarpım uzaklığı
d_{free}	: Serbest uzaklık
$d_h^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z})$	: $\mathbf{X}$ ile $\mathbf{Z}$ arasındaki değiştirilmiş Öklid uzaklığı
$\text{diag}(\cdot)$	: Vektör elemanlarından diyagonal matris oluşturma işlevi
E_s/N_0	: İşaret-gürültü oranı
E_b	: Kaynak biti başına antenlerden yayılan enerji
E_s	: İletilen her simge için antenlerden yayılan enerji
f_c	: Taşıyıcı frekansı
$f_{D,\text{maks}}$	: En büyük Doppler yayılım frekansı
$f_{D,n}$	: Normalleştirilmiş Doppler yayılım frekansı
g^0, g^1, g^2	: Kafes kod üretic çokterimlilerinin sekizli (octal) gösterimi
G_c	: Kodlama kazancı
G_d	: Erişilebilir çeşitleme kazancı
$H_{\mu\nu}(k)$	: OFDM alt taşıyıcı sönmleme katsayıları, OFDM alt taşıyıcı iletim kazançları
$H_{\mu\nu}(t, k)$	: Zamanla değişen OFDM alt taşıyıcı sönmleme katsayıları (iletim kazançları)
$H_{\mu\nu}(t, f)$	: Zamanla değişen MIMO kanalın aktarım işlevi
$H_{\mu\nu}$	: μ . verici ile ν . alıcı anten arasındaki sönmleme katsayısı
$H_{\mu\nu}^t(k)$	: t . OFDM simge aralığında μ . verici ile ν . alıcı anten arasındaki k . alt kanalın sönmleme katsayısı (iletim kazancı)
$h_{\mu\nu}(t, \tau)$	: μ . verici ile ν . alıcı anten arasındaki kanalın t anındaki temel bant dürtü yanıtı
$h_{\mu\nu}(t, l)$	: μ . verici ile ν . alıcı anten arasındaki kanalın t anındaki l . iletim yolunun sönmlemesi
$h_{\mu\nu}^t(l)$	: t . OFDM simge aralığında μ . verici ile ν . alıcı anten arasındaki

	kanalın l . iletim yolunun sönümlemesi
$I(\mathbf{c}; \mathbf{L})$	: $\mathbf{c}$ ve $\mathbf{L}$ vektör elemanları arasındaki karşılıklı bilgi miktarı
I_{A1}	: İçsel kod çözücünün dışsal kod çözücünden aldığı ön bilgiye ait karşılıklı bilgi miktarı
I_{A2}	: Dışsal kod çözücünün içsel kod çözücünden aldığı ön bilgiye ait karşılıklı bilgi miktarı
I_{E1}	: İçsel kod çözücünün ürettiği ek bilgiye ait karşılıklı bilgi miktarı
I_{E2}	: Dışsal kod çözücünün ürettiği ek bilgiye ait karşılıklı bilgi miktarı
i	: OFDM simge sıra indisi ($1 \leq n \leq n_X$)
j	: $\sqrt{-1}$
K	: OFDM alt taşıyıcı sayısı
k	: OFDM alt taşıyıcı indisi
L	: Kanaldaki telsiz iletim yolu sayısı, kanalın uzunluğu
l	: Telsiz iletim yolu indisi
L_η	: Kafes kodun kullanılabilir çeşitlemesi
L_A	: Ön log-olabilirlik oranı
L_E	: Ek log-olabilirlik oranı
L_ξ	: ξ . bitin log-olabilirlik oranı
M	: İşaret kümesindeki elemanların sayısı (M -PSK, M -QAM, LCP)
m	: Kodlayıcı bellek elemanı sayısı
$m(\mathbf{R}, \mathbf{X})$	: En büyük olabilirlikli (ML) kod çözme metriği
N	: İşaret kümesi boyut sayısı
n	: AWGN değişkenleri, iletişimde etkili gürültü değişkenleri
n_A	: Kanal / alt kanal iletim gücü kestirim uzunluğu
n_Θ	: Doğrusal işaret kümesi ön kodlayıcı (LCP) boyutu
n_θ	: SOSTFTC'de θ açısının aldığı farklı değerlerin sayısı
N_{L_η}	: $l_\eta = L_\eta$ olan kod sözcük çifti sayısı
n_{min}	: Verici ve alıcı anten sayılarının en küçük değeri
N_0	: Alıcı antende alınan her işaretin gürültü enerjisi ortalaması
n_G	: Çevrimsel ön takı ya da koruma aralığının uzunluğu
n_R	: Alıcı anten sayısı
n_S	: Simge vektörünün eleman sayısı
n_T	: Verici anten sayısı
n_X	: Bir kod sözcüğünde yer alan OFDM simge sayısı
P_e	: Hata olasılığı
$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z} \mathbf{H})$	: Kod sözcük çiftleri arasındaki koşullu ikili hata olasılığı (PEP)
q	: Kafes kodlama adımı başına gerekli kaynak biti sayısı
$Q(t)$	: Gauss Q -işlevi
r_ν	: ν . alıcı antenden alınan işaret
R	: Uzak-zaman kodlama oranı
S_k^t	: Ölçekleme katsayısı
$\hat{S}_k^t$	: Ölçekleme katsayısının kestirimi
s_1, s_2	: Üstün-dik uzak-zaman-frekans kafes kodlayıcı simgeleri
s_w	: Uzak-zaman kod sözcük simgeleri
SNR	: İşaret-gürültü oranı

t	: Bağıl zaman değişkeni
	: Farksal kodlamada kod sözcük indisi
T_1	: İçsel kodun EXIT karakteristiği
T_{ds}	: Çok-yollu kanalda farklı iletim yolu gecikmelerinin yayılımı
T_s	: OFDM simge süresi
v	: Gezgin uçbirimin hareket hızı
w	: Uzay-zaman kod sözcüğündeki simgenin indisi, $1 \leq w \leq n_S$
W_c	: Uyum bant genişliği ($W_c = 1/T_{ds}$)
y_μ	: μ . verici antenden iletilen simge

OFDM MODÜLASYONU KULLANAN ÇOK-GİRİŞLİ ÇOK-ÇIKIŞLI TELSİZ İLETİŞİM SİSTEMLERİ İÇİN YÜKSEK BAŞARIMLI KODLAMA TEKNİKLERİ

ÖZET

Bu tezde, MIMO-OFDM için dört farklı kodlama tekniği önerilmiştir. İlk olarak, üstün-dik uzay-zaman-frekans kafes kodları (SOSTFTC), ikinci olarak, sıralı kafes kodlar ve bileşen serpiştirmeli dik tasarımlar (TC-CIOD), üçüncü olarak, TC-CIOD'un farksal hale dönüştürülmesiyle elde edilen sıralı kafes kodlar ve bileşen serpiştirmeli farksal dik tasarımlar (farksal TC-CIOD) ve son olarak, yüksek çeşitleme kazancına sahip seri sıralı doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı uzay-zaman blok kodlar (SC-LCP-STBC) önerilmiştir.

İlk olarak, üstün-dik uzay-zaman kafes kodları (SOSTTC) OFDM'e uyarlanmıştır. Literatürde var olan SOSTTC'ler dar bantlı durağan sönümlemeli kanallarda yüksek kodlama kazancı sağlar. Bu kodlar tam kodlama oranlıdır ve tam uzaysal çeşitleme kazancı sağlar. Ancak, SOSTTC kafes yapısında yer alan çok sayıda paralel geçiş nedeniyle geniş bantlı ve çok-yollu kanallardaki başarımları sınırlıdır. Bu çalışmada, tam kodlama oranlı eniyileştirilmiş SOSTTC'lerin OFDM modülasyonlu MIMO sistemlerde tam uzaysal ve çok-yollu çeşitleme kazancı sağlayacak şekilde kod sözcükleri uzay, zaman ve frekansta tanımlanmıştır. Bu kodların tasarım ölçütleri türetilmiş ve bu ölçütler kullanılarak, dördün faz kaydırmalı modülasyonlu (QPSK) işaret kümesini kullanan eniyileştirilmiş 16, 32 ve 64-durumlu SOSTFTC'ler belirlenmiştir. Bilgisayar yardımıyla yapılan benzetimlerde, eş gecikme süresi ve benzer özelliklere sahip literatürde var olan kodlara göre, önerilen SOSTFTC'lerin, sistemin kod sözcük hata olasılığı (CER) başarımlarını iyileştirdiği gözlenmiştir.

OFDM için önerilen ikinci etkili kodlama tekniği, sıralı kafes kodlar ve bileşen serpiştirmeli dik tasarımlardır (TC-CIOD). Sistemde kullanılan bileşen serpiştirici, işaret uzayı çeşitlemesi sağlamakta ve geniş bantlı kanallarda sistemin CER başarımlarını iyileştirmektedir. İki verici antenli durumda, önerilen sistemin kod sözcük çiftleri arasındaki ikili hata olasılığı (PEP) çözümlenmiş ve elde edilen sonuçlardan sistemin tam uzaysal ve yüksek çok-yollu çeşitleme kazancı sağladığı belirlenmiştir. Eş kafes kullanıldığında, TC-CIOD kodlar, Gong-Letaief'in [1] önerdiği çift-simge serpiştirmeli sıralı kafes kod ve uzay-zaman blok kodlara (TC-STBC) göre dört kat fazla çeşitleme kazancına erişebilmektedir. PEP çözümlemesi sonuçları kullanılarak yapılan ve kod sözcük hata olasılığı üst sınırını enküçülten bilgisayar destekli kafes kod aramayla, TC-CIOD için eniyileştirilmiş 4, 8, 16 ve 32-durumlu 2/3 kodlama

oranlı 8-PSK kafes kodlar belirlenmiştir. Bilgisayar destekli benzetim sonuçlarına göre 4, 8, 16 ve 32-durumlu kafes kod kullanıldığında önerilen TC-CIOD sistemi, referans TC-STBC'ye [1] göre 10^{-3} 'lük CER'de, sırasıyla, yaklaşık 10.7 dB, 10.2 dB, 4.8 dB ve 4.2 dB ek işaret-gürültü oranı (SNR) kazancı sağlamaktadır. TC-STBC ile karşılaştırıldığında, önerilen sistemin sağladığı yüksek SNR kazancı, kodlama ve kod çözme işlem karmaşıklığındaki küçük bir artışla mümkün olmaktadır.

OFDM için önerilen üçüncü kodlama tekniği, sıralı kafes kodlar ve bileşen serpiştirmeli farksal dik tasarımlardır (farksal TC-CIOD). Önerilen farksal sistemde kullanılan bileşen serpiştirici işaret uzayı çeşitlemesi sağlar ve geniş bantlı kanallarda sistemin CER başarımını iyileştirir. Bu çalışmada, ilk olarak, sıralı sisteme uygun bileşen serpiştirmeli farksal dik tasarımlar önerilmiştir. Önerilen farksal TC-CIOD için kafes kod tasarım ölçütleri türetilmiş ve sistemin CER başarımı literatürde var olan çift-simge serpiştirmeli sıralı kafes kodlar ve farksal uzay-zaman blok kodlarla (farksal TC-STBC) [2] karşılaştırılmıştır. Referans sisteme kıyasla önerilen sistemin yaklaşık dört kat fazla çeşitleme kazançlarına erişebildiği ve üstün CER başarımına sahip olduğu gözlenmiştir.

Son olarak, çok-yollu sönmülemeli kanallarda yüksek çeşitleme kazancı sağlayan seri sıralı doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı uzay-zaman blok kodlu (SC-LCP-STBC) OFDM sistemi önerilmiştir. Önerilen sistem, içsel birikimli doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı uzay-zaman blok kod (birikimli LCP-STBC) ve dışsal katlamalı koddan (CC) oluşmaktadır. SC-LCP-STBC'nin özyinelemeli kod çözme başarımı, ek bilgi aktarım (EXIT) diyagramları yardımıyla eniyileştirilmiş ve referans sisteme göre [3] beklenen yüksek bit hata olasılığı (BER) başarımı bilgisayar benzetimleriyle doğrulanmıştır.

HIGH PERFORMANCE CODING TECHNIQUES FOR MIMO WIRELESS COMMUNICATION SYSTEMS USING OFDM MODULATION

SUMMARY

This thesis proposes four different coding techniques for multiple-input multiple-output (MIMO) channels using orthogonal frequency division multiplexing (OFDM) modulation. The proposed techniques achieve full spatial and multipath diversities. First one is super-orthogonal space-time-frequency trellis coding (SOSTFTC). Second one is concatenated trellis code and coordinate interleaved orthogonal design (TC-CIOD). The third one is obtained as a result of effort to make a differential version of TC-CIOD that is concatenated trellis code and coordinate interleaved differential orthogonal design (differential TC-CIOD). Last one is serially concatenated linear constellation precoded space-time block coding (SC-LCP-STBC).

The first coding technique aims to apply the super-orthogonal space-time trellis codes to OFDM. The SOSTTCs given in the literature [4] are full rate and provide full spatial diversity with high coding gain in narrowband quasi-static fading channels. The high number of parallel transitions in their trellis structure restricts their performance in wideband channels where the code performance suffers from multipath. Here, we derive the code design criteria from pairwise error probability (PEP) analysis, and propose a computer based search method to design full rate optimized SOSTTCs exploiting full spatial and multipath diversities for MIMO-OFDM systems. The proposed codes have codewords defined in space, time and frequency. We evaluate the codeword error rates (CER) of the new 16, 32, and 64-state SOSTFTC for quadrature phase shift keying (QPSK) by computer simulation and show that they provide significant CER performance improvement compared to their counterparts [4–6] with equivalent delay length.

The second coding technique is an efficient concatenated trellis code and coordinate interleaved orthogonal design for OFDM. The coordinate interleaver provides signal space diversity and improves the system CER performance in wideband channels. The PEP analysis of the new system for two transmit antennas shows that TC-CIOD provides full spatial and multipath diversities, and the achievable diversity increases nearly four times compared to the two-symbol interleaved concatenated trellis code and space-time block code (TC-STBC) proposed by Gong and Letaief [1]. According to computer simulations, the proposed method outperforms the reference system by

10 dB in signal-to-noise ratio at the CER of 10^{-3} when 4-state trellis is employed, with a modest increase in encoding and decoding complexities.

The third coding technique is a concatenated trellis code and coordinate interleaved differential orthogonal design for OFDM. The coordinate interleaver provides signal space diversity and improves the CER performance of the system in wideband channels. The coordinate interleaved differential orthogonal designs are proposed for the concatenated scheme. Then, the trellis code design criteria are derived using PEP analysis and it is seen that the trellis codes optimized for TC-CIOD are also optimum for differential TC-CIOD. The CER performances of the proposed system are compared with existing two-symbol interleaved concatenated trellis code and differential space-time block code (differential TC-STBC) [2]. According to the PEP analysis and simulation results, the proposed scheme has diversity gain nearly four times that of the reference system and has an improved CER performance compared to the existing differential schemes [2].

Finally, a serially concatenated linear constellation precoded space-time block coded OFDM scheme is proposed. It achieves high diversity gain through frequency-selective multipath fading channels. The new scheme combines an inner accumulated linear constellation precoded space-time block code (accumulated LCP-STBC) with an outer convolutional code (CC) that provides additional coding and diversity gains. The iterative decoding performance of the proposed SC-LCP-STBC system is optimized via extrinsic information transfer (EXIT) diagrams. Finally, the high bit error rate performance improvement of the proposed system compared to the reference system [3] is confirmed by computer simulations.

1. GİRİŞ

1.1 LİTERATÜRDE KONUYLA İLGİLİ YAPILMIŞ ÇALIŞMALAR

Yeni nesil telsiz iletişim uygulamalarıyla yüksek güvenilirlik ve veri hızlarına olan ihtiyaç artmıştır. Kullanılabilir radyo bandı sınırlı olduğundan daha yüksek güvenilirlik ve veri hızlarına erişmek için daha etkili işaretleme teknikleri gereklidir.

Bilgi kuramında yapılan araştırmalar telsiz kanallar üzerinden iletişimde birden çok verici ve alıcı anten kullanıldığında sistem sığasında büyük kazançların elde edileceğini göstermiştir [7,8]. Telsiz iletişimde birden fazla verici ve alıcı anten kullanıldığında çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) kanal oluşur. MIMO kanallarla ek çeşitleme kazançları elde edilebilir veya yüksek veri hızlarına ulaşılabilir. Telatar [7], hızlı Rayleigh sönmlemeli MIMO kanalların sığasının en küçük anten sayısı $n_{min} = \min(n_R, n_T)$ ile doğru orantılı olduğunu göstermiştir. Burada, n_T ile verici anten sayısı ve n_R ile alıcı anten sayısı gösterilmiştir. Böylece, MIMO kanallarda Shannon sığasının [9] aşılabileceği anlaşılmıştır. Benzer durum yavaş Rayleigh sönmlemeli MIMO kanalların sığası için de geçerlidir [8]. Yavaş Rayleigh sönmlemeli MIMO kanallarda da sığa en küçük anten sayısı (n_{min}) ile orantılıdır. Son yıllarda, MIMO'nun sağladığı ek sığanın ortaya çıkarılması için kodlama teknikleri araştırılmıştır. Uzay-zaman kafes kodları [10] ve uzay-zaman blok kodları [11] bu konuda yapılan ilk çalışmalardır. Bu kodlar tam kodlama oranlı olmalarına rağmen önemli çeşitleme ve kodlama kazançları sağlar. Tek verici ve tek alıcı antenli sistemlerde, kodlama kazancı sağlamak amacıyla kodlama oranı birden küçük olmalıdır. Diğer taraftan, MIMO ile klasik kanal sığasının getirdiği kısıtlamalar ortadan kalkmış ve tam kodlama oranlarında bile kodlama kazancı olası hale gelmiştir.

Uzay-zaman kodları, MIMO kanalın kuramsal sığasına erişmeyi amaçlar. Uzay-zaman kodlamanın temelleri, uzay-zaman kafes kodları (STTC) ile 1998 yılında Tarokh ve diğ. [10] tarafından ortaya atılmıştır. STTC ile uzay çeşitleme kazancının yanında

yüksek kodlama kazancı da elde edilmiştir. Uzak-zaman kodlama, uzak ve zaman bölgelerinde iletilen işaretlerin ortak ilişkisine dayanır. Kod çözücü, uzak ve zaman bölgelerindeki işaretler arasında var olan ilişkiyi kullanarak sönümleme ve gürültüden dolayı işaretlerde oluşan hataları düzeltir. Uzak-zaman kafes kodların başarımının incelenmesinde, uzun zamandır bilinen kod sözcük çiftleri arasındaki ikili hata olasılığı (PEP) çözümlemesi uygulanmıştır [12]. Bu kodların çözülmesinde, dal metriklerinin hesaplanması farklı olmak üzere, Viterbi algoritması [13,14] kullanılmıştır. Üstün-dik uzak-zaman kafes kodlar duruğumsu sönümlemeli kanallarda bilinen STTC'lerden daha yüksek kodlama kazancı sağlar [4]. STTC'ler için üreteç matris gösterimi önerilmiş ve bu gösterim yardımıyla bilgisayar destekli kodlar tasarlanmıştır [15]. STTC üreteç matris gösteriminden hareketle SOSTTC üreteç matris gösterimi ortaya atılmıştır [16]. Kafes kod kullanmayan ve diklik koşuluna dayalı uzak-zaman blok kodları (STBC) Alamouti [11] tarafından ortaya atılmıştır. STBC'ler basit doğrusal işlemlerle (toplama ve çarpma) çözülebilir. Bu kodlar MIMO kanalda tam uzaysal çeşitleme kazancı sağlar [11,17]. Kestirilen simgeler kaynak simgeleri cinsinden ifade edildiğinde çarpan olarak gelen katsayı MIMO'da antenler arasındaki iletim sönümlemelerinin modül kare toplamı olduğundan STBC tam uzaysal çeşitleme kazancı sağlar. STBC, basit doğrusal kodlama ve kod çözme denklemleriyle uzaysal çeşitleme kazancı sağlayıp sistemin hata başarımını kaydadeğer derecede iyileştirir. Tarokh ve diğ. [17] tarafından, uzak-zaman blok kodlarının ikiden fazla verici anten için genelleştirilmesi, tam kodlama oranlı, tam çeşitlemeli karmaşık işaret kümeli STBC'lerin sadece $n_T = 2$ için ve gerçel değerli STBC'lerin sadece $n_T = 2, 4$ ve 8 için var olduklarını göstermiştir. İşaret kümesi eleman sayısı üzerindeki kısıtlama kaldırıldığında karmaşık STBC'lerin $n_T > 2$ için tam kodlama oranlı olamaması [17] durumu ortadan kalkar. Doğrusal küme kodları kullanan, tam kodlama oranlı, tam çeşitlemeli ve $n_T > 2$ olan STBC'ler önerilmiştir [18]. Ancak bu kodlar işlem karmaşıklığı yüksek küresel kod çözme (sphere decoder) algoritmasıyla en büyük olabilirlikli (ML) olarak çözülebilmektedir. Uzak-zaman blok kodları için yapılan ayrıntılı çözümlemelere benzer çözümleme STTC için de yapılmıştır [19]. Uzak-zaman kafes kod tasarım ölçütleri küçük ve büyük uzak çeşitlemesi, yavaş ve

hızlı sönümlemeli kanallar için elde edilmiştir [19].

Sönümlemeli kanallarda bileşen serpiştirmeye çeşitleme kazancı elde edilebildiği uzun zamandır bilinmektedir [20,21]. Tek antenli sistemler için bileşen serpiştirilmiş kafes kodlar Jelacic, Roy ve Slimane [22–25] tarafından önerilmiştir. Bileşen serpiştirmenin uzay-zaman blok kodlarına uygulanmasıyla tek simge çözülebilir bileşen serpiştirmeli dik tasarımlar ortaya çıkmıştır [26,27]. Bu kodların MIMO-OFDM sistemlere uygulanması Rao ve diğ. [28] tarafından yapılmıştır. Bileşen serpiştirme, uzay-zaman eşvrelili-dördün (I-Q) modülasyonundan [29–32] farklı olarak tek simge çözülebilir olduğundan basit kod çözmeye olanak sağlar.

Kodlamalı OFDM ile yüksek başarımlar elde edilebildiği bilinmektedir [33]. Uzay-zaman-frekans kodlamalı sistemlerle çok-yollu çeşitleme kazancı sağlanabilir [6,34]. Frekans-seçici MIMO kanallarda, OFDM modülasyonu ve uzay-zaman-frekans kodlama ile, kanaldaki telsiz iletim yolu sayısı L olmak üzere, $n_T n_R L$ 'lik çeşitleme kazancı sağlanabilir [35,36]. Uzay-zaman-frekans kodu elde etmek için izlenebilecek en basit yaklaşım uzay-zaman blok matrislerinin frekans bölgesini kapsayacak şekilde üç boyutlu hale getirilmesidir [34]. Diğer bir yaklaşım da STBC'den önce simgelerin işaret kümesinin doğrusal ön kodlanmasıdır böylece oluşan kod sözcüğü uzay, zaman ve frekans bölgelerini birlikte kapsamış olur [6]. Uzay-frekans kafes kodu kullanarak frekansta kodlama Agrawal ve diğ. [5] tarafından önerilerek uzay-zaman kodları OFDM'e uygulanmıştır. Uzay-zaman blok kodları da OFDM'e uygulanmıştır [37] ancak dik matrisler frekans bölgesini kapsamadığından çok-yollu çeşitleme kazancı elde edilemez. Uzay-zaman blok kodlamadan önce, kafes kod kullanarak, frekans bölgesinde kodlama ile çok-yollu çeşitleme kazancı sağlanabilir [1,38]. Ancak, bu sistemler kodlama oranını düşüren, tam kodlama oranlı olmayan, sistemlerdir.

Fincke-Phost [39] tarafından önerilen küresel kod çözme algoritması, N -boyutlu bir noktaya, N -boyutlu bir noktalar kümesi içinden en yakın noktanın bulunmasını sağlar. Bu algoritma, kanal kodlarına Viterbo-Boutros [40] tarafından ve uzay-zaman kodlara Damen ve diğ. [41] tarafından uygulanmıştır. Küresel kod çözme en genel

MIMO kanallara ve karmaşık simgelere de uygulanmış ve kanal matrisinin kare olmaması durumu da ele alınmıştır [42]. Böylece doğrusal küme kodların ML çözülmesindeki işlem karmaşıklığı, olası tüm işaret simgeleri için tek-tek uzaklık hesaplayarak en yakın simgeyi bulmaktan çok daha azdır. Doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı uzay-zaman blok kodları (LCP-STBC) Liu ve diğ. [6] tarafından önerilmiştir. LCP-STBC'den daha yüksek çeşitleme kazançlarına ulaşmak için sıralı katlamalı kod ve LCP-STBC önerilmiştir [3].

Turbo kodların öncüsü olan çalışmalar; Forney tarafından önerilen sıralı katlamalı kodlar [43] ve Hagenauer tarafından sıralı katlamalı kodların çözülmesinde iki yumuşak-çıkışlı Viterbi kod çözücünün (SOVA) ardışıl olarak kullanılmasıdır [44]. Hagenauer'in çalışmasında [44] ek bilginin geri beslemeli (turbo) olarak çözülmesi fikri olmadığından sağlanan kod çözme başarımı sınırlıdır. Kuramsal sınıra ulaşmak için kod sözcük uzunluğu veya kodlayıcı belleğinin artırılması gerektiği, böylece iletilen bilginin daha iyi korunabileceği uzun yıllardır bilinmektedir. 1993 yılında, Berrou ve diğ. [45] tarafından önerilen turbo kodlarla Shannon'un kuramsal sınırına [9] çok yakın (0.7 dB'den daha yakın) başarımlara ulaşılmıştır. Daha sonraları, paralel ve seri sıralı turbo kodların başarımları kod sözcük ağırlık dağılımına dayalı çözümlemeyle incelenmiş ve elde edilen sonuçlardan yüksek başarıma sahip paralel ve seri sıralı kodların tasarımında paralel, içsel ve dışsal bileşen kodların sağlaması gereken özellikler belirlenmiştir [46,47]. Sıralı kodlarda kullanılan bileşen katlamalı kodları çözmek için, turbo kod çözme özyinelemeli olarak yapılır ve bu amaçla yumuşak-girişli yumuşak-çıkışlı (SISO) bileşen kod çözücüler kullanılır. ML kod çözme varsayımı altında, Benedetto ve diğ. [46,47] tarafından yapılan başarımların, bilgisayar destekli turbo kod çözme benzetim sonuçlarıyla örtüşmediği görülmüştür. Bu farklılık, turbo kod çözücünün ML olmamasından kaynaklanır. Turbo kod çözme, ten Brink [48] tarafından görselleştirildikten sonra paralel ve seri sıralı kodların turbo kod çözmeye uygun tasarımında ek bilgi aktarım (EXIT) diyagramları kullanılmaya başlanmıştır [49,50]. Turbo kodlar, MIMO kanal sığasına yakın başarımlara ulaşmada da kullanılmıştır [51–53]. Uzay-zaman kodlarının turbo kodlarla birleştirilmesiyle yüksek başarımlar elde edilmiştir [52]. Turbo benzeri

kodlar, örneğin sıralı katlamalı kod ve doğrusal işaret kümesi ön kodlama MIMO sistemlere uygulanmış [42,54] ve özyinelemeli kod çözmeyle yüksek başarımlı elde edilmiştir.

Yukarıda anlatılan sistemler, alıcıda kanal durum bilgisinin (CSI) tam olarak bilindiğini varsayar. CSI'nin alıcı tarafından kestirilebilmesi için OFDM sistemlerde bazı alt taşıyıcılar pilot simgeler için ayrılmalıdır. Gönderilen pilot simgelere karşılık alınan işaretlerden kanal kestirimi yapılır. CSI kestirimi gerektirmeyen diğer bir yaklaşım da farksal sezmedir. Farksal sezme durumunda, alıcıda CSI bilgisine gerek duyulmaz ve kod çözme, CSI yerine bir önceki zaman aralığında alınan simgeler kullanılarak yapılır. Farksal sezme yapabilmek için iletilecek bilgilerin vericide farksal olarak kodlanması gerekir. Farksal kodlama çok eskiden beri bilinen bir yöntemdir [55] ve bu yöntemin uzay-zaman blok kodlarına uygulanması Tarokh, Jafarkhani, Tao, Hwang ve diğ. [56–59] tarafından yapılmıştır. Grup kodlarını kullanan farksal uzay-zaman modülasyonu Hughes [60] ve birimcil uzay-zaman blok kodlama Hochwald ve Marzetta [61] tarafından önerilmiştir.

1.2 TEZİN LİTERATÜRE KATKILARI

Bu tezde, daha yüksek veri hızları ve güvenilirliğe erişmek için çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) geniş bantlı sönmülemeli kanallarda dik frekans bölmeli çoğullama (OFDM) modülasyonu kullanan birbirinden farklı ve etkili dört yeni kanal kodlamalı modülasyon yöntemi önerilmiştir; üstün-dik uzay-zaman-frekans kafes kodlamalı (SOSTFTC) OFDM, sıralı kafes kod ve bileşen serpiştirmeli dik tasarımı (TC-CIOD) OFDM, sıralı kafes kod ve bileşen serpiştirmeli farksal dik tasarımı (farksal TC-CIOD) OFDM ve seri sıralı doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı uzay-zaman blok kodlu (SC-LCP-STBC) OFDM. Önerilen bu yöntemler, tam uzaysal çeşitleme ve yüksek kodlama kazançları sağlamaktadır. Tam uzaysal çeşitleme kazancına ek olarak, önerilen kodlamalı modülasyon yöntemleriyle frekans-seçici kanallarda çok-yollu çeşitleme kazancı sağlanmıştır. Frekans-seçici MIMO kanallarda çeşitleme ve kodlama kazançlarını eniyileştirmeyi amaçlayan bu sistemler analitik olarak

incelenmiş, çeşitleme ve kodlama kazançlarını eniyileştiren tasarım yöntemleri önerilmiştir. Bilgisayar benzetimiyle elde edilen hata başarımları, tasarlanan kodların literatürde var olan kodlardan üstün olduğunu göstermiştir.

İlk yöntem, üstün-dik uzay-zaman kafes kodlarının (SOSTTC) [4] OFDM'de çok-yollu çeşitleme kazancı sağlayacak şekilde tasarımını kapsar. Önerilen tam kodlama oranlı üstün-dik uzay-zaman-frekans kafes kodlamalı (SOSTFTC) OFDM ile, tepe-ortalama güç oranını (PAPR) artırmadan, tam uzaysal ve çok-yollu çeşitleme ve yüksek kodlama kazançlarına ulaşılmıştır. SOSTFTC OFDM sisteminin PEP çözümlemesi yapılmış ve elde edilen ölçütler kullanılarak SOSTFTC üreteç matrisleri üzerinden bilgisayar yardımıyla farklı durum sayıları için kapsamlı kafes kod eniyileştirme yapılmıştır. Son olarak, kod çözme karmaşıklıkları belirlenmiş, elde edilen sonuçlar referans sistemlerle karşılaştırılmıştır. Bu çalışmayla ilgili olarak yayınlanan makale ve konferans bildirileri:

- Aksoy, K. ve Aygözü, Ü., Haziran 2007, "Super-orthogonal space-time-frequency trellis coded OFDM," IET Proceedings on Communications, cilt. 1, sayı 3, sf. 317-324.
- Aksoy, K. ve Aygözü, Ü., Ağustos 2006, "Super-orthogonal space-time-frequency trellis coded OFDM," 11-th International OFDM-Workshop, Hamburg / Almanya, sf. 298-302.
- Aksoy, K. ve Aygözü, Ü., Nisan 2006, "Serial concatenated super-orthogonal space-time-frequency trellis coded OFDM," 4-th International Symposium on Turbo Codes and Related Topics, Münih / Almanya.
- Aksoy, K. ve Aygözü, Ü., Eylül 2005, "Üstün-dik uzay-zaman-frekans kafes kodlamalı OFDM," 11. Ulusal EMO Konferansı, İstanbul / Türkiye, sf. 82-85.

İkinci olarak, sıralı kafes kodlu ve bileşen serpiştirmeli dik tasarımlı (TC-CIOD) OFDM sistemi önerilmiştir. Yapılan PEP başarımları çözümlemesine göre, TC-CIOD sisteminin sağladığı çeşitleme kazancı, çift-simge serpiştirmeli sıralı kafes kodlu

ve uzay-zaman blok kodlu (TC-STBC) [1] sistemin yaklaşık dört katıdır. PEP çözümlemesi sonucunda elde edilen tasarım ölçütlerine dayanarak TC-CIOD için eniyileştirilmiş kafes kodlar bilgisayar desteğiyle tasarlanmıştır. Bilgisayar benzetimleri, TC-CIOD OFDM sisteminin hata başarımının literatürde var olan çift-simge serpiştirmeli TC-STBC OFDM [1] sisteminkinden kaydadeğer derecede üstün olduğunu göstermiştir. Bu çalışmayla ilgili olarak yayınlanan konferans bildirileri:

- Aksoy, K. ve Aygözü, Ü., Eylül 2007, “An efficient concatenated TCM and coordinate interleaved STBC for wideband channels,” 18-th IEEE Int. Sym. Personal, Indoor and Mobile Radio Communications, Atina / Yunanistan.
- Aksoy, K. ve Aygözü, Ü., Ağustos 2007, “Increasing MIMO OFDM performance with coordinate interleaving,” 12-th International OFDM-Workshop, Hamburg / Almanya.
- Aksoy, K. ve Aygözü, Ü., Eylül 2006, “Uzay-zaman-frekans blok kodlamalı OFDM,” 3. URSI Bilimsel Kongresi Ulusal Genel Kurul Toplantısı, Ankara / Türkiye, sf. 529-531.

Üçüncü olarak, çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) kanallarda OFDM modülasyonunu kullanan yüksek çeşitleme ve kodlama kazançları sağlayan bir farksal kodlama yöntemi önerilmiştir. Bu çalışmayla TC-CIOD OFDM kodlar farksal hale getirilmiş, PEP çözümlemesi sonuçları elde edilmiş ve TC-CIOD için iyi olan kafes kodların farksal TC-CIOD için de iyi olduğu anlaşılmıştır. PEP çözümlemesi sonuçlarından önerilen farksal TC-CIOD’un erişebildiği çeşitleme kazancının çift-simge serpiştirmeli farksal TC-STBC’ninkinin [2] yaklaşık dört katı olduğu belirlenmiştir. Yapılan bilgisayar benzetimleri, farksal TC-CIOD OFDM sisteminin referans farksal sistemden üstün CER başarımına sahip olduğunu göstermiştir. Bu çalışmayla ilgili olarak yayınlanan makale ve konferans bildirisi:

- Aksoy, K. ve Aygözü, Ü., Kasım 2007’de yayınlanmak üzere kabul edildi, “An efficient differential MIMO-OFDM scheme with coordinate interleaving,”

EURASIP Jr. on Wireless Communications and Networking, “Multicarrier Communication” özel sayısı.

- Aksoy, K. ve Aygözü, Ü., Ekim 2007, “Concatenated trellis and coordinate interleaved differential space-time block codes for OFDM,” 4-th IEEE Int. Sym. Wireless Communication Systems, Trondheim / Norveç.

Son olarak, birikimli seri sıralı doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı uzay-zaman blok kodlu (SC-LCP-STBC) OFDM [3] sistemi önerilmiştir. SC-LCP-STBC sisteminin kod çözme başarımı EXIT diyagramlarıyla incelendiğinde, birikimli içsel kod kullanıldığında özyinelemeli SC-LCP-STBC’nin kod çözme başarımının iyileştiği ve sağlanan çeşitleme kazancının arttığı belirlenmiştir. Birikimli SC-LCP-STBC için özyinelemeli kod çözme yöntemi önerilmiş ve bilgisayar destekli eniyileştirmeye yakınsaklık eşiğini (convergence threshold) enküçülten içsel ve dışsal bileşen kodlar belirlenmiştir. Tasarlanan örnek kod için yapılan bilgisayar benzetimleri, yöntemin yüksek çeşitleme kazancı sağladığını doğrulamıştır. Elde edilen eniyileştirilmiş birikimli SC-LCP-STBC’nin başarımı literatürdeki birikimli olmayan SC-LCP-STBC [3] ile karşılaştırıldığında birikimli kodun büyük kazanç sağladığı gözlenmiştir. Bu çalışmayla ilgili olarak yayınlanan konferans bildirileri:

- Aksoy, K. ve Aygözü, Ü., Haziran 2007, “Geniş işaret kümeli STBC kullanan seri sıralı OFDM sistem eniyileştirme,” 15. IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı, Eskişehir / Türkiye.
- Aksoy, K. ve Aygözü, Ü., Eylül 2005, “A space-time-frequency coded OFDM scheme with high spatial and multipath diversity,” 10-th International OFDM-Workshop, Hamburg / Almanya, sf. 308-312.

2. MIMO KANALLAR VE OFDM MODÜLASYONU

2.1 ÇOK-GİRİŞLİ ÇOK-ÇIKIŞLI KANALLAR

Çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) telsiz iletişim sistemleri, verici ve alıcıda birden fazla anten kullanır. MIMO sistemler ek çoğullama veya uzaysal çeşitleme kazancı sağlar. MIMO sistemlerle iletim hızı (bant verimliliği, bandwidth efficiency) veya iletişim kalitesi (güvenilirliği) önemli ölçüde artırılabilir. İletişim hızını ve güvenilirliğini artırmak amacıyla, üçüncü kuşak (3G) iletişim sistemlerinde, MIMO kanal kullanımı yaygınlaşmaktadır. MIMO kanal içeren, IEEE 802.16e WiMAX (sabit ve gezgin geniş bantlı telsiz iletişim sistemleri) standardı [62] geliştirilmiş ve IEEE 802.11n Wi-Fi (yüksek hızlı telsiz yerel alan iletişim ağı) standart geliştirme çalışmaları devam etmektedir. Gelecek dördüncü kuşak (4G) iletişim sistemlerinde ise MIMO kanallarının kullanımı yaygınlaşacaktır.

Genel olarak MIMO kullanım yöntemleri üçe ayrılabilir. İlk yöntem, uzay çeşitlemesi sağlayarak sistemin güç verimini iyileştirmeyi amaçlar. Bu kullanıma örnek olarak; gecikme çeşitlemesi [63], uzay-zaman blok kodları [11,17], uzay-zaman kafes kodları [10] ve üstün-dik uzay-zaman kafes kodları [4] verilebilir. İkinci yöntem, katmanlı yaklaşımla, MIMO sistemin iletişim hızını iyileştirmeyi amaçlar. Bu kullanıma örnek olarak; Foschini ve diğ. [64] tarafından Bell Laboratuvarları'nda önerilen dikey katmalı uzay-zaman (V-BLAST) kodlama yöntemi gösterilebilir. Bu yaklaşımla genellikle tam uzaysal çeşitleme elde edilemez. Son olarak üçüncü yöntem, vericide kanal bilgisini kullanır. Kanal katsayı matrisi, tekil değer ayrıştırma (SVD) yoluyla ayrıştırılır ve ayrıştırılan birimcil (unitary) matrisler önsel ve sonsal süzgeç olarak verici ve alıcıda kullanılarak kanal sığasına yakın başarımlar hedeflenir [65]. Kanal sığası, hata olasılığı keyfi küçük olabilecek şekilde kanalın elverdiği en yüksek bilgi iletim hızıdır.

Çeşitleme kazancı, logaritmik eksen kullanılarak çizilmiş hata olasılığı eğrisinin

$\text{SNR} \rightarrow \infty$ için eğimidir ve

$$G_d = \lim_{\text{SNR} \rightarrow \infty} \frac{-\log [P_e (\text{SNR})]}{\log (\text{SNR})} \quad (2.1)$$

ifadesiyle tanımlanır. (2.1)'de hata olasılığı P_e ve işaret-gürültü oranının dB olmayan şekli de SNR ile gösterilmiştir. Çeşitleme kazancı artırıldığında, hata olasılığı eğrisinin eğimi artar ve sistemin SNR başarımı önemli ölçüde iyileşir. Telsiz iletişim sistemlerinin başarımını, çeşitlemeyle iyileştirmek uzun zamandır bilinen ve kullanılan bir yöntemdir. Bilinen çeşitleme yöntemlerine örnek olarak; zaman çeşitlemesi, frekans çeşitlemesi ve çok kullanıcılı çeşitleme gösterilebilir. Tüm bu yöntemler, iletişimi daha güvenilir yapar, ancak hiç biri doğrudan kanal sığasını artırmaz. Geleneksel olarak, kanal sığasını artırmak için iki yöntem vardır; vericinin çıkış gücünü artırmak ya da kanalın kullanılan bant genişliğini artırmaktır. Bu yöntemler, toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanal sığa ifadesinden de kolayca görülür:

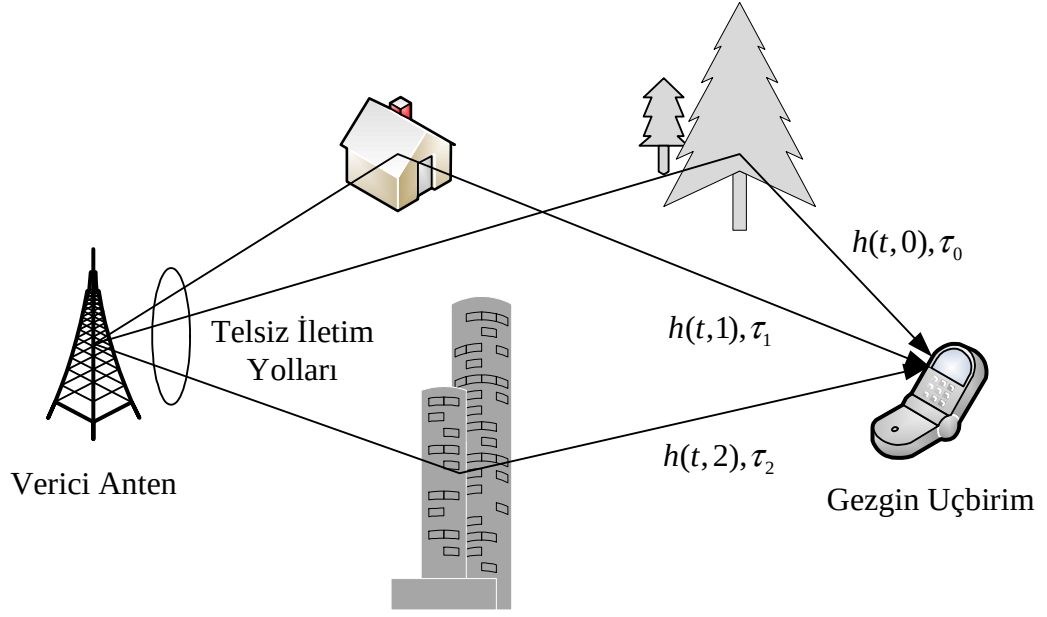
$$C = B \log_2 (1 + \text{SNR}) . \quad (2.2)$$

(2.2)'de, kanalın bant genişliği B (Hz) ve işaret-gürültü oranı da SNR (dB olmayan şekli) ile gösterilmiştir. Ancak, MIMO kanalların kullanılmasıyla bu durum değişmiştir. Kanal sığasını artırmanın üçüncü bir yolunun da verici ve alıcıda birden fazla anten kullanmak olduğu, 1995 yılında Foschini-Gans [8] ve Telatar'ın [7] çalışmalarıyla ortaya çıkmıştır. Bu çalışmalara göre, MIMO kanal sığası, alıcı (n_R) ve vericideki (n_T) anten sayılarının en küçük değeriyle ($n = \min(n_R, n_T)$) doğrusal olarak artmaktadır. Böylece geleneksel kanal sığası artırma yöntemlerine, alıcıda ve vericide birden fazla anten kullanma yöntemi de eklenmiştir.

2.1.1 Sönümlemeli Kanal Sınıfları

Gezgin iletişim sistemlerinde, çok-yollu iletimden dolayı (Şekil 2.1) ortaya çıkan iki temel sorun; frekansta ve zamanda seçiciliktir [66].

Çok-yollu kanal, bant genişliği ve iletim gecikmelerinin zamanda yayılımına göre frekans-seçici olan ve olmayan olarak ikiye ayrılır. Şekil 2.1'de görüldüğü gibi, telsiz iletişim kanallarında, farklı yollardan, doğrudan veya yansıyıp gelen işaret bileşenleri



Şekil 2.1: Çok-yollu telsiz iletişim kanalı.

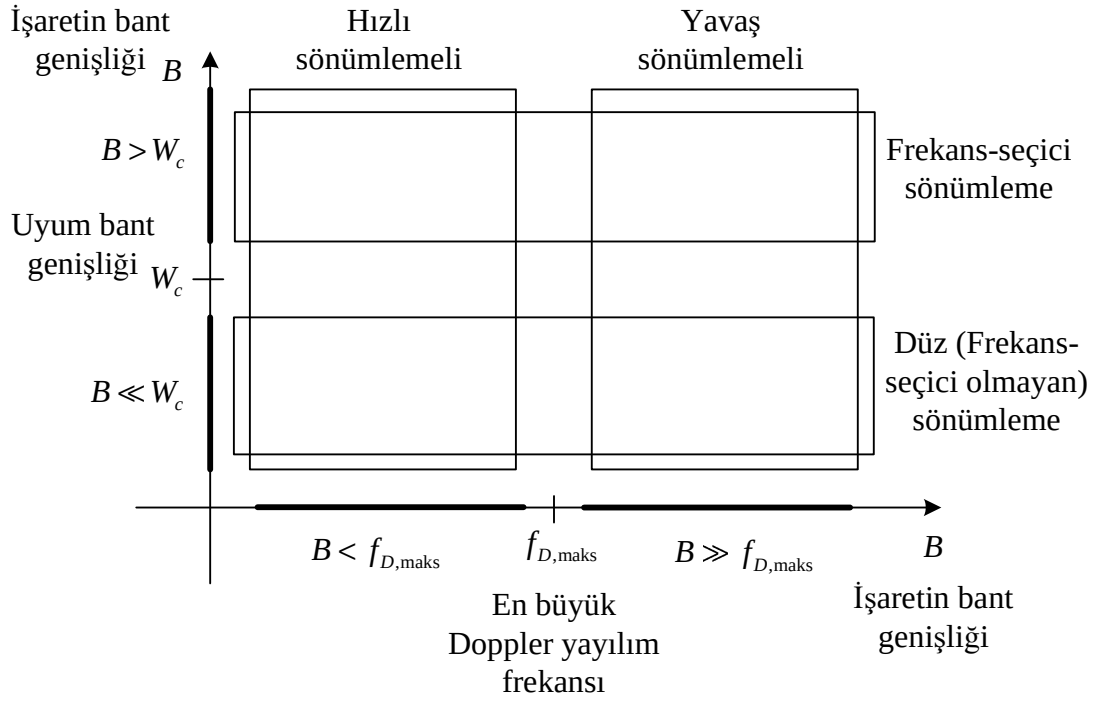
alıcı antende birleşir. Farklı genlik ($h(t, l)$) ve gecikmelere (τ_l) sahip bu işaretler ($l = 0, \dots, L - 1$) alıcı antende birleşerek, gönderilen işaretin bozulmuş biçimini oluşturur. L -yollu kanalın dürtü yanıtı (impulse response)

$$h(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h(t, l) \delta(\tau - \tau_l(t)) \quad (2.3)$$

olarak yazılabilir. (2.3)'teki t değişkeni çok-yollu kanalın zamanla değişimini simgeler. Bu durum, gezgin uçbirim ya da çevredeki yansıtıcıların hareketiyle oluşur. Farklı $\tau_0(t), \tau_1(t), \dots, \tau_{L-1}(t)$ iletim gecikmelerinin yayılımını simgeleyen T_{ds} , en büyük ve en küçük iletim yolu gecikmeleri arasındaki fark olarak tanımlıdır. Geniş bantlı sönmülemeli telsiz iletişim kanallarında oluşan bu gecikme yayılımının (delay spread) alıcıda alınan işaret üzerinde iki olumsuz etkisi vardır. İlki, $B > W_c$ olduğunda görülen frekans-seçici sönmülemedir (frequency-selective fading). $B > W_c$ koşulunda, işaretin bant genişliği B ve uyum bant genişliği de

$$W_c = \frac{1}{T_{ds}} \quad (2.4)$$

ile gösterilmiştir. Frekans-seçici kanalın bu olumsuz etkisi, OFDM modülasyonu ve uygun kanal kodlamayla, çok-yollu çeşitleme kazancına dönüştürülebilir [5]. Dar

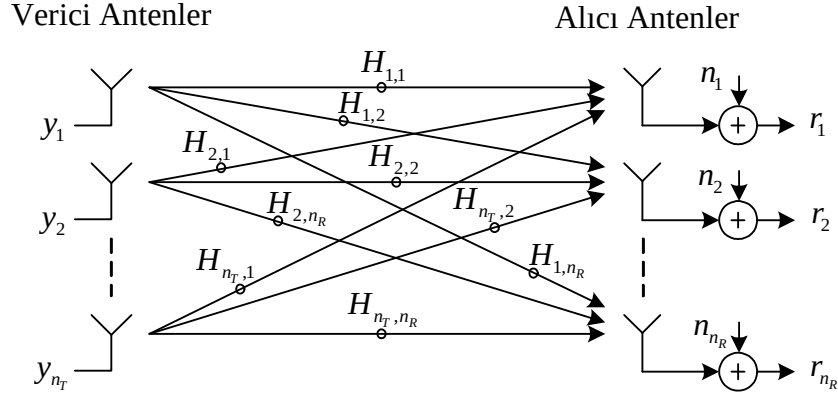


Şekil 2.2: Gezgin iletişimde kanal sınıfları.

bantlı kanallarda ise, $B \ll W_c$ sağlandığından, frekansta seçicilik oluşmaz ve frekansta düz (frequency flat) sönümlenme olarak adlandırılır. Geniş bantlı sönümlenmeli telsiz iletişim kanallarında oluşan, ikinci olumsuz etki de, Doppler yayılımıdır (Doppler spread). Geniş bantlı gezgin iletişimde ortaya çıkan Doppler yayılımına göre kanallar; hızlı sönümlenmeli ve yavaş sönümlenmeli olarak ikiye ayrılır. En büyük Doppler yayılım frekansı

$$f_{D,maks} = \frac{vf_c}{c} \quad (2.5)$$

ile tanımlıdır. (2.5)'te gezgin uçbirimin hareket hızı v , iletişimde kullanılan taşıyıcı frekansı f_c ve ışık hızı da c ile gösterilmiştir. Eğer $B < f_{D,maks}$ ise, kanal hızlı sönümlenmelidir ve kanalın sönümlenme katsayıları zamanda hızlı değişim gösterir. Eğer $B \gg f_{D,maks}$ ise, kanal yavaş sönümlenmelidir ve kanalın sönümlenme katsayıları zamanda yavaş değişim gösterir. Gezgin iletişimdeki kanal sınıfları Şekil 2.2'de özetlenmiştir. Şekil 2.2'den görüldüğü gibi, $B \gg f_{D,maks}$ ve $B > W_c$ olduğunda kanal frekans-seçici ve yavaş sönümlenmelidir.



Şekil 2.3: MIMO iletişim kanalının blok diyagramı.

2.1.2 Kanal Modeli

Şekil 2.3'te, iki nokta arasındaki iletişimi sağlayan n_T verici ve n_R alıcı antenden oluşmuş bir MIMO kanal verilmiştir. Burada, μ . verici antenden iletilen simgeler y_μ ($\mu = 1, 2, \dots, n_T$), ν . alıcı antenden alınan işaretler r_ν ($\nu = 1, 2, \dots, n_R$), μ . verici ile ν . alıcı anten arasındaki sönmüleme katsayıları $H_{\mu\nu}$ ve iletişimde etkili olan gürültü değişkenleri de n_ν ile gösterilmiştir. Kanal durum bilgisi, elemanları $H_{\mu\nu}$ olan, $n_T \times n_R$ 'lık $\mathbf{H}$ matrisiyle simgelenebilir. Alıcı antenden alınan işaretlerin satır vektörü $\mathbf{r} = (r_1, r_2, \dots, r_{n_R})$, verici antenden iletilen simgelerin satır vektörü $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_{n_T})$ ve iletişimde etkili olan gürültü değişkenleri vektörü de $\mathbf{n} = (n_1, n_2, \dots, n_{n_R})$ olmak üzere, alınan işaretler vektörü, doğrusal model kullanılarak,

$$\mathbf{r} = \mathbf{y}\mathbf{H} + \mathbf{n} \quad (2.6)$$

olarak ifade edilebilir.

2.2 OFDM MODÜLASYONU

Dik frekans bölmeli çoğullama (OFDM), yüksek hızlı telsiz iletişimde yaygın kullanılan bir modülasyondur. OFDM pek çok telsiz iletişim standardında yer almaktadır; sayısal ses yayını (DAB) [67], sayısal video yayını (DVB-T), IEEE 802.11a yerel alan ağ (LAN) [68] ve IEEE 802.16a büyükşehir alan ağ (MAN) [69] standartları. IEEE 802.11a LAN standardı, 54 Mb/s işlenmemiş veri

hızlarına kadar çalışmaktadır ve kanal aralıkları 20 MHz'tir. Bu nedenle, bant verimliliği 2.7 b/s/Hz'tir. Benzer şekilde, IEEE 802.16a kanal durumuna bağlı olarak 4.20 ile 22.91 Mb/s arasındaki hızlarda tipik 6 MHz bant genişliğinde çalışmaktadır ve bu nedenle bant verimliliği 0.7 ile 3.82 b/s/Hz arasındadır.

OFDM kullanıldığında, frekans-seçici kanal, düz (frekans-seçici olmayan) sönmülemeli paralel alt kanallara dönüşür. OFDM ile K bilgi simgesi paralel olarak K alt taşıyıcı üzerinden iletilir. OFDM'de alt taşıyıcılar örtüştüğünden geleneksel paralel bant veri iletimine göre bant tasarrufu sağlanır. Girişim oluşturmada örtüşebilmek için, alt taşıyıcılar, birbirlerine dik olmalıdır. OFDM modülasyonlu sistemin simge süresi, tek taşıyıcılı sistemin simge süresinin K katıdır. OFDM modülasyonu, K bilgi simgesinin ters ayırık Fourier dönüşümünü (IDFT) alma ve sayısal analog işarete dönüştürücü (DAC) ile gerçekleştirilebilir [70]. Çok-yollu kanalda, farklı yollardan gelen işaretlerin gecikme yayılımından kaynaklanan, simgelerarası girişim (ISI) oluşur. ISI'nin etkisini azaltmak için, her bir K IDFT katsayı vektörünün başına n_G simgeden oluşan, çevrimsel ön takı (CP) ya da koruma aralığı (GI) eklenmektedir. CP ya da GI'nin uzunluğu en azından kanalın uzunluğu (L) kadar olmalıdır. Bu durumda, iletilen dizi ile kanalın dürtü yanıtı arasındaki doğrusal evrişim (convolution) dairesel evrişime dönüşür ve ISI'nin etkileri kolayca ve tamamen ortadan kaldırılmış olur. Ayrıca bu yaklaşımla, alıcıda OFDM'in gerçekleşmesinde, hızlı Fourier dönüşümü (FFT) gibi, hızlı işaret işleme algoritmaları kullanılabilir [71].

2.3 MIMO-OFDM

Verici ve alıcıdaki OFDM modülasyonu anten dizileriyle birlikte kullanılarak, kanal sığasını artıran MIMO-OFDM sistemleri oluşturulabilir. Son zamanlarda yapılan çalışmalar, MIMO ile OFDM'in birlikte kullanılmasıyla sistem başarımında kayda değer artışların sağlandığını göstermiştir. Bant verimlilikleri 10 b/s/Hz mertebesinde olan LAN/MAN ortamlarına uygun geniş bantlı MIMO-OFDM sistemler gerçekleştirilebilmiştir [72].

2.3.1 Çok-yollu Kanal Modeli

Çok-antenli kanal durumunda, (2.3)'teki tanım, herhangi bir verici ve alıcı anten arasındaki temelbant dürtü yanıtını simgeler. n_T verici ve n_R alıcı antenli MIMO telsiz iletişim kanalında, her μ . verici ($\mu = 1, \dots, n_T$) ve ν . alıcı ($\nu = 1, \dots, n_R$) anten çifti arasında L tane telsiz iletişim yolunun bulunması durumunda, doğrudan veya yansıyor gelen işaret bileşenleri alıcı antende birleşir ve ISI'ye neden olur. n_T verici ve n_R alıcı antenli MIMO kanal, $1 \leq \mu \leq n_T$ ve $1 \leq \nu \leq n_R$ için

$$h_{\mu\nu}(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{\mu\nu}(t, l) \delta(\tau - \tau_{\mu\nu l}(t)) \quad (2.7)$$

dürtü yanıtlarıyla tanımlanabilir. (2.7)'nin Fourier dönüşümü alınır, zamanla değişen kanalın aktarım işlevi (transfer function)

$$H_{\mu\nu}(t, f) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{\mu\nu}(t, l) e^{-j2\pi f \tau_{\mu\nu l}(t)} \quad (2.8)$$

olarak yazılabilir.

OFDM için basitleştirilmiş çok-yollu kanal modeli, Hoshyar ve diğ. [73] tarafından ortaya atılmıştır. Bu model, kod tasarımında ve başarımlı incelemesinde kolaylık sağlar. Basitleştirilmiş modele göre, (2.8)'den, alt taşıyıcılar üzerinde etkili olan zamanla değişen alt taşıyıcı iletim kazançları (sönümlenme katsayıları) için

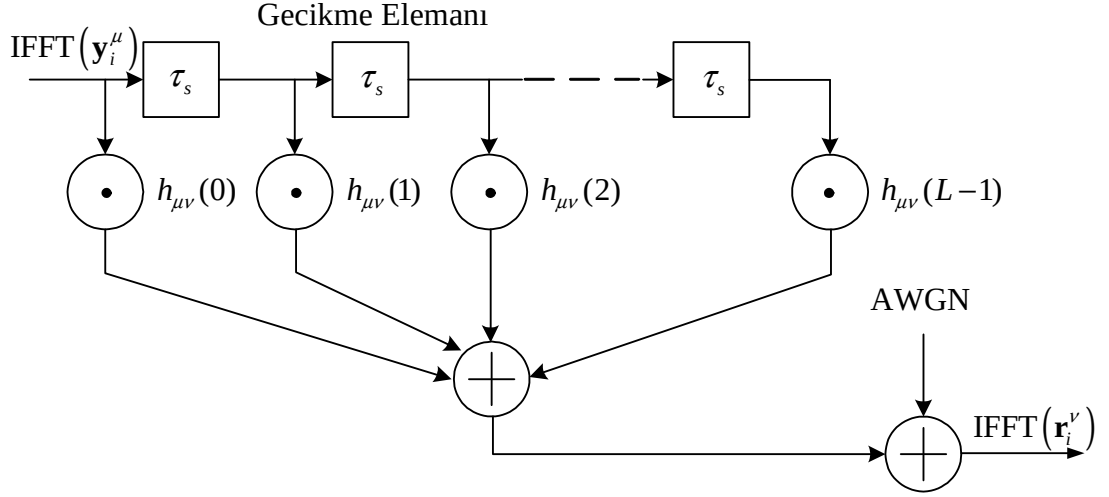
$$H_{\mu\nu}(t, k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{\mu\nu}(t, l) e^{-j2\pi k \Delta f \tau_{\mu\nu l}(t)} \quad (2.9)$$

elde edilir. (2.9)'da, OFDM alt taşıyıcı aralıkları Δf ve alt taşıyıcı indisi de k ile gösterilmiştir. Kanal yol gecikmeleri eşit ve τ_s aralıklı ise kanalın temelbant dürtü yanıtı, (2.7)'ye benzer şekilde

$$h_{\mu\nu}(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{\mu\nu}(t, l) \delta(\tau - l\tau_s) \quad (2.10)$$

olarak yazılabilir. (2.10)'da zamanla değişen kanalın ağırlık katsayıları $h_{\mu\nu}(t, l)$ ve OFDM sistemindeki yol gecikme aralıkları da

$$\tau_s = \frac{1}{K\Delta f} \quad (2.11)$$



Şekil 2.4: Çok-yollu sönümlmeli MIMO-OFDM kanalda, μ . vericiyle ν . alıcı anten arasındaki L telsiz iletişim yoluna eşdeğer kanal modeli.

ile tanımlanabilir. (2.11)'de, alt taşıyıcı sayısı K ve alt taşıyıcıların bant genişliği Δf 'tir.

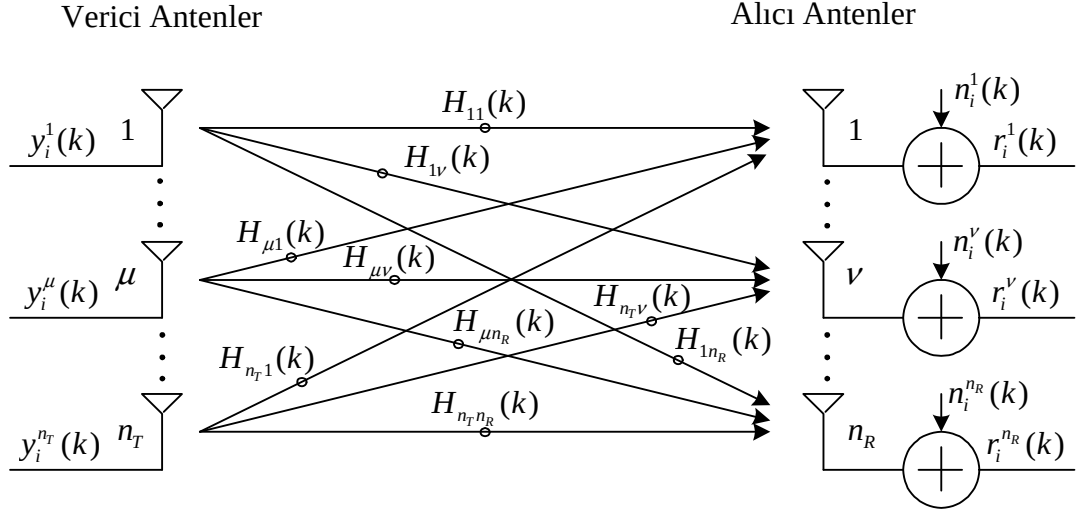
Alıcıda, OFDM kullanılmadığında, ISI'yı ortadan kaldırmak için, karmaşıklığı anten sayısı ve gecikme yayılımıyla artan, özel denkleştiricilerin kullanılması gerekir. Buna karşılık OFDM modülasyonu ve simge yapısında CP kullanıldığında, frekans-seçici kanal, alt taşıyıcı sayısı (K) kadar frekans-seçici olmayan alt kanala dönüşür ve ISI oluşmaz [74]. Şekil 2.4'teki modelde IFFT ve FFT kullanıldığında çok-yollu MIMO-OFDM kanal modeli basitleşir. Bir kod sözcüğü süresince kanalın ağırlık katsayılarının sabit kaldığı ve bir kod sözcüğünden diğerine bağımsız olarak değiştiği varsayılırsa, çok-yollu sönümlmeli MIMO-OFDM kanal çıkışındaki alıcı tarafından, i . zaman aralığında, ν . anten yardımıyla, k . alt taşıyıcıdan ($k = 0, \dots, K - 1$) alınan işaret

$$r_i^\nu(k) = \sum_{\mu=1}^{n_T} H_{\mu\nu}(k) y_i^\mu(k) + n_i^\nu(k) \quad (2.12)$$

olarak yazılabilir (Şekil 2.5). (2.12)'de, μ . verici ile ν . alıcı anten arasındaki k . alt taşıyıcının kazancı

$$H_{\mu\nu}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{\mu\nu}(l) e^{-j2\pi lk/K} \quad (2.13)$$

ile tanımlıdır. (2.13)'ü, (2.9)'da $\tau_{\mu\nu l} = l\tau_s$ ve (2.11)'i kullanarak elde edebiliriz.



Şekil 2.5: n_T verici ve n_R alıcı antenli çok-yollu MIMO-OFDM kanalın k . alt taşıyıcısı için eşdeğer sönümlemeli MIMO kanal.

(2.12)'de, i . zaman aralığında μ . verici anten için k . alt taşıyıcıyı modüle eden temelbant işaret $y_i^\mu(k)$ ve sıfır ortalamalı N_0 varyanslı karmaşık Gauss gürültü örneği $n_i^\nu(k)$ ile gösterilmiştir. (2.12) ile modellenen telsiz iletişim kanalının gecikme yayılımı veya yol sayısı arttığında, ani kanal sığasının ortalaması değişmez, fakat sığanın varyansı azalarak, ani kanal sığası, ortalama etrafında yığılır [75]. Bu nedenle, uygun kodlama yöntemleriyle sistemin hata başarımı kayda değer olarak iyileştirilebilir. Diğer bir ifadeyle, frekans-seçici MIMO-OFDM sistemde her bir alt taşıyıcıya etkiyen sönümleme katsayıları ($H_{\mu\nu}(k)$) farklı olduğundan, aynı veri simgesi kodlanarak birden fazla alt taşıyıcı üzerinden iletildiğinde, uzay ve zamanda çeşitlemeye ek olarak frekansta çeşitleme (çok-yollu çeşitleme) sağlanır ve sistemin hata başarımı iyileşir. Çeşitleme kazancı ile iletim hızı arasındaki ödünleşim [76] nedeniyle, tasarım değiştirilerek, yüksek çeşitleme kazancı yerine sistemin iletim hızı artırılabilir. (2.12)'de verilen MIMO-OFDM kanal iletim modeli, bu tezde yer alan tüm sistemlerinin çözümlenmesinde ve bilgisayar destekli benzetimlerinde kullanılmıştır.

2.3.2 İdeal Serpiştirilmiş Kanal Modeli

MIMO-OFDM kanaldaki yol sayısı yeterince büyük ve alt taşıyıcı serpiştirme ideal şekilde yapıldığında, kod sözcük hata olasılığı başarımında etkili olan komşu alt

taşıyıcıların ilintisi ihmal edilebilecek kadar küçük olur. Çözümleme kolaylığı için, kanal serpiştirmeden sonra alt taşıyıcıların arasındaki küçük ilinti ihmal edilebilir. Bu durumda, tüm alt taşıyıcı iletim kazançları olan $H_{\mu\nu}(k)$ 'lar ($\mu = 1, \dots, n_T$; $\nu = 1, \dots, n_R$; $k = 0, \dots, K-1$) birbirinden bağımsız ve eş karmaşık Gauss dağılımlı varsayılabilir.

2.3.3 Uzak-Zaman Blok Kodlamalı OFDM

İki verici anten ve bir OFDM alt taşıyıcı için uzak-zaman blok (STB) kod sözcük matrisi

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (2.14)$$

ile verilmektedir. (2.14)'ün satırları ardışıl iki OFDM simgenin k . alt taşıyıcısından ve sütunları karşı düşen iki verici antenden iletilmektedir [37].

İki ardışıl OFDM simge süresince değişmeyen duruğumsu (quasi-static) kanal varsayalım. Bu durumda, STB kod sözcük matrisinin birinci ve ikinci verici antenin k . OFDM alt taşıyıcısı üzerinden iletilmesinde etkili olan alt taşıyıcı iletim kazançları sırasıyla $H_1(k)$ ve $H_2(k)$ ile gösterilebilir.

Uzak-zaman kodlarının kod sözcük çiftleri arasındaki ikili hata olasılığının (PEP) koşullu üst sınırı [77, sf. 66]

$$P[\mathbf{X}, \mathbf{Z} | \mathbf{H}] \leq \frac{1}{2} \exp \left[-\frac{E_s}{4N_0} d_h^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) \right] \quad (2.15)$$

ile verilmektedir. (2.15)'te, iletilen STB kod sözcük matrisi $\mathbf{X}$ ile hatalı olarak karar verilen STB kod sözcük matrisi $\mathbf{Z}$ arasındaki değiştirilmiş Öklid uzaklığı (modified Euclidean distance) $d_h^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z})$ ile gösterilmiştir ve

$$d_h^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) = \|(\mathbf{Z} - \mathbf{X}) \mathbf{H}\|^2 \quad (2.16)$$

ile tanımlıdır. (2.16)'da, Frobenius normu $\|\cdot\|^2$ ile gösterilmiş ve $\mathbf{H} = \begin{bmatrix} H_1(k) & H_2(k) \end{bmatrix}^T$ şeklinde tanımlanmıştır.

$H_1(k)$ ve $H_2(k)$ alt taşıyıcı iletim kazançları, boyut başına varyansı 1/2 olan bağımsız ve eş karmaşık Gauss dağılımlı ise, (2.15) ile verilen PEP üst sınırının, olası tüm kanal

gerçeklemeleri üzerinden beklenen değeri hesaplanabilir. Bu durumda, yüksek SNR değerleri için,

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) < \left[\frac{E_s}{4N_0} (|z_1 - x_1|^2 + |z_2 - x_2|^2) \right]^{-2} \quad (2.17)$$

elde edilir. (2.17)'de, $(E_s/4N_0)^{-1}$ 'in üstü 2 olduğundan uzay-zaman blok kodun (STBC) erişebileceği çeşitleme kazancı $G_d = 2$ 'dir. Bu durumda, sadece tam uzaysal çeşitleme kazancı sağlanır.

STBC ile çok-yollu çeşitleme kazancı sağlamanın yolu da, STB kod sözcüklerini farklı OFDM alt taşıyıcılar üzerinde yinelemektir [78]. İki yineleme ve iki verici anten için yinelemeli STB (R-STB) kod sözcüğü

$$\mathbf{X} = \left(\underbrace{\begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}}_{\text{STB matrisi}} \middle| \underbrace{\begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}}_{\text{STB matrisi}} \right) \quad (2.18)$$

olur. Duruğumsu kanalda, R-STB kod sözcüğü k_1 . ve k_2 . OFDM alt taşıyıcılarına karşı düşen $H_1(k_1)$, $H_2(k_1)$, $H_1(k_2)$ ve $H_2(k_2)$ alt taşıyıcı kazançlarıyla iletilir. Verici anten ve alt taşıyıcıların ilintisiz olduğunu varsayılırsa, (2.15)'ten, yüksek SNR için, R-STB kod sözcüğü PEP üst sınırı

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) < \left[\frac{E_s}{4N_0} (|z_1 - x_1|^2 + |z_2 - x_2|^2) \right]^{-4} \quad (2.19)$$

olarak belirlenir. (2.19)'dan, bir alıcı ve iki verici antenli, iki yinelemeli uzay-zaman blok kodunun (R-STBC) erişebildiği çeşitleme kazancının $G_d = 4$ olduğu açıktır. Bu durumda, tam uzaysal ve çok-yollu çeşitleme kazançları sağlanmış olur.

2.3.4 Bileşen Serpiştirmeli Dik Tasarımlı OFDM

Bileşen serpiştirmeli dik tasarımın (CIOD) kod sözcüğü, bileşen serpiştirilmiş simgeleri içeren iki STB matrisinden oluşmaktadır [28]. İki verici anten ve iki OFDM alt taşıyıcı için, CIOD kod sözcüğü

$$\mathbf{X} = \left(\underbrace{\begin{pmatrix} \tilde{x}_1 & \tilde{x}_2 \\ -\tilde{x}_2^* & \tilde{x}_1^* \end{pmatrix}}_{\text{STB matrisi}} \middle| \underbrace{\begin{pmatrix} \tilde{x}_3 & \tilde{x}_4 \\ -\tilde{x}_4^* & \tilde{x}_3^* \end{pmatrix}}_{\text{STB matrisi}} \right) \quad (2.20)$$

şeklindedir. (2.20)'de yer alan iki STB matrisi, iki farklı OFDM alt taşıyıcısından iletilmektedir. (2.20)'deki her bir STB matrisin satırları ardışıl iki OFDM simgede ve sütunları da sırasıyla iki verici antenden iletilmektedir. (2.20)'de kullanılan, bileşen serpiştirilmiş $\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \tilde{x}_3$ ve $\tilde{x}_4$ simgeleri,

$$\begin{aligned}\tilde{x}_1 &= \bar{x}_{1,I} + j\bar{x}_{3,Q} \\ \tilde{x}_2 &= \bar{x}_{2,I} + j\bar{x}_{4,Q} \\ \tilde{x}_3 &= \bar{x}_{3,I} + j\bar{x}_{1,Q} \\ \tilde{x}_4 &= \bar{x}_{4,I} + j\bar{x}_{2,Q}\end{aligned}\tag{2.21}$$

ifadeleriyle elde edilmektedir. (2.21)'de, döndürülmüş işaret kümesi simgeleri

$$\bar{x}_k = x_k e^{j\theta}\tag{2.22}$$

ile gösterilmiştir. Kaynağın ürettiği işaret kümesi simgeleri ise x_k ($k = 1, 2, 3$ ve 4) ile gösterilmiştir. (2.21)'de, döndürülmüş işaret simgelerinin gerçel kısmı $\bar{x}_{k,I}$ ve sanal kısmı $\bar{x}_{k,Q}$ ile gösterilmiştir. Duruğumsu kanalda CIOD kod sözcüğü k_1 . ve k_2 . OFDM alt taşıyıcıları tarafından $H_1(k_1)$, $H_2(k_1)$, $H_1(k_2)$ ve $H_2(k_2)$ alt taşıyıcı kazançlarıyla iletilmektedir. Verici antenlerin k_1 . ve k_2 . alt taşıyıcılarının ilintisiz olduğu varsayılırsa, yüksek SNR değerlerinde, CIOD kod sözcük çiftleri arasındaki PEP üst sınırı için

$$\begin{aligned}P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) &< \left[\frac{E_s}{4N_0} (|\tilde{z}_1 - \tilde{x}_1|^2 + |\tilde{z}_2 - \tilde{x}_2|^2) \right]^{-2} \\ &\quad \left[\frac{E_s}{4N_0} (|\tilde{z}_3 - \tilde{x}_3|^2 + |\tilde{z}_4 - \tilde{x}_4|^2) \right]^{-2}\end{aligned}\tag{2.23}$$

elde edilir. İşaret kümesi ve döndürme açısı θ uygun seçilerek her $x_k \neq z_k$ için $\bar{x}_k$ ve $\bar{z}_k$ 'nin gerçel ve sanal kısımlarının farklı olması sağlanabilir. Bu durumda, (2.23)'teki iki çarpan sıfırdan farklı olur ve dolayısıyla CIOD'un erişebileceği çeşitleme kazancı $G_d = 4$ olur. Bu durumda, CIOD'un, tam uzaysal ve çok-yollu çeşitleme kazançları sağladığı açıktır.

CIOD'un tek simge çözülebilir olması [26], düşük kod çözme işlem karmaşıklığına neden olan önemli bir özelliktir. Bir CIOD kod sözcüğünün iletilmesi sonucunda, iki farklı OFDM alt taşıyıcısı ve iki ardışıl OFDM simgeden dört farklı işaret

alınır. Kanalda etkili olan iletim kazançları ve gürültü değişkenleri yardımıyla, alınan işaretler

$$\begin{aligned}
r_1(k_1) &= H_1(k_1)\tilde{x}_1 + H_2(k_1)\tilde{x}_2 + n_1(k_1) \\
r_2(k_1) &= -H_1(k_1)\tilde{x}_2^* + H_2(k_1)\tilde{x}_1^* + n_2(k_1) \\
r_1(k_2) &= H_1(k_2)\tilde{x}_3 + H_2(k_2)\tilde{x}_4 + n_1(k_2) \\
r_2(k_2) &= -H_1(k_2)\tilde{x}_4^* + H_2(k_2)\tilde{x}_3^* + n_2(k_2).
\end{aligned} \tag{2.24}$$

olarak yazılabilir. (2.24)'te, birinci ve ikinci OFDM simge süresince, k . alt taşıyıcıyı etkileyen toplamsal gürültü değişkenleri, sırasıyla, $n_1(k)$ ve $n_2(k)$ ile gösterilmiştir. $n_1(k)$ ve $n_2(k)$ 'nın, $k = k_1, k_2$ için, eş AWGN dağılımlı olması durumunda $\bar{x}_1$, $\bar{x}_2$, $\bar{x}_3$ ve $\bar{x}_4$ döndürülmüş kaynak simgelerinin en büyük olabilirlikli (ML) kod çözme metrikleri, sırasıyla,

$$\begin{aligned}
m_1 &= (\hat{x}_{1,I} - \bar{x}_{1,I})^2 + (|H_1(k_1)|^2 + |H_2(k_1)|^2 - 1) |x_{1,I}|^2 \\
&\quad + (\hat{x}_{3,Q} - \bar{x}_{1,Q})^2 + (|H_1(k_2)|^2 + |H_2(k_2)|^2 - 1) |x_{1,Q}|^2 \\
m_2 &= (\hat{x}_{2,I} - \bar{x}_{2,I})^2 + (|H_1(k_1)|^2 + |H_2(k_1)|^2 - 1) |x_{2,I}|^2 \\
&\quad + (\hat{x}_{4,Q} - \bar{x}_{2,Q})^2 + (|H_1(k_2)|^2 + |H_2(k_2)|^2 - 1) |x_{2,Q}|^2 \\
m_3 &= (\hat{x}_{3,I} - \bar{x}_{3,I})^2 + (|H_1(k_2)|^2 + |H_2(k_2)|^2 - 1) |x_{3,I}|^2 \\
&\quad + (\hat{x}_{1,Q} - \bar{x}_{3,Q})^2 + (|H_1(k_1)|^2 + |H_2(k_1)|^2 - 1) |x_{3,Q}|^2 \\
m_4 &= (\hat{x}_{4,I} - \bar{x}_{4,I})^2 + (|H_1(k_2)|^2 + |H_2(k_2)|^2 - 1) |x_{4,I}|^2 \\
&\quad + (\hat{x}_{2,Q} - \bar{x}_{4,Q})^2 + (|H_1(k_1)|^2 + |H_2(k_1)|^2 - 1) |x_{4,Q}|^2,
\end{aligned} \tag{2.25}$$

olarak elde edilir. (2.25)'te kullanılan, döndürülmüş ve bileşen serpiştirilmiş simgelerin sözde kestirimleri

$$\begin{aligned}
\hat{x}_1 &= r_1(k_1)H_1^*(k_1) + r_2^*(k_1)H_2(k_1) \\
\hat{x}_2 &= r_1(k_1)H_2^*(k_1) - r_2^*(k_1)H_1(k_1) \\
\hat{x}_3 &= r_1(k_2)H_1^*(k_2) + r_2^*(k_2)H_2(k_2) \\
\hat{x}_4 &= r_1(k_2)H_2^*(k_2) - r_2^*(k_2)H_1(k_2).
\end{aligned} \tag{2.26}$$

ifadeleriyle tanımlıdır.

CIOD kod sözcüğünün OFDM alt taşıyıcılar üzerinde yinelemekle CIOD ve R-STBC'den daha yüksek çeşitleme kazançlarına erişilebilir. İki yineleme ve iki verici anten için yinelemeli CIOD (R-CIOD) kod sözcüğü

$$\mathbf{X} = \left(\begin{array}{c|c} \begin{matrix} \tilde{x}_1 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 & \tilde{x}_4 \\ -\tilde{x}_2^* & \tilde{x}_1^* & -\tilde{x}_4^* & \tilde{x}_3^* \end{matrix} & \begin{matrix} \tilde{x}_1 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 & \tilde{x}_4 \\ -\tilde{x}_2^* & \tilde{x}_1^* & -\tilde{x}_4^* & \tilde{x}_3^* \end{matrix} \\ \hline \text{CIOD kod sözcüğü} & \text{CIOD kod sözcüğü} \end{array} \right) \quad (2.27)$$

olur. $\mathbf{X}$ kod sözcüğü dört OFDM alt taşıyıcı tarafından iletilir. İletimde etkili olan alt taşıyıcı kazançları; $H_1(k_1)$, $H_2(k_1)$, $\dots$, $H_1(k_4)$, $H_2(k_4)$ 'tür. Verici anten ve k_1, k_2, k_3 ve k_4 alt taşıyıcı kazançlarının ilintisiz olduğu varsayımı altında, yüksek SNR değerlerinde, R-CIOD kod sözcük çiftleri arasındaki PEP üst sınırı için

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) < \left[\frac{E_s}{4N_0} (|\tilde{z}_1 - \tilde{x}_1|^2 + |\tilde{z}_2 - \tilde{x}_2|^2) \right]^{-4} \left[\frac{E_s}{4N_0} (|\tilde{z}_3 - \tilde{x}_3|^2 + |\tilde{z}_4 - \tilde{x}_4|^2) \right]^{-4} \quad (2.28)$$

elde edilir. Her $x_k \neq z_k$ için, $\bar{x}_k$ ve $\bar{z}_k$ 'nin gerçel ve sanal bileşenlerinin her ikisi birbirinden farklı ise, (2.28)'de yer alan her iki çarpan sıfırdan farklı olur. Bu durumda, R-CIOD ile erişilebilir çeşitleme kazancı $G_d = 8$ 'dir. Bu değer CIOD ve R-STBC için belirlenen $G_d = 4$ değerinin iki katıdır. Bu nedenle, R-CIOD'un, tam uzaysal ve daha büyük çok-yollu çeşitleme kazançları sağladığı açıktır.

R-CIOD kod çözme metrikleri, (2.25)'te verilen CIOD kod çözme metriklerinin benzeridir. Tek fark yinelenen simgeler üzerinden gelecek olan toplama işlemidir.

2.3.5 LCP-STBC OFDM

Doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı uzay-zaman blok kodlamalı (LCP-STBC) OFDM sistemleriyle yüksek çeşitleme ve kodlama kazançlarına erişilebilir [6]. İki verici anten ve doğrusal işaret kümesi ön kodlayıcı (LCP) matrisi Θ 'nın 2×2 olduğu varsayılırsa, LCP-STBC kod sözcüğü, (2.20)'de verilen CIOD kod sözcüğü gibi tanımlanabilir. Tek fark, $\tilde{x}_1, \tilde{x}_2, \tilde{x}_3$ ve $\tilde{x}_4$ simgeleri, (2.21) yerine, x_1, x_2, x_3 ve x_4 kaynak simgelerinden

$$\begin{pmatrix} \tilde{x}_1 & \tilde{x}_2 \\ \tilde{x}_3 & \tilde{x}_4 \end{pmatrix} = \underbrace{\frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & e^{j(\pi/4)} \\ 1 & e^{j(5\pi/4)} \end{pmatrix}}_{\Theta} \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ x_3 & x_4 \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

doğrusal işaret kümesi ön kodlama denklemiyle elde edilir. Kod sözcük yapısındaki benzerlik nedeniyle, CIOD için (2.23)'te verilen kod sözcük çiftleri arasındaki PEP üst sınırı LCP-STBC için de geçerlidir. (2.29)'da verilen Θ ön kodlayıcı matrisi tam çeşitleme koşulunu sağladığından, (2.23)'te yer alan her iki çarpan da sıfırdan farklı olur ve dolayısıyla LCP-STBC'nin erişebildiği çeşitleme kazancı, CIOD'a benzer şekilde, $G_d = 4$ 'tür. Bu nedenle, LCP-STBC'nin, CIOD'a benzer şekilde, tam uzaysal ve çok-yollu çeşitleme kazançları sağladığı açıktır.

2.3.6 LCP-CIOD OFDM

Doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı bileşen serpiştirmeli dik tasarımlarla (LCP-CIOD) daha da yüksek çeşitleme ve kodlama kazançlarına erişilebilir [28]. İki verici anten ve doğrusal işaret kümesi ön kodlama matrisi Θ 'nın 2×2 olduğunu varsayılırsa, LCP-CIOD kod sözcüğü

$$\mathbf{X} = \begin{pmatrix} \tilde{x}_1 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 & \tilde{x}_4 & \tilde{x}_5 & \tilde{x}_6 & \tilde{x}_7 & \tilde{x}_8 \\ -\tilde{x}_2^* & \tilde{x}_1^* & -\tilde{x}_4^* & \tilde{x}_3^* & -\tilde{x}_6^* & \tilde{x}_5^* & -\tilde{x}_8^* & \tilde{x}_7^* \end{pmatrix} \quad (2.30)$$

olur. (2.29)'a benzer şekilde, (2.30)'da yer alan singeler,

$$\begin{pmatrix} \tilde{x}_1 & \tilde{x}_2 & \tilde{x}_3 & \tilde{x}_4 \\ \tilde{x}_5 & \tilde{x}_6 & \tilde{x}_7 & \tilde{x}_8 \end{pmatrix} = \Theta \begin{pmatrix} \hat{x}_1 & \hat{x}_2 & \hat{x}_3 & \hat{x}_4 \\ \hat{x}_5 & \hat{x}_6 & \hat{x}_7 & \hat{x}_8 \end{pmatrix} \quad (2.31)$$

doğrusal işaret kümesi ön kodlama denklemleriyle elde edilmektedir. (2.31)'in sağ yanında yer alan bileşen serpiştirilmiş singeler de

$$\begin{aligned} \hat{x}_1 &= \bar{x}_{1,I} + j\bar{x}_{3,Q} \\ \hat{x}_2 &= \bar{x}_{2,I} + j\bar{x}_{4,Q} \\ \hat{x}_3 &= \bar{x}_{3,I} + j\bar{x}_{1,Q} \\ \hat{x}_4 &= \bar{x}_{4,I} + j\bar{x}_{2,Q} \\ \hat{x}_5 &= \bar{x}_{5,I} + j\bar{x}_{7,Q} \\ \hat{x}_6 &= \bar{x}_{6,I} + j\bar{x}_{8,Q} \\ \hat{x}_7 &= \bar{x}_{7,I} + j\bar{x}_{5,Q} \\ \hat{x}_8 &= \bar{x}_{8,I} + j\bar{x}_{6,Q}. \end{aligned} \quad (2.32)$$

ile elde edilmektedir. Bu durumda, yüksek SNR koşulu altında, LCP-CIOD kod sözcük çiftleri arasındaki PEP üst sınırı

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) < \left[\frac{E_s}{4N_0} (|\tilde{z}_1 - \tilde{x}_1|^2 + |\tilde{z}_2 - \tilde{x}_2|^2) \right]^{-2} \left[\frac{E_s}{4N_0} (|\tilde{z}_3 - \tilde{x}_3|^2 + |\tilde{z}_4 - \tilde{x}_4|^2) \right]^{-2} \left[\frac{E_s}{4N_0} (|\tilde{z}_5 - \tilde{x}_5|^2 + |\tilde{z}_6 - \tilde{x}_6|^2) \right]^{-2} \left[\frac{E_s}{4N_0} (|\tilde{z}_7 - \tilde{x}_7|^2 + |\tilde{z}_8 - \tilde{x}_8|^2) \right]^{-2} \quad (2.33)$$

olarak elde edilir. Doğrusal işaret kümesi ön kodlama matrisi (Θ), tam çeşitleme koşulunu sağladığında; x_k 'nin işaret kümesi ve döndürme açısı θ da, her $x_k \neq z_k$ için, $\bar{x}_k$ ve $\bar{z}_k$ 'nin gerçel ve sanal kısımlarının her ikisinin de farklı olmasını sağlayacak şekilde seçildiğinde, (2.33)'te yer alan tüm çarpanlar sıfırdan farklı olur ve dolayısıyla LCP-CIOD'un erişebileceği çeşitleme kazancı $G_d = 8$ olur. Bu değer, LCP-STBC ve CIOD'un erişebileceği çeşitleme kazancının iki katıdır. Bu nedenle, LCP-CIOD'un, tam uzaysal ve çok daha büyük çok-yollu çeşitleme kazançları sağladığı açıktır.

2.3.7 TC-STBC OFDM

Sıralı kafes kodlamalı ve uzay-zaman blok kodlamalı (TC-STBC) OFDM ile tam uzaysal ve yüksek çok-yollu çeşitleme kazançlarına erişilebilmektedir [1].

ÖNERME: İlintisiz verici antenleri ve alt taşıyıcı kazançları varsayımıyla, kafes kod ile STBC arasında simge serpiştirici kullanılırsa, bir alıcı anten için, TC-STBC'nin erişebileceği çeşitleme kazancı

$$G_d = n_T \Gamma \quad (2.34)$$

olur. (2.34)'te kafes kodun etkin uzaklığı (effective length) [79] Γ ile gösterilmiştir.

KANIT: İletilen ve alıcıda hatalı olarak karar verilen iki kafes kod sözcüğünü göz önüne alalım. Bu iki kod sözcüğünün arasında en azından Γ simge birbirinden farklıdır. Kullanılan simge serpiştirici, farklı kafes kod sözcük simgelerinin, farklı STB matrislerinde ((2.14)) yer almasını sağlıyorsa, bu kafes kod sözcüklerine karşı düşen $\mathbf{X}$ ve $\mathbf{Z}$ TC-STBC kod sözcüklerinde Γ farklı STB matrisi yer alacaktır. Bu nedenle,

X ve **Z** TC-STBC kod sözcük çiftleri arasındaki PEP üst sınırında, her biri (2.17) gibi olan Γ farklı çarpan yer alacaktır. Bu nedenle, TC-STBC'nin erişebileceği çeşitleme kazancı, bir tek STBC'nin erişebileceği çeşitleme kazancının Γ katı olur.

Bir alıcı ve iki verici anten durumunda, etkin uzaklığı $\Gamma = 2$ olan, 4-durumlu 8-PSK kafes kodu [79] kullanıldığında, simge serpiştirmeli TC-STBC'nin erişebileceği çeşitleme kazancı $G_d = 4$ olur. Bu nedenle, TC-STBC'nin, tam uzaysal ve çok-yollu çeşitleme kazançları sağladığı açıktır. TC-STBC sisteminde kullanılan kafes kodun etkin uzaklığı (Γ) artırıldığında, daha yüksek çeşitleme kazançlarına da erişilebilir.

3. ÜSTÜN-DİK UZAY-ZAMAN-FREKANS KAFES KODLARI

OFDM modülasyonu ve çevrimsel ön takı (CP) kullanıldığında, frekans-seçici olan kanal, frekans-seçici olmayan çok sayıda (K) alt kanala bölünür ve çok-yollu iletimden kaynaklanan simgelerarası girişim ortadan kalkar. Çok-yollu iletim nedeniyle derin sönümlenen alt taşıyıcılar, yüksek simge hata olasılıklarına neden olur. Bu hata olasılıkları, uygun kodlama yöntemleriyle azaltılabilir. MIMO kanallarda, uzay-zaman blok kodlamanın getirdiği uzaysal çeşitleme kazancına ek olarak, geniş bantlı kanallarda, OFDM modülasyonu ve alt taşıyıcılar üzerinden kodlama yapılarak, çok-yollu çeşitleme kazancı sağlanabilir.

Uzay-zaman kafes kodlamalı (STTC) OFDM'in ele alındığı, Agrawal ve diğerlerinin [5] öncü çalışmasıyla birlikte, tek taşıyıcılı geleneksel MIMO kanal kodlama yöntemlerinin, OFDM'e uygulanması hız kazanmıştır. STTC OFDM sisteminin başarımını etkileyen iki ana unsur, Lu ve Wang [36] tarafından araştırılmış ve bazı eniyileştirilmiş STTC'ler önerilmiştir. OFDM sisteminin başarımını etkileyen ve çok iyi bilinen ilk unsur, kanal serpiştiricisidir. Kanal serpiştiricisi, OFDM alt taşıyıcıları üzerinden iletilecek simgeleri serpiştirir. Böylece frekans bölgesinde iletilen komşu simgelerin OFDM alt taşıyıcı kazançları ilintisizleşir. Bu simgeler kodlanarak elde edildiğinde, çok-yollu çeşitleme kazancı sağlanır. Başarımı etkileyen ikinci unsur da, OFDM alt taşıyıcı simge kodlayıcısının etkin kod uzunluğudur. Yüksek çok-yollu çeşitleme kazancı hedeflendiğinde, etkin kod uzunluğu olabildiğince büyük olan kodlar seçilmelidir. OFDM sisteminin başarımını etkileyen iki unsurun, hızlı sönümlemeli kanallarda başarımı etkileyen unsurlarla aynı olduğundan şu sonuca ulaşabiliriz: "Hızlı sönümlemeli kanallar için iyileştirilen uzay-zaman kodları, geniş bantlı kanallarda, kanal serpiştiricisi ve OFDM ile birlikte kullanıldığında da yüksek başarım sağlar." Bu nedenle, Gong ve Letaief'in [80] önerdiği sıralı kafes kod ve uzay-zaman blok kodu (TC-STBC), geniş bantlı kanallarda OFDM ve

kanal serpiştirici içeren sistemler için de iyidir. TC-STBC OFDM, tam uzaysal ve çok-yollu çeşitleme kazançları sağlar. Ancak, Lu-Wang [36] ve Gong-Letaief [80] tarafından yapılan çalışmaların dezavantajı, ek çeşitleme kazancını, kodlama oranını küçültülerek sağlamalarıdır. Tam kodlama oranlı, tam uzaysal ve çok-yollu çeşitleme kazançları sağlayan, doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı uzay-zaman blok kodlamalı (LCP-STBC) OFDM sistem, Liu ve diğ. [6] tarafından önerilmiştir. Ancak bu yaklaşım, kullanılan işaret kümesini önemli derecede genişlettiğinden, OFDM'in tepe-ortalama güç oranını (PAPR) önemli ölçüde artırarak, vericinin güç verimliliğini azaltmaktadır.

Diğer taraftan, tam kodlama oranlı, tam uzaysal çeşitleme kazancı sağlayan ve STTC'ye göre iyileştirilmiş kodlama kazancına sahip üstün-dik uzay-zaman kafes kodları (SOSTTC), Jafarkhani ve Seshadri [4] tarafından önerilmiştir. SOSTTC'ler, duruğumsu sönümlemeli kanallar için rank ve determinant ölçütleriyle tasarlandığından, SOSTTC'lerin kafes yapılarında çok sayıda paralel geçiş bulunur. Bu nedenle, geniş bantlı kanallarda, SOSTTC'lerin başarımı iyi değildir. SOSTTC ile çok-yollu çeşitleme kazancı elde edebilmek için, kafes durum sayısı artırılarak, paralel geçişler önlenmelidir. Örneğin, QPSK işaret kümesini kullanan, iki verici antenli, tam kodlama oranlı SOSTTC'de, paralel geçişleri önlemek için, en azından 16-durumlu kafes kullanılmalıdır [81].

Bu bölümde, MIMO-OFDM için, işaret kümesini genişletmeksizin, tam uzaysal ve çok-yollu çeşitleme kazançları sağlayan, tam kodlama oranlı üstün-dik uzay-zaman-frekans kafes kodları (SOSTFTC) önerilmektedir. Bu çalışmada, SOSTFTC için tasarım ölçütleri türetilmiş, çok-yollu çeşitleme kazancı ve olası en yüksek kodlama kazancına erişecek şekilde bilgisayar destekli kafes kod tasarımı yapılmıştır. Tasarlanan 16, 32 ve 64-durumlu QPSK kafes kodlarını kullanan SOSTFTC OFDM sistemlerinin kod sözcük hata olasılığı (CER) başarımları, bilgisayar benzetimleriyle elde edilmiştir. Bilgisayar benzetim sonuçları, 16-durumlu SOSTFTC sistemin CER başarımının, literatürde var olan tam kodlama oranlı sistemlerden (Agrawal ve diğ. [5] tarafından önerilen 16-durumlu STTC; Liu ve diğ. [6] tarafından önerilen doğrusal işaret kümesi ön kodlayıcı boyutu 2 olan

LCP-STBC; ve Jafarkhani-Seshadri [4] tarafından önerilen 4-durumlu SOSTTC'den) üstün olduğunu göstermiştir. Bu bölümde ele alınan, iki verici antenli SOSTFTC'ye ek olarak, önerilen tasarım yöntemi, geliştirilmiş karmaşık üstün-dik tasarımlar (GCSOD) ya da herhangi boyuttaki dik olmayan işaret matrisleri kullanılarak, ikiden fazla verici anten için de genişletilebilir.

3.1 GENELLEŞTİRİLMİŞ KARMAŞIK ÜSTÜN-DİK TASARIMLAR

Sıfırdan farklı ve karmaşık elemanlı $\mathbf{s} = [s_1, s_2, \dots, s_{n_S}]$ vektörü ile karmaşık eşleniği olan $\mathbf{s}^*$ vektörünün elemanlarının doğrusal birleşiminden oluşan $n_X \times n_T$ boyutlu bir $\mathcal{O}(\mathbf{s})$ matrisini göz önüne alalım. Burada, verici anten sayısı n_T , n_X tane OFDM simge süresince iletilen simge sayısı da n_S ile gösterilmiştir. Herhangi bir a pozitif gerçel sayısı için

$$\mathcal{O}^H(\mathbf{s})\mathcal{O}(\mathbf{s}) = a \sum_{w=1}^{n_S} |s_w|^2 \mathbf{I}_{n_T} \quad (3.1)$$

oluyorsa,

$$\mathcal{O}(\mathbf{s}) = \sum_{w=1}^{n_S} (\mathbf{A}_w s_w + \mathbf{B}_w s_w^*) \quad (3.2)$$

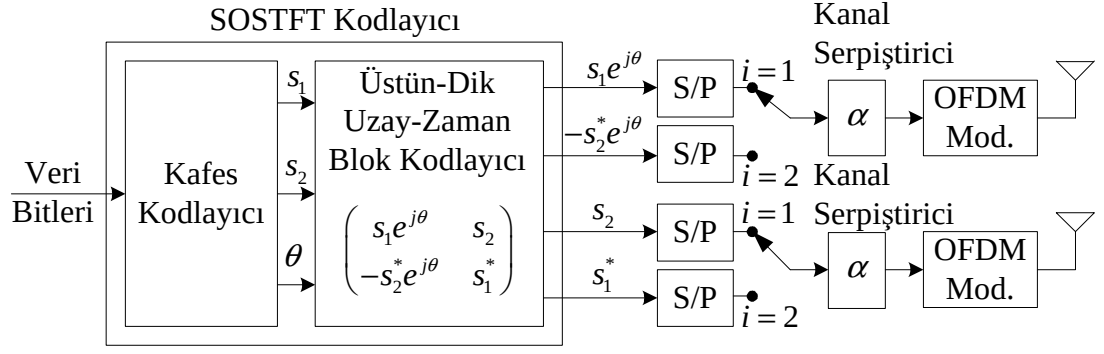
ile ifade edilen, $n_X \times n_T$ boyutlu $\mathcal{O}(\mathbf{s})$ matrisi, $s_1, s_2, \dots, s_{n_S}$ değişkenlerinin geliştirilmiş karmaşık dik tasarımı (GCOD) olarak adlandırılır. (3.1)'de, $n_T \times n_T$ boyutlu birim matris $\mathbf{I}_{n_T}$ ve Hermit işleci de $(\cdot)^H$ ile gösterilmiştir. (3.2)'deki $\mathbf{A}_w$ ve $\mathbf{B}_w$ matrisleri, $n_X \times n_T$ boyutlu gerçel matrislerdir ve her bir ξ ve ζ , $1 \leq \xi, \zeta \leq n_S$ için, (3.1) ve (3.2)'ye göre

$$\mathbf{A}_\xi^T \mathbf{A}_\zeta + \mathbf{B}_\zeta^T \mathbf{B}_\xi = a \mathbf{I}_{n_T} \delta(\xi - \zeta) \quad (3.3)$$

$$\mathbf{A}_\xi^T \mathbf{B}_\zeta + \mathbf{A}_\zeta^T \mathbf{B}_\xi = 0 \quad (3.4)$$

eşitlikleri herhangi bir GCOD için geçerlidir. (3.3) ve (3.4)'te evrik alma (transpose) işleci $(\cdot)^T$ ile gösterilmiştir. $n_T = 2$ için,

$$\mathbf{A}_1 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \mathbf{A}_2 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, \\ \mathbf{B}_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, \mathbf{B}_2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ -1 & 0 \end{pmatrix}$$



Şekil 3.1: İki antenli SOSTFTC OFDM verici blok diyagramı.

olur. Tarokh ve diğ. [17] göre

$$(n_S, n_X) = \begin{cases} (2, 2) & \text{if } n_T = 2 \\ (3, 4) & \text{if } n_T = 3, 4 \\ (n_T, 2n_T) & \text{if } n_T \geq 5 \end{cases} \quad (3.5)$$

olan GCOD'lar vardır. Genelleştirilmiş uzay-zaman blok kodlama oranı da

$$R = \frac{n_S}{n_X} \quad (3.6)$$

olur. (3.5) ve (3.6)'ya göre, $n_T > 2$ için tam kodlama oranlı bir GCOD yoktur. Bu nedenle, iki verici antenden fazlası kullanıldığında sistemin bant verimliliği azalır.

Herhangi sayıdaki verici anten sayısı için, genelleştirilmiş karmaşık üstün-dik tasarımları (GCSOD),

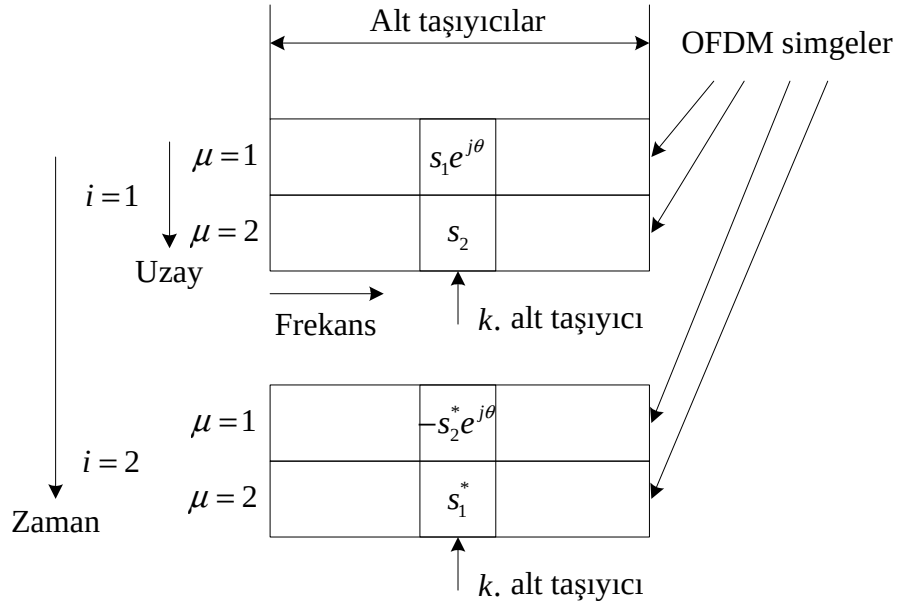
$$\mathbf{Y}(\mathbf{s}, \boldsymbol{\theta}) = \mathcal{O}(\mathbf{s}) \text{diag} (e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_{n_T-1}}, 1) \in \mathbb{C}^{n_X \times n_T} \quad (3.7)$$

olarak tanımlayabiliriz. (3.7)'deki $\mathcal{O}(\mathbf{s})$ (3.2)'de tanımlanmıştır, $\text{diag}(\cdot)$ elemanları diyagonale yazılarak oluşturulan matristir ve $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \dots, \theta_{n_T-1}]$ 'dir.

3.2 SİSTEM MODELİ

3.2.1 Kodlayıcı

Şekil 3.1'de, önerilen SOSTFTC OFDM sisteminin, iki verici antenli MIMO kanallar için, verici blok diyagramı gösterilmiştir. İki boyutlu, M -PSK işaret kümesi büyüklüğü $M = 2^b$ olan sistemde her bir alt taşıyıcı ve kodlama adımı için $n_S b = 2b$ veri



Şekil 3.2: SOSTFT kod sözcük yapısı.

biti üstün-dik uzay-zaman-frekans kafes (SOSTFT) kodlayıcı girişine uygulanır. İlk olarak, $2b$ bit, kafes kodlayıcı tarafından, o andaki duruma bağlı olarak, s_1 , s_2 simge çifti ve θ döndürme açısına eşlenir. Üstün-dik uzay-zaman blok kodlayıcı çıkışında $s_1 e^{j\theta}$ ve $-s_2^* e^{j\theta}$ simgeleri birinci verici antenden, iki ardışıl OFDM simgesinde ($i = 1, 2$) iletilir. Benzer şekilde, s_2 ve s_1^* simgeleri ikinci verici antenden, iki ardışıl OFDM simgesinde iletilir ($i = 1, 2$). Şekil 3.2’de görüldüğü gibi her bir SOSTFT kod sözcüğü uzay, zaman ve frekans bölgelerini kapsar ve $n_X = 2$ ardışıl OFDM simgesinde iletilir. SOSTFT kodlayıcının seri çıkışı paralele dönüştürülür ve kanal serpiştiricisine uygulanır. α kanal serpiştiricisi, kod sözcüğünde yer alan komşu simgelerin, hemen hemen bağımsız alt taşıyıcı sönümlerinden etkilenmesine neden olur. Böylece sistemin kod sözcük hata başarımı iyileşir. Her bir OFDM modülatör, kanal serpiştirici çıkışındaki simgelerin ters hızlı Fourier dönüşümünü (IFFT) alarak, verici antenlerinden iletilecek olan, OFDM simgelerini oluşturur. Son olarak, OFDM simgelerine çevrimsel ön takı (CP) eklenir ve verici antenlerinden iletilir.

3.2.2 Kanal Modeli

Telsiz iletişim kanalındaki verici ve alıcı antenler arasında birden fazla iletim yolunun bulunması, alınan işaretlerde, simgelerarası girişime (ISI) neden olur. Basitlik için, farklı telsiz iletim yolları arasındaki zaman farkının eşit aralıklı olduğunu varsayalım. Bu durumda, μ 'inci verici ve ν 'inci alıcı anten arasında L tane telsiz iletim yolu olan MIMO kanalın temel bant dürtü yanıtı

$$h_{\mu\nu}(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{\mu\nu}(t, l) \delta(\tau - l\tau_s) \quad (3.8)$$

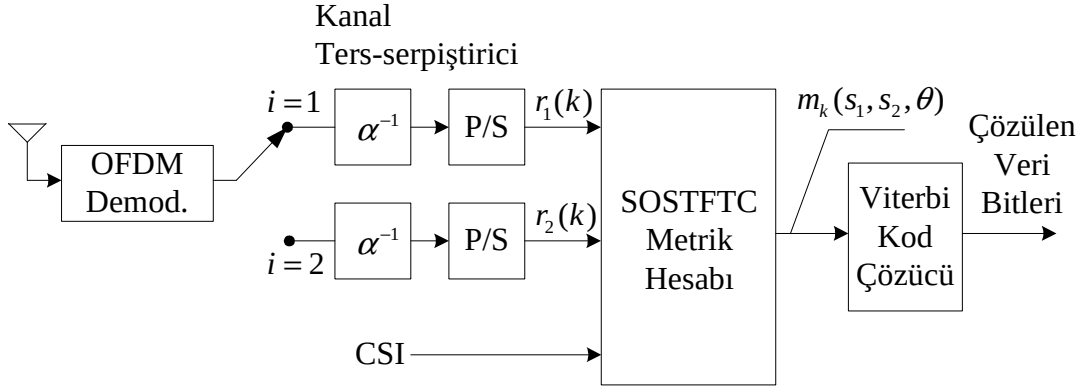
olarak yazılabilir. (3.8)'de, zamana bağlı kanal ağırlık katsayısı $h_{\mu\nu}(t, l)$, Dirac işlevi $\delta(\cdot)$ ve yol iletim gecikmeleri arasındaki zaman aralığı τ_s ile gösterilmiştir. $\tau_s = 1/K\Delta f$ olmak üzere, OFDM alt taşıyıcı sayısı K ve OFDM alt taşıyıcı aralıkları Δf ile gösterilmiştir. OFDM modülasyonu, vericide çevrimsel ön takı (CP) ekleme ve alıcıda CP yok etme işlemleri; frekans-seçici kanalı, K tane frekans-seçici olmayan ve ISI'ye neden olmayan alt kanala dönüştürür [74]. Bir OFDM simge süresince kanal katsayılarının sabit kaldığı varsayıldığında kanalın dürtü yanıtı, t zaman değişkeninden bağımsız hale gelir. Bu durumda, i . OFDM simge aralığında ν . antenin ($1 \leq \nu \leq n_R$) k . OFDM alt taşıyıcısından alınan işaret

$$r_i^\nu(k) = \sum_{\mu=1}^{n_T} H_{\mu\nu}(k) y_i^\mu(k) + n_i^\nu(k) \quad (3.9)$$

ile ifade edilebilir. (3.9)'da μ . verici antenden ($1 \leq \mu \leq n_T$) i . OFDM simge süresince k . alt taşıyıcıdan iletilen simge $y_i^\mu(k)$, sıfır ortalamalı varyansı N_0 olan karmaşık Gauss rastgele gürültü örnekleri $n_i^\nu(k)$ ve μ . verici ile ν . alıcı anten arasındaki k . alt taşıyıcının frekans bölgesindeki karmaşık alt kanal kazançları

$$H_{\mu\nu}(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{\mu\nu}(l) \exp\left(-\frac{j2\pi lk}{K}\right) \quad (3.10)$$

ile gösterilmiştir. (3.9) ve (3.10) ile modellenen telsiz kanalın, iletim yolu sayısı L arttığında, ortalama ani kanal sığası, sabit kalmasına rağmen, ani sığanın varyansı azalmakta ve ani sığa değerleri ortalama etrafında yoğunlaşmaktadır [82]. Bu durumda, çok-yollu çeşitleme kazancı sağlayan kodlama teknikleri kullanıldığında, OFDM sistemin hata başarımı önemli ölçüde iyileştirilebilir.



Şekil 3.3: Tek antenli SOSTFTC OFDM alıcı blok diyagramı ($n_T = 2, n_X = 2$).

3.2.3 Kod Çözücü

İki verici antenli SOSTFTC OFDM sistemin tek antenli alıcı blok diyagramı Şekil 3.3'te verilmiştir. Alıcıdaki OFDM demodülatör, verici tarafından eklenen CP'yi kaldırır ve hızlı Fourier dönüşümü (FFT) alarak her bir alt taşıyıcının taşıdığı işaretleri belirler. Kod çözme, kod sözcüğünü taşıyan iki ardışıl OFDM simgenin alınmasıyla başlar. OFDM demodülatörün çıkışındaki iki ardışıl OFDM simgenin alt taşıyıcılarında alınan işaretler, her OFDM simge için ($i = 1, 2$) α^{-1} ile ters-serpiştirilir ve SOSTFTC Viterbi dal metriği hesabından önce paralelden seriye dönüştürülür. Sırasıyla n_X tane OFDM simge (bir kod sözcüğü) iletildiğinde, ν . alıcı antenin k . alt taşıyıcısından alınan işaretlerden oluşan vektör

$$\mathbf{R}_\nu(k) = \begin{bmatrix} r_1^\nu(k) \\ \vdots \\ r_{n_X}^\nu(k) \end{bmatrix} = \mathbf{Y}(k) \begin{bmatrix} \tilde{H}_{1,\nu}(k) \\ \vdots \\ \tilde{H}_{n_T,\nu}(k) \end{bmatrix} + \mathbf{N}^\nu(k) \in \mathbb{C}^{n_X \times 1} \quad (3.11)$$

olarak yazılabilir. (3.11)'de $\mathbf{N}^\nu(k) = [n_1^\nu(k), \dots, n_{n_X}^\nu(k)]^T$ ve $n_i^\nu(k)$ elemanları, $1 \leq i \leq n_X$, sıfır-ortalımalı N_0 varyanslı karmaşık toplamsal beyaz Gauss gürültü (AWGN) değişkenleridir. (3.11)'de μ . verici ν . alıcı anten için serpiştirilmiş k . alt taşıyıcı kazançları da $\tilde{H}_{\mu\nu}(k) = H_{\mu\nu}(\alpha(k))$ ile gösterilmiştir. (3.11)'deki $\mathbf{Y}(k)$, (3.7) ile tanımlı üstün-dik simge matrisidir (SOSM) ve düzenlendiğinde

$$\mathbf{Y}(k) = \sum_{w=1}^{n_S} [\mathbf{A}_w s_w(k) + \mathbf{B}_w s_w^*(k)] \text{diag} (e^{j\theta_1(k)}, \dots, e^{j\theta_{n_T-1}(k)}, 1) \quad (3.12)$$

olarak yazılabilir. (3.12)'deki $\mathbf{Y}(k)$ 'nin i . satır μ . sütun elemanı $[\mathbf{Y}(k)]_{i\mu} = y_i^\mu(k)$ 'dir. (3.12)'de k . SOSM ile iletilen simgeler $s_w(k)$, $1 \leq w \leq n_S$ 'tir. (3.11)'deki $\mathbf{R}_\nu(k)$ vektörleri, $\mathbf{R} \in \mathbb{C}^{n_X K \times n_R}$ matrisinde, $[\mathbf{R}]_{k\nu} = \mathbf{R}_\nu(k)$ olacak şekilde bir araya getirilebilir. ν . antenden alınan işaretlere göre, $s_w(k)$ simgelerinin yumuşak kestirimleri

$$\hat{s}_{w,\nu}(\boldsymbol{\theta}, k) = \phi_{w,\nu}(\boldsymbol{\theta}, k) \begin{bmatrix} \mathbf{R}_\nu(k) \\ \mathbf{R}_\nu^*(k) \end{bmatrix}, \quad w = 1, \dots, n_S \quad (3.13)$$

ifadesiyle belirlenebilir. (3.13)'teki

$$\phi_{w,\nu}(\boldsymbol{\theta}, k) = \left[\sum_{\mu=1}^{n_T} [\mathbf{A}_w \text{diag}(e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_{n_T-1}}, 1)]_\mu^T \tilde{H}_{\mu\nu}^*(k), \right. \\ \left. \sum_{\mu=1}^{n_T} [\mathbf{B}_w \text{diag}(e^{j\theta_1}, \dots, e^{j\theta_{n_T-1}}, 1)]_\mu^T \tilde{H}_{\mu\nu}(k) \right] \in \mathbb{C}^{1 \times 2n_X} \quad (3.14)$$

ile tanımlıdır. (3.14)'teki $[\cdot]_\mu$, matrislerin μ . sütununu belirten işleçtir. (3.13)'teki $\hat{s}_{w,\nu}(\boldsymbol{\theta}, k)$ simge kestirimlerini kullanarak $\mathbf{s}$ ve $\boldsymbol{\theta}$ ile belirlenen SOSM ve k . alt taşıyıcı için Viterbi dal metriği

$$m_k(\mathbf{s}, \boldsymbol{\theta}) = \sum_{\nu=1}^{n_R} \left\| \mathbf{R}_\nu(k) - \mathbf{Y}(\mathbf{s}, \boldsymbol{\theta}) \begin{pmatrix} \tilde{H}_{1,\nu}(k) \\ \vdots \\ \tilde{H}_{n_T,\nu}(k) \end{pmatrix} \right\|^2 \quad (3.15)$$

olarak yazılabilir. M -PSK işaret kümesi için (3.15)'teki dal metriği

$$m_k(\mathbf{s}, \boldsymbol{\theta}) = - \sum_{\nu=1}^{n_R} \mathcal{R} \left[\sum_{w=1}^{n_S} s_w \hat{s}_{w,\nu}^*(\boldsymbol{\theta}, k) \right] \quad (3.16)$$

olarak basitleşir. (3.16)'daki, $\mathcal{R}(\cdot)$ karmaşık sayının gerçel kısmını alma işlevi, $\mathbf{s} = [s_1, \dots, s_{n_S}]$ ve $\boldsymbol{\theta} = [\theta_1, \dots, \theta_{n_T-1}]$ 'dir. $n_T = 2$ özel durumunda, döndürme açısı $\theta = \theta_1$ olmak üzere (3.13)'ü

$$\hat{s}_{1,\nu}(\theta, k) = e^{j\theta} \tilde{H}_{1,\nu}^*(k) r_1^\nu(k) + \tilde{H}_{2,\nu}(k) r_2^{\nu*}(k) \quad (3.17)$$

ve

$$\hat{s}_{2,\nu}(\theta, k) = \tilde{H}_{2,\nu}^*(k) r_1^\nu(k) - e^{j\theta} \tilde{H}_{1,\nu}(k) r_2^{\nu*}(k) \quad (3.18)$$

olarak yazabiliriz. (3.17) ve (3.18)'deki simge kestirimleri kullanıldığında (3.16)'daki Viterbi dal metriği

$$m_k(s_1, s_2, \theta) = - \sum_{\nu=1}^{n_R} \mathcal{R} [s_1 \hat{s}_{1,\nu}^*(\theta, k) + s_2 \hat{s}_{2,\nu}^*(\theta, k)] \quad (3.19)$$

olarak sadeleşir. (3.19)'da verilen dal metriği her k . alt taşıyıcı ve (s_1, s_2, θ) ile belirtilen her SOSM için ayrı ayrı hesaplanır. Son olarak, Viterbi kod çözme algoritması dal metriklerini kullanarak giriş veri bitlerini kestirir.

3.3 ÇOK-YOLLU ÇEŞİTLEME KAZANCI İÇİN TASARIM

3.3.1 Tasarım Ölçütleri

STTC'lerin PEP çözümlemesi ilk olarak Tarokh ve diğ. [10] tarafından yapılmıştır. Daha sonraları bu çözümleme Gong ve Letaief [80] tarafından sıralı kafes kod (TC) ve uzay-zaman blok kodlarına (STBC) uygulanmıştır. Bu alt bölümde, PEP çözümlemesi SOSTFTC OFDM sistemlere genişletilmektedir.

PEP, verici tarafından iletilen $\mathbf{X} = [\mathbf{X}(1), \dots, \mathbf{X}(\kappa)]$ matris dizisine karşılık alıcının hatalı olarak $\mathbf{Z} = [\mathbf{Z}(1), \dots, \mathbf{Z}(\kappa)]$ matris dizisine karar vermesi olasılığı olarak tanımlıdır. Burada, $\mathbf{X}(k)$ ve $\mathbf{Z}(k)$ üstün dik simge matrisleri $k = 1, 2, \dots, \kappa$ için (3.12) ile tanımlıdır ve kodlayıcının kafes yapısındaki dallara karşı düşerler. Dik olan kodları, GCSOD'dan oluşturulan üstün-dik ve dik olmayan tüm kodları kapsayacak şekilde, $\mathbf{X}(k) \in \mathbb{C}^{n_X \times n_T}$ ve $\mathbf{Z}(k) \in \mathbb{C}^{n_X \times n_T}$ simge matrislerinin elemanları sırasıyla $[\mathbf{X}(k)]_{i\mu} = x_i^\mu(k)$ ve $[\mathbf{Z}(k)]_{i\mu} = z_i^\mu(k)$ ile gösterilmiştir. İletilen simge matris dizisine karşı düşen en büyük olabilirlikli (ML) kod çözme metriği

$$m(\mathbf{R}, \mathbf{X}) = \sum_{k=1}^{\kappa} \sum_{i=1}^{n_X} \sum_{\nu=1}^{n_R} \left| r_i^\nu(k) - \sum_{\mu=1}^{n_T} \tilde{H}_{\mu\nu}(k) x_i^\mu(k) \right|^2 \quad (3.20)$$

olarak yazılabilir. Karar verilen $\mathbf{Z}$ matrisine ait ML metriği de benzer şekilde yazılabilir. (3.20)'de, kafes yol uzunluğu κ , OFDM alt taşıyıcı sayısı K 'dan küçük olacak şekilde seçilmiştir. Elemanları $[\tilde{\mathbf{H}}_\nu]_{k\mu} = \tilde{H}_{\mu\nu}(k)$ olan, alt taşıyıcı kazançlarının matrisi $\tilde{\mathbf{H}} = [\tilde{\mathbf{H}}_1, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_\nu, \dots, \tilde{\mathbf{H}}_{N_r}] \in \mathbb{C}^{\kappa \times n_T n_R}$ 'nin, alıcı tarafından tam olarak bilindiği varsayımıyla, PEP

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z} | \tilde{\mathbf{H}}) = Pr \left[m(\mathbf{R}, \mathbf{X}) - m(\mathbf{R}, \mathbf{Z}) > 0 | \tilde{\mathbf{H}} \right] \quad (3.21)$$

ifadesiyle tanımlanır. (3.20)'yi ve $m(\mathbf{R}, \mathbf{Z})$ 'ye karşı düşen ifade (3.21)'de kullanılırsa,

Gauss Q-işlevi

$$Q(t) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_t^\infty \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) dx, \quad t \geq 0 \quad (3.22)$$

cinsinden [74],

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}|\tilde{\mathbf{H}}) = Q\left(\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} M\right) \quad (3.23)$$

olarak yazılabilir. (3.23)'te gürültü varyansı N_0 , simge enerjisi E_s ve

$$M = \sum_{\nu=1}^{n_R} \sum_{k=1}^{\kappa} \sum_{i=1}^{n_X} \left| \sum_{\mu=1}^{n_T} [x_i^\mu(k) - z_i^\mu(k)] \tilde{H}_{\mu\nu}(k) \right|^2 \quad (3.24)$$

ile tanımlıdır.

$$Q(t) \leq \exp\left(-\frac{t^2}{2}\right) \quad (3.25)$$

eşitsizliğini kullanılarak, (3.23)'te verilen PEP

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}|\tilde{\mathbf{H}}) \leq \exp\left(\frac{-E_s}{4N_0} M\right) \quad (3.26)$$

şeklinde üstten sınırlanabilir.

$$M_i^\nu(k) = \left| \sum_{\mu=1}^{n_T} [x_i^\mu(k) - z_i^\mu(k)] \tilde{H}_{\mu\nu}(k) \right|^2 \quad (3.27)$$

tanımını kullanarak (3.24)'ten

$$M = \sum_{\nu=1}^{n_R} \sum_{k=1}^{\kappa} \sum_{i=1}^{n_X} M_i^\nu(k) \quad (3.28)$$

yazılır. (3.27)'den

$$M_i^\nu(k) = \left\{ \sum_{\mu=1}^{n_T} [x_i^\mu(k) - z_i^\mu(k)] \tilde{H}_{\mu\nu}(k) \right\} \left\{ \sum_{\mu=1}^{n_T} [x_i^\mu(k) - z_i^\mu(k)] \tilde{H}_{\mu\nu}(k) \right\}^* \quad (3.29)$$

yazılabilir ve her $\tilde{H}_{\mu\nu}(k)$ değeri için $E[\tilde{H}_{\mu\nu}(k)] = 0$ olduğundan $M_i^\nu(k)$ 'nin beklenen değeri

$$E[M_i^\nu(k)] = \sum_{\mu=1}^{n_T} E\left[|x_i^\mu(k) - z_i^\mu(k)|^2 \left|\tilde{H}_{\mu\nu}(k)\right|^2\right] \quad (3.30)$$

olarak sadeleşir. Eğer $\psi \in \mathbb{R}$ ve ρ 'da varyansı $1/2$ olan Rayleigh dağılımlı rastgele değişken ise

$$E[\exp(\psi \rho^2)] = \int_0^\infty 2\rho \exp(-\rho^2) \exp(\psi \rho^2) d\rho = \frac{1}{1-\psi} \quad (3.31)$$

ifadesi geçerlidir. OFDM alt taşıyıcı kazançları ($\tilde{H}_{\mu\nu}(k)$) bağımsız, eş ve karmaşık Gauss dağılımlı varsayılırsa; (3.31)'de $\rho = |\tilde{H}_{\mu\nu}(k)|$ kullanılarak, tüm olası kanal gerçekleştirmeleri üzerinden ortalaması alınmış PEP üst sınırı

$$\begin{aligned} P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) &\leq \prod_{\nu=1}^{n_R} \prod_{\mu=1}^{n_T} \prod_{k=1}^{\kappa} E \left\{ \exp \left[\frac{-E_s}{4N_0} \left(\sum_{i=1}^{n_X} |x_i^\mu(k) - z_i^\mu(k)|^2 |\tilde{H}_{\mu\nu}(k)|^2 \right) \right] \right\} \\ &\leq \prod_{\nu=1}^{n_R} \prod_{\mu=1}^{n_T} \prod_{k=1}^{\kappa} \frac{1}{1 + \frac{E_s}{4N_0} \sum_{i=1}^{n_X} |x_i^\mu(k) - z_i^\mu(k)|^2} \end{aligned} \quad (3.32)$$

olarak belirlenir. $\eta_\mu = \{k | Z_\mu(k) \neq 0\}$ ve

$$Z_\mu(k) := \sum_{i=1}^{n_X} |x_i^\mu(k) - z_i^\mu(k)|^2 \quad (3.33)$$

tanımlarını kullanarak (3.32)'yi

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) \leq \prod_{\nu=1}^{n_R} \prod_{\mu=1}^{n_T} \prod_{k \in \eta_\mu} \frac{1}{1 + \frac{E_s}{4N_0} Z_\mu(k)} \quad (3.34)$$

olarak yazabiliriz. Yüksek işaret-gürültü oranı (SNR) değerlerinde (3.34)'ün paydasında yer alan 1 terimi gözardı edilebilir ve

$$\begin{aligned} P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) &\leq \prod_{\nu=1}^{n_R} \prod_{\mu=1}^{n_T} \prod_{k \in \eta_\mu} \left[\frac{E_s}{4N_0} Z_\mu(k) \right]^{-1} \\ &\leq \left[\left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{l_\eta(\mathbf{X}, \mathbf{Z})} d_P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) \right]^{-n_R} \end{aligned} \quad (3.35)$$

yazılabilir. (3.35)'te, kod sözcük çifti arasındaki etkin uzaklık

$$l_\eta(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) = \sum_{k=1}^{\kappa} \sum_{\mu=1}^{n_T} \mathbf{1}_{\{Z_\mu(k) \neq 0\}} \quad (3.36)$$

ve toplam-çarpım uzaklığı

$$d_P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) = \prod_{k=1}^{\kappa} \prod_{\substack{\mu=1 \\ \{Z_\mu(k) \neq 0\}}}^{n_T} Z_\mu(k) \quad (3.37)$$

ifadeleriyle tanımlıdır. (3.36)'daki $\mathbf{1}_A$, A olayının gösterge işlevidir ve A olayı doğru ise $\mathbf{1}_A = 1$ ve A olayı yanlış ise $\mathbf{1}_A = 0$ 'dır. SOSTFTC'nin kullanılabilir uzay-frekans çeşitlemesi

$$L_\eta = \min_{\mathbf{X}, \mathbf{Z}} [l_\eta(\mathbf{X}, \mathbf{Z})] \quad (3.38)$$

ve karşı düşen toplam-çarpım uzaklığı

$$d_P(L_\eta) = \min_{\substack{\mathbf{X}, \mathbf{Z} \\ \{l_\eta(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) = L_\eta\}}} d_P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) \quad (3.39)$$

ile belirlenebilir. Eğer (3.38)'i (3.36)'ya göre, olası tüm $\kappa < K$ uzunluklu kafes yol çiftleri üzerinden yorumlarsak; yol çiftlerinde yer alan simge matrisleri arasındaki farklı sütun sayısının en küçük değeri SOSTFTC'nin kullanılabilir zaman çeşitlemesini belirlemektedir. SOSTFTC OFDM sisteminin genel çeşitleme kazancı

$$G_d = n_R \times \min(L_\eta, n_T L) \quad (3.40)$$

olur. (3.40)'ta, verici ile alıcı antenler arasında var olan telsiz iletim yolu sayısı L ile gösterilmiştir. (3.35)'ten sistemin yaklaşık kodlama kazancı için

$$G_c \approx 10 \log_{10} \left[\sqrt[n_T]{d_P(L_\eta)} \right], \text{ dB} \quad (3.41)$$

yazılabilir.

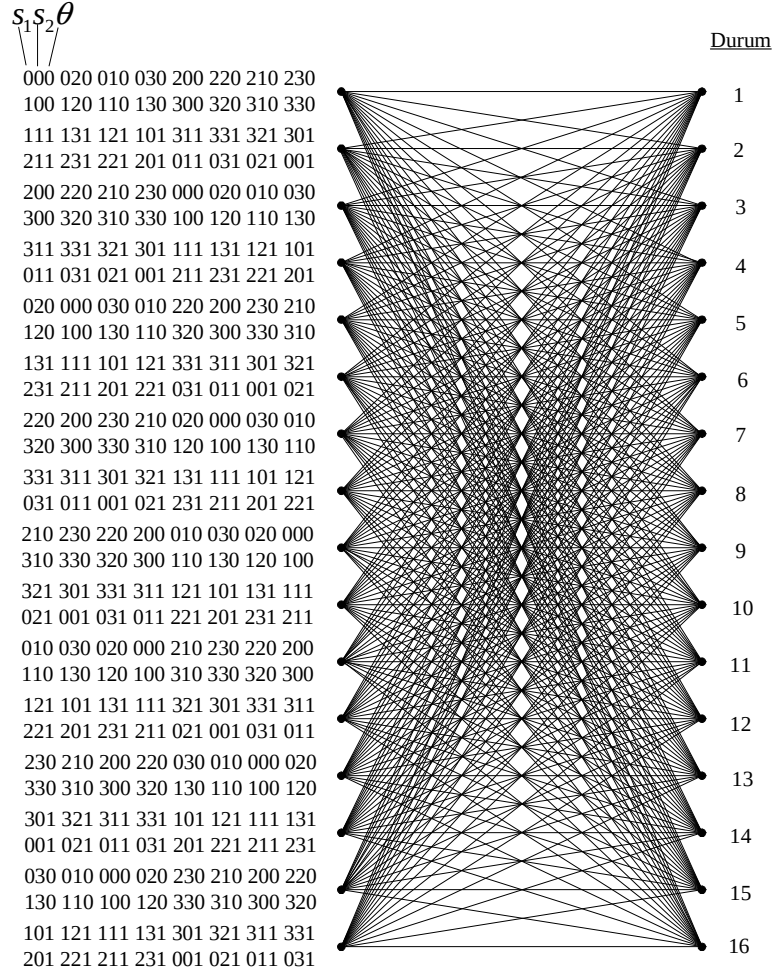
Küçük SNR değerlerinde (3.34)'ü

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) \leq \left[1 + \frac{E_s}{4N_0} \left(\sum_{k=1}^{\kappa} \sum_{\mu=1}^{n_T} Z_\mu(k) \right) + o \right]^{-n_R} \quad (3.42)$$

olarak yazabiliriz. (3.42)'deki o ile, çarpanında $E_s/(4N_0)$ 'ın birden büyük kuvvetleri olan terimler gösterilmiştir. Küçük SNR değerleri için bu terimler (o) gözardı edilebilir. (3.42)'den, küçük SNR değerlerinde, sistemin hata başarımının, kafes kodun Öklid uzaklığından baskın olarak etkilendiği sonucuna varılır.

3.3.2 Tasarım Yordamı ve Eniyileştirilmiş Kafes Kodlar

Önceki alt bölümlerde elde edilen sonuçlara göre OFDM'e uygun SOSTFTC'nin tasarımında; (1) kodun kullanılabilir uzay-frekans çeşitlemesi (L_η) ve (2) toplam-çarpım uzaklığı ($d_P(L_\eta)$) artırılarak ve bunlara ek olarak $l_\eta = L_\eta$ olan kod sözcük çifti sayısı N_{L_η} 'yı küçülterek sistemin hata başarımı iyileştirilebilir. Kısa uzunluklu yol çiftleri ($\kappa = 2$ ve 3) arasındaki baskın hata olaylarını göz önüne alarak (3.38), (3.39) ve N_{L_η} ile verilen SOSTFTC başarımlar ölçütleri bilgisayar



Şekil 3.4: Eniyileştirilmiş 16-durumlu SOSTFTC kafes kod (2 bit/s/Hz, $n_T = 2$).

destekli kapsamlı kod aramayla eniyileştirilmiştir. Kod aramada, Baro ve diğ. [15] tarafından önerilen STTC matris gösterim kullanılarak türetilen ve Laska ve diğ. [16] tarafından önerilen SOSTTC matris gösterimi [16] kullanılarak, olası tüm SOSTTC'ler üzerinden başarımlı ölçütleri eniyileştirilmiştir. Arama sonucu elde edilen eniyileştirilmiş 16-durumlu SOSTFTC için, (Şekil 3.4) $\kappa = 2$ seçildiğinde; $L_\eta = 4$, $N_{L_\eta} = 30\,720$, $d_P(L_\eta) = 64$ ve $\kappa = 3$ seçildiğinde; $L_\eta = 4$, $N_{L_\eta} = 229\,376$, $d_P(L_\eta) = 64$ 'tür. Şekil 3.4'te verilen eniyileştirilmiş 16-durumlu SOSTFTC'de s_1 , s_2 QPSK simge değerleri olan, 1, j , -1 ve $-j$, sırasıyla, 0, 1, 2 ve 3 ile gösterilmiştir. Benzer şekilde, 0 ve π değerli θ döndürme açıları sırasıyla 0 ve 1 ile gösterilmiştir. İki

Tablo 3.1: Kapsamlı bilgisayar destekli aramayla elde edilen eniyileştirilmiş SOSTFTC kafes kodların üreteç matrisleri ve $\kappa = 2$ için başarımların ölçütlerinin değerleri.

Durum sayısı	Üreteç Matrisi ($\mathbf{G}$)	L_η	N_{L_η}	$d_P(L_\eta)$	G_c , dB
16	$\begin{pmatrix} 1 & 2 & 0 & 0 & 2 & 0 & 2 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 2 & 1 & 2 & 0 & 1 \end{pmatrix}^T$	4	30720	64	4.52
32	$\begin{pmatrix} 1 & 2 & 0 & 0 & 1 & 2 & 1 & 2 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 2 & 0 & 1 & 2 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$	4	28672	144	5.40
64	$\begin{pmatrix} 1 & 2 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 2 & 1 & 2 \\ 0 & 0 & 1 & 2 & 1 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}^T$	4	24576	144	5.40

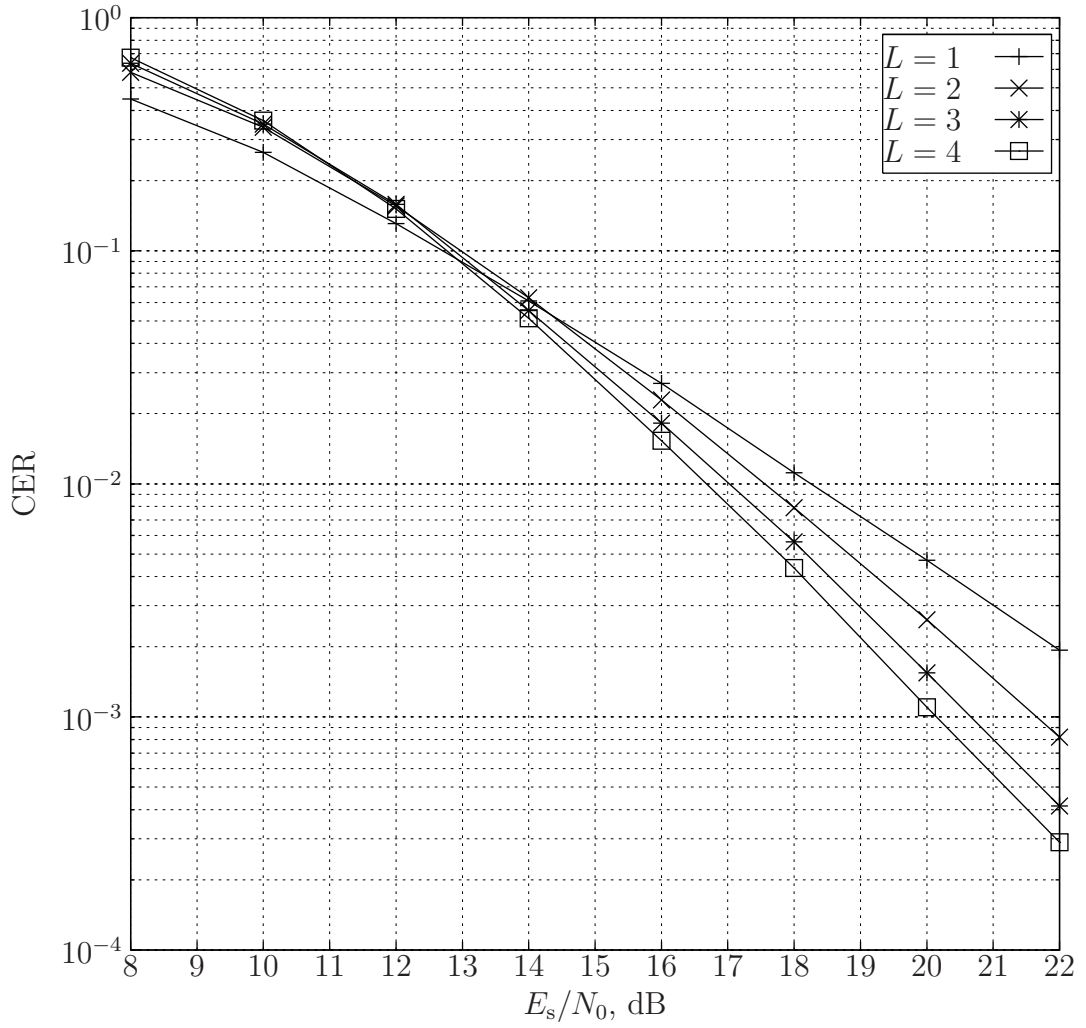
verici anten için verilen s_1 , s_2 ve θ 'ya göre SOSM [4]

$$\begin{pmatrix} s_1 e^{j\theta} & s_2 \\ -s_2^* e^{j\theta} & s_1^* \end{pmatrix} \quad (3.43)$$

şeklinde. (3.43)'teki farklı sütunlar farklı verici antenlerden ve farklı satırlar ardışıl OFDM simgelerinde iletilir. Kapsamlı bilgisayar destekli aramayla elde edilen 32 ve 64-durumlu SOSTFTC kafes kod üreteç matrisleri ve karşı düşen başarımların ölçütleri de Tablo 3.1'de verilmiştir. Tablo 3.1'de, G_c ile gösterilen yaklaşık kodlama kazançları, $d_P(L_\eta)$ değerleri kullanılarak, (3.41)'e göre hesaplanmıştır.

3.4 BAŞARIM DEĞERLENDİRMESİ

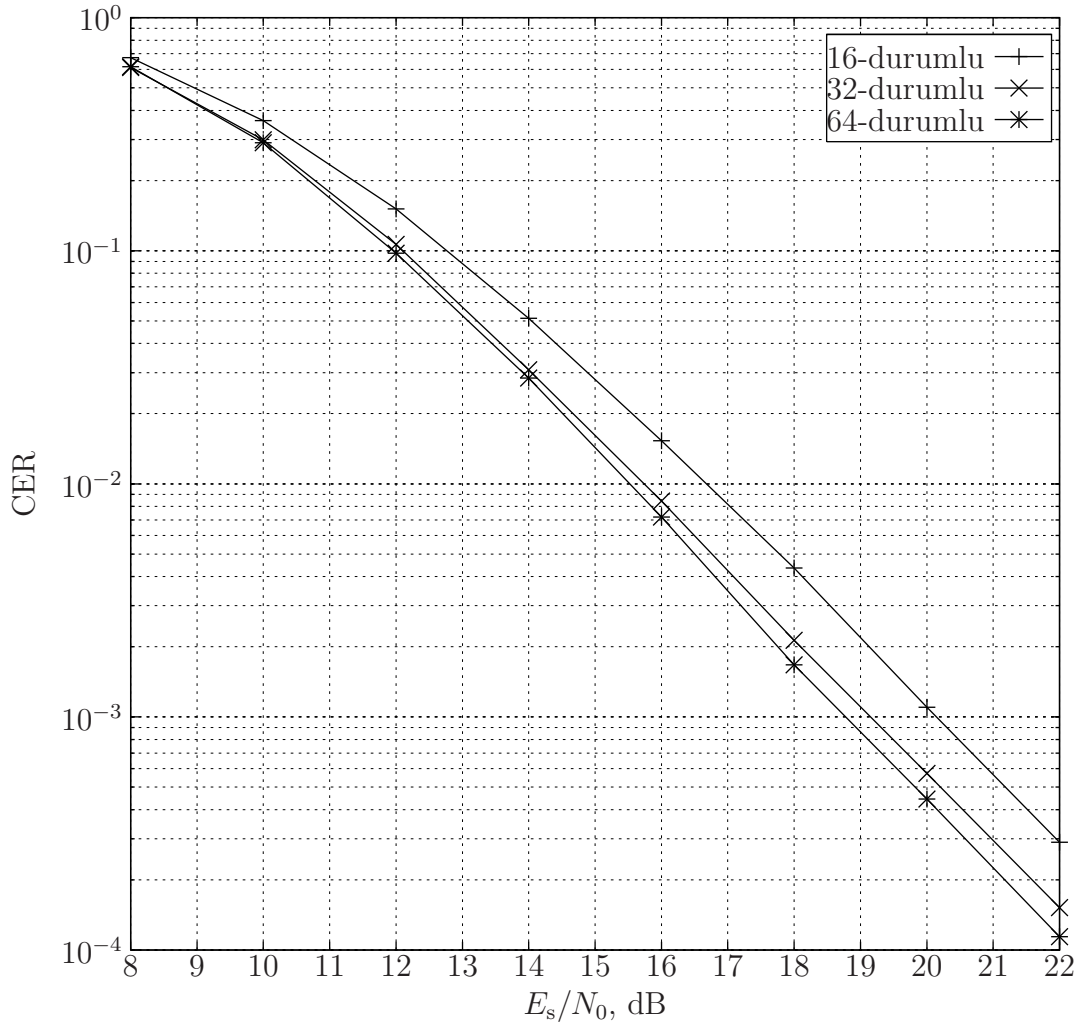
Bilgisayar benzetimleri yardımıyla, önerilen eniyileştirilmiş 16-durumlu SOSTFTC'nin, $n_T = 2$, $K = 48$ ve $n_R = 1$ için, kod sözcük hata olasılıkları (CER) elde edilmiştir. Benzetimlerde, çok-yollu iletim kazançları $h_{\mu\nu}(l)$, istatistiksel bağımsız, eş, sıfır ortalamalı, N_0 varyanslı karmaşık Gauss dağılımlı varsayılmıştır. Alıcının ideal kanal durum bilgisine (CSI) sahip olduğu varsayılmış ve sistemde 48 uzunluklu rastgele kanal serpiştirici kullanılmıştır. Şekil 3.5'te 16-durumlu eniyileştirilmiş SOSTFTC'nin, bilgisayar benzetimleriyle, farklı sayıda ($L = 1, 2, 3$ ve 4) eş enerjili telsiz iletim yoluna sahip kanallar için elde edilen, CER başarımları gösterilmiştir. Şekil 3.5'ten görüldüğü gibi iletim yolu sayısının artırılmasıyla sistemin sağladığı çok-yollu çeşitleme kazancı, CER başarımlarının eğrisinin eğimi, artmaktadır.



Şekil 3.5: 16-durumlu SOSTFTC OFDM sisteminin $L = 1, 2, 3$ ve 4 yollu sönümlmeli kanallardaki CER başarımları ($n_T = 2$, $n_R = 1$, $K = 48$, rastgele kanal serpiştirici, 2 bit/s/Hz).

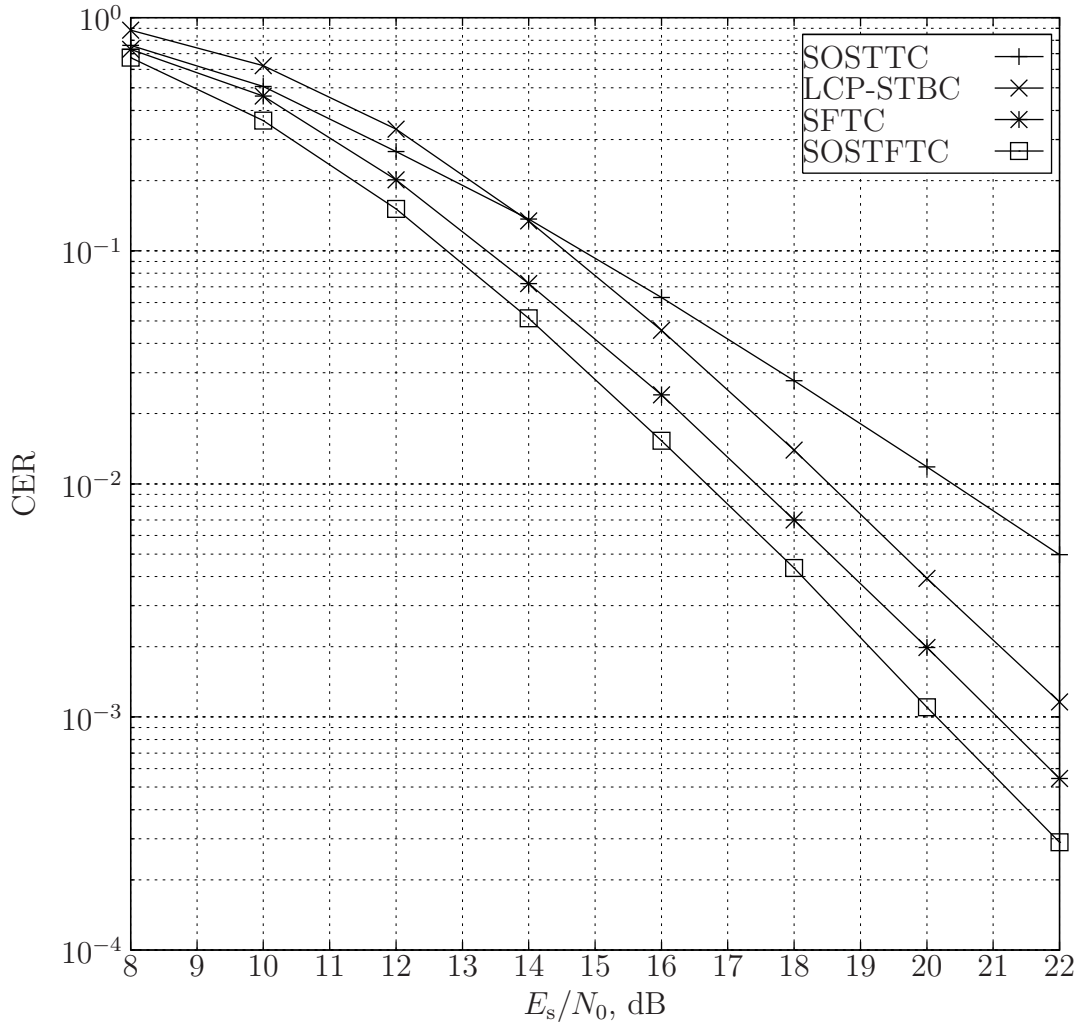
Tablo 3.1’de verilen 32 ve 64-durumlu SOSTFTC’lerin eş enerjili ve $L = 4$ telsiz iletim yollu kanaldaki CER başarımları da bilgisayar benzetimleriyle elde edilmiştir. Şekil 3.6’dan görüldüğü gibi, 32-durumlu SOSTFTC, 16-durumlu SOSTFTC’ye göre ek 1 dB kodlama kazancı sağlamakta ve 64-durumlu SOSTFTC de 32-durumlu SOSTFTC’ye göre ek 0.2 dB kodlama kazancı sağlamaktadır. Elde edilen bu sonuçlar Tablo 3.1’de verilen yaklaşık kodlama kazanç değerleriyle de uyumludur.

Karşılaştırma amacıyla, ön kodlayıcı boyutu 2 olan doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı uzay-zaman blok kodlamalı (LCP-STBC) OFDM’in [6] bilgisayar



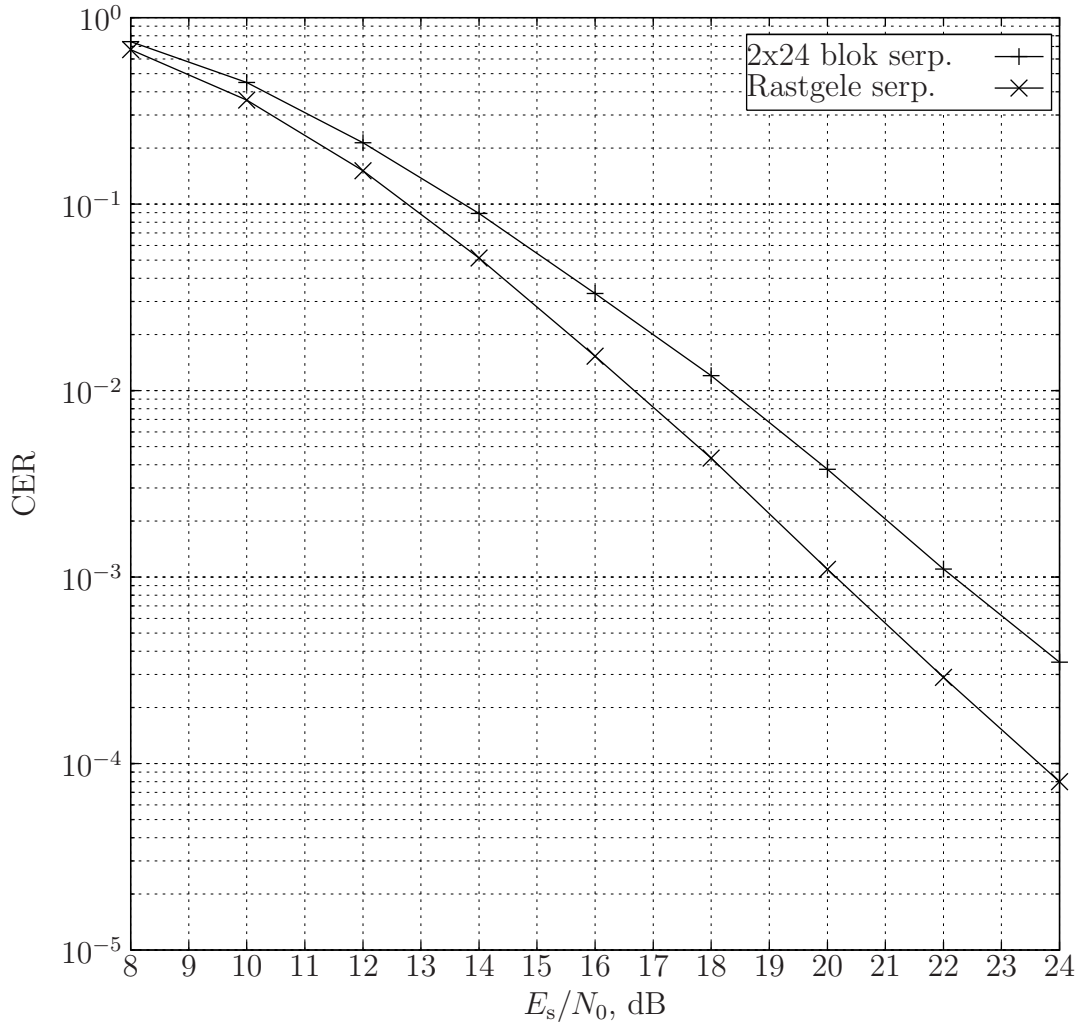
Şekil 3.6: 16, 32 ve 64-durumlu eniyileştirilmiş SOSTFTC OFDM sistemlerin CER başarımlarının karşılaştırması.

benzetimleri de yapılmıştır. Şekil 3.7’den görüldüğü gibi, önerilen 16-durumlu SOSTFTC, LCP-STBC’ye [6] göre, yaklaşık 2 dB ek kodlama kazancı sağlamaktadır. Her iki sistemin gecikmeleri ve bant verimlilikleri eşittir. Önerilen SOSTFTC’nin kullandığı QPSK işaret kümesi LCP-STBC’nin kullandığı genişletilmiş işaret kümesine göre daha düşük PAPR değerlerine neden olur. Önerilen SOSTFTC ile Agrawal ve diğ. [5] tarafından önerilen uzay-frekans kafes kodun (SFTC) CER başarımları da Şekil 3.7’de karşılaştırılmıştır. Her iki kod 16-durumlu kafese sahiptir ve bilgisayar benzetimleri eş kanal koşulları altında ($L = 4$) yapılmıştır. Şekil 3.7’den görüldüğü gibi önerilen SOSTFTC, SFTC’ye [5] göre yaklaşık olarak 1 dB ek kodlama



Şekil 3.7: Önerilen 4-durumlu SOSTTC [4], doğrusal işaret kümesi ön kodlayıcı boyutu $n_{\Theta} = 2$ olan LCP-STBC OFDM [6], 16-durumlu SFTC OFDM [5] ve 16-durumlu SOSTFTC OFDM sistemlerin CER başarımlarının karşılaştırması ($L = 4$ yollu kanal, rastgele kanal serpiştirici, 2 bit/s/Hz).

kazancı sağlamaktadır. İki sistemi adil karşılaştırabilmek amacıyla, kod sözcük başına eşit sayıda simge taşınması ve aynı gecikmeye sahip olabilmeleri için referans SFTC OFDM sisteminin alt taşıyıcı sayısı, SOSTFTC'nin iki katı, $K = 96$, seçilmiştir. Diğer bir ifadeyle, Şekil 3.7'deki SFTC'nin bir kod sözcüğü $K = 96$ alt taşıyıcılı bir OFDM simgeden, SOSTFTC'nin kod sözcüğü de $K = 48$ alt taşıyıcılı iki OFDM simgeden oluşmaktadır. Duruğumsu sönümlmeli kanallar için, Jafarkhani ve Seshadri [4] tarafından önerilen 4-durumlu QPSK SOSTTC'nin, önerilen sisteminde kullanıldığı durumdaki CER başarımları bilgisayar benzetimleriyle elde edilmiş



Şekil 3.8: Kanal serpiştiricinin 16-durumlu SOSTFTC OFDM sistemin CER başarımlarına etkisi ($n_T = 2$, $n_R = 1$, $L = 4$).

ve karşılaştırma amacıyla Şekil 3.7’de verilmiştir. Şekil 3.7’den görüldüğü gibi, 4-durumlu SOSTTC’nin [4] kafesinde var olan paralel geçişler nedeniyle çok-yollu çeşitleme kazancı elde edilememektedir.

Kanal serpiştiricinin, sistemin CER başarımları üzerindeki etkisini incelemek amacıyla 2×24 blok serpiştirici kullanan SOSTFTC’nin bilgisayar benzetimleri yapılmıştır. Rastgele ve 2×24 blok serpiştirici kullanan sistemin CER başarımları Şekil 3.8’de verilmiştir. Şekil 3.8’den görüldüğü gibi, 10^{-3} ’lük CER’de rastgele kanal serpiştiricili SOSTFTC’nin 2×24 blok serpiştiricili SOSTFTC’ye göre yaklaşık 2 dB SNR kazancı sağlamaktadır.

3.5 KOD ÇÖZME KARMAŞIKLIĞI

Kod çözme karmaşıklığı, bir kaynak bitinin çözülebilmesi için gerekli toplam işlem sayısı olarak tanımlanabilir. Kafes kod çözme iki aşamalı bir işlemdir. İlk olarak kafes kod dal metrikleri hesaplanır ve son olarak Viterbi kod çözme yordamıyla karşı düşen dal metriklerin toplamını en küçük yapan kod sözcüğü belirlenir. Bu durumda, kafes kod çözme karmaşıklığı, bit başına dal metriği hesaplama ve bit başına Viterbi kod çözme işlem sayılarının toplamıdır.

Agrawal ve diğ. [5] tarafından önerilen 16-durumlu SFTC için Viterbi kod çözme karmaşıklığı, Yamaguchi ve Imai'nin [83] çalışması izlenerek belirlenebilir. Yamaguchi ve Imai [83]; karmaşıklığı, çözülen kanal simgeleri başına gerekli toplam topla-karşılaştır-seç (ACS) işlem sayısı olarak tanımlamıştır. Benzer yaklaşımla, bu alt bölümde, karmaşıklık, bir kaynak bitinin çözülmesi için gerekli toplam işlem sayısı olarak tanımlanmıştır. Viterbi yordamıyla çözülen kaynak biti başına gerekli ACS işlem sayısı

$$C_V = \frac{2^m (2^q - 1)}{q} \quad (3.44)$$

ile verilmektedir. (3.44)'te kullanılan kodlayıcı bellek elemanı sayısı m , kodlama adımı başına kaynak biti sayısı q ile gösterilmiştir. (3.44)'e göre, Agrawal ve diğ. [5] tarafından önerilen 16-durumlu SFTC'nin ($m = 4$, $q = 2$) Viterbi kod çözme karmaşıklığı

$$C_V = \frac{2^4 (2^2 - 1)}{2} = 24 \frac{\text{ACS}}{\text{bit}}$$

olarak hesaplanır. SOSTFTC için $q = n_{sb}$ 'dir. Bu nedenle, önerilen 16-SOSTFTC'nin ($m = 4$, $q = 4$) Viterbi kod çözme karmaşıklığı

$$C_V = \frac{2^4 (2^4 - 1)}{4} = 60 \frac{\text{ACS}}{\text{bit}}$$

olarak bulunur. Gerçel sayı toplama, karşılaştırma, çıkartma ve çarpma kayan noktalı işlemlerdir. Her bir ACS, iki kayan noktalı işlem (flop) oluşmaktadır.

Viterbi dal metriği hesaplamanın karmaşıklığı, her bir kaynak simgesi için hesaplanacak dal metriği sayısına bağlıdır. SFTC için dal metriği [5]

$$m_k(x_1, x_2) = \left| r(k) - \tilde{H}_1(k)x_1 - \tilde{H}_2(k)x_2 \right|^2 \quad (3.45)$$

ile hesaplanmaktadır. (3.45) her bir kafes adımı için 2^{2b} kere hesaplanmaktadır. Karmaşık sayı çarpma, toplama ve modül kare işlemlerinin karmaşıklığı sırasıyla 6, 2 ve 3 flop olarak alınırsa, (3.45)'in işlem karmaşıklığı 19 flop olarak hesaplanır. Buna göre SFTC için, Viterbi dal metriği hesaplama karmaşıklığı

$$C_M = \frac{19 \times 2^{2b}}{q} \quad (3.46)$$

olarak belirlenir. (3.46), Agrawal ve diğ. [5] tarafından önerilen SFTC'ye uygulanırsa, SFTC için dal metriği hesaplama karmaşıklığı

$$C_M = \frac{19 \times 2^{2 \times 2}}{2} = 152 \frac{\text{flop}}{\text{bit}}$$

olarak hesaplanır. Benzer şekilde (3.17)-(3.19)'dan, $n_T = 2$ ve $n_R = 1$ durumunda, SOSTFTC için Viterbi dal metriği hesaplama karmaşıklığı, θ 'nın aldığı değerler kümesinin eleman sayısı n_θ olmak üzere,

$$C_M = \frac{35 \times n_\theta \times 2^{2b}}{q} \quad (3.47)$$

ile belirlenebilir. $n_\theta = 2$ ve QPSK işaret kümesi için ($b = 2$), (3.47)'den SOSTFTC dal metriği hesaplama karmaşıklığı

$$C_M = \frac{35 \times 2 \times 16}{4} = 280 \frac{\text{flop}}{\text{bit}}$$

olarak hesaplanır.

LCP-STBC referans sisteminin [6] kod çözme karmaşıklığı, Hassibi ve Vikalo'nun [84] yöntemiyle küresel kod çözücünün beklenen karmaşıklık hesabı ve Luo-Leib'in [85] yöntemiyle STBC çözmenin karmaşıklık hesabı kullanarak belirlenebilir. $n_T = 2$ için STBC çözme, Alamouti'nin [11] doğrusal denklemleri kullanılarak yapılmaktadır ve bu denklemlerin toplam hesaplama karmaşıklığı, iki simge için, 28 flop'tur. Küresel kod çözmeden önce Alamouti simge kestirimlerinin $\sqrt{\left|\tilde{H}_1(k)\right|^2 + \left|\tilde{H}_2(k)\right|^2}$ katsayısına bölünerek normalize edilmesi de, iki simge için, 10 flop'tur. Küresel kod çözücünün beklenen karmaşıklığı Hassibi ve Vikalo'nun [84] çalışmasında (39) ile verilmiştir. Doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı kod çözmenin beklenen işlem karmaşıklığı, 2-darbe genlik modülasyonu (PAM) işaret kümesi,

Tablo 3.2: Kod çözücülerin kaynak biti başına yürüttükleri kayan noktalı işlem sayıları (flop/bit).

Kod çözücü	Dal metriği hesabı	Viterbi kod çözme	Toplam
16-durumlu SFTC [5]	152	48	200
16-durumlu SOSTFTC	280	120	400
LCP-STBC [6]	-	-	46.5

verilen bir σ gürültü düzeyi ve kod sözcük arama yarıçapı d için (39) ile hesaplanabilir. $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ ($\sigma = 0.2$) ve $d = 2$ için bu işlem karmaşıklığı, iki simge için, 148 flop olarak hesaplanır. Doğrusal işaret kümesi ön kodlama boyutu 2 olan LCP-STBC'nin kod çözme işlem karmaşıklığı, STBC çözme, normalleştirme (normalization) ve küresel kod çözme karmaşıklıklarının toplamıdır. $\text{SNR} = 20 \text{ dB}$ için, iki 4-QAM simgenin LCP-STBC çözme işlem karmaşıklığı $28 + 10 + 148 = 186$ flop ya da kaynak biti başına 46.5 flop/bit'tir. Tablo 3.2'den, 16-durumlu SOSTFTC'nin toplam kod çözme işlem karmaşıklığı 16-durumlu SFTC'nin toplam kod çözme işlem karmaşıklığının iki katıdır ve LCP-STBC'nin beklenen kod çözme işlem karmaşıklığı 16-durumlu SFTC'nin kod çözme işlem karmaşıklığının yaklaşık dörtte biridir.

Tablo 3.1'de $n_\theta = 2$ olan SOSTFTC'ler verilmiştir. Tasarımların $n_\theta = 4$ için genişletilmesi çalışması yapılmıştır. Bu durumda da ele alınan QPSK işaret kümesi genişlemez, ancak bu kodlar CER başarımı açısından $n_\theta = 2$ 'den daha iyi değildir ve Viterbi dal metriği hesaplama karmaşıklıkları (3.47)'ye göre iki kat fazladır.

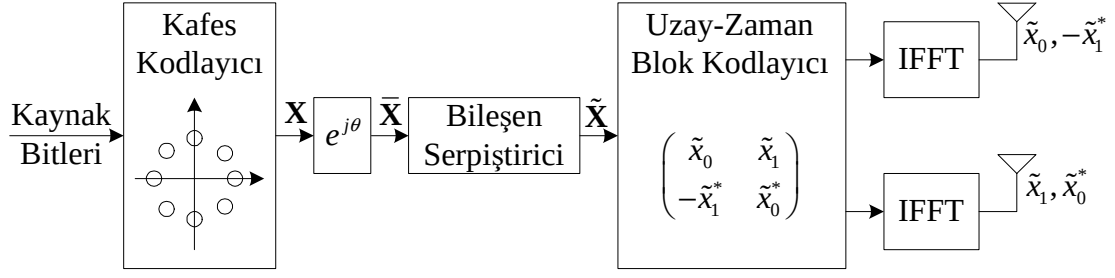
4. SIRALI KAFES KODLAR VE BİLEŞEN SERPİŞTİRMELİ DİK TASARIMLAR

Geniş bantlı kanallarda, yüksek güvenilirlik, taşınabilirlik ve veri iletim hızı gereksinimlerinin artması nedeniyle, kodlama tekniklerinin başarımını iyileştirmek için yoğun çalışmalar sürdürülmektedir. Çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) kanal kodlama ve dik frekans bölmeli çoğullama (OFDM) modülasyonu telsiz iletişim başarımını önemli ölçüde iyileştirir.

Agrawal ve diğerlerinin [5] çalışmasından sonra, uzay-zaman blok kodlarının (STBC), OFDM'e uygulanması Lee ve Williams [37] tarafından önerilmiştir. Günümüzde, yeni kodlama yöntemleri yardımıyla MIMO-OFDM sistemlerin başarımını artırma çalışmaları sürmektedir. MIMO-OFDM sistemlerin hata başarımı büyük oranda çeşitleme kazancı tarafından belirlenmektedir. Ancak, iletim hızı, çeşitleme ve işaret kümesi büyüklüğü arasındaki ödünleşim nedenle; sabit sayıda verici ve alıcı anten, sabit bant genişliği ve sabit bant verimliliği için, geniş bantlı kanalda erişilebilir çeşitlemeyi artırmanın tek yolu kullanılan işaret kümesini genişletip OFDM alt taşıyıcıları boyunca kodlamaktır. Örneğin, geniş bantlı kanalda, kullanılan işaret kümesini genişleterek, erişilebilir çok-yollu çeşitleme kazancını artıran doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı (LCP) OFDM ve doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı uzay-zaman blok kodlamalı (LCP-STBC) OFDM, Liu ve diğ. [86] tarafından önerilmiştir. Bu yöntemlere ek olarak, erişilebilir çok-yollu çeşitleme kazancı OFDM alt taşıyıcıları boyunca kafes kodlama yapılarak artırılabilir. Örneğin sıralı dışsal katlamalı kod ve LCP-STBC (SC-LCP-STBC) Wang ve diğ. [3] tarafından önerilmiştir. Ancak, LCP-STBC için küresel kod çözme [41] ve SC-LCP-STBC için turbo kod çözme, kullanan sistemler yüksek işlem karmaşıklığı gerektirir. Bu durum, daha basit kod çözücüye sahip yöntemleri araştırmaya yöneltmiştir. Sıralı kafes kodlamalı ve uzay-zaman blok kodlamalı (TC-STBC) OFDM, Gong ve Letaief tarafından önerilmiştir [1]. Bu sistem, basit Viterbi algoritmasıyla kod çözmeye

olanak sağlar. Gong ve Letaief'in çalışmasında [1], hızlı sönmülemeli kanallar için tasarlanan 2/3 kodlama oranlı 8-PSK kafes kodlar [79,87] kullanılmıştır ve TC-STBC başarımının MIMO-OFDM için var olan diğer kafes kodlamalı yöntemlerden [5,88] üstün olduğu gözlenmiştir. Diğer taraftan, bileşen serpiştirme [21,89], işaret kümesini genişleterek erişilebilir çeşitleme kazancını artıran etkili bir yöntemdir. Bileşen serpiştirmeli dik tasarımlar (CIOD), MIMO-OFDM'e ilk olarak Rao ve diğ. [28] tarafından uygulanmıştır. CIOD'un önemli özelliği tek simge çözülebilir olması ve böylece düşük kod çözme karmaşıklığına sahip olmasıdır.

Bu bölümde, yüksek hızlı telsiz iletişimine uygun, sıralı kafes kodlamalı ve bileşen serpiştirmeli dik tasarımlı (TC-CIOD) OFDM sistem önerilmektedir. MIMO-OFDM'in başarımını artırmak için bileşen serpiştirici ve kafes kod birlikte kullanılmıştır. TC-CIOD, SC-LCP-STBC [3] gibi yüksek çeşitleme kazancına ve çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC'nin [1] yaklaşık dört katı çeşitleme kazancına ulaşmaktadır. Gong ve Letaief [1] tarafından önerilen TC-STBC sistem çözümlemesinde kafes kod ile STBC arasındaki serpiştirici göz ardı edildiğinden elde edilen sonuçlar çift-simgeli serpiştirilmiş duruma eşdeğerdir. Bu nedenle, bu referans sistemden söz ederken çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC isimlendirmesi kullanılmıştır. Serpiştirmenin TC-STBC'nin erişebildiği çeşitleme kazancı üzerindeki etkisini ortaya çıkarmak için Gong ve Letaief [1] tarafından önerilen çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC durumunda geçerli olan sonuçlar simge serpiştirmeli duruma genişletilmiştir. Simgeli serpiştiricisi kullanıldığında, TC-STBC'nin erişebildiği çeşitleme kazancı katlanmaktadır. Başarım çözümlemesi sonucundan, önerilen TC-CIOD'un erişebildiği çeşitleme kazancının, simge serpiştirilmiş TC-STBC'nin yaklaşık iki katı olduğu görülmüştür. Önerilen sistemde, yüksek çeşitleme kazancının yanında basit Viterbi kod çözme özelliği de korunmaktadır. TC-CIOD'un CER başarımını eniyileştirmek için, kafes kod tasarım ölçütleri, kod sözcük çiftleri arasındaki ikili hata olasılığından türetilmiş ve yeni 4, 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodlar bilgisayar yardımıyla yapılan kapsamlı aramayla elde edilmiştir. Önerilen sistemlerin kod sözcük hata olasılıkları (CER) bilgisayar benzetimleriyle elde edilmiştir. CER sonuçları, yeni önerilen sistemin var olanlardan [1,5,6,28,37] önemli ölçüde daha iyi



Şekil 4.1: TC-CIOD OFDM sisteminin verici blok diyagramı.

olduğunu göstermiştir.

Bu bölümün devamı şu şekilde düzenlenmiştir: Alt bölüm 4.1’de önerilen kodlama ve kod çözme yöntemi anlatılmıştır. Alt bölüm 4.2’te kod sözcük hata olasılığı üst sınırı türetilmekte; çift-simge ve simge serpiştirmeli TC-STBC başarımları TC-CIOD ile karşılaştırılmakta ve bilgisayarlı arama yoluyla TC-CIOD için eniyileştirilmiş yeni 4, 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodlar elde edilmektedir. Alt bölüm 4.3’te önerilen sistemin üstünlüğü bilgisayar benzetimleriyle doğrulanmış ve sonuçlar özetlenmiştir.

4.1 SİSTEM MODELİ

Bu alt bölümde, önerilen TC-CIOD OFDM sistemin modeli, kodlama ve kod çözme işlemleri açıklanmıştır.

4.1.1 Kodlayıcı

TC-CIOD OFDM sisteminin iki verici antenli kodlayıcı blok diyagramı Şekil 4.1’de verilmiştir. İlk olarak, kaynak bitleri 8-PSK 2/3 kodlama oranlı kafes kodlayıcısı tarafından $2K$ uzunluklu ve elemanları x_k olan $\mathbf{X}$ kafes kod sözcüğüne eşlenir. Her bir x_k 8-PSK simgesi, θ açısı ile karmaşık düzlemde döndürülür ve

$$\bar{x}_k = x_k e^{j\theta} \quad (4.1)$$

elemanlarından

$$\bar{\mathbf{X}} = [\bar{x}_0, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, \dots, \bar{x}_{2K-2}, \bar{x}_{2K-1}] \quad (4.2)$$

döndürülmüş kafes kod sözcüğü elde edilir. Şekil 4.1’de görüldüğü gibi $2K$ uzunluklu $\bar{\mathbf{X}}$ vektörü bileşen serpiştirilerek $\tilde{\mathbf{X}}$ bileşen serpiştirilmiş kafes kod sözcük vektörü elde edilir. Yüksek çeşitleme kazancı elde edebilmek için uygun bileşen serpiştirici kullanılmalıdır. $\bar{\mathbf{X}}$ vektörünün elemanlarını $\bar{x}_k$ ile gösterirsek, bileşen serpiştirici, $k = 0, 1, \dots, K - 1$ için

$$\begin{aligned}\tilde{x}_{2k} &= \bar{x}_{k,I} + j\bar{x}_{k+\frac{K}{2},Q} \\ \tilde{x}_{2k+1} &= \bar{x}_{k+K,I} + j\bar{x}_{(k+\frac{3K}{2})_{2K},Q}\end{aligned}\quad (4.3)$$

atamalarını yapmaktadır. Eşitlik (4.3)’teki $(\cdot)_I$ karmaşık simgenin gerçel kısmını, $(\cdot)_Q$ ’da karmaşık simgenin sanal kısmını göstermektedir. $(\cdot)_{2K}$ ’da modülo $2K$ işlecidir. Kullanılan bileşen serpiştirici ek kodlama ve kod çözme gecikmesi getirmez. Bileşen serpiştirilmiş simgeler çiftler halinde $(\tilde{x}_{2k}, \tilde{x}_{2k+1})$ gruplanıp $k = 0, 1, \dots, K - 1$ için Alamouti’nin uzay-zaman blok (STB) matrisi [11],

$$\begin{pmatrix} \tilde{x}_{2k} & \tilde{x}_{2k+1} \\ -\tilde{x}_{2k+1}^* & \tilde{x}_{2k}^* \end{pmatrix} \quad (4.4)$$

şeklinde, kodlanarak TC-CIOD kod sözcüğü oluşturulmaktadır. Elde edilen TC-CIOD kod sözcüğü OFDM ile modüle edilmekte ve iki verici antenden iletilmektedir.

CIOD grubu, bileşen serpiştirilmiş simgelerin STB kodlanmasıyla elde edilen STB matrislerinden oluşur. k . alt taşıyıcının serpiştirilmiş konumu $\alpha(k)$ olmak üzere, iki verici anten ve iki $(\alpha(k), \alpha(k + \frac{K}{2}))$ OFDM alt taşıyıcısı için, CIOD grubu

$$\left(\underbrace{\begin{pmatrix} \tilde{x}_{2k} & \tilde{x}_{2k+1} \\ -\tilde{x}_{2k+1}^* & \tilde{x}_{2k}^* \end{pmatrix}}_{\text{STB matrisi}} \middle| \underbrace{\begin{pmatrix} \tilde{x}_{2k+K} & \tilde{x}_{2k+K+1} \\ -\tilde{x}_{2k+K+1}^* & \tilde{x}_{2k+K}^* \end{pmatrix}}_{\text{STB matrisi}} \right) \quad (4.5)$$

şeklinde iki STB matris yardımıyla tanımlanır. (4.5)’te kullanılan $\tilde{x}_{2k}$, $\tilde{x}_{2k+1}$, $\tilde{x}_{2k+K}$ ve $\tilde{x}_{2k+K+1}$ simgeleri $k = 0, 1, \dots, \frac{K}{2} - 1$ için, (4.3)’e benzer şekilde

$$\begin{aligned}\tilde{x}_{2k} &= \bar{x}_{k,I} + j\bar{x}_{k+\frac{K}{2},Q} \\ \tilde{x}_{2k+1} &= \bar{x}_{k+K,I} + j\bar{x}_{k+\frac{3K}{2},Q} \\ \tilde{x}_{2k+K} &= \bar{x}_{k+\frac{K}{2},I} + j\bar{x}_{k+K,Q} \\ \tilde{x}_{2k+K+1} &= \bar{x}_{k+\frac{3K}{2},I} + j\bar{x}_{k,Q}\end{aligned}\quad (4.6)$$

bileşen serpiştirme denklemleriyle elde edilmiştir. Eğer STB matrisini

$$\mathbf{Y}(k) = \begin{pmatrix} \tilde{x}_{2k} & \tilde{x}_{2k+1} \\ -\tilde{x}_{2k+1}^* & \tilde{x}_{2k}^* \end{pmatrix} \quad (4.7)$$

ile tanımlarsak, (4.5)'e göre CIOD grubu

$$\left[\mathbf{Y}(k) \middle| \mathbf{Y}\left(k + \frac{K}{2}\right) \right] \quad (4.8)$$

şeklinde yazılabilir.

Önerilen sistemde k değişkeni ile OFDM alt taşıyıcıları arasında bire-bir eşleme vardır. Diğer bir ifadeyle, CIOD grubundaki her bir $\mathbf{Y}(k)$ matrisi $\alpha(k)$. OFDM alt taşıyıcısından iletilmektedir ($k = 0, 1, \dots, K - 1$). Burada $\alpha(k)$, k 'nın serpiştirilmiş konumunu gösterir. $\mathbf{Y}(k)$ matrisinin birinci sütunu birinci verici antenden, ikinci sütunu da ikinci verici antenden iletilmektedir. $\mathbf{Y}(k)$ matrisinin iki satırı da ardışıl iki OFDM simgede iletilmektedir.

4.1.2 Kanal Modeli

CIOD grubu STB matrislerinden oluşur. Alt kanal karışmasını (CCI) önlemek için, frekans bölgesinde alt taşıyıcılardan iletilen simgeler üzerinde etkili olan sönümlleme katsayılarının iki ardışıl OFDM simge süresince sabit kaldığı varsayılmıştır. Bu durumda, $\mathbf{Y}(k)$ matrisinin birinci ve ikinci verici antenler üzerinden iletilmesi sırasında simgelere, frekans bölgesinde etkiyen sönümlleme katsayıları zamandan bağımsız ve sırasıyla $H_1(\alpha(k))$ ve $H_2(\alpha(k))$ ile gösterilebilir. Basitlik için $H_\mu(\alpha(k))$ yerine $H_{k,\mu}$ ($\mu = 1, 2$) kullanılacaktır. i . ($i = 1, 2$) OFDM kod sözcük simgesinin $\alpha(k)$. alt taşıyıcısından alınan simgeler $r_{k,i}$ ile ve etkili olan bağımsız eş dağılımlı (i.i.d.) sıfır-ortalamalı ve boyut başına varyansı $N_0/2$ olan karmaşık Gauss gürültü değişkenleri de $n_{k,i}$ ($k = 0, 1, \dots, K - 1$) ile gösterilebilir. Bu tanımlamalarla, MIMO-OFDM telsiz iletişim kanalı, $k = 0, 1, \dots, K - 1$ için

$$\mathbf{R}(k) = \mathbf{Y}(k)\mathbf{H}(k) + \mathbf{N}(k) \quad (4.9)$$

ifadesiyle modellenebilir. Evrik alma işleci $\mathcal{T}$ olmak üzere, eşitlik (4.9)'da, $\mathbf{R}(k) = \begin{pmatrix} r_{k,1} & r_{k,2} \end{pmatrix}^T$, $\mathbf{H}(k) = \begin{pmatrix} H_{k,1} & H_{k,2} \end{pmatrix}^T$ ve $\mathbf{N}(k) = \begin{pmatrix} n_{k,1} & n_{k,2} \end{pmatrix}^T$ 'dir. $K/2$

tane CIOD grubunu içeren ve K farklı OFDM alt taşıyıcısı üzerinden iletilen $\mathbf{Y} = \{\mathbf{Y}(0), \mathbf{Y}(1), \dots, \mathbf{Y}(K-1)\}$ TC-CIOD OFDM kod sözcüğünü göz önüne alalım. $\mathbf{Y}$ kod sözcüğünün iletilmesi alıcıda $\mathbf{R} = \{\mathbf{R}(0), \mathbf{R}(1), \dots, \mathbf{R}(K-1)\}$ 'in alınmasına neden olur. İletişimde etkili olan gürültü de $\mathbf{N} = \{\mathbf{N}(0), \mathbf{N}(1), \dots, \mathbf{N}(K-1)\}$ ile gösterilebilir.

4.1.3 Kod Çözücü

Bir TC-CIOD OFDM kod sözcüğünün iletiminde etkili kanal sönümlleme katsayılarını içeren kanal durum bilgisi (CSI) $\mathbf{H} = \{\mathbf{H}(0), \mathbf{H}(1), \dots, \mathbf{H}(K-1)\}$ ile gösterilsin. CSI'nin alıcı tarafından tam olarak bilindiğini varsayarsak, $\mathbf{X} = [x_0, x_1, \dots, x_{2K-1}]$ kafes kod sözcüğü için kod çözme metriği

$$m(\mathbf{R}, \mathbf{X}; \mathbf{H}) = \sum_{k=0}^{\frac{K}{2}-1} m_k \quad (4.10)$$

olarak yazılabilir. (4.10)'da yer alan CIOD grubu kod çözme metriği

$$m_k = m \left[\mathbf{R}(k), \mathbf{R} \left(k + \frac{K}{2} \right), \tilde{x}_{2k}, \tilde{x}_{2k+1}, \tilde{x}_{2k+K}, \tilde{x}_{2k+K+1}; \mathbf{H}(k), \mathbf{H} \left(k + \frac{K}{2} \right) \right] \quad (4.11)$$

ifadesiyle tanımlıdır. (4.11)'de yer alan $\tilde{x}_i$ simgeleri x_i kafes kod sözcük simgelerinden (4.1) ve (4.6) kullanılarak elde edilmiştir. TC-CIOD'un en büyük olabilirlikli (ML) çözülebilmesi için alıcıda (4.10)'u en küçük yapan $\mathbf{X}$ kafes kod sözcüğü belirlenmelidir. $\mathbf{N}$ 'nin elemanları i.i.d. karmaşık Gauss rastlantı değişkenleri olduğundan (4.10)'un sağ yanındaki toplamda yer alan her bir terimi

$$\begin{aligned} m_k = & |r_{k,1} - H_{k,1}\tilde{x}_{2k} - H_{k,2}\tilde{x}_{2k+1}|^2 \\ & + |r_{k,2} + H_{k,1}\tilde{x}_{2k+1}^* - H_{k,2}\tilde{x}_{2k}^*|^2 \\ & + \left| r_{k+\frac{K}{2},1} - H_{k+\frac{K}{2},1}\tilde{x}_{2k+K} - H_{k+\frac{K}{2},2}\tilde{x}_{2k+K+1} \right|^2 \\ & + \left| r_{k+\frac{K}{2},2} + H_{k+\frac{K}{2},1}\tilde{x}_{2k+K+1}^* - H_{k+\frac{K}{2},2}\tilde{x}_{2k+K}^* \right|^2 \end{aligned} \quad (4.12)$$

olarak yazabiliriz. (4.12)'deki toplamda yer alan her bir terimi açarsak $\tilde{x}_{2k}$, $\tilde{x}_{2k+1}$, $\tilde{x}_{2k+K}$ ve $\tilde{x}_{2k+K+1}$ bileşen serpiştirilmiş simgelere karşı düşen metrikleri $i = 0, 1$ ve $\xi = k, k + \frac{K}{2}$ için

$$\tilde{m}_{2\xi+i} = |\hat{x}_{2\xi+i} - \tilde{x}_{2\xi+i}|^2 + (|H_\xi|^2 - 1) |\tilde{x}_{2\xi+i}|^2 \quad (4.13)$$

olarak yazabiliriz. (4.13)'teki döndürülmüş ve bileşen serpiştirilmiş kod sözcük simgelerinin sözde kestirimleri

$$\begin{aligned}\hat{x}_{2\xi} &= r_{\xi,1} H_{\xi,1}^* + r_{\xi,2}^* H_{\xi,2} \\ \hat{x}_{2\xi+1} &= r_{\xi,1} H_{\xi,2}^* - r_{\xi,2}^* H_{\xi,1}\end{aligned}\quad (4.14)$$

ve eşdeğer kanal kazançları

$$|H_{\xi}|^2 = |H_{\xi,1}|^2 + |H_{\xi,2}|^2 \quad (4.15)$$

ifadeleriyle tanımlıdır. (4.13)'ü kullanarak (4.12)'yi

$$m_k = \tilde{m}_{2k} + \tilde{m}_{2k+1} + \tilde{m}_{2k+K} + \tilde{m}_{2k+K+1} \quad (4.16)$$

olarak yazabiliriz. CIOD grubunda kafes kod sözcük simgelerinin bileşen serpiştirilmesinden dolayı (4.13) ile tanımlı metrikler Viterbi kod çözmeye uygun değildir. Viterbi kod çözmeye uygun dal metriklerini elde edebilmek için $\tilde{m}_{2k}$, $\tilde{m}_{2k+1}$, $\tilde{m}_{2k+K}$ ve $\tilde{m}_{2k+K+1}$ 'i birleştirip döndürülmüş kafes kod simgeleri $\bar{x}_k$, $\bar{x}_{k+\frac{K}{2}}$, $\bar{x}_{k+K}$ ve $\bar{x}_{k+\frac{3K}{2}}$ 'ye göre yeniden düzenleme ve basitleştirme sonucunda (4.16)'yı

$$m_k = \bar{m}_k + \bar{m}_{k+\frac{K}{2}} + \bar{m}_{k+K} + \bar{m}_{k+\frac{3K}{2}} \quad (4.17)$$

olarak yazabiliriz. (4.17)'deki döndürülmüş kafes kod sözcük simgelerine bağlı dal metrikleri

$$\begin{aligned}\bar{m}_k &= (\hat{x}_{2k,I} - \bar{x}_{k,I})^2 + (|H_{2k}|^2 - 1) \bar{x}_{k,I}^2 \\ &\quad + (\hat{x}_{2k+K+1,Q} - \bar{x}_{k,Q})^2 + (|H_{2k+K+1}|^2 - 1) \bar{x}_{k,Q}^2 \\ \bar{m}_{k+\frac{K}{2}} &= \left(\hat{x}_{2k+K,I} - \bar{x}_{k+\frac{K}{2},I} \right)^2 + (|H_{2k+K}|^2 - 1) \bar{x}_{k+\frac{K}{2},I}^2 \\ &\quad + \left(\hat{x}_{2k,Q} - \bar{x}_{k+\frac{K}{2},Q} \right)^2 + (|H_{2k}|^2 - 1) \bar{x}_{k+\frac{K}{2},Q}^2 \\ \bar{m}_{k+K} &= (\hat{x}_{2k+1,I} - \bar{x}_{k+K,I})^2 + (|H_{2k+1}|^2 - 1) \bar{x}_{k+K,I}^2 \\ &\quad + (\hat{x}_{2k+K,Q} - \bar{x}_{k+K,Q})^2 + (|H_{2k+K}|^2 - 1) \bar{x}_{k+K,Q}^2 \\ \bar{m}_{k+\frac{3K}{2}} &= \left(\hat{x}_{2k+K+1,I} - \bar{x}_{k+\frac{3K}{2},I} \right)^2 + (|H_{2k+K+1}|^2 - 1) \bar{x}_{k+\frac{3K}{2},I}^2 \\ &\quad + \left(\hat{x}_{2k+1,Q} - \bar{x}_{k+\frac{3K}{2},Q} \right)^2 + (|H_{2k+1}|^2 - 1) \bar{x}_{k+\frac{3K}{2},Q}^2\end{aligned}\quad (4.18)$$

olarak elde edilmiştir. (4.18)'deki dal metrikleri yardımıyla, TC-CIOD kod sözcüğü Viterbi algoritmasıyla ML çözülebilir.

4.2 KAFES KOD TASARIMI

Bu alt bölümde, TC-CIOD OFDM ile yüksek çeşitleme ve kodlama kazançlarına ulaşmak amacıyla, θ döndürme açısı ve kafes kodun TC-CIOD kod sözcük hata olasılığı üst sınırı üzerindeki etkisi incelenmekte ve θ ile kafes kod birlikte eniyileştirilmektedir.

4.2.1 Tasarım Ölçütleri

Alıcıda ideal CSI varsayımıyla kod çözücünün, iletilmiş olan $\mathbf{X}$ kod sözcüğü yerine hatalı olarak $\mathbf{Z}$ kod sözcüğüne karar vermesi olasılığı olan kod sözcük çiftleri arasındaki ikili hata olasılığı (PEP)

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}|\mathbf{H}) = \Pr[m(\mathbf{R}, \mathbf{X}; \mathbf{H}) > m(\mathbf{R}, \mathbf{Z}; \mathbf{H})] \quad (4.19)$$

olarak ifade edilebilir. (4.19)'da $\mathbf{R} = \{\mathbf{R}^{(1)}, \dots, \mathbf{R}^{(n_R)}\}$ ve ν . ($\nu = 1, \dots, n_R$) antenden alınan simgeler $\mathbf{R}^{(\nu)} = [\mathbf{R}^{(\nu)}(0), \mathbf{R}^{(\nu)}(1), \dots, \mathbf{R}^{(\nu)}(K-1)]$ ve $\mathbf{R}^{(\nu)}(k) = \begin{pmatrix} r_{k,1}^{(\nu)} & r_{k,2}^{(\nu)} \end{pmatrix}^T$ dir. Benzer şekilde, $\mathbf{H} = \{\mathbf{H}^{(1)}, \dots, \mathbf{H}^{(n_R)}\}$, $\mathbf{H}^{(\nu)} = [\mathbf{H}^{(\nu)}(0), \mathbf{H}^{(\nu)}(1), \dots, \mathbf{H}^{(\nu)}(K-1)]$ ve $\mathbf{H}^{(\nu)}(k) = \begin{pmatrix} H_{k,1}^{(\nu)} & H_{k,2}^{(\nu)} \end{pmatrix}^T$ dir. (4.10)'daki $m(\mathbf{R}, \mathbf{X}; \mathbf{H})$ metriğinde (4.16) ve (4.13) ile verilen CIOD kod çözme metriklerini kullanır, karşı düşen $m(\mathbf{R}, \mathbf{Z}; \mathbf{H})$ metriği (4.19)'da yerine yazılır ve $n_{k,i}^{(\nu)}$ alt kanal gürültü değişkenlerinin i.i.d. sıfır ortalamalı ve boyut başına varyansı $N_0/2$ olarak karmaşık Gauss dağılımlı olduğu varsayılırsa

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}|\mathbf{H}) = \prod_{k=0}^{\frac{K}{2}-1} Q \left[\sqrt{\frac{E_s}{2N_0}} \left(d_k^2 + d_{k+\frac{K}{2}}^2 \right) \right] \quad (4.20)$$

elde edilir. (4.20)'deki ifadede $\xi = k$ ve $k + \frac{K}{2}$ için

$$d_\xi^2 = \sum_{\nu=1}^{n_R} \sum_{i=1}^2 \left(|H_{\xi,1}^{(\nu)}|^2 + |H_{\xi,2}^{(\nu)}|^2 \right) |\tilde{x}_{2\xi+i} - \tilde{z}_{2\xi+i}|^2 \quad (4.21)$$

olup $\left\{ x_k, x_{k+\frac{K}{2}}, x_{k+K}, x_{k+\frac{3K}{2}} \right\}$ ile $\left\{ z_k, z_{k+\frac{K}{2}}, z_{k+K}, z_{k+\frac{3K}{2}} \right\}$ CIOD grup çifti arasındaki değiştirilmiş Öklid uzaklığı $\left(d_k^2 + d_{k+\frac{K}{2}}^2 \right)$ 'ye eşittir. (4.20)'de

$$Q(x) \leq \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right) \quad (4.22)$$

eşitsizliğini kullanırsak

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}|\mathbf{H}) \leq \exp \left(-\frac{E_s}{4N_0} d^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) \right) \quad (4.23)$$

üst sınırını elde edilir. (4.23)'teki $d^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z})$, $\mathbf{X}$ ile $\mathbf{Z}$ kafes kod sözcük çifti arasındaki değiştirilmiş Öklid uzaklığıdır ve

$$d^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{\nu=1}^{n_R} \sum_{i=1}^2 \left(|H_{k,1}^{(\nu)}|^2 + |H_{k,2}^{(\nu)}|^2 \right) |\tilde{x}_{2k+i} - \tilde{z}_{2k+i}|^2 \quad (4.24)$$

ile tanımlıdır. Basitlik için $n_R = 1$ olarak (4.24)'ü

$$d^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=1}^2 \left(|H_{k,1}|^2 + |H_{k,2}|^2 \right) |\tilde{x}_{2k+i} - \tilde{z}_{2k+i}|^2 \quad (4.25)$$

olarak yazabiliriz. $\mathbf{X}$ ve $\mathbf{Z}$ 'ye karşı düşen döndürülmüş kafes kod sözcükleri çifti $\bar{\mathbf{X}} = [\bar{x}_0, \bar{x}_1, \bar{x}_2, \bar{x}_3, \dots, \bar{x}_{2K-2}, \bar{x}_{2K-1}]$ ve $\bar{\mathbf{Z}} = [\bar{z}_0, \bar{z}_1, \bar{z}_2, \bar{z}_3, \dots, \bar{z}_{2K-2}, \bar{z}_{2K-1}]$ 'dir. $\bar{\mathbf{X}}$ ve $\bar{\mathbf{Z}}$ 'in, κ uzunluklu $[\bar{x}_{s+1}, \bar{x}_{s+2}, \dots, \bar{x}_{s+\kappa}]$ ve $[\bar{z}_{s+1}, \bar{z}_{s+2}, \dots, \bar{z}_{s+\kappa}]$ kısımlarının birbirinden farklı olduğunu varsayalım. $\pi_I(k)$ ve $\pi_Q(k)$, bileşen serpiştiricinin, sırasıyla, gerçel ve karmaşık işaret bileşenlerin serpiştirilmiş konumlarını belirten permütasyonları, $\eta = \{s+1, s+2, \dots, s+\kappa\}$, $f(k) = \lfloor \pi_I(k)/2 \rfloor$, $g(k) = \lfloor \pi_Q(k)/2 \rfloor$ ve $\lfloor \cdot \rfloor$ tam değer işleci olmak üzere, (4.25)'i

$$d^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) = \sum_{k \in \eta} \sum_{\mu=1}^2 \left[|H_{f(k),\mu}|^2 (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I})^2 + |H_{g(k),\mu}|^2 (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q})^2 \right] \quad (4.26)$$

olarak düzenleyebiliriz. İdeal bileşen serpiştirici, her $\xi, \zeta \in \eta$ için $f(\xi) \neq g(\zeta)$ ve her $\xi \neq \zeta$ için $f(\xi) \neq f(\zeta)$ ve $g(\xi) \neq g(\zeta)$ 'yı garanti eder. İdeal bileşen serpiştirme varsayıldığında, (4.26)'daki H_k^μ alt taşıyıcı iletim kazançları birbirinden farklıdır. Eğer alt taşıyıcılar ideal serpiştirilmiş ve verici antenler birbirinden yeterince uzakta ise, (4.26)'da kullanılan $H_{k,\mu}$ alt taşıyıcı sönmüleme katsayıları sıfır ortalamalı boyut başına varyansı $1/2$ olan i.i.d. karmaşık Gauss dağılımlı rastgele değişkenler varsayılabilir. Rayleigh dağılımlı $|H_{k,\mu}|$ rastgele değişkenleri üzerinden, (4.26)'yı kullanarak (4.23)'ün beklenen değeri alınır

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) \leq \prod_{k \in \eta} \prod_{\mu=1}^2 \left[1 + \frac{E_s}{4N_0} (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I})^2 \right]^{-1} \left[1 + \frac{E_s}{4N_0} (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q})^2 \right]^{-1} \quad (4.27)$$

elde edilir. En genel θ döndürme açısı için, $\bar{x}_k \neq \bar{z}_k$ durumunda $\bar{x}_k$ ve $\bar{z}_k$ 'nin gerçel ve sanal bileşenlerinden her ikisi de farklı olmayabilir. Döndürülmüş kafes kod sözcük çiftinin karşılıklı simgeleri $\bar{x}_k$ ve $\bar{z}_k$ arasında gerçel kısımları farklı olan simgelerin k konumlarından oluşan küme η_I ve sanal kısımları farklı olan simgelerin k konumlarından oluşan küme η_Q olsun. Bu durumda, yüksek SNR değerleri için, (4.27)

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) < \prod_{k \in \eta_I} \left[\frac{E_s}{4N_0} (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I})^2 \right]^{-2} \prod_{k \in \eta_Q} \left[\frac{E_s}{4N_0} (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q})^2 \right]^{-2} \quad (4.28)$$

olarak yazılabilir. η_I ve η_Q kümelerinin eleman sayısı, sırasıyla, $|\eta_I|$ ve $|\eta_Q|$ ile gösterilebilir. Bu durumda (4.28)'i

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) < \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-2(|\eta_I|+|\eta_Q|)} \left[\prod_{k \in \eta_I} (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I}) \prod_{k \in \eta_Q} (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q}) \right]^{-4} \quad (4.29)$$

olarak düzenlenebilir. İdeal serpiştirme ve $n_R = 1$ koşulu altında (4.29)'dan sistemin erişilebilir çeşitleme kazancı

$$G_d = 2 \times \min_{\mathbf{X}, \mathbf{Z}} (|\eta_I| + |\eta_Q|) \quad (4.30)$$

olarak bulunur. Kafes kodun etkin uzaklığı Γ olmak üzere, $\min(|\eta_I| + |\eta_Q|)$ 'nin alabileceği en büyük değer, kafes ve işaret kümesi döndürme açısı θ 'nın uygun seçilmesi koşuluyla, 2Γ 'dır. Bu nedenle, TC-CIOD OFDM'in erişebildiği en büyük çeşitleme kazancı $G_d = 4\Gamma$ 'dır. Bu değer çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC OFDM [1] sisteminin dört katıdır. TC-STBC ile kullanılan çift-simgeli serpiştirici, kafes kod sözcüğünde yer alan simgeleri ikişerli gruplar halinde iki verici antenli STBC'den önce serpiştirerek gerçekte kanal serpiştiricisi işlevini görür. TC-CIOD'un kodlama kazancı, (4.29)'dan,

$$G_c = \min_{\arg \min_{\mathbf{X}, \mathbf{Z}} (|\eta_I|+|\eta_Q|)} \left[\prod_{k \in \eta_I} (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I}) \prod_{k \in \eta_Q} (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q}) \right]^{4/G_d} \quad (4.31)$$

olarak yazılabilir. (4.31)'in dB cinsinden değeri, $10 \times \log_{10}(G_c)$ ifadesiyle hesaplanabilir. Ortalama kod sözcük hata olasılığını, kod sözcük çiftleri arasındaki ikili hata olasılıkları cinsinden

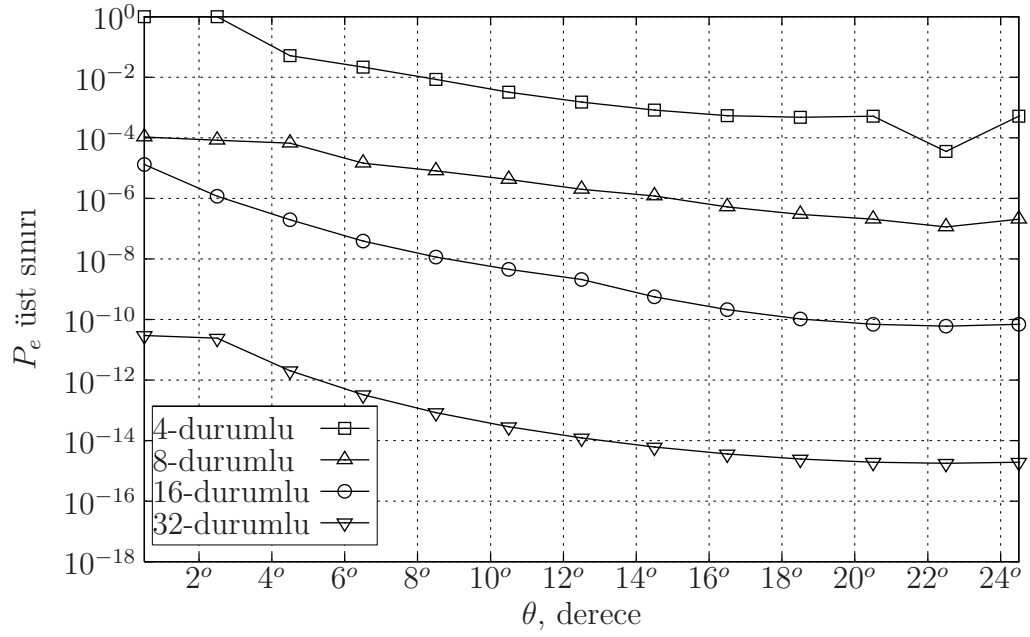
$$P_e = \sum_{\mathbf{X}} P(\mathbf{X}) \sum_{\mathbf{Z} \neq \mathbf{X}} P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) \quad (4.32)$$

olarak yazabiliriz. (4.32)'deki $P(\mathbf{X})$, $\mathbf{X}$ kod sözcüğünün kafes kodlayıcısı tarafından üretilme olasılığıdır. (4.32)'deki $P(\mathbf{X}, \mathbf{Z})$ PEP olup (4.29) ile üstten sınırlıdır.

Bu aşamada, TC-CIOD'a uygun kafes kod eniyileştirmede iki farklı yol izlenebilir. İlki, kafes kod ve θ döndürme açısı değiştirilerek (4.30) ve (4.31)'de sırasıyla verilen erişilebilir çeşitleme kazancı G_d ve kodlama kazancı G_c 'nin enbüyütülmesidir. İkinci yol da (4.32)'de (4.29)'un kullanılmasıyla elde edilen kod sözcük hata olasılığı üst sınırını enküçülten kafes kod ve θ döndürme açısını belirlemektir.

4.2.2 Eniyileştirilmiş Kafes Kodlar

TC-CIOD OFDM için, bilgisayar yardımıyla yapılan etraflı 4, 8, 16 ve 32-durumlu ve $2/3$ kodlama oranlı 8-PSK 2 bit/s/Hz kafes kod aramada; kod sözcük hata olasılığı üst sınırını enküçülten kafes kod ve θ döndürme açısını belirleme yolu seçilmiştir. Böylece yüksek işlem karmaşıklığına karşın kafes kodlar sistemin CER başarımını eniyileştirecek şekilde belirlenmiştir. Kafes kodlar, Schlegel ve Costello [87] tarafından verilen üreteç gösterimi kullanılarak aranmıştır. Tüm olası 4, 8, 16 ve 32-durumlu 8-PSK $R = 2/3$ kodlama oranlı kafes kod üreteç çokterimlileri ve $\theta = 0.5^\circ$ 'den 22.5° 'ye kadar 2° 'lik artımlarla $E_s/N_0 = 14$ dB için yapılan etraflı bilgisayar destekli arama sonucunda, olası tüm $\kappa = 3$ uzunluklu ortak durumdan başlayıp ortak durumda sonlanan $\mathbf{X}$ ve $\mathbf{Z}$ kod sözcük çiftleri için, kod sözcük hata olasılığı üst sınırı hesaplanarak bu değerleri farklı θ ve durum sayısı için en küçülten en iyi kafes kodlar belirlenmiştir. En iyi kafes kodlara ait kod sözcük hata olasılığı (P_e) üst sınırının θ ve ele alınan 4, 8, 16 ve 32-durumlu kafesler için değişimi Şekil 4.2'de verilmiştir. Şekil 4.2'den, kod sözcük hata olasılığının üst sınırının, θ 'ya göre, belirlenen en iyi kafes kodlar için $\theta = 22.5^\circ$ 'de en küçük değerine ulaştığı görülmektedir. Ele alınan işaret kümesi 8-PSK olduğundan dolayı, θ 'nın 22.5° 'den büyük ve 45° 'den küçük değerleri için, $45^\circ - \theta$ ile aynı P_e üst sınır değerleri elde edilir. (4.29)'un (4.32)'de kullanılmasıyla elde edilen üst sınırı enküçülten kafes kodların üreteç çokterimlileri, $\theta = 22.5^\circ$ için, kapsamlı bilgisayar destekli aramayla elde edilmiştir. Tablo 4.1'de, TC-CIOD için eniyileştirilmiş kafes kodların üreteç çokterimlileri sekizli gösterilimde verilmiştir. Tablo 4.1'de yer alan



Şekil 4.2: Farklı θ değerleri için bulunan en iyi kafes kodlara ait kod sözcük hata olasılığı üst sınırları ($R = 2/3$, 8-PSK, $E_s/N_0 = 14$ dB, $\kappa = 3$).

kodların erişilebilir çeşitleme kazançları G_d , kodlama kazançları G_d ve katlılıkları işaret kümesi döndürme açısı $\theta = 22.5^\circ$ için verilmiştir. G_d ve G_c , sırasıyla (4.30) ve (4.31) ile belirlenmiştir. Katlılık ise $|\eta_I| + |\eta_Q| = G_d$ olan kod sözcük çifti sayısıdır. Tablo 4.1'deki 4-durumlu kafes kod $E_s/N_0 = 18$ dB, $\theta = 22.5^\circ$ ve $\kappa = 4$ için kod sözcük hata olasılığı üst sınırını enküçültecek şekilde belirlenmiştir. Benzer şekilde 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodlar $E_s/N_0 = 14$ dB, $\theta = 22.5^\circ$ ve $\kappa = 6$ için belirlenmişlerdir. Arama sırasında, CER başarımında önemli etkisi olan kod sözcük çiftlerini gözönüne alabilmek amacıyla daha fazla durumlu kafesler için daha büyük κ seçilmiştir. CER değeri yaklaşık 10^{-2} olacak şekilde, kafes kod aramadaki E_s/N_0

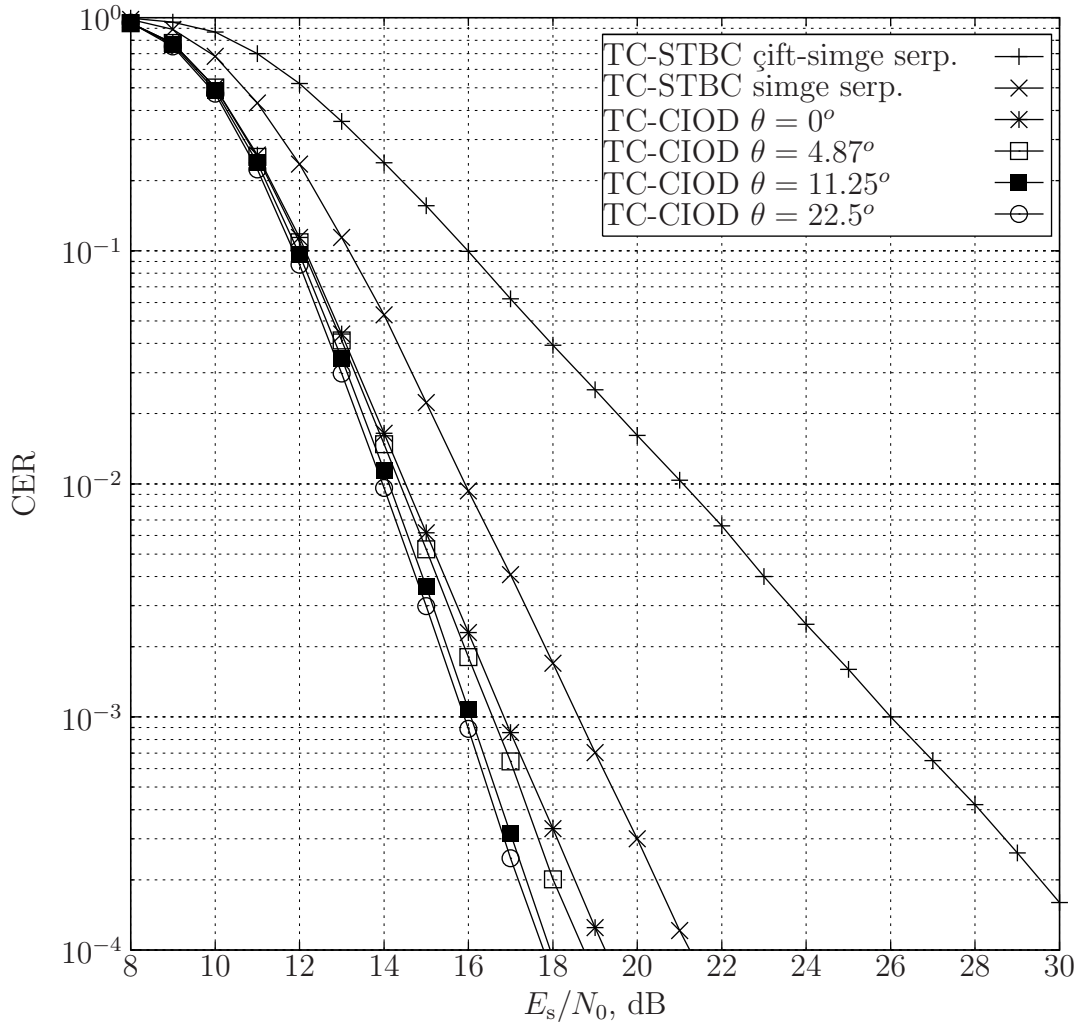
Tablo 4.1: TC-CIOD için eniyileştirilmiş 2/3 kodlama oranlı 8-PSK kafes kodlar.

Kafes gösterilimi	Durum sayısı	Üreteç çokterimlileri			G_d	Katlılık	G_c , dB
		g^0	g^1	g^2			
P4	4	7	2	6	6	3072	0.228
P8	8	13	6	4	8	163840	0
P16	16	23	6	10	10	131072	-0.462
P32	32	65	4	12	12	1048576	-1.778

değeri seçilerek, 10^{-2} 'lik CER için eniyileştirilmiş kodların bulunması amaçlanmıştır.

4.3 BAŞARIM DEĞERLENDİRMESİ

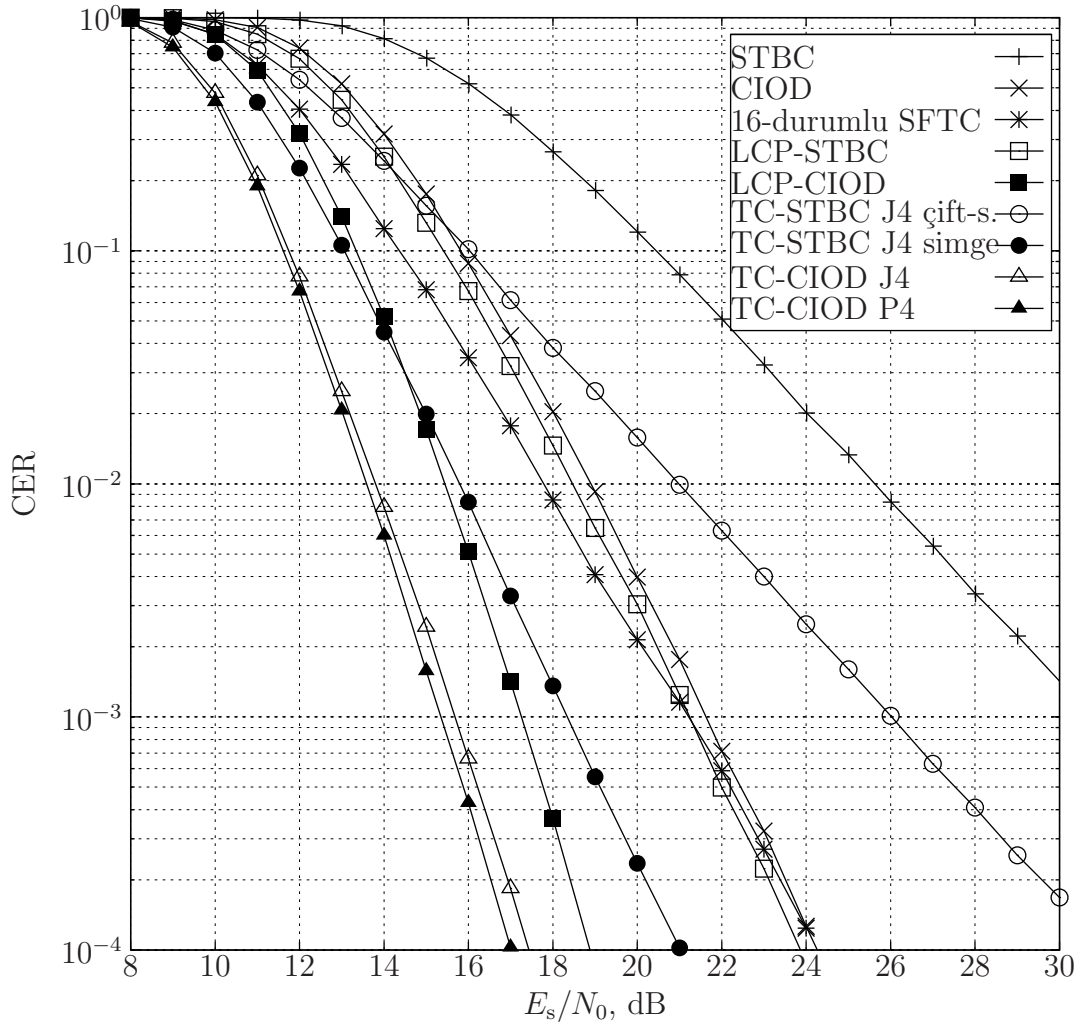
İlk olarak, önerilen TC-CIOD OFDM sistem başarımı bilgisayar benzetimleriyle elde edilmiş ve çift-simge serpiştirmeli TC-STBC OFDM sistemin [1] başarımıyla karşılaştırılmıştır (Şekil 4.3). Bilgisayarlı benzetimi yapılan tüm sistemlerde Jamali ve Le-Ngoc tarafından önerilen 4-durumlu 8-PSK kafes kod [79, Şekil. 6 (a)] kullanılmıştır. Önerilen TC-CIOD OFDM sistemin farklı θ döndürme açıları için ve referans çift-simge serpiştirmeli TC-STBC OFDM sistemin [1] CER başarımları Şekil 4.3'te verilmiştir. Her iki sistemde de iki verici ve bir alıcı anten kullanılmıştır. Kafes kod sonlama simgeleri ve OFDM'in çevrimsel ön takısı ihmal edildiğinde her iki sistemin bant verimlilikleri 2 bit/s/Hz'dir. Bilgisayar benzetimlerinde $K = 128$ OFDM alt taşıyıcısı, alt taşıyıcılar boyunca rastgele kanal serpiştirme, eşit enerji dağılımlı $L = 32$ yollu telsiz iletişim kanalı varsayılmış ve tüm kafes kod sözcükleri sonlandırılmıştır. Bir sonlandırma simgesinin, $2K = 256$ simge uzunluğundaki kafes kod sözcüğü ile karşılaştırıldığında bant verimliliği üzerinde önemli bir etkisi yoktur. Bilgisayar benzetimlerinde kanalın kod sözcük süresince, diğer bir ifadeyle iki OFDM simge süresince, sabit kaldığı varsayılmıştır. Bilgisayar benzetim sonuçlarından en iyi başarımın $\theta = 22.5^\circ$ için elde edildiği görülmektedir. Bu durum, Alt bölüm 4.2.2'de elde edilen sonuçlarla da tutarlıdır. Şekil 4.3'te, önerilen TC-CIOD (J4) sisteminin, çift-simge serpiştirilmiş TC-STBC sistemine göre, 10^{-3} 'lük CER'de 10.3 dB SNR kazancı sağladığı görülmektedir. Şekil 4.3'teki CER başarımlarının eğiminden, TC-CIOD'un eriştiği çeşitleme kazancının TC-STBC'nin eriştiği çeşitleme kazancından büyük olduğu açıktır. Dikkate değer bir nokta da; simge serpiştirme, TC-STBC'nin erişilebilir çeşitleme kazancını çift-simge serpiştirilmiş TC-STBC'nin [1] erişilebilir çeşitleme kazancının iki katına çıkartır. Bu nedenle, simge serpiştirmeye, 10^{-3} 'lük CER'de çift-simge serpiştirmeye göre 7.6 dB SNR kazancı sağlanır (Şekil 4.3). Simge serpiştirici, kafes kodun çıkışını STBC'den önce $2 \times K$ blok serpiştirmektedir. Simge serpiştirici kullanıldığında; [1]'te tanımlı ω küme büyüklüğü kafes kodun etkin uzaklığına (zaman çeşitlemesine) eşit olmakta ve bu



Şekil 4.3: Önerilen TC-CIOD OFDM’in farklı işaret kümesi döndürme açıları (θ) için, referans çift-simgeserp. TC-STBC OFDM [1] ve simgeserp. TC-STBC OFDM sistemlerinin CER başarımları ($L = 32$ yollu telsiz iletişim kanalında, $K = 128$, rastgele kanal serpiştirme).

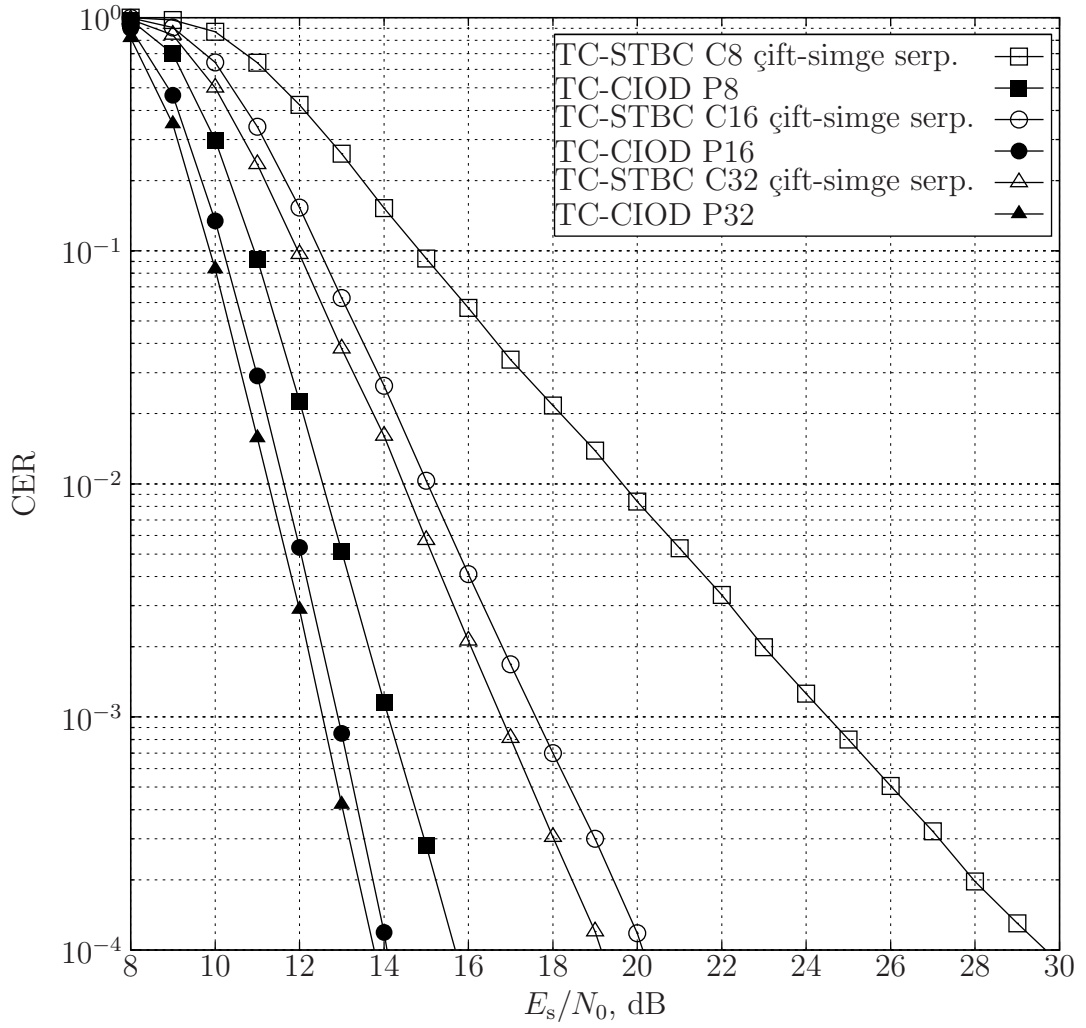
nedenle TC-STBC’nin erişebildiği çeşitleme kazancı katlanmaktadır. Şekil 4.3’ten, 10^{-3} ’lük CER’de TC-CIOD (J4) sistemi simgeserp. TC-STBC’ye göre 2.7 dB SNR kazancı sağladığı görülmektedir.

Alt bölüm 4.2’de önerilen kafes kod tasarım yönteminin TC-CIOD OFDM sistem başarımına sağladığı katkıyı belirlemek amacıyla Jamali ve Le-Ngoc’un [79] kafes kodunu (J4) ve önerilen kafes kodu (P4, Tablo 4.1) kullanan TC-CIOD sisteminin bilgisayar benzetimleri yapılmıştır. Her iki kafes kod 8-PSK, 2/3 kodlama oranlı, 4-durumlu ve 2 bit/s/Hz bant verimliliğine sahiptir. Şekil 4.4’ten görüldüğü gibi



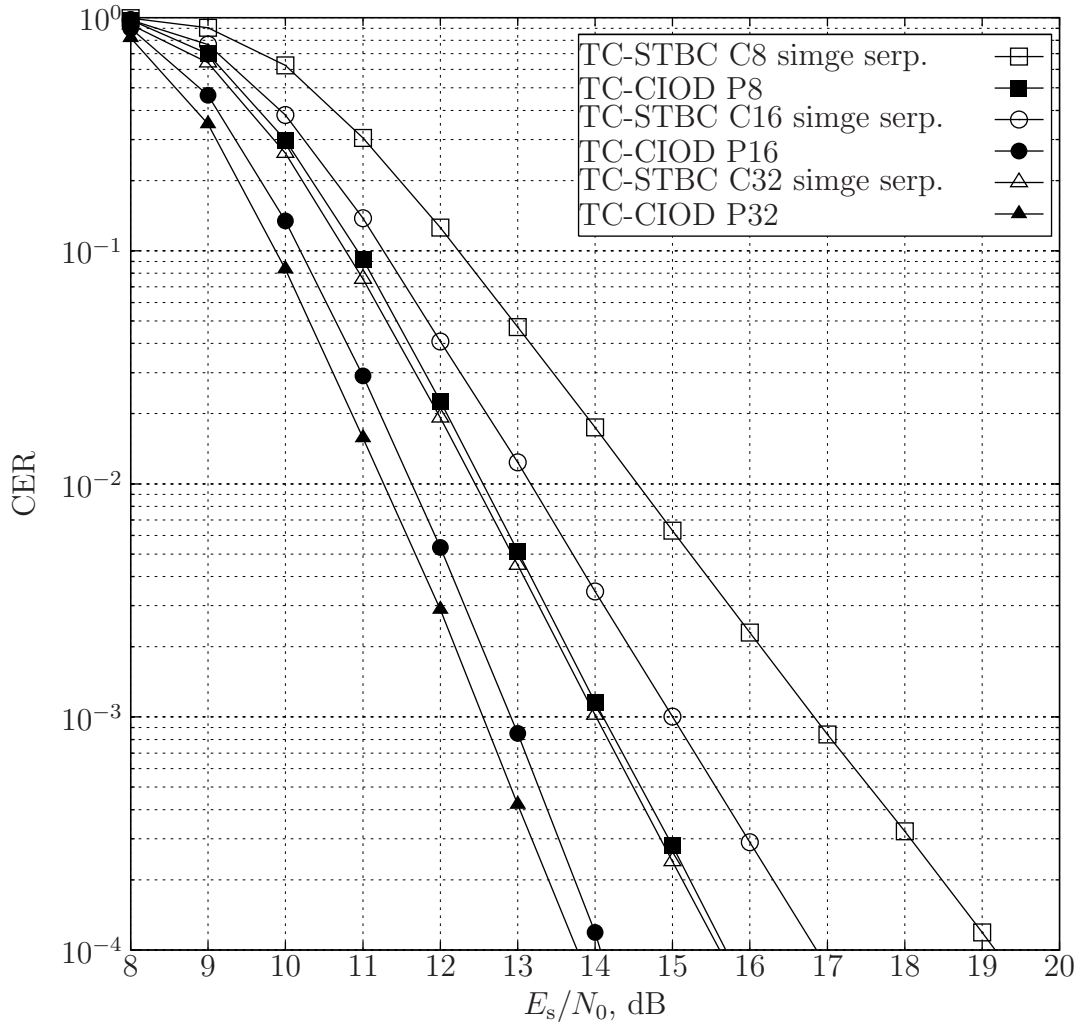
Şekil 4.4: Önerilen ve referans MIMO-OFDM sistemlerin CER başarımları (ideal serpiştirilmiş kanal).

TC-CIOD'un başarımları önerilen P4 kafes kodu kullanıldığında 0.4 dB iyileşmektedir. Bu nedenle, önerilen TC-CIOD sistemi çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC [1] sistemine göre 10^{-3} 'lük CER'de yaklaşık olarak 10.7 dB SNR kazancı sağlamaktadır. Şekil 4.4'ten kayda değer olan, CIOD OFDM [28] sisteminin başarımları doğrusal işaret küme ön kodlayıcı boyutu iki olan LCP-STBC [6] sisteminin CER başarımlarına yaklaşık olarak eşit olmasıdır. LCP-STBC'nin çözülmesinde karmaşık küresel kod çözücü gerektiği halde CIOD tek simge çözülebilmektedir. Adil karşılaştırma amacıyla, Şekil 4.4'te CER başarımları verilen 16-durumlu 4-PSK uzay-frekans kafes kodun (SFTC) bilgisayar benzetiminde 256 OFDM alt taşıyıcısı kullanılmıştır, böylece bu



Şekil 4.5: Önerilen TC-CIOD OFDM ve referans çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC OFDM [1] sistemlerin 8, 16 ve 32-durumlu kafes kod için CER başarımları.

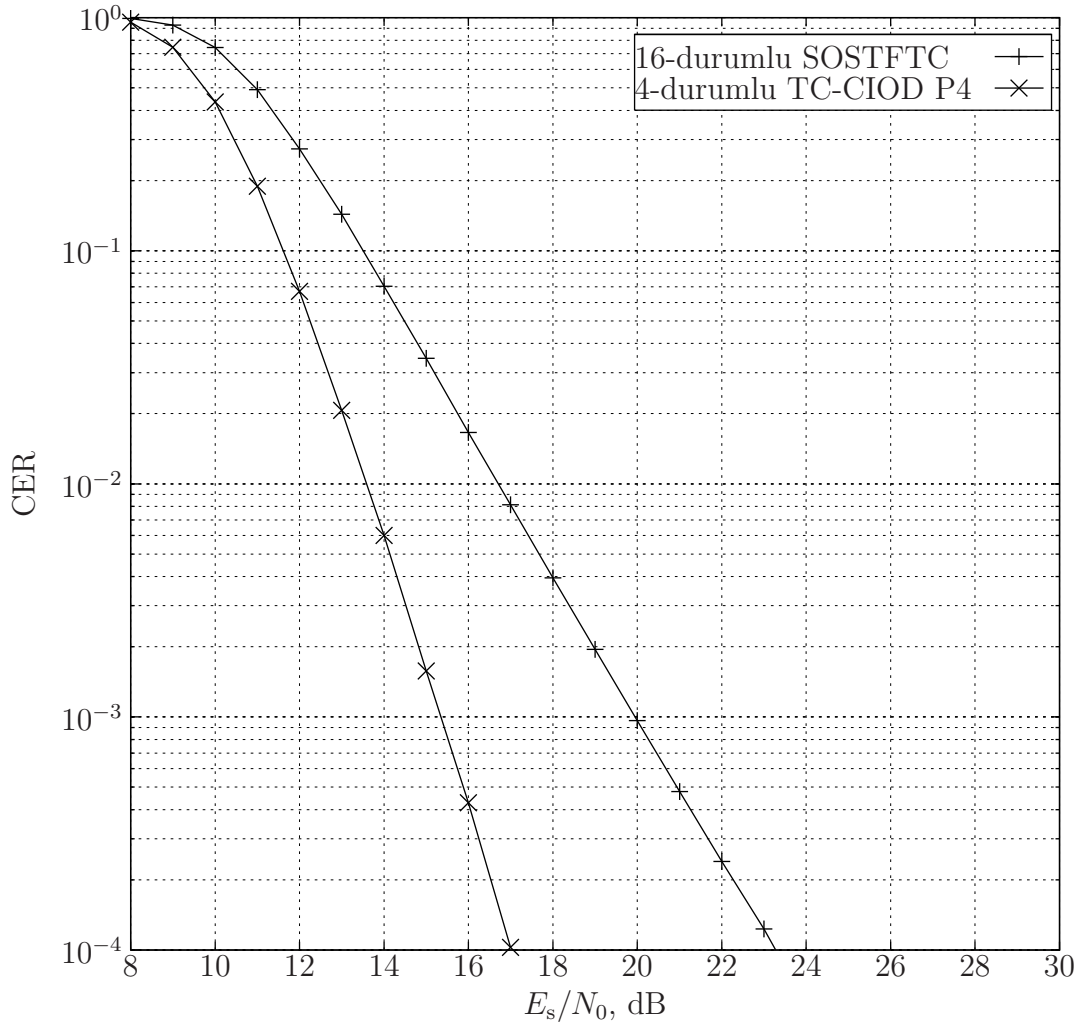
sistemin kod sözcüğü diğer sistemlerle eşit sayıda simgeyi taşımaktadır. 16-durumlu SFTC [5] ile karşılaştırıldığında önerdiğimiz 4-durumlu TC-CIOD (P4), 10^{-3} 'lük CER'de 6 dB SNR kazancı sağlamaktadır. LCP-CIOD'un [28] kod çözme karmaşıklığı diğer tüm sistemlerden yüksektir. Buna rağmen, önerdiğimiz 4-durumlu TC-CIOD'un (P4) SNR başarımı LCP-CIOD'tan 2 dB daha iyidir. 4-durumlu J4 kafes kodunu kullanan simge serpiştirmeli TC-STBC'nin erişebildiği çeşitleme kazancı $G_d = 4$ 'tür ve CER eğrisinin eğimi CIOD ve LCP-STBC ile aynıdır. Şekil 4.4'ten görüldüğü gibi, simge serpiştirilmiş TC-STBC, CIOD ve LCP-STBC'ye göre 3 dB ek kodlama kazancı sağlamaktadır. Şekil 4.4'te karşılaştırma amacıyla STBC OFDM'in [37] CER



Şekil 4.6: Önerilen TC-CIOD OFDM ve simge serpiştirmeli TC-STBC OFDM sistemlerin 8, 16 ve 32-durumlu kafes kod için CER başarımları.

başarımı da verilmiştir. Şekil 4.4'ten görüldüğü gibi, önerilen 4-durumlu TC-CIOD OFDM sisteminin başarımı tüm referans sistemlerden üstündür [1,5,6,28,37].

Şekil 4.5'te Schlegel ve Costello tarafından önerilen; 8-PSK 2/3 kodlama oranlı C8, C16 ve C32 ile gösterilen sırasıyla 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodları [87, Tablo II] kullanan çift-simgeli serpiştirmeli TC-STBC OFDM [1] sistemlerin CER başarımları ve Tablo 4.1'deki 8, 16 ve 32-durumlu eniyileştirilmiş kafes kodları kullanan TC-CIOD OFDM sistemlerinin CER başarımları gösterilmiştir. Şekil 4.5 ve Şekil 4.6'da ideal serpiştirilmiş çok-yollu kanal, $K = 256$ OFDM alt taşıyıcısı ve alıcıda ideal CSI varsayılmıştır. Şekil 4.5'ten görüldüğü gibi, önerilen sistem çift-simgeli serpiştirmeli



Şekil 4.7: Önerilen 16-durumlu SOSTFTC OFDM ve önerilen 4-durumlu TC-CIOD OFDM sistemlerin CER başarımları (2 bit/s/Hz, $n_T = 2$, $n_R = 1$, ideal serpiştirilmiş kanal, $K = 128$).

TC-STBC sisteminden [1] tüm kafes durum sayıları için üstündür. TC-CIOD, çift-simge serpiştirmeli TC-STBC [1] sistemine göre, 10^{-3} 'lük CER'de 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodlar için sırasıyla yaklaşık olarak 10.2 dB, 4.8 dB ve 4.2 dB SNR kazancı sağlar.

Şekil 4.6'da C8, C16 ve C32 ile gösterilen sırasıyla 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodları [87, Tablo II] kullanan simge serpiştirmeli TC-STBC OFDM sistemlerin CER başarımları ve Tablo 4.1'deki 8, 16 ve 32-durumlu eniyileştirilmiş kafes kodları kullanan TC-CIOD OFDM sistemlerinin CER başarımları gösterilmiştir. Şekil 4.6'dan

görüldüğü gibi, önerilen sistem, simge serpiştirmeli TC-STBC'den üstündür ve TC-CIOD, simge serpiştirilmiş TC-STBC'ye göre, 10^{-3} 'lük CER'de 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodlar için sırasıyla yaklaşık olarak 3 dB, 2 dB ve 1.5 dB SNR kazançları sağlar. Şekil 4.6'dan görüldüğü gibi 8-durumlu TC-CIOD ile 32-durumlu simge serpiştirmeli TC-STBC sistemlerin SNR başarımları yaklaşık olarak aynıdır.

Şekil 4.7'de, Bölüm 3'te önerilen 16-durumlu SOSTFTC OFDM ile bu bölümde önerilen 4-durumlu TC-CIOD OFDM sistemlerinin CER başarımları $K = 128$ alt taşıyıcılı OFDM kanalda ideal kanal serpiştirme için verilmektedir. Şekil 4.7'den görüldüğü gibi 4-durumlu TC-CIOD OFDM sistemi 16-durumlu SOSTFTC OFDM sisteminden kaydadeğer derecede üstündür. TC-CIOD OFDM, 10^{-3} 'lük CER'de SOSTFTC OFDM'e göre yaklaşık 5 dB SNR kazancı sağlar. CER başarımlar eğrilerinden de görüldüğü gibi 4-durumlu TC-CIOD OFDM'in erişebildiği çeşitleme kazancı ($G_d = 6$), 16-durumlu SOSTFTC OFDM'in erişebildiği çeşitleme kazancından ($G_d = 4$) fazladır. TC-CIOD, SOSTFTC'den farklı olarak tam kodlama oranlı olmayıp 8-PSK işaret kümesini kullanmaktadır. Ayrıca işaret kümesi döndürme ve bileşen serpiştirmeden dolayı TC-CIOD'un işaret kümesi genişlemektedir. Oysa SOSTFTC OFDM'de QPSK işaret kümesi korunmaktadır. OFDM açısından ele alındığında, geniş işaret kümesi, yüksek PAPR değerlerine neden olur.

4.4 KOD ÇÖZME KARMAŞIKLIĞI

TC-CIOD sisteminde kod çözme iki aşamalı bir işlemdir. İlk olarak (4.18)'den kafes kod dal metrikleri hesaplanır. (4.18)'in hesaplanmasında (4.14) ve (4.15)'ten elde edilecek bileşen serpiştirilmiş kod sözcük simgelerinin sözde kestirimleri ve eşdeğer kanal kazançları kullanılır. Bir CIOD grubu için (4.15)'ten iki eşdeğer kanal kazancının hesaplanması $2 \times (2 \times (\text{modül kare}) + 1 \times (\text{gerçek toplam})) = 2 \times (2 \times 3 + 1 \times 1) = 14$ işlemdir. (4.14)'ten dört döndürülmüş ve bileşen serpiştirilmiş kod sözcük simgelerinin sözde kestirimlerinin hesaplanması $4 \times (2 \times (\text{çarpma}) + 1 \times (\text{toplam})) = 4 \times (2 \times 6 + 1 \times 2) = 56$ işlemdir. (4.18)'den dört kafes kod dal metriğinin hesaplanması $4 \times (4 \times (\text{gerçek toplam}) + 6 \times (\text{gerçek çarpma})) = 4 \times (4 \times 1 + 6 \times 1) = 40$ işlemdir.

(4.18)'deki dal metrikleri olası tüm $\bar{x}_k$ simgeleri için hesaplanmaktadır; 8-PSK işaret kümesinde $M = 8$ işaret olduğundan (4.18)'in karmaşıklığı $40M$ işlemidir. Bir CIOD grubu için toplam dal metriği hesaplama karmaşıklığı $14 + 56 + 40M = 70 + 40M$ işlemidir. Bir CIOD grubunda $4q$ kaynak biti taşındığından TC-CIOD'un dal metriği hesaplama karmaşıklığı

$$C_M = \frac{70 + 40M}{4q} \quad \frac{\text{flop}}{\text{bit}} \quad (4.33)$$

olarak belirlenir.

İkinci olarak dal metrikleri kullanılarak Viterbi kod çözme yapılmaktadır. Bölüm 3'e göre Viterbi kod çözme karmaşıklığı

$$C_V = \frac{2^{m+1}(2^q - 1)}{q} \quad \frac{\text{flop}}{\text{bit}} \quad (4.34)$$

ile verilmektedir. (4.34)'te kodlayıcı bellek elemanı sayısı m , kodlama adımı başına kaynak biti sayısı q ile gösterilmiştir.

4-durumlu 8-PSK TC-CIOD için

$$C_M = \frac{70 + 40 \times 8}{4 \times 2} = 48.75 \quad \frac{\text{flop}}{\text{bit}}$$

$$C_V = \frac{2^{2+1}(2^2 - 1)}{2} = 12 \quad \frac{\text{flop}}{\text{bit}}$$

ve toplam kod çözme karmaşıklığı

$$C_T = 48.75 + 12 = 60.75 \quad \frac{\text{flop}}{\text{bit}}$$

olarak bulunur. Bu değer Bölüm 3'te 16-durumlu SOSTFTC için bulunan $C_T = 400$ flop/bit'in yaklaşık 6'da 1'i dir.

5. SIRALI KAFES KODLAR VE BİLEŞEN SERPİŞTİRMELİ FARKSAL DİK TASARIMLAR

Son yıllarda, çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) telsiz iletişim kanallarında dik frekans bölmeli çoğullama (OFDM) modülasyonunu kullanan kodların tasarımı önem kazanmıştır. Telsiz iletişim kanalları için ilk olarak Alamouti tarafından önerilen uzay-zaman blok kodlar (STBC) [11], basit doğrusal en büyük olabilirlikli (ML) kod çözücüyle tam uzaysal çeşitleme kazancı sağlar. Ek çeşitleme ve kodlama kazançları sağlamak amacıyla Gong ve Letaief tarafından sıralı kafes kodlamalı ve uzay-zaman blok kodlamalı (TC-STBC) OFDM sistemi [1] önerilmiştir. Tarokh ve Jafarkhani'nin önerdiği sabit genlikli (CM) farksal uzay-zaman blok kodlarının [56] TC-STBC'ye uygulanması Tarasak ve Bhargava [2] tarafından yapılmıştır. Farksal kodlama, kanal kestiricisine ve OFDM pilot taşıyıcılarına olan gereksinimi ortadan kaldırarak sistem yapısını oldukça basitleştirir. Bölüm 4'ten, TC-STBC kodların hata başarımını iyileştirmede, bileşen serpiştirmenin çok etkili olduğu bilinmektedir. Simgelerin gerçel ve sanal bileşenleri serpiştirildiğinde oluşan işaret küme çeşitlemesi, iletişim sisteminin hızlı sönmülemeli kanallardaki hata başarımını kaydadeğer olarak iyileştirir. Benzer şekilde, OFDM modülasyonlu sistemlerde, simgelerin gerçel ve sanal bileşenleri farklı alt taşıyıcı kazançlarıyla iletildiğinde çok-yollu çeşitleme kazancı elde edilir. Bileşen serpiştirmenin MIMO-OFDM'e uygulanması Rao ve diğ. [28] tarafından önerilmiş ve çeşitleme kazancını ikiye katladığı gösterilmiştir. Bileşen serpiştirmeli dik tasarımların (CIOD) tek simge çözülebilir olması [26] düşük karmaşıklıkla kod çözmeye olanak verir. CIOD ve OFDM modülasyonunu birlikte kullanmak uzaysal ve çok-yollu çeşitleme kazançları sağlar. Ayrıca Bölüm 4'e göre, sıralı kafes kodlamalı ve bileşen serpiştirmeli dik tasarımlı (TC-CIOD) OFDM, CIOD OFDM [28], doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı bileşen serpiştirmeli dik tasarımlı (LCP-CIOD) OFDM [28] ve TC-STBC OFDM'den [1] daha iyi hata başarımı sağlamaktadır.

Bu çalışmada, Hwang ve diğ. [59] tarafından önerilen sabit genlikli olmayan (CM olmayan) farksal STBC, CIOD'a uygulanarak Bölüm 4'teki TC-CIOD yapısında kullanılmıştır. Önerilen farksal kodlama yöntemi, alıcıda kanal durum bilgisi (CSI) gerektirmeksizin, tam uzaysal ve yüksek çok-yollu çeşitleme kazançları ve yüksek kodlama kazancı sağlamaktadır. Yapılan çalışmada, farksal TC-CIOD tasarım ölçütleri elde edilmiş ve bu ölçütlerin bazı yaklaşıklıklar yapıldığında TC-CIOD kodlar için elde edilen ölçütlerle aynı olduğu gösterilmiştir. Bu nedenle, önerilen farksal TC-CIOD sistemi, farksal olmayan TC-CIOD eşdeğeriyle aynı çeşitleme kazancına sahiptir. Ayrıca, [1] ve [2]'teki sistemlerden yaklaşık dört kat daha büyük çeşitleme kazançlarına erişebileceği belirlenmiştir. Serpiştiricinin TC-STBC'nin erişebileceği çeşitleme kazancı üzerindeki etkisini ortaya çıkarmak amacıyla, TC ile STBC arasında çift-simge serpiştirme durumu için [1] ve [2]'te elde edilen sonuçlar simge serpiştirmeli duruma genişletilmiştir.

5.1 SABİT GENLİKLİ OLMAYAN FARKSAL STBC

Bileşen serpiştirme sonucunda işaret genliklerinin sabit kalmaması nedeniyle, CM olan farksal kodlama yöntemlerin CIOD ile kullanılması mümkün değildir. Bu alt bölümde, CM olmayan farksal uzay-zaman blok (STB) kodlama ve kod çözme özetlenmiştir. Bir sonraki alt bölümde de, CM olmayan farksal STB kodlama, farksal TC-CIOD'ta kullanılacaktır.

İki verici ve bir alıcı antenli duruğumsu sönümlemeli bir kanal varsayalım ve farklı iki verici anten ile alıcı anten arasındaki iletim kazançlarını h_1 ve h_2 ile simgeleyelim. Kanalin ilk iki iletim süresince a_1 ve a_2 sözde simgeleri iletilmiş olsun. STBC nedeniyle, ilk zaman aralığında birinci verici antenden a_1 ve ikinci verici antenden a_2 iletilir. İkinci zaman aralığında da birinci verici antenden $-a_2^*$ ve ikinci verici antenden a_1^* iletilir. Farksal STBC, iletilecek ilk (x_1, x_2) veri simgeleri çiftini

$$a_3 = \frac{x_1 a_1 - x_2 a_2^*}{\sqrt{|a_1|^2 + |a_2|^2}} \quad (5.1)$$

$$a_4 = \frac{x_1 a_2 + x_2 a_1^*}{\sqrt{|a_1|^2 + |a_2|^2}} \quad (5.2)$$

denklemleriyle kodlar [59]. CM olmayan farksal STBC'nin, CM olan farksal STBC'den [56] farkı, $\sqrt{|a_1|^2 + |a_2|^2}$ ölçekleme katsayısıdır. Bu katsayı vericinin ortalama iletim gücünün bire eşit kalmasını sağlar. STB kodlanmış a_1 ve a_2 sözde simgelerinin iletimi

$$r_1 = h_1 a_1 + h_2 a_2 + n_1 \quad (5.3)$$

$$r_2 = -h_1 a_2^* + h_2 a_1^* + n_2 \quad (5.4)$$

işaretlerinin alınmasına neden olur. Buradaki n_1 ve n_2 karmaşık toplamsal beyaz Gauss gürültü örnekleridir. Benzer şekilde CM olmayan x_1 ve x_2 simgelerinden elde edilen STB kodlanmış a_3 ve a_4 simgelerinin kanaldan iletilmesi de

$$r_3 = h_1 a_3 + h_2 a_4 + n_3 \quad (5.5)$$

$$r_4 = -h_1 a_4^* + h_2 a_3^* + n_4 \quad (5.6)$$

işaretlerinin alınmasına neden olur. Farksal kod çözümü, alınan r_1 , r_2 , r_3 ve r_4 simgelerini kullanarak, iletilen x_1 ve x_2 simgelerini

$$\hat{x}_1 = \frac{r_3 r_1^* + r_4^* r_2}{(|h_1|^2 + |h_2|^2) \sqrt{|a_1|^2 + |a_2|^2}} \quad (5.7)$$

$$\hat{x}_2 = \frac{r_3 r_2^* - r_4^* r_1}{(|h_1|^2 + |h_2|^2) \sqrt{|a_1|^2 + |a_2|^2}} \quad (5.8)$$

ifadeleriyle kestirir. Eşitlik (5.7) ve (5.8)'den görüldüğü gibi, iletilen $\hat{x}_1$ ve $\hat{x}_2$ CM olmayan simge kestirimlerini belirleyebilmek için, alıcıda kanal iletim gücü $p = (|h_1|^2 + |h_2|^2)$ ve bir önce iletilen simgelerin gücü $(|a_1|^2 + |a_2|^2)$ kestirilmelidir.

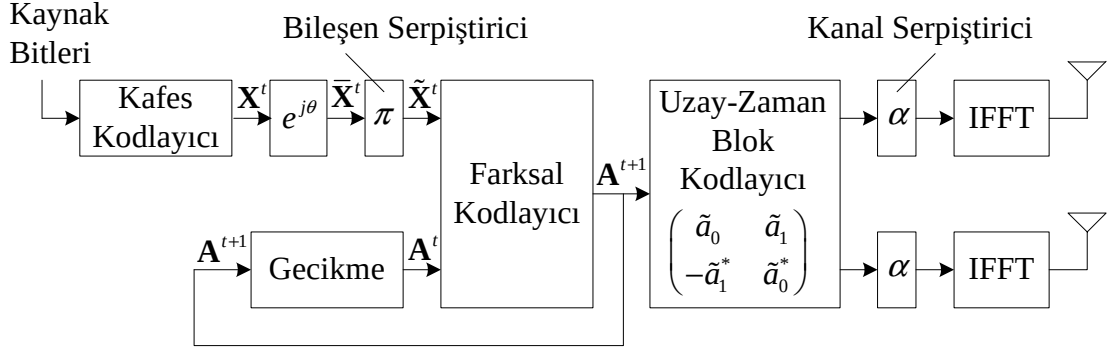
Kanal iletim gücünün kestirimi $\hat{p}$, basit olarak, $|r_t|^2$ 'nin beklenen değeri

$$\hat{p} = \frac{\mathbf{R} \mathbf{R}^H}{n_A} \quad (5.9)$$

hesaplanarak belirlenebilir. (5.9)'da yer alan n_A , kanal iletim gücü kestiriminde kullanılan işaret sayısı, $\mathbf{R} = [r_1 \ r_2 \ r_3 \ r_4 \ \dots \ r_{n_A}]$ ve $\mathbf{R}^H$ da $\mathbf{R}$ 'nin Hermitidir. Kanal iletim gücü kestiriminin hesaplama işlem karmaşıklığı, (5.9) yerine

$$\hat{p}^t = \frac{n_A - 1}{n_A} \hat{p}^{t-1} + \frac{1}{n_A} |r_t|^2 \quad (5.10)$$

özyineli eşdeğer ifade kullanılarak azaltılabilir. (5.10)'daki t özyineleme indisidir.



Şekil 5.1: Önerilen farksal TC-CIOD OFDM'in verici blok diyagramı ($n_T = 2$).

Bir önce iletilen a_1 ve a_2 simge çiftinin gücünü kestirebilmek için basit iki yöntemden biri kullanılabilir. İlki, önceki kod çözücü çıkışını kullanmaktır. İkincisi de (5.3) ve (5.4)'ten elde edilen

$$|r_1|^2 + |r_2|^2 = (|h_1|^2 + |h_2|^2) (|a_1|^2 + |a_2|^2) + n_r \quad (5.11)$$

ifadesini kullanmaktır. (5.11)'de yer alan n_r Gauss gürültü terimidir. (5.11)'den bir önce iletilen simgelerin gücü

$$(|a_1|^2 + |a_2|^2) \approx \frac{|r_1|^2 + |r_2|^2}{\hat{p}} \quad (5.12)$$

ifadesiyle kestirilebilir.

5.2 SİSTEM MODELİ

Bu alt bölümde, önerilen farksal TC-CIOD OFDM sisteminin, kodlama ve kod çözme adımları açıklanmıştır.

5.2.1 Farksal Kodlayıcı

Önerilen farksal TC-CIOD OFDM'in iki antenli verici blok diyagramı Şekil 5.1'de gösterilmiştir. Şekil 5.1'de kaynak bitleri, ilk olarak, 2/3 oranlı kafes kodlanıp 8-PSK işaret kümesine eşlenmektedir. Kafes kodlayıcı çıkışındaki her bir 8-PSK simgesi, $e^{j\theta}$ ile çarpılarak, θ açısıyla döndürülmektedir. Döndürülmüş simgelerden oluşan $\bar{X}^t$ vektörü, π ile bileşen serpiştirilir. Olası en yüksek çeşitleme kazancına ulaşabilmek

için uygun bileşen serpiştirici kullanılmalıdır. Uzunluğu $2K$ olan t . döndürülmüş kafes kod sözcüğü

$$\bar{\mathbf{X}}^t = [\bar{x}_0^t \ \bar{x}_1^t \ \bar{x}_2^t \ \bar{x}_3^t \ \dots \ \bar{x}_{2K-2}^t \ \bar{x}_{2K-1}^t] \quad (5.13)$$

olsun. Burada $\bar{x}_k^t$ simgeleri, $\mathbf{X}^t$ t . kafes kod sözcüğünün x_k^t simgeleri, θ açısıyla döndürülerek,

$$\bar{x}_k^t = x_k^t \exp(j\theta), \quad (5.14)$$

elde edilir. Sistemin başarımını önemli derecede etkileyen π bileşen serpiştiricisi, $k = 0, 1, \dots, K-1$ için

$$\tilde{x}_{2k}^t = \bar{x}_{k,I}^t + j\bar{x}_{k+\frac{K}{2},Q}^t \quad (5.15)$$

$$\tilde{x}_{2k+1}^t = \bar{x}_{k+K,I}^t + j\bar{x}_{(k+\frac{3K}{2})_{2K},Q}^t \quad (5.16)$$

ifadeleriyle tanımlıdır. Bileşen serpiştirilmiş $\tilde{x}_k^t$ simgeleri de

$$\tilde{\mathbf{X}}^t = [\tilde{x}_0^t \ \tilde{x}_1^t \ \tilde{x}_2^t \ \tilde{x}_3^t \ \dots \ \tilde{x}_{2K-2}^t \ \tilde{x}_{2K-1}^t] \quad (5.17)$$

vektörünü oluşturur. Eşitlik (5.15) ve (5.16)'daki $(.)_I$ simgenin gerçel kısmını ve $(.)_Q$ simgenin sanal kısmını göstermektedir. (5.16)'daki $(.)_{2K}$ da modülo $2K$ işlecidir. Bileşen serpiştirme sonucu oluşan $\tilde{\mathbf{X}}^t$ vektörü farksal kodlanıp elemanları a_k^{t+1} olan $\mathbf{A}^{t+1}$ vektörü elde edilir. Farksal kodlama, (5.1) ve (5.2)'ye benzer şekilde, $k = 0, 1, \dots, K-1$ için,

$$a_{2k}^{t+1} = \frac{\tilde{x}_{2k}^t a_{2k}^t - \tilde{x}_{2k+1}^t a_{2k+1}^{t*}}{\sqrt{|a_{2k}^t|^2 + |a_{2k+1}^t|^2}} \quad (5.18)$$

$$a_{2k+1}^{t+1} = \frac{\tilde{x}_{2k}^t a_{2k+1}^t + \tilde{x}_{2k+1}^t a_{2k}^{t*}}{\sqrt{|a_{2k}^t|^2 + |a_{2k+1}^t|^2}} \quad (5.19)$$

ifadeleriyle yapılır. Farksal kodlama sonucunda oluşan a_{2k}^{t+1} ve a_{2k+1}^{t+1} simge çiftleri STB kodlanıp

$$\mathbf{Y}_k^{t+1} = \begin{pmatrix} a_{2k}^{t+1} & a_{2k+1}^{t+1} \\ -a_{2k+1}^{t+1*} & a_{2k}^{t+1*} \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

matrisleri elde edilir. Her bir $\mathbf{Y}_k^{t+1}$ matrisindeki elemanlar $\alpha(k)$. OFDM alt taşıyıcısıyla iletilir. $\alpha(k)$, OFDM alt taşıyıcı indisleriyle k arasında bire-bir eşlemedir ve α kanal serpiştiricisi olarak isimlendirilir. Her bir $\mathbf{Y}_k^{t+1}$ matrisinin satırları sırasıyla

$(2t + 2)$ ve $(2t + 3)$. OFDM simgeleriyle iletilir, $\mathbf{Y}_k^{t+1}$ matrisinin sütunları da sırasıyla birinci ($\mu = 1$) ve ikinci ($\mu = 2$) verici antenlerden iletilir.

Farksal verici, $t = 0$ anında, ilk olarak, sıfırdan farklı ve elemanları ele alınan işaret kümesinden olan sözde $\mathbf{A}^0$ vektörünü kodlar. Gelişigüzel ve bilgi içermeyen $\mathbf{A}^0$ vektörü, STB kodlanarak ilk iki OFDM simgede iletilir. Daha sonra, kaynaktan gelen bilgilerden elde edilen $\tilde{\mathbf{X}}^0$ vektörü ve bir önceki $\mathbf{A}^0$ çıkış vektörü farksal kodlanarak $\mathbf{A}^1$ vektörü elde edilir ve kanaldan iletilir. Sonraki adımlarda da farksal kodlama özyinelemeli olarak devam eder, $t = 1, 2, \dots$ için $\tilde{\mathbf{X}}^t$ ve $\mathbf{A}^t$ vektörleri farksal kodlanarak $\mathbf{A}^{t+1}$ elde edilir ve kanaldan iletilir.

5.2.2 Kanal Modeli

Telsiz iletişim kanalında verici ve alıcı anten arasındaki çok-yollu iletişim, alınan işarete simgeler arası girişime (ISI) neden olur. μ . verici, $1 \leq \mu \leq n_T$, ile ν . alıcı, $1 \leq \nu \leq n_R$, anten arasında L adet iletim yollu MIMO kanalın temelbant dürtü yanıtı

$$h_{\mu\nu}(t, \tau) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{\mu\nu}(t, l) \delta(\tau - \tau_l) \quad (5.21)$$

olarak yazılabilir [74]. (5.21)'de, zamanla değişen kanalın iletim yolu sönümlemesi $h_{\mu\nu}(t, l)$, Dirac işlevi $\delta(\cdot)$ ve l . yolun, $0 \leq l \leq L - 1$, iletim gecikmesi τ_l ile gösterilmiştir. OFDM modülasyonu, vericide çevrimsel öntakı (CP) ekleme ve alıcıda ortadan kaldırmayla, frekansta seçici olan kanalı frekans-seçici olmayan ve ISI'ye neden olmayan K tane alt kanala dönüştürür. Kanalın iletim yolu sönümlemelerinin bir OFDM simge süresince sabit kaldığını varsayalım. Bu durumda kanalın dürtü yanıtı, her bir OFDM simge süresince, t zaman değişkeninden bağımsız hale gelir ve ν . antenden t . OFDM simge aralığında k . alt taşıyıcıdan, $0 \leq k \leq K - 1$, alınan işaret

$$r_\nu^t(k) = \sum_{\mu=1}^{n_T} H_{\mu\nu}^t(k) y_\mu^t(k) + n_\nu^t(k) \quad (5.22)$$

olarak yazılabilir. (5.22)'de, μ . verici antenden t . OFDM simge aralığında k . alt taşıyıcıdan iletilen simge $y_\mu^t(k)$, boyut başına varyansı $N_0/2$ olan sıfır-ortalamalı karmaşık Gauss rastlantı değişkenleri $n_\nu^t(k)$ ve frekans bölgesinde t . OFDM simge aralığında μ . verici ve ν . alıcı antenler arasındaki, alt kanalların iletim kazançları,

$k = 0, 1, \dots, K - 1$ için,

$$H_{\mu\nu}^t(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_{\mu\nu}^t(l) \exp\left(-\frac{j2\pi k\tau_l}{T_s}\right) \quad (5.23)$$

ile gösterilmiştir. (5.23)'teki etkin OFDM simge süresi T_s ve kanalın iletim yolu sönümlemesi $h_{\mu\nu}^t(l)$ ile gösterilmiştir.

Bu alt bölümün devamında, basitlik için $n_R = 1$ seçilip, yukarıdaki kanal modelinde yer alan ν verici anten indisi gösterilmeyecektir. Ancak, önerilen sistem yapısı kolaylıkla birden fazla alıcı anten durumuna genişletilebilir. Duruğumsu kanal varsayımı altında, alt taşıyıcı iletim kazançlarındaki t zaman indisi kaldırılabilir. STBC çıkışındaki $\mathbf{Y}_k^{t+1}$ matrisinin iletiminde etkili olan $\alpha(k)$. OFDM alt kanalların kazançları, birinci verici anten için $H_1(\alpha(k))$ ve ikinci verici anten için $H_2(\alpha(k))$ olsun. Gösterimi basitleştirmek için $H_\mu(\alpha(k))$ 'yı H_k^μ ile simgeleyebiliriz. r_k^{t+1} işaretinin, $(t + 1)$. OFDM simgesinin $\alpha(k)$. alt taşıyıcıdan alındığını ve bu alt taşıyıcının n_k^{t+1} ile gösterilen bağımsız, özdeş dağılımlı, boyut başına varyansı $N_0/2$ olan, sıfır ortalamalı Gauss gürültüsünden etkilendiğini varsayalım. Bu durumda, MIMO-OFDM iletimi, $k = 0, 1, \dots, K - 1$ için,

$$\mathbf{R}_k^{t+1} = \mathbf{Y}_k^{t+1} \mathbf{H}_k + \mathbf{N}_k^{t+1} \quad (5.24)$$

ile gösterilebilir. (5.24)'teki $\mathbf{R}_k^{t+1} = \begin{pmatrix} r_k^{2t+2} & r_k^{2t+3} \end{pmatrix}^T$, $\mathbf{H} = \begin{pmatrix} H_k^1 & H_k^2 \end{pmatrix}^T$ ve $\mathbf{N}_k^{t+1} = \begin{pmatrix} n_k^{2t+2} & n_k^{2t+3} \end{pmatrix}^T$ ile tanımlıdır. $\mathbf{Y}^{t+1} = \{\mathbf{Y}_0^{t+1}, \mathbf{Y}_1^{t+1}, \mathbf{Y}_2^{t+1}, \dots, \mathbf{Y}_{K-1}^{t+1}\}$ ile gösterilen ve K alt taşıyıcı üzerinden iletilen OFDM kod sözcüğünü göz önüne alalım. $\mathbf{Y}^{t+1}$ 'in iletilmesi $\mathbf{R}^{t+1} = \{\mathbf{R}_0^{t+1}, \mathbf{R}_1^{t+1}, \mathbf{R}_2^{t+1}, \dots, \mathbf{R}_{K-1}^{t+1}\}$ 'in alınmasına neden olur ve $\mathbf{R}^{t+1}$ 'in iletiminde etkili olan toplamsal Gauss gürültü değişkenleri de $\mathbf{N}^{t+1} = \{\mathbf{N}_0^{t+1}, \mathbf{N}_1^{t+1}, \mathbf{N}_2^{t+1}, \dots, \mathbf{N}_{K-1}^{t+1}\}$ ile gösterilebilir.

5.2.3 Farksal Kod Çözücü

Kanal durum bilgisi (CSI) olmadığında, t . kafes kod sözcüğü $\mathbf{X}^t = \begin{bmatrix} x_0^t & x_1^t & x_2^t & x_3^t & \dots & x_{2K-2}^t & x_{2K-1}^t \end{bmatrix}$ 'yi ML çözebilmek için, alıcıda

$$m(\mathbf{R}^{t+1}, \mathbf{R}^t, \mathbf{X}^t) = \sum_{k=0}^{\frac{K}{2}-1} m_k^t \quad (5.25)$$

metriğini enküçülten $\mathbf{X}^t$ 'yi belirlenmelidir. (5.25)'teki farksal CIOD kod çözme metriği

$$m_k^t = m \left(\mathbf{R}_k^{t+1}, \mathbf{R}_{k+\frac{K}{2}}^{t+1}, \mathbf{R}_k^t, \mathbf{R}_{k+\frac{K}{2}}^t, \tilde{x}_{2k}^t, \tilde{x}_{2k+1}^t, \tilde{x}_{2k+K}^t, \tilde{x}_{2k+K+1}^t \right) \quad (5.26)$$

ile tanımlıdır. (5.25)'te kullanılan m_k^t CIOD kod çözme metriği, $k = 0, 1, \dots, \frac{K}{2} - 1$ için,

$$m_k^t = \tilde{m}_{2k}^t + \tilde{m}_{2k+1}^t + \tilde{m}_{2k+K}^t + \tilde{m}_{2k+K+1}^t \quad (5.27)$$

olarak yazılabilir. (5.27)'deki STB simge metrikleri, $\xi = 2k, 2k + 1, 2k + K$ ve $2k + K + 1$ için,

$$\tilde{m}_\xi^t = |\tilde{x}_\xi^t - \hat{x}_\xi^t|^2 + (S_\xi^t - 1) |\hat{x}_\xi^t|^2 \quad (5.28)$$

ile tanımlıdır. (5.28), [90, sf. 453]'e benzer şekilde belirlenmiştir. (5.28)'de

$$S_k^t = \left(|H_k^1|^2 + |H_k^2|^2 \right) \sqrt{|a_{2k}^t|^2 + |a_{2k+1}^t|^2} \quad (5.29)$$

ile tanımlı ölçekleme katsayısı, Alt bölüm 5.1'in sonunda anlatıldığı gibi kestirilebilir. Bileşen serpiştirilmiş kod sözcük simgelerinin sözde kestirimleri de (5.7) ve (5.8)'e benzer şekilde, $k = 0, 1, \dots, K - 1$ için,

$$\begin{aligned} \hat{x}_{2k}^t &= r_k^{2t+2} r_k^{2t*} + r_k^{2t+3*} r_k^{2t+1} \\ \hat{x}_{2k+1}^t &= r_k^{2t+2} r_k^{2t+1*} - r_k^{2t+3*} r_k^{2t} \end{aligned} \quad (5.30)$$

ifadeleriyle tanımlıdır. (5.29)'daki ölçekleme katsayısı, (5.10)'a benzer şekilde, alt kanal iletim gücü kestirilerek ya da (5.12)'ye benzer şekilde, bir önce iletilen simgelerin gücü kestirilerek belirlenebilir. (5.10) ve (5.12)'ye benzer şekilde, S_k^t ölçekleme katsayısı kestirimini

$$\hat{S}_k^t = \sqrt{\hat{p}_k \left(|r_k^{2t}|^2 + |r_k^{2t+1}|^2 \right)} \quad (5.31)$$

şeklinde yazabiliriz. (5.31)'deki alt kanal iletim gücünün kestirimini, ilk değer olarak $\hat{p}_k^0 = 1$ alarak,

$$\hat{p}_k^t = \frac{n_A - 2}{n_A} \hat{p}_k^{t-1} + \frac{2}{n_A} \left(|r_k^{2t}|^2 + |r_k^{2t+1}|^2 \right) \quad (5.32)$$

ifadesiyle özyinelemeli olarak hesaplayabiliriz.

Eşitlik (5.27)'de yer alan, bileşen serpiştirilmiş simgeleriyle belirlenen, $\tilde{m}_k^t$ metrikleri Viterbi kod çözme yordamı için uygun değildir. Bu nedenle, (5.27)'deki metrikleri birleştirerek $\bar{x}_k^t$, $\bar{x}_{k+\frac{K}{2}}^t$, $\bar{x}_{k+K}^t$ ve $\bar{x}_{k+\frac{3K}{2}}^t$ döndürülmüş kafes kod sözcük simgelerine bağlı olan $\bar{m}_k^t$, $\bar{m}_{k+\frac{K}{2}}^t$, $\bar{m}_{k+K}^t$ ve $\bar{m}_{k+\frac{3K}{2}}^t$ Viterbi dal metriklerini elde etmek gerekir. Eşitlik (5.27)'de (5.28)'in kullanılmasıyla elde edilen CIOD kod çözme metriğinde yer alan bileşen serpiştirilmiş $\tilde{x}_{2k}^t$, $\tilde{x}_{2k+1}^t$, $\tilde{x}_{2k+K}^t$ ve $\tilde{x}_{2k+K+1}^t$ simgelerinin oluşturulmasında (5.15) ve (5.16)'ya göre $\bar{x}_k^t$, $\bar{x}_{k+\frac{K}{2}}^t$, $\bar{x}_{k+K}^t$ ve $\bar{x}_{k+\frac{3K}{2}}^t$ döndürülmüş kafes kod sözcük simgeleri belirleyicidir. (5.27)'deki metrikler birleştirerek $\bar{x}_k^t$, $\bar{x}_{k+\frac{K}{2}}^t$, $\bar{x}_{k+K}^t$ ve $\bar{x}_{k+\frac{3K}{2}}^t$ döndürülmüş kafes kod sözcük simgelerine bağlı olan Viterbi dal metrikleri $\bar{m}_k^t$, $\bar{m}_{k+\frac{K}{2}}^t$, $\bar{m}_{k+K}^t$ ve $\bar{m}_{k+\frac{3K}{2}}^t$ olmak üzere, $k = 0, 1, \dots, \frac{K}{2} - 1$ için,

$$m_k^t = \bar{m}_k^t + \bar{m}_{k+\frac{K}{2}}^t + \bar{m}_{k+K}^t + \bar{m}_{k+\frac{3K}{2}}^t \quad (5.33)$$

elde edilir ve

$$\begin{aligned} \bar{m}_k^t &= (\hat{x}_{2k,I}^t - \bar{x}_{k,I})^2 + (S_{2k}^t - 1) \bar{x}_{k,I}^2 \\ &\quad + (\hat{x}_{2k+K+1,Q}^t - \bar{x}_{k,Q})^2 + (S_{2k+K+1}^t - 1) \bar{x}_{k,Q}^2 \\ \bar{m}_{k+\frac{K}{2}}^t &= (\hat{x}_{2k+K,I}^t - \bar{x}_{k+\frac{K}{2},I})^2 + (S_{2k+K}^t - 1) \bar{x}_{k+\frac{K}{2},I}^2 \\ &\quad + (\hat{x}_{2k,Q}^t - \bar{x}_{k+\frac{K}{2},Q})^2 + (S_{2k}^t - 1) \bar{x}_{k+\frac{K}{2},Q}^2 \\ \bar{m}_{k+K}^t &= (\hat{x}_{2k+1,I}^t - \bar{x}_{k+K,I})^2 + (S_{2k+1}^t - 1) \bar{x}_{k+K,I}^2 \\ &\quad + (\hat{x}_{2k+K,Q}^t - \bar{x}_{k+K,Q})^2 + (S_{2k+K}^t - 1) \bar{x}_{k+K,Q}^2 \\ \bar{m}_{k+\frac{3K}{2}}^t &= (\hat{x}_{2k+K+1,I}^t - \bar{x}_{k+\frac{3K}{2},I})^2 + (S_{2k+K+1}^t - 1) \bar{x}_{k+\frac{3K}{2},I}^2 \\ &\quad + (\hat{x}_{2k+1,Q}^t - \bar{x}_{k+\frac{3K}{2},Q})^2 + (S_{2k+1}^t - 1) \bar{x}_{k+\frac{3K}{2},Q}^2 \end{aligned} \quad (5.34)$$

olarak bulunur. Böylece, kaynak bitleri, (5.34)'te verilen dal metrikleri kullanılarak, Viterbi kod çözme yordamıyla kolayca kestirilebilir.

5.3 KAFES KOD TASARIMI

5.3.1 Tasarım Ölçütleri

Bu alt bölümde, önerilen TC-CIOD OFDM sisteminden tam çeşitleme ve yüksek kodlama kazançları elde edebilmek amacıyla gerekli koşullar belirlenmiştir. Bu

amaçla, kod sözcük çiftleri arasındaki ikili hata olasılığı (PEP) üst sınırı belirlenmiştir. PEP, iletilen $\mathbf{X}$ kod sözcüğünün ML kod çözücü tarafından $\mathbf{Z}$ hatalı kod sözcüğü olarak çözmesi olasılığıdır ve farksal sistemlerde

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}|\mathbf{H}) = \Pr [m(\mathbf{R}^{t+1}, \mathbf{R}^t, \mathbf{X}^t) > m(\mathbf{R}^{t+1}, \mathbf{R}^t, \mathbf{Z}^t)] \quad (5.35)$$

ifadesiyle tanımlanır. (5.35)'teki $m(\mathbf{R}^{t+1}, \mathbf{R}^t, \mathbf{X}^t)$ yerine (5.25), (5.28) ve (5.27)'deki tanımları ve $m(\mathbf{R}^{t+1}, \mathbf{R}^t, \mathbf{Z}^t)$ için karşı düşen tanım kullanılarak elde edilen ifadede, bir önceki zaman diliminde iletilen kod sözcüklerinin $a_k^t = (1 + j)/2$ olduğunu ve n_k^t OFDM alt kanal gürültü değişkenlerinin bağımsız, özdeş dağılımlı, sıfır ortalamalı ve boyut başına $N_0/2$ varyanslı karmaşık Gauss dağılımlı olduğu varsayıp, basitlik için t zaman indisi kaldırılırsa, kod sözcük çifti arasındaki koşullu hata olasılığı için,

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}|\mathbf{H}) = \prod_{k=0}^{\frac{K}{2}-1} Q \left[\sqrt{\frac{E_s}{2N_0} \frac{(d_k^2 + d_{k+\frac{K}{2}}^2)^2}{d_k^2 (1 + E_k^2) + d_{k+\frac{K}{2}}^2 (1 + E_{k+\frac{K}{2}}^2)}} \right] \quad (5.36)$$

elde edilir. (5.36)'da, $Q(\cdot)$ Gauss Q -işlevidir, $\xi = k$ ve $k + \frac{K}{2}$ için,

$$d_\xi^2 = \sum_{i=0}^1 \left(|H_\xi^1|^2 + |H_\xi^2|^2 \right) |\tilde{x}_{2\xi+i} - \tilde{z}_{2\xi+i}|^2 \quad (5.37)$$

olup, ortalama STBC simge enerjisi

$$E_\xi^2 = \sum_{i=0}^1 |\tilde{x}_{2\xi+i}|^2 \quad (5.38)$$

ifadesiyle tanımlıdır. $E_\xi^2 = 1$ olduğunu varsayarsak, (5.36)'dan, kod sözcük çifti arasındaki koşullu hata olasılığı için

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}|\mathbf{H}) = \prod_{k=0}^{\frac{K}{2}-1} Q \left[\sqrt{\frac{E_s}{4N_0} (d_k^2 + d_{k+\frac{K}{2}}^2)} \right] \quad (5.39)$$

elde edilir. (5.39)'da verilen PEP, Bölüm 4'te bulunan (4.20)'nin benzeridir. Tek fark olarak paydada $2N_0$ yerine $4N_0$ gelmiştir. Bu durum, farksal TC-CIOD'ta başarımın, farksal olmayan TC-CIOD'a göre 3 dB azalacağını gösterir. $Q(\cdot)$ işlevi için bilinen

$$Q(x) \leq \frac{1}{2} \exp \left(-\frac{x^2}{2} \right) \quad (5.40)$$

eşitsizliği kullanılıp, basitlik için $1/2$ çarpanı göz ardı edilirse, (5.39) için

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}|\mathbf{H}) < \exp \left[-\frac{E_s}{8N_0} d^2(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) \right] \quad (5.41)$$

hata olasılığı üst sınırı elde edilir. (5.41)'de $\mathbf{X}$ ve $\mathbf{Z}$ kafes kod sözcük çifti arasındaki değiştirilmiş Öklid uzaklığı

$$d(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) = \sum_{k=0}^{K-1} \sum_{i=0}^1 \left(|H_k^1|^2 + |H_k^2|^2 \right) |\tilde{x}_{2k+i} - \tilde{z}_{2k+i}|^2 \quad (5.42)$$

ifadesiyle tanımlıdır. Sadece κ uzunluklu bir alt bölümü farklı olan, $\mathbf{X}$ ve $\mathbf{Z}$ kafes kod sözcüklerinden elde edilen, döndürülmüş kafes kod sözcükleri sırasıyla $\bar{\mathbf{X}}$ ve $\bar{\mathbf{Z}}$ olsun. $\bar{\mathbf{X}}$ ve $\bar{\mathbf{Z}}$ 'nin farklı olan kısımları, sırasıyla, $[\bar{x}_{s+1} \ \bar{x}_{s+2} \ \dots \ \bar{x}_{s+\kappa}]$ ve $[\bar{z}_{s+1} \ \bar{z}_{s+2} \ \dots \ \bar{z}_{s+\kappa}]$ ile gösterilebilir. Bu durumda, (5.42)'de verilen değiştirilmiş Öklid uzaklığı

$$d(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) = \sum_{k \in \eta} \sum_{\mu=1}^2 \left[\left| H_{f(k)}^\mu \right|^2 (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I})^2 + \left| H_{g(k)}^\mu \right|^2 (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q})^2 \right] \quad (5.43)$$

olarak yazılabilir. (5.43)'te $\eta = \{s+1, s+2, \dots, s+\kappa\}$, $f(k) = \lfloor \pi_I(k)/2 \rfloor$, $g(k) = \lfloor \pi_Q(k)/2 \rfloor$ ve $\lfloor \cdot \rfloor$ tam değer işlecidir. π bileşen serpiştiricisi, sırasıyla gerçel ve sanal bileşenleri serpiştiren $\pi_I(k)$ ve $\pi_Q(k)$ permütasyonlarıyla gösterilebilir. (5.15) ve (5.16)'ya göre

$$\pi_I(k) = \begin{cases} 2k & , k < K \\ 2k - 2K + 1 & , K \leq k < 2K \end{cases}$$

ve

$$\pi_Q(k) = \begin{cases} 2k + K + 1 & , k < \frac{K}{2} \\ 2k - K & , \frac{K}{2} \leq k < \frac{3K}{2} \\ 2k - 3K + 1 & , \frac{3K}{2} \leq k < 2K \end{cases}$$

yazılabilir. İdeal bileşen serpiştirme durumunda, her $\xi, \zeta \in \eta$ için $f(\xi) \neq g(\zeta)$ ve her $\xi \neq \zeta$ olan $\xi, \zeta \in \eta$ için $f(\xi) \neq f(\zeta)$, $g(\xi) \neq g(\zeta)$ olacaktır. İdeal bileşen serpiştirme varsayılırsa, (5.43)'te tekrar eden H_k^μ alt taşıyıcı iletim kazancı olmaz. OFDM alt taşıyıcılarının ideal serpiştirildiğini ve verici antenlerin ilintisiz olduğunu varsayarsak, (5.43)'teki H_k^μ alt taşıyıcı iletim kazançları, sıfır ortalamalı, boyut başına varyansı $1/2$ olan, bağımsız, özdeş ve karmaşık Gauss dağılımlı olarak alınabilir. Bu

durumda, (5.41)'de (5.43)'ü kullanıp, Rayleigh dağılımlı $|H_k^\mu|$ rastlantı değişkenleri üzerinden beklenen değer alırsak

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) < \prod_{k \in \eta} \prod_{\mu=1}^2 \left[1 + \frac{E_s}{8N_0} (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I})^2 \right]^{-1} \left[1 + \frac{E_s}{8N_0} (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q})^2 \right]^{-1} \quad (5.44)$$

elde edilir. En genel durumda, herhangi bir θ simge döndürme açısı için, $x_k \neq z_k$ olduğunda, x_k ve z_k 'nin gerçel ya da sanal kısımları eşit olabilir. Bu nedenle, k 'lar için iki farklı küme göz önüne alınmalıdır. İlki η_I , döndürülmüş kafes kod sözcük çifti simgeleri $\bar{x}_k$ ve $\bar{z}_k$ 'nin gerçel kısımlarının farklı olduğu k değerler kümesi ve ikincisi η_Q , $\bar{x}_k$ ve $\bar{z}_k$ 'nin sanal kısımlarının farklı olduğu k değerler kümesi olsun. Bu durumda yüksek işaret-gürültü oranlarında (SNR), (5.44)'ü

$$P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}) < \left(\frac{E_s}{8N_0} \right)^{-2(|\eta_I| + |\eta_Q|)} \left[\prod_{k \in \eta_I} (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I}) \prod_{k \in \eta_Q} (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q}) \right]^{-4} \quad (5.45)$$

olarak yazabiliriz. Burada, $|\eta_I|$ ile η_I kümesinin eleman sayısı ve $|\eta_Q|$ ile de η_Q kümesinin eleman sayısı gösterilmiştir. İdeal bileşen ve kanal serpiştirme durumunda geçerli olan (5.45)'ten, farksal TC-CIOD sisteminin erişebileceği çeşitleme kazancı

$$G_d = 2 \times \min_{\mathbf{X}, \mathbf{Z}} (|\eta_I| + |\eta_Q|), \quad (5.46)$$

ve kodlama kazancı

$$G_c = \frac{1}{2} \min_{\arg \min_{\mathbf{X}, \mathbf{Z}} (|\eta_I| + |\eta_Q|)} \left[\prod_{k \in \eta_I} (\bar{x}_{k,I} - \bar{z}_{k,I}) \prod_{k \in \eta_Q} (\bar{x}_{k,Q} - \bar{z}_{k,Q}) \right]^{4/G_d} \quad (5.47)$$

olarak belirlenir. Kodlama kazancının dB cinsinden değeri de $10 \times \log_{10} (G_c)$ ifadesiyle hesaplanabilir.

Kod sözcük hata olasılığı, kod sözcük çiftleri arasındaki ikili hata olasılığı cinsinden

$$P_e = \sum_{\mathbf{X}} P(\mathbf{X}) \sum_{\mathbf{Z} \neq \mathbf{X}} P(\mathbf{X}, \mathbf{Z}). \quad (5.48)$$

olarak yazılabilir. (5.48)'deki $P(\mathbf{X})$, $\mathbf{X}$ kafes kod sözcüğünün kafes kodlayıcı tarafından üretilmesi olasılığıdır. (5.48)'deki $P(\mathbf{X}, \mathbf{Z})$, kod sözcük çifti arasındaki ikili hata olasılığı ise (5.45) ile üstten sınırlıdır.

Tablo 5.1: Farksal TC-CIOD için eniyileştirilmiş, 2/3 kodlama oranlı, 8-PSK kafes kodların üreteç çokterimlileri, çeşitleme ve kodlama kazançları.

Durum sayısı	g^0	g^1	g^2	G_d	G_c , dB
4	7	2	6	6	-2.80
8	13	6	4	8	-3.01
16	23	6	10	10	-3.52
32	65	4	12	12	-4.82

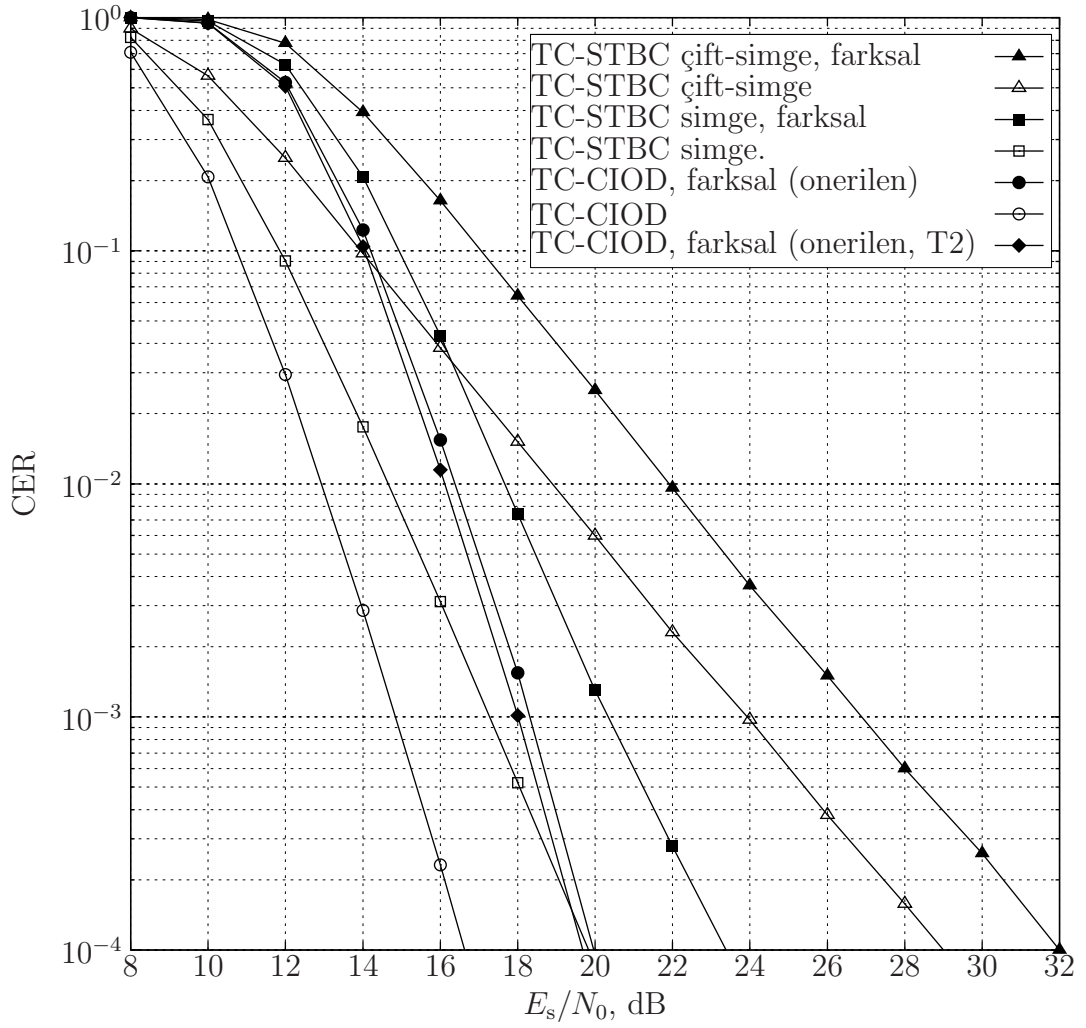
5.3.2 Eniyileştirilmiş Kafes Kodlar

Farksal TC-CIOD için kafes kod tasarımında, P_e kod sözcük hata olasılığı ölçüt olarak alınabilir. Bu durumda, (5.48)'de (5.45)'in kullanılmasıyla elde edilen üst sınırı enküçülten eniyileştirilmiş kafes kodlar bilgisayar destekli kapsamlı arama ile belirlenebilir.

Tablo 5.1'deki kafes kod üreteçleri, kod sözcük hata olasılığı üst sınırını enküçülecek şekilde, bilgisayar destekli aramayla belirlenmiştir. Arama sırasında, işaret kümesi döndürme açısı $\theta = 22.5^\circ$ alınmıştır. Bölüm 4'teki inceleme sonuçlarına göre $\theta = 22.5^\circ$, TC-CIOD ve 8-PSK işaret kümesi için eniyi değerdir. Farksal TC-CIOD ile TC-CIOD tasarım ölçütleri benzer olduğundan, $\theta = 22.5^\circ$, farksal TC-CIOD için de eniyi değerdir.

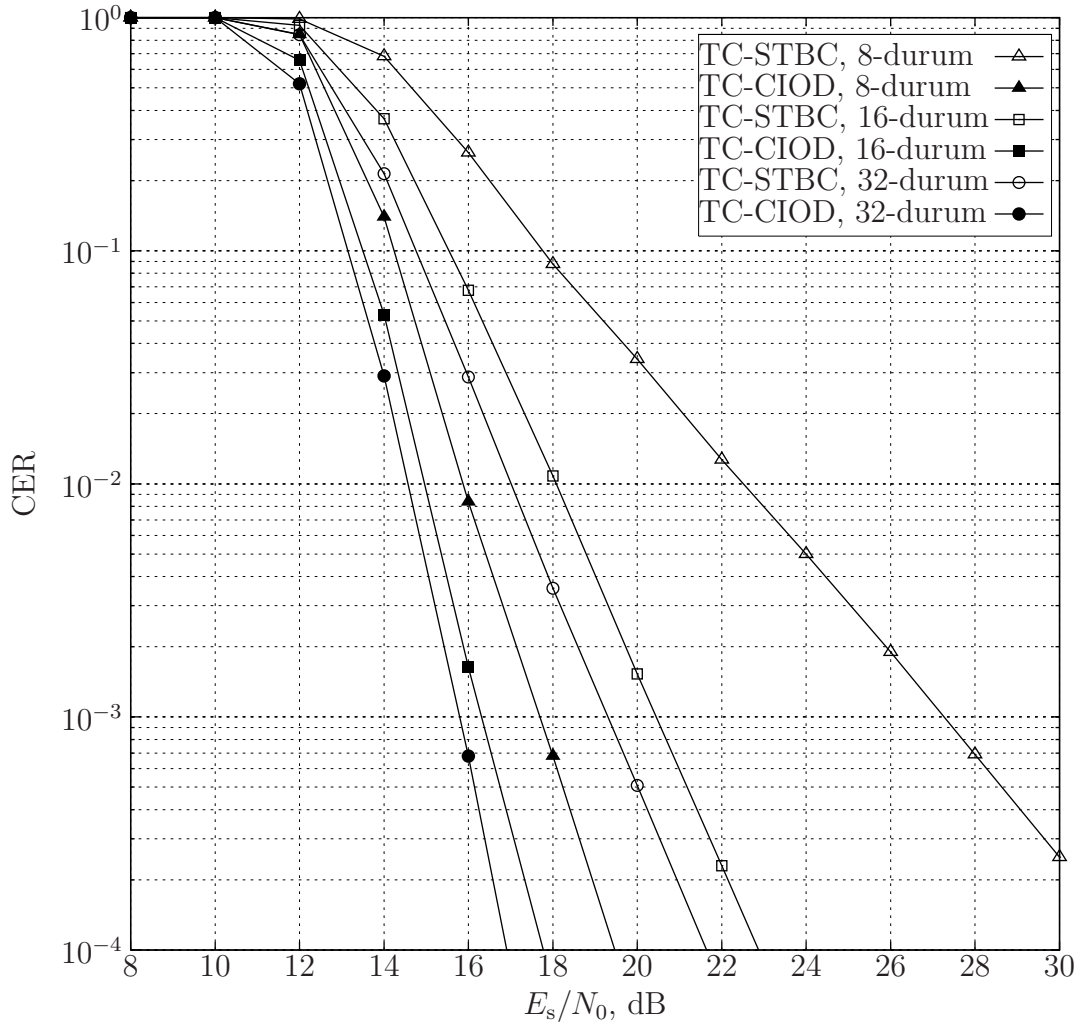
5.4 BAŞARIM DEĞERLENDİRMESİ

Bu alt bölümde, önerilen farksal TC-CIOD OFDM sisteminin bilgisayar benzetim sonuçları verilmekte ve sıralı sistemde kafes kod ile uzay-zaman blok kod arasında yer alan serpiştiricinin başarımlar üzerindeki etkisi incelenmektedir. Bilgisayar benzetimlerinde, çift-simge, simge ve bileşen serpiştirici farksal ve farksal olmayan TC-STBC OFDM sistemlerle kullanılmıştır. Kafes kod sonlandırma simgeleri ve OFDM çevrimsel ön takı (CP) gözardı edildiğinde bant verimliliği 2 bit/s/Hz olan sistemlerin kod sözcük hata olasılıkları (CER) Şekil 5.2'de verilmiştir. Bilgisayar benzetimlerinde kullanılan çok yavaş değişen kanal olarak, daha önceki sistemlerin benzetimlerinde kullanılan değişmeyen kanal kullanılmıştır. Ancak ortalama hatayı farklı kanal sönümlmeleri için elde edebilmek amacıyla benzetimlerde kanal



Şekil 5.2: TC-STBC OFDM ve TC-CIOD OFDM sistemlerinin çok yavaş değişen sönmülemeli kanaldaki CER başarımları.

parametreleri düzenli aralıklarla rastgele değiştirilmiştir. Bilgisayar benzetimlerinde, OFDM alt taşıyıcı sayısı $K = 48$, ideal serpiştirilmiş çok-yollu sönmülemeli kanal ve alıcıda S_k^t ölçekleme katsayılarının tam olarak kestirildiği varsayılmıştır. Şekil 5.2’den görüldüğü gibi, önerilen farksal sistem, Tarasak ve Bhargava’nın önerdiği farksal TC-STBC sistemine [2] göre, 10^{-3} ’lük CER’de 8.5 dB SNR kazancı sağlamıştır. Gong-Letaief [1] ve Tarasak-Bhargava’nın [2] kullandığı çift-simgeli serpiştiricinin yerine simge serpiştirici kullanıldığında, TC-STBC sisteminin erişebileceği çeşitleme kazancı katlanmaktadır. Şekil 5.2’de görüldüğü gibi, 10^{-3} ’lük CER’de, çift-simgeli serpiştirici yerine simge serpiştirici kullanmak 6.5 dB ek SNR kazancı sağlamıştır.



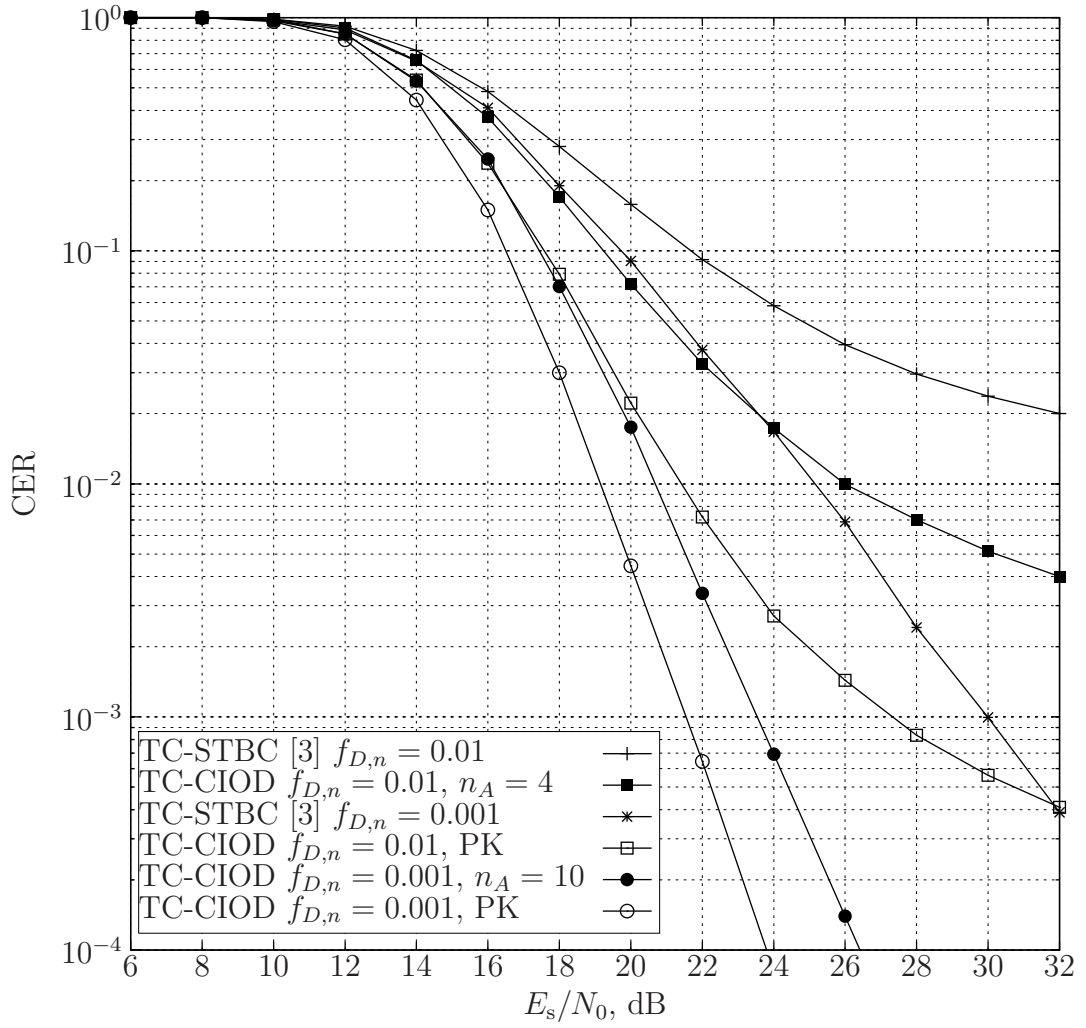
Şekil 5.3: 8, 16 ve 32-durumlu kafes kod kullanan çift-simge serpiştirmeli farksal TC-STBC OFDM ve TC-CIOD OFDM sistemlerinin çok yavaş değişen sönmülemeli kanaldaki CER başarımları.

Simge serpiştirici kullanıldığında, Gong ve Letaief'in çalışmasında [1] tanımlanan kümenin eleman sayısı ω , kafes kodun etkin uzaklığına (zaman çeşitlemesine) eşit olur ve bu nedenle sistemin erişebildiği çeşitleme kazancı katlanır. Şekil 5.2'de bilgisayar benzetim sonuçları verilen tüm kodlarda, T2 ile gösterilen kod dışında, Gong ve Letaief'in [1] kullandığı 2/3 kodlama oranlı 4-durumlu 8-PSK kafes kod [79] kullanılmıştır. T2 ile gösterilen kod ise TC-CIOD için eniyileştirilmiş olan 4-durumlu kafes koddur ve Tablo 5.1'de verilmiştir. Bu alt bölümdeki tüm farksal TC-CIOD bilgisayar benzetimlerinde, Bölüm 4'te TC-CIOD ve 8-PSK için bulunan eniyi $\theta = 22.5^\circ$ simge döndürme açısı kullanılmıştır. Şekil 5.2'den

görüldüğü gibi, Gong ve Letaief'in [1] kullandığı kafes kod yerine eniyileştirilmiş T2 kafes kodu kullanıldığında farksal TC-CIOD OFDM sisteminin kodlama kazancı 0.4 dB iyileşmiştir. Böylece, bilgisayar destekli kapsamlı kafes kod aramanın sistem başarımını iyileştirmede etkili olduğu görülür. Şekil 5.2'ye, farksal olmayan TC-STBC ve TC-CIOD sistemlerinin CER başarımları da karşılaştırma amacıyla eklenmiştir. Beklendiği gibi, farksal olmayan sistemler karşı düşen farksal sistemlere göre 3 dB fazla kodlama kazancına sahiptir.

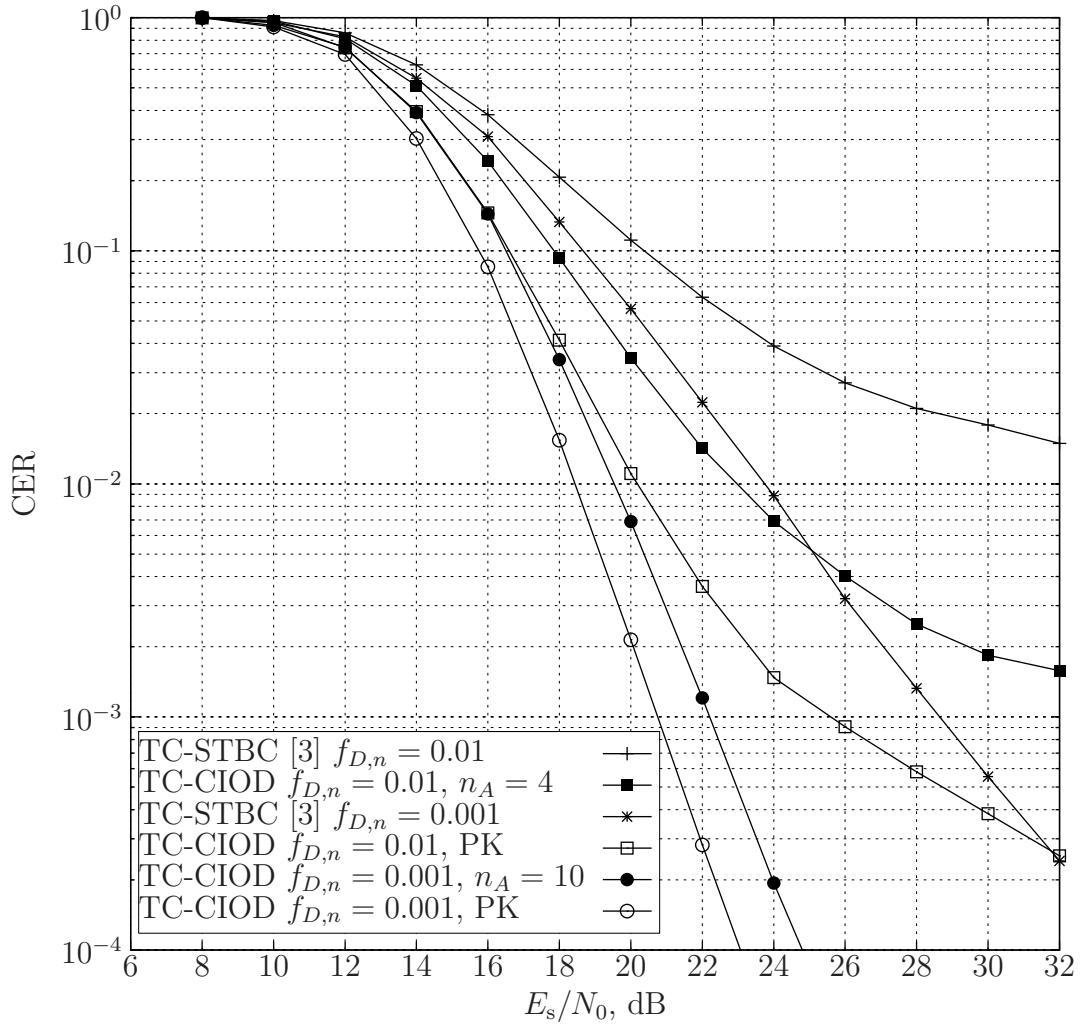
Şekil 5.3'te 8, 16 ve 32-durumlu çift-simgeli serpiştirmeli farksal TC-STBC OFDM ve farksal TC-CIOD OFDM sistemlerinin başarımları gösterilmiştir. Farksal TC-STBC benzetimlerinde Tarasak ve Bhargava'nın [2, Tablo I] önerdiği eniyileştirilmiş kafes kodlar kullanılmıştır. Farksal TC-CIOD benzetimlerinde ise üreteç çokterimlileri Tablo 5.1'de verilen eniyileştirilmiş kafes kodlar kullanılmıştır. Benzetimlerde ideal serpiştirilmiş çok-yollu kanal, 256 OFDM alt taşıyıcı ve alıcıda S_k^t ölçekleme katsayılarının tam olarak bilindiği varsayılmıştır. Şekil 5.3'ten görüldüğü gibi, önerilen sistemin CER başarımı, çift-simgeli serpiştirmeli farksal TC-STBC OFDM sistemin [2] başarımından oldukça iyidir. 10^{-3} 'lük CER'de TC-STBC yerine TC-CIOD kullanıldığında, söz konusu 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodlarla, sırasıyla, yaklaşık olarak 9.5 dB, 4 dB ve 3.5 dB ek SNR kazançları sağlanmıştır.

Önerilen farksal TC-CIOD ve eşdeğer bant verimliliğine sahip referans çift-simgeli serpiştirmeli farksal TC-STBC [2] sistemlerinin 12-iletim yollu tipik kentsel (TU) COST 207 [91] kanaldaki CER başarımları bilgisayarlı benzetimleriyle elde edilmiş ve Şekil 5.4'te gösterilmiştir. Şekil 5.4'teki TC-CIOD ve TC-STBC'de, sırasıyla, Tablo 5.1 ve [2]'teki 4-durumlu, 8-PSK, 2/3 kodlama oranlı kafes kodlar kullanılmıştır. Bilgisayarlı benzetimlerde OFDM alt taşıyıcı sayısı $K = 256$ ve OFDM simge süresi $T_s = 128\mu s$ seçilmiştir. Alıcıda tam olarak bilinen (PK) ölçekleme katsayısı S_k^t durumundaki CER başarımları, $f_{D,n} = 0.001$ ve $f_{D,n} = 0.01$ normalleştirilmiş Doppler yayılımı frekansları için elde edilmiştir. OFDM simge süresi $T_s = 128\mu s$ ve taşıyıcı frekansı $f_c = 900$ MHz seçildiğinde, $f_{D,n} = 0.001$ ve $f_{D,n} = 0.01$ değerleri, sırasıyla, $v = 9.37$ km/saat ve $v = 93.69$ km/saat gezgin uçbirimin hareket hızlarına karşı düşmektedir. Şekil 5.4'ten görüldüğü gibi yüksek gezgin



Şekil 5.4: Farksal TC-STBC ve TC-CIOD OFDM sistemlerinin 4-durumlu, 8-PSK, 2/3 kodlama oranlı kafes kod için 12-iletim yollu TU COST 207 kanaldaki CER başarımları ($K = 256$, $T_s = 128\mu s$, $n_T = 2$, $n_R = 1, 2$ bit/s/Hz).

uçbirim hareket hızları, kanal iletim yollarındaki hızlı sönmülemenden dolayı hata zeminine (error floor) neden olur. S_k^t ölçekleme katsayısı alıcıda (5.31) ve (5.32) ile kestirildiğinde, bilgisayar benzetimleriyle elde edilen CER başarımları, Şekil 5.4'te alt kanal iletim gücü kestirim uzunluğu n_A ile birlikte gösterilmiştir. Kapsamlı bilgisayar benzetimleriyle, $n_A = 10$ ve $n_A = 4$ değerlerinin, sırasıyla, $f_{D,n} = 0.001$ ve $f_{D,n} = 0.01$ için eniyi olduğu belirlenmiştir. İdeal kanal serpiştirme söz konusu olmadığında, α kanal serpiştiricisinin seçimi TC-CIOD ve TC-STBC sistemlerinin CER başarımlarını önemli ölçüde etkilemektedir. Mümkün olan tüm blok serpiştiricilerle yapılan bilgisayarlı benzetimler sonucunda, her iki sistemin de, 2×128



Şekil 5.5: Farksal TC-STBC ve TC-CIOD OFDM sistemlerinin 8-durumlu, 8-PSK, 2/3 kodlama oranlı kafes kod için 12-iletim yollu TU COST 207 kanaldaki CER başarımları ($K = 256$, $T_s = 128\mu s$, $n_T = 2$, $n_R = 1, 2$ bit/s/Hz).

blok serpiştirici kullanıldığında, en iyi CER başarımlarına sahip olduğu belirlenmiştir. Bu nedenle Şekil 5.4'te verilen tüm benzetim sonuçlarının elde edilmesinde 2×128 blok tipi α kanal serpiştirici kullanılmıştır. Şekil 5.4'ten görüldüğü gibi alıcıda tam olarak bilinen (PK) S_k^t ölçekleme katsayıları, sistemin 10^{-2} 'lik CER'deki SNR kazancını, $f_{D,n} = 0.001$ ($n_A = 10$) için yaklaşık 2 dB ve $f_{D,n} = 0.01$ ($n_A = 4$) için yaklaşık 4 dB artırmaktadır. Ölçekleme katsayısını, önceki kod çözücü çıkışı (5.18) ve (5.19)'da kullanılıp $(|a_{2k}^t|^2 + |a_{2k+1}^t|^2)$ 'yi belirledikten sonra (5.29)'u kullanarak kestirildiğinde hata çoğalmasından dolayı kullanışlı sistem CER başarımları elde edilememiştir. Şekil 5.4'ten, $f_{D,n} = 0.001$ için, önerilen TC-CIOD sisteminin referans

TC-STBC [2] sisteminden 10^{-2} 'lik CER'de yaklaşık 4 dB ve 10^{-3} 'lük CER'de yaklaşık 6 dB SNR kazancı sağladığı görülmektedir. Ayrıca kanalın iletim yolları hızlı sönmülemeli olduğunda ($f_{D,n} = 0.01$) önerilen sistemin hata zemini çok daha küçük CER'de ortaya çıkmaktadır.

Şekil 5.5'te önerilen farksal ve referans çift-simge serpiştirmeli farksal TC-STBC [2] sistemlerinin, sırasıyla, Tablo 5.1 ve [2]'teki 8-durumlu, 8-PSK, 2/3 kodlama oranlı kafes kodlarla elde edilen CER başarımları gösterilmiştir. Tüm sistemlerde 2×128 blok tipi α kanal serpiştiricisi kullanılmıştır. Şekil 5.5'te görüldüğü gibi, S_k^t ölçekleme katsayısı, alıcıda tam olarak bilindiğinde (PK), 10^{-2} 'lik CER'de, $f_{D,n} = 0.001$ ve $f_{D,n} = 0.01$ için, sırasıyla, yaklaşık olarak 2 dB ve 3 dB SNR kazançları sağlanmaktadır. Şekil 5.5'te görüldüğü gibi, $f_{D,n} = 0.001$ için önerilen 8-durumlu TC-CIOD'un referans 8-durumlu TC-STBC'den [2], 10^{-2} 'lik CER'de 4 dB ve 10^{-3} 'lük CER'de 6 dB ek SNR kazancı sağladığı görülmektedir. Kanalın iletim yolları hızlı sönmülendiğinde ($f_{D,n} = 0.01$), önerilen sistem referans çift-simge serpiştirmeli farksal TC-STBC [2] sistemine göre yaklaşık 10 kat daha küçük hata zeminine sahiptir.

5.5 KOD ÇÖZME KARMAŞIKLIĞI

TC-CIOD'ta olduğu gibi, farksal TC-CIOD kod çözme de iki aşamalıdır. İlk olarak, (5.34)'ten kafes kod dal metrikleri hesaplanır. (5.34)'ün hesaplanmasında, (5.30) ve (5.29)'dan elde edilecek, bileşen serpiştirilmiş kod sözcük simgelerinin sözde kestirimleri ve ölçekleme katsayıları kullanılır. Ölçekleme katsayılarının belirlenmesi, kanal ile ilgili kestirim işlemi olduğundan, (5.29)'un hesaplama karmaşıklığı kod çözme işlem karmaşıklığında yer almamalıdır. Diğer taraftan, (5.30) ve (5.34)'ün işlem karmaşıklığı, sırasıyla, (4.14) ve (4.18)'e eşittir. Bu nedenle, kaynak biti başına metrik hesaplama işlem karmaşıklığı

$$C_M = \frac{56 + 40M}{4q} \quad \frac{\text{flop}}{\text{bit}} \quad (5.49)$$

olarak belirlenir. Farksal TC-CIOD Viterbi kod çözme işlem karmaşıklığı da, farksal olmayan TC-CIOD ile aynıdır.

Sonuç olarak, farksal ve farksal olmayan TC-CIOD'un yaklaşık olarak aynı kod çözme

işlem karmaşıklıklarına sahip olduğunu söyleyebiliriz. Bu iki sistemin arasındaki işlem karmaşıklık farkı, kanal kestiriminde ortaya çıkacaktır. Kanal kestirim konusu tezin kapsamı dışında olduğundan burada incelenmemiştir.

6. SERİ SIRALI GENİŞ İŞARET KÜMELİ UZAY-ZAMAN BLOK KODLARI

Geniş işaret kümeli kodlarla yüksek çok-yollu çeşitleme kazancı elde edilmektedir [6]. Doğrusal işaret kümesi ön kodlamayı seri sıralı yapıda kullanarak, erişilebilir çeşitleme kazancını, dışsal katlamalı kodun serbest uzaklığı (d_{free}) ile katlamak mümkündür [3]. Ancak elde edilen seri sıralı sistemin özyinelemeli kod çözmeye elverişli olmadığı, bu bölümde, ek bilgi aktarım (EXIT) diyagramlarıyla gösterilmiştir. Seri sıralı yapıda içsel koddan önce birikimli kod kullanmanın özyinelemeli kod çözme başarımını iyileştirdiği yine EXIT diyagramlarıyla gösterilmiştir. Kod çözücünde, istenen özyineleme adımı sonundaki ortalama ek bilginin en büyük yapılmasını sağlayan bileşen kodların EXIT diyagramlarıyla seçilmesine dayalı seri sıralı kod eniyileştirme Laddomada ve Scanavino [92] tarafından önerilmiştir. Bu yöntem, önerilen birikimli seri sıralı doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı uzay-zaman blok kodlu (birikimli SC-LCP-STBC) OFDM sisteme uygulanarak içsel ve dışsal bileşen kodlar kapsamlı bilgisayarla arama yoluyla eniyileştirilmiştir.

Bu bölümde, özyinelemeli kod çözmeye uygun, birikimli SC-LCP-STBC OFDM sistemi önerilmekte, özyinelemeli kod çözme başarımı EXIT diyagramları yardımıyla eniyileştirilmekte ve son olarak başarımı birikimli olmayan ve EXIT diyagramlarıyla eniyileştirilmemiş olan SC-LCP-STBC OFDM referans sistemiyle [3] karşılaştırılmaktadır.

6.1 EXIT DİYAGRAMLARI

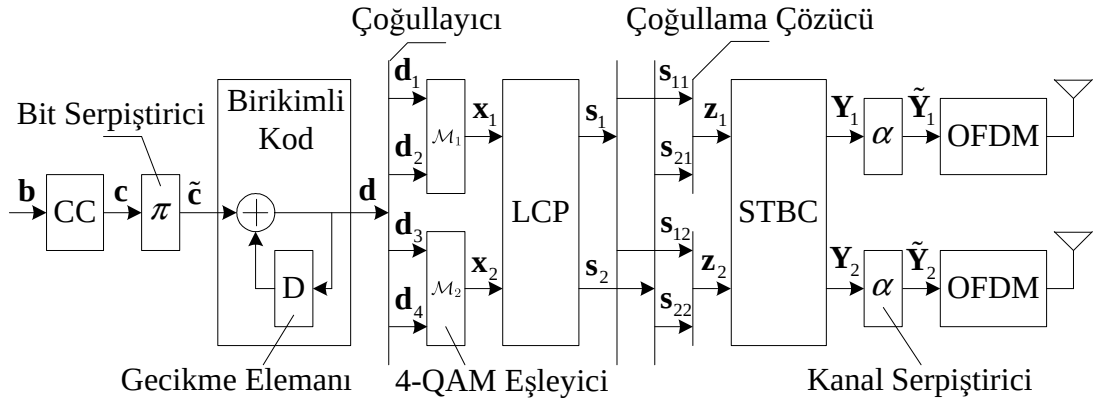
Özyinelemeli kod çözme başarımını görselleştirmek amacıyla, ten Brink, EXIT diyagramlarını [48] önermiştir. EXIT diyagramı, yumuşak-girişli yumuşak-çıkışlı

(SISO) kod çözücünün [93] log-olabilirlik oranı (LLR)

$$L_\xi = \log \left(\frac{\Pr(c_\xi = 1)}{\Pr(c_\xi = 0)} \right) \quad (6.1)$$

ve ilgili bitlerin (c_ξ) arasındaki karşılıklı bilgi miktarının ($I(\mathbf{c}; \mathbf{L})$) giriş ve çıkış arasındaki geçiş karakteristiğidir. Burada, $\mathbf{c} = [c_1, c_2, \dots, c_\xi, \dots, c_\Xi]$ ve $\mathbf{L} = [L_1, L_2, \dots, L_\xi, \dots, L_\Xi]$ 'dir. İkinci bileşen kod çözücünün ürettiği ek LLR (L_{E2}), birinci bileşen kod çözücünün ön LLR'ıdır (L_{A1}). Birinci bileşen kod çözücünün ürettiği ek LLR (L_{E1}), ikinci bileşen kod çözücünün ön LLR'ıdır (L_{A2}). Özyinelemeli kod çözücüdeki bileşen SISO kod çözücülerin EXIT diyagramlarının birlikte incelenmesiyle özyinelemeli kod çözme başarımı görselleştirilir. Bileşen kodlar, paralel sıralı veya seri sıralı yapıda bir araya getirilirler. Seri sıralı yapıda, EXIT diyagramının elde edilmesi, bileşen kodun içsel ya da dışsal olmasına göre farklılık gösterir. Farklılık ek LLR tanımından kaynaklanır. Ek LLR özyinelemeler sırasında bileşen kodlar arasında aktarılan LLR'dır ve bileşen kodun paralel, içsel ya da dışsal olmasına göre farklı tanımlanır. Seri sıralı bir kodda içsel ve dışsal bileşen kodlara karşılık kod çözücüde içsel ve dışsal bileşen SISO kod çözücüler kullanılır. İçsel kod çözücüye, kanaldan alınan simgeler uygulandığından, T_1 ile simgelediğimiz içsel kodun EXIT karakteristiği, içsel kod çözücünün dışsal kod çözücünden aldığı ön bilgiye ait karşılıklı bilgi miktarına (I_{A1}) ve kanalın işaret-gürültü oranına (E_s/N_0) bağlıdır. Dolayısıyla, içsel kod çözücünün ürettiği ek bilgiye ait karşılıklı bilgi miktarı $I_{E1} = T_1(I_{A1}, E_s/N_0)$ şeklindeki işlevle gösterilebilir. Seri sıralı yapıda, dışsal bileşen kod çözücüye kanaldan alınan simgeler uygulanmaz ve çıkışındaki ek bilgiye ait karşılıklı bilgi miktarı (I_{E2}) sadece içsel koddan gelen ön bilgiye ait karşılıklı bilgi miktarına (I_{A2}) bağlıdır. Diğer bir ifadeyle, $I_{E2} = T_2(I_{A2})$ 'dir. EXIT diyagramlarının paralel sıralı kodlara uygulanması ten Brink [48] tarafından önerilmiştir. Bu yöntem, seri sıralı yapılara yine ten Brink tarafından [50] uygulanmıştır. EXIT diyagramı oluşturma karmaşıklığı, Tuchler'in önerdiği yöntemle azaltılabilir [94,95]. Bu yöntem kod çözme gezinmelerinin (decoder trajectory) oluşturulmasında da kolaylık sağlar. Tuchler, c_ξ bitleri ve LLR değerleri (L_ξ) arasındaki karşılıklı bilgi miktarının hesaplanmasında

$$I(\mathbf{c}; \mathbf{L}) = 1 - \frac{1}{\Xi} \sum_{\xi=1}^{\Xi} \log_2 (1 + e^{-c_\xi L_\xi}) \quad (6.2)$$



Şekil 6.1: Birikimli kod kullanan SC-LCP-STBC OFDM verici blok diyagramı (verici anten sayısı $n_T = 2$, doğrusal işaret kümesi ön kodlama boyutu $n_\Theta = 2$, birikimli kod çokterimlisi $1 + D$).

ifadesini önermiştir. (6.2)'de karşılıklı bilgi miktarının hesaplanmasında kullanılan eleman sayısı Ξ ile gösterilmiştir. Basitlik için $I(c; L)$ 'yi, özyineleme indisi ξ olmak üzere, I_ξ ile simgelersek, (6.2)'den ortalama kod çözme gezinesi

$$I_\xi = \frac{\xi - 1}{\xi} I_{\xi-1} + \frac{1 - \log_2(1 + e^{-c_\xi L_\xi})}{\xi} \quad (6.3)$$

olarak yazılabilir. (6.3)'te, $I_{\xi-1}$ 'e ξ . bitin (c_ξ) ek LLR'ı (L_ξ) eklenerek I_ξ 'nin nasıl elde edileceği gösterilmiştir. Burada c_ξ bitin gerçek değeridir ve $+1$ veya -1 olabilmektedir. Bu bölümde verilen, EXIT diyagramları (6.2), kod çözme gezineleri de (6.3) ifadeleriyle elde edilmiştir.

6.2 SİSTEM MODELİ

6.2.1 Kodlayıcı

Birikimli SC-LCP-STBC OFDM verici blok diyagramı Şekil 6.1'de verilmiştir. İkili kaynak bitlerini içeren $\mathbf{b}$ vektörü katlamalı kodlayıcı (CC) tarafından kodlanarak $\mathbf{c}$ kod sözcük vektörü elde edilir. $\mathbf{c}$ vektörü π ile bit serpiştirilerek $\tilde{\mathbf{c}}$ vektörü oluşturulur. π bit serpiştiricisi düzenli olmayan yapıda [96] seçilmiştir. $\tilde{\mathbf{c}}$ vektörü birikimli kod ile kodlanarak $\mathbf{d}$ vektörüne dönüştürülür. Sıralı CC ve birikimli kodun serbest uzaklığı, CC'nin serbest uzaklığından büyük olacağından, birikimli kod kullanmak, SC-LCP-STBC'nin özyinelemeli kod çözme başarımını arttırmanın yanında, sistemin

erişebildiği çeşitleme kazancını da kaydadeğer olarak artırır. Şekil 6.1’de, $1 + D$ birikimli kod çokterimlisi kullanılmıştır. $\mathbf{d}$ vektöründe yer alan bitler çoğullama çözücüsü tarafından dört ayrı alt vektöre ($\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \mathbf{d}_3, \mathbf{d}_4$) bölüştürülür. Bu vektörler çiftler halinde $\mathcal{M}_1$ ve $\mathcal{M}_2$ eşleyicilerine uygulanıp $\mathbf{x}_1$ ve $\mathbf{x}_2$ 4-QAM simge vektörleri elde edilir. $\mathbf{x}_1$ ’deki ξ . simge $\mathbf{d}_1$ ve $\mathbf{d}_2$ vektörlerinin ξ . bitleri kullanılarak oluşturulur. Diğer bir ifadeyle, $x_1^{(\xi)} = \mathcal{M}_1(d_1^{(\xi)}d_2^{(\xi)})$, $\xi = 0, 1, \dots, K$ olmak üzere K OFDM alt taşıyıcı sayısıdır. Benzer şekilde $\mathbf{x}_2$ ’deki her bir simge $x_2^{(\xi)} = \mathcal{M}_2(d_3^{(\xi)}d_4^{(\xi)})$ ile oluşturulur. Burada, $\mathbf{x}_1$ ve $\mathbf{x}_2$ ’nin elemanları $x_1^{(\xi)}$ ve $x_2^{(\xi)}$ ile gösterilmiştir ve çiftler halinde doğrusal küme kodlanarak $\mathbf{s}_1$ ve $\mathbf{s}_2$ vektörlerinin elemanları

$$\begin{pmatrix} s_1^{(\xi)} \\ s_2^{(\xi)} \end{pmatrix} = \mathbf{\Theta} \begin{pmatrix} x_1^{(\xi)} \\ x_2^{(\xi)} \end{pmatrix}$$

ifadesinden elde edilir. Burada $\mathbf{\Theta}$, $n_\Theta \times n_\Theta$ ’lık doğrusal işaret kümesi ön kodlama (LCP) matrisidir [6]. LCP boyutu n_Θ , $\mathbf{\Theta}$ LCP matrisinin boyutudur. $n_\Theta = 2$ için

$$\mathbf{\Theta} = \frac{1}{\sqrt{2}} \begin{pmatrix} 1 & e^{j(\pi/4)} \\ 1 & e^{j(5\pi/4)} \end{pmatrix}$$

seçilmiştir [6]. $\mathbf{s}_1$ ve $\mathbf{s}_2$ vektörlerinde yer alan simgeler sırayla ikişer alt vektöre çoğullanır. $\mathbf{s}_1$ ’in elemanlarından $s_1^{(2\xi-1)}$ olarak ifade edilenlerle $\mathbf{s}_{11}$ vektörü, $s_1^{(2\xi)}$ olarak ifade edilenlerle $\mathbf{s}_{12}$ vektörü oluşturulur. Benzer şekilde, $\mathbf{s}_2$ ’nin elemanlarından $s_2^{(2\xi-1)}$ olarak ifade edilenlerle $\mathbf{s}_{21}$ vektörü, $s_2^{(2\xi)}$ olarak ifade edilenlerle de $\mathbf{s}_{22}$ vektörü oluşturulur. Sonraki adımda, $\mathbf{s}_{11}$ ve $\mathbf{s}_{21}$ ’deki elemanlar çoğullama çözücüsüyle birleştirilir ve $\mathbf{z}_1$ vektörü elde edilir. Benzer şekilde $\mathbf{s}_{12}$ ve $\mathbf{s}_{22}$ ’deki elemanlar çoğullama çözücüsüyle birleştirilir ve $\mathbf{z}_2$ vektörü elde edilir. Öyle ki, $\mathbf{z}_1 = (s_1^{(1)}, s_2^{(1)}, s_1^{(3)}, s_2^{(3)}, \dots)$ ve $\mathbf{z}_2 = (s_1^{(2)}, s_2^{(2)}, s_1^{(4)}, s_2^{(4)}, \dots)$ olur. $\mathbf{z}_1$ ve $\mathbf{z}_2$ vektörleri uzay-zaman blok kodlayıcı (STBC) girişine uygulanır. $\mathbf{z}_1$ ve $\mathbf{z}_2$ vektörlerinden, sırayla, birer simge alınarak çiftler halinde kodlanarak

$$\begin{pmatrix} z_1^{(\xi)} & z_2^{(\xi)} \\ -z_2^{(\xi)*} & z_1^{(\xi)*} \end{pmatrix}$$

uzay-zaman simge matrisleri elde edilir. Matristeki $z_1^{(\xi)}$ ve $-z_2^{(\xi)*}$ elemanları $\mathbf{Y}_1$ matrisinin ξ . sütununu, $z_2^{(\xi)}$ ve $z_1^{(\xi)*}$ elemanları da $\mathbf{Y}_2$ matrisinin ξ . sütununu oluşturur. $\mathbf{Y}_1$ ve $\mathbf{Y}_2$ matrislerinin satırları α kanal serpiştiricisiyle serpiştirilerek $\tilde{\mathbf{Y}}_1$ ve $\tilde{\mathbf{Y}}_2$

matrisleri elde edilir. Son olarak, 1. ve 2. OFDM simgesinin alt taşıyıcıları, sırasıyla, $\tilde{\mathbf{Y}}_1$ ve $\tilde{\mathbf{Y}}_2$ matrislerinin satırlarında yer alan simgelerle modüle edilir.

SC-LCP-STBC OFDM sisteminin erişilebilir çeşitleme kazancının

$$G_d = n_R n_T n_\Theta d_{free} \quad (6.4)$$

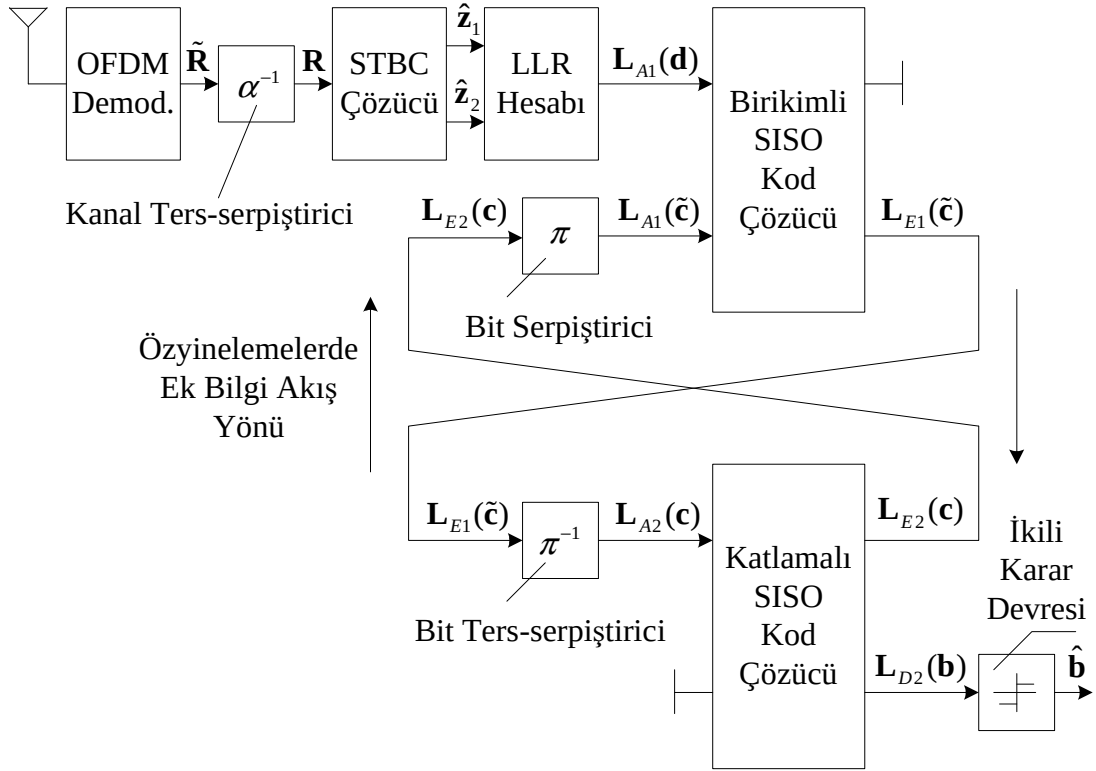
olduğu gösterilebilir [3]. (6.4)'te alıcı anten sayısı n_R , verici anten sayısı n_T , LCP boyutu n_Θ ve seri sıralı CC ve birikimli kodun serbest uzaklığı d_{free} ile gösterilmiştir. (6.4) aynı zamanda birikimli olmayan SC-LCP-STBC OFDM [3] için de geçerlidir. Aradaki fark d_{free} 'nin tanımındadır. Birikimli olmayan SC-LCP-STBC durumunda, d_{free} sadece kullanılan dışsal kafes kodun serbest uzaklığıdır. Sıralı CC ve birikimli kodun serbest uzaklığı, CC'nin serbest uzaklığından büyük olacağından birikimli kod kullanmak SC-LCP-STBC'nin özyinelemeli kod çözme başarımını arttırmanın yanında sistemin erişilebilir çeşitleme kazancını da kaydadeğer olarak artırır.

6.2.2 Kanal Modeli

Bu bölümde, basitlik için, çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) OFDM sistem başarımını belirlemede antenlerin ilintisiz olduğu ve OFDM alt taşıyıcılarının tam olarak serpiştirildiği varsayılmıştır. Bu nedenle, alt taşıyıcı kanal kazançları ilintisiz karmaşık Gauss rastlantı değişkenleri ile modellenmiştir. Önerilen sistemin uzay-zaman blok kod sözcük yapısından dolayı da bir kod sözcüğü, ardışıl iki OFDM simge, süresince kanal kazançlarının değişmediği varsayılmıştır.

6.2.3 Kod Çözücü

Birikimli SC-LCP-STBC OFDM alıcı blok diyagramı Şekil 6.2'de verilmiştir. Alıcıda, ilk olarak, OFDM demodülatör, FFT alınarak, alt taşıyıcılarla taşınan, K tane simgeyi $\tilde{\mathbf{R}}$ matrisinin satırlarına yazar. İki ardışıl OFDM simge alınarak iki satırlı bir $\tilde{\mathbf{R}}$ matrisi oluşturulur. $\tilde{\mathbf{R}}$ matrisinin satırları olan $\tilde{\mathbf{r}}_1$ ve $\tilde{\mathbf{r}}_2$, α^{-1} ile ters-serpiştirilerek, satırları $\mathbf{r}_1 = [r_1(0), r_1(1), \dots, r_1(K-1)]$ ve $\mathbf{r}_2 = [r_2(0), r_2(1), \dots, r_2(K-1)]$ olan $\mathbf{R}$ matrisi oluşturulur. STBC çözücünde, Alamouti doğrusal kod çözme denklemleri yardımıyla, vericideki $\mathbf{z}_1$ ve $\mathbf{z}_2$ genişletilmiş küme simgeleri vektörünün



Şekil 6.2: Birikimli kod kullanan SC-LCP-STBC OFDM alıcı blok diyagramı ($n_T = 2$, $n_R = 1$, $n_\Theta = 2$).

normalleştirilmiş yumuşak kestirimleri olan $\hat{\mathbf{z}}_1$ ve $\hat{\mathbf{z}}_2$ elde edilir. Alıcıda kanal durum bilgisinin tam olarak bilindiği varsayılmıştır. Kanal durumu iki verici anten için tüm alt taşıyıcı kanal kazançlarını içeren $\mathbf{H}_1$ ve $\mathbf{H}_2$ vektörleriyle gösterilebilir. Bu vektörlerin elemanları $H_1(\xi)$ ve $H_2(\xi)$ olmak üzere serpiştirilmişleri $H_1(\gamma) = H_1[\alpha(\xi)]$ ve $H_2(\gamma) = H_2[\alpha(\xi)]$ ile gösterilebilir ve

$$K^{(\gamma)} = \frac{1}{\sqrt{|H_1(\gamma)|^2 + |H_2(\gamma)|^2}}$$

normalleştirme katsayısı olmak üzere, $\hat{\mathbf{z}}_1^{(\xi)}$ ve $\hat{\mathbf{z}}_2^{(\xi)}$ kestirimleri

$$\begin{aligned} \hat{\mathbf{z}}_1^{(\xi)} &= K^{(\gamma)} [H_1^*(\gamma)r_1(\xi) + H_2(\gamma)r_2^*(\xi)] \\ \hat{\mathbf{z}}_2^{(\xi)} &= K^{(\gamma)} [H_2^*(\gamma)r_1(\xi) - H_1(\gamma)r_2^*(\xi)] \end{aligned} \quad (6.5)$$

olarak yazılabilir [11]. Böylece $\mathbf{R}$ matrisinin her bir sütunundan iki kestirim değeri türetilir. Bu $\hat{\mathbf{z}}_1^{(\xi)}$ ve $\hat{\mathbf{z}}_2^{(\xi)}$ kestirimlerinden de $\hat{\mathbf{z}}_1$ ve $\hat{\mathbf{z}}_2$ vektörleri oluşturulur. $\hat{\mathbf{z}}_1$ ve

$\hat{\mathbf{z}}_2$ vektörlerine kodlayıcıdaki işlemlerin tersi uygulanarak $\hat{\mathbf{s}}_1$ ve $\hat{\mathbf{s}}_2$ normalleştirilmiş kestirim vektörleri elde edilir. Bu vektörlerden, birikimli kod çıkış bitlerinin LLR'ları ($\mathbf{L}_{A1}(\mathbf{d})$) hesaplanır. LLR ifadelerinde, $\mathbf{d}$ vektörü 8'er elemanlı gruplara bölünmüş varsayılmıştır ve $\mathbf{d}$ 'deki her 8 bit bir LCP-STBC grubunu oluşturur. Bu durum, verici anten sayısı $n_T = 2$, $n_\Theta = 2$ olduğunda ve $x_1^{(\xi)}, x_2^{(\xi)}$ simgeleri 4-QAM işaret kümesinden seçildiğinde geçerlidir. Genelliği bozmaksızın $\mathbf{d}$ 'nin 8 bit uzunluğunda olduğu varsayılmıştır, $\mathbf{d}$ vektörünün daha uzun olması durumunda, aşağıdaki işlemler her 8 bitlik grup için ayrı ayrı uygulanır. Bu varsayımla, vericideki $\mathbf{d}_1, \mathbf{d}_2, \mathbf{d}_3$ ve $\mathbf{d}_4$ vektörleri ikişer bit içerir. $\mathbf{d}^{(1)} = (d_1^{(1)}, d_2^{(1)}, d_3^{(1)}, d_4^{(1)})$ ve $\mathbf{d}^{(2)} = (d_1^{(2)}, d_2^{(2)}, d_3^{(2)}, d_4^{(2)})$ olmak üzere,

$$L_{A1}(d_l^{(\xi)}) = \log \frac{\Pr(d_l^{(\xi)} = 1 | \mathbf{R})}{\Pr(d_l^{(\xi)} = 0 | \mathbf{R})}$$

LLR tanımında hareketle, kanalda etkili olan gürültünün $\sigma_n^2 = N_0$ varyanslı i.i.d. karmaşık Gauss olduğu varsayılırsa, bir bitin LLR'ı için

$$L_{A1}(d_l^{(\xi)}) = \max_{\mathbf{d}, d_l^{(i)}=+1}^* [A(\mathbf{d}^{(\xi)})] - \max_{\mathbf{d}, d_l^{(i)}=-1}^* [A(\mathbf{d}^{(\xi)})] \quad (6.6)$$

yazılabilir. (6.6)'da

$$\max^* (A_1, \dots, A_N) = \log (e^{A_1} + \dots + e^{A_N})$$

ve

$$A(\mathbf{d}^{(\xi)}) = - \frac{\left| \hat{s}_1^{(\xi)} - \frac{s_1^{(\xi)}(\mathbf{d}^{(\xi)})}{K^{(1)}} \right|^2 + \left| \hat{s}_2^{(\xi)} - \frac{s_2^{(\xi)}(\mathbf{d}^{(\xi)})}{K^{(2)}} \right|^2}{\sigma_n^2} \quad (6.7)$$

ile tanımlıdır. (6.7)'de yer alan $s_1^{(\xi)}(\mathbf{d}^{(\xi)})$ ve $s_2^{(\xi)}(\mathbf{d}^{(\xi)})$ ile $\mathbf{d}^{(\xi)}$ bitlerine karşılık kodlayıcıda üretilen $s_1^{(\xi)}$ ve $s_2^{(\xi)}$ simgeleri gösterilmiştir. $L_{A1}(d_l^{(\xi)})$ değerlerinden oluşan LLR vektörü $\mathbf{L}_{A1}(\mathbf{d})$ birikimli SISO kod çözücünün (bu SISO ile ilgili LLR'lar 1 indisi ile gösterilmiştir) kod sözcük LLR girişine uygulanır (SISO kod çözücünün iki giriş ve iki çıkışı vardır; kaynak ve kod sözcük LLR giriş ve çıkışları). CC'ye karşı düşen diğer SISO'nun LLR değişkenleri 2 indisi ile gösterilmiştir. LLR vektörlerindeki A indisi ön, E indisi ek ve D indisi toplam LLR'ı simgelemektedir. Seri sıralı kod çözücüye benzer yapıda olan özyinelemeli kod çözücü [47] ile yapılan kod çözme sonucunda $\mathbf{b}$ kaynak

bitlerinin toplam LLR vektörü $L_{D2}(b)$ elde edilir. Son olarak, kaynak bitlerinin toplam LLR'ları karar devresine uygulanır ve karar devresinin çıkışında kaynak bitlerinin kestirimini içeren $\hat{b}$ vektörü elde edilir.

6.3 EXIT DİYAGRAMLARIYLA TASARIM

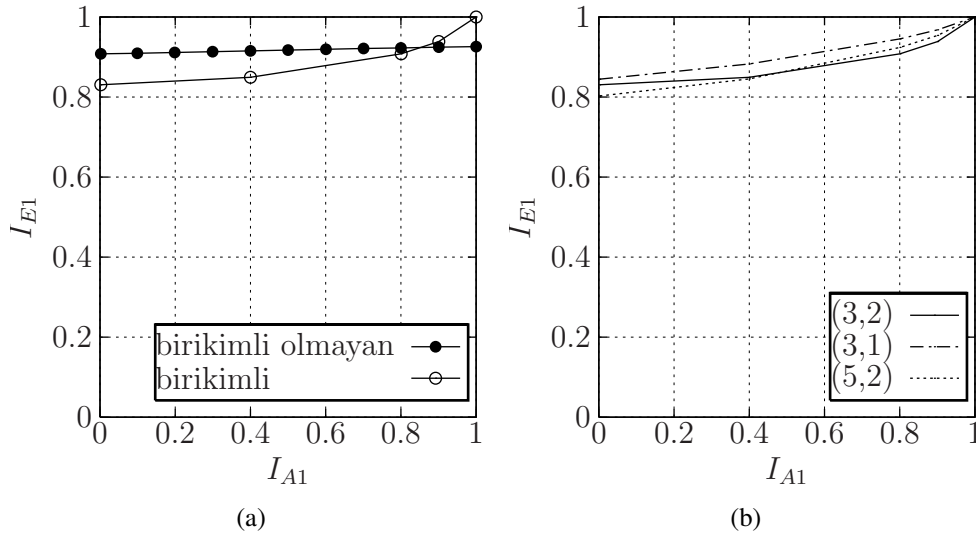
İçsel ve dışsal bileşen kod çözücü EXIT diyagramları arasındaki açıklığı artıran içsel ve dışsal bileşen kodlar seçilerek, en az sayıdaki özyinelemeyle EXIT diyagramı üzerinde, I_A ve I_E bileşenlerine göre, daha küçük eşdeğer bit hata olasılığı

$$P_b \approx \frac{1}{2} \text{erfc} \left(\frac{\sqrt{8R \frac{E_b}{N_0} + J^{-1}(I_A)^2 + J^{-1}(I_E)^2}}{2\sqrt{2}} \right) \quad (6.8)$$

değerine ulaşılıyorsa özyinelemeli kod çözme başarımı artar [49, Şekil 9]. (6.8)'de, R ile sistemin kodlama oranı ve E_b/N_0 ile bit başına iletim enerjisinin (E_b) kanal gürültü enerjisine (N_0) oranı gösterilmiştir. $J(\sigma)$ işlevi ise [49, (15)]'te tanımlanmıştır. Bu alt bölümdeki tasarım, içsel ve dışsal kod çözücülerin EXIT diyagramlarının ayrıldığı en küçük E_b/N_0 değeri, yakınsaklık eşiği, göz önüne alınarak yapılmaktadır.

6.3.1 LCP-STBC Kod Çözücünün EXIT Diyagramı

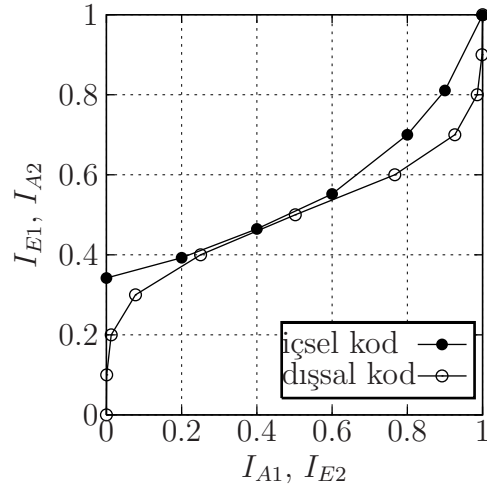
Birikimli kodun kodlama oranı $R = 1$ 'dir ve kodlama kazancı sağlamaz ancak bu yapı seri sıralı sistem başarımını kaydadeğer oranda artırır. Birikimli kod, iç kodun giriş bitlerinin kanaldan gönderilmesini önler. İç kodun giriş bitleri kanaldan iletilmediğinde, özyinelemeli kod çözmede iç kodun giriş bit LLR'larının baskın gelmesi durumu ortadan kalkar ve iç kodun EXIT diyagramı (1,1) noktasında sonlanır. Böylece istenen yüksek özyinelemeli kod çözme başarımına ulaşılır. Birikimli kod ve serpiştirici kullanılarak uzay-zaman kafes kodun (STTC) kodlama başarımının, kodlama oranı düşürülmeksizin artırılabilceği [97]'de gösterilmiştir. Birikimli olmayan içsel kod çözücünün EXIT diyagramı Şekil 6.3(a)'daki gibidir ve görüldüğü gibi EXIT diyagramı (1,1) noktasına ulaşamaz. Birikimli ve birikimli olmayan LCP-STBC çözücünün EXIT diyagramları Şekil 6.3(a)'da karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Şekil 6.3(a)'dan görüldüğü gibi birikimli kod sayesinde içsel kodun



Şekil 6.3: (a) Birikimli olan ve olmayan LCP-STBC bileşen kod çözücülerin EXIT diyagramları ($E_b/N_0 = 6$ dB). (b) Simge eşleme ve birikimli kod üreticinin iç kod çözücü EXIT diyagramına etkisi ($E_b/N_0 = 6$ dB).

EXIT diyagramı $(1, 1)$ noktasında sonlanır. Farklı simge eşlemeli $(\mathcal{M}_1, \mathcal{M}_2)$ ve farklı birikimli kod üreticili içsel kodların EXIT diyagramları Şekil 6.3(b)'de verilmiştir. Şekil 6.3(b)'de, parantez içindeki sayılardan ilki birikimli kodun üreticini belirtir; $3 = 1 + D$ ve $5 = 1 + D^2$. Kullanılan ikinci sayı 4-QAM simge eşlemeyi belirtir; 1 için $\mathcal{M}_1 = \mathcal{M}_2 = (0, 1, 2, 3)$ ve 2 için $\mathcal{M}_1 = \mathcal{M}_2 = (0, 1, 3, 2)$ 'dir. İki farklı simge eşleme için EXIT diyagramları elde edilmiştir. Şekilden görüldüğü gibi, birikimli kod üretici ve simge eşleme içsel kodun EXIT diyagramı üzerinde etkilidir. Bu nedenle, uygun birikimli kod ve simge eşleme seçilerek özyinelemeli kod çözme başarımı iyileştirilebilir.

İçsel koda ait birikimli kod üretici ve simge eşlemeleri, içsel-dışsal kod çiftiyle belirlenen yakınsaklık eşiği (convergence threshold) en küçük olacak şekilde seçilmelidir. Yakınsaklık eşiği, içsel kodun EXIT diyagramının dışsal kodun EXIT diyagramına temas etmediği en küçük E_b/N_0 değeridir. Yakınsaklık eşiğinin altındaki E_b/N_0 değerlerinde içsel ve dışsal kodun EXIT diyagramları kesiştiğinden özyinelemeli kod çözmeyle sıfır hataya ulaşmak olanaksızdır. Yakınsaklık eşiğinin üzerindeki E_b/N_0 değerlerinde ise içsel ve dışsal kodun EXIT diyagramları sadece $(1, 1)$ noktasında birleşir (Şekil 6.4).



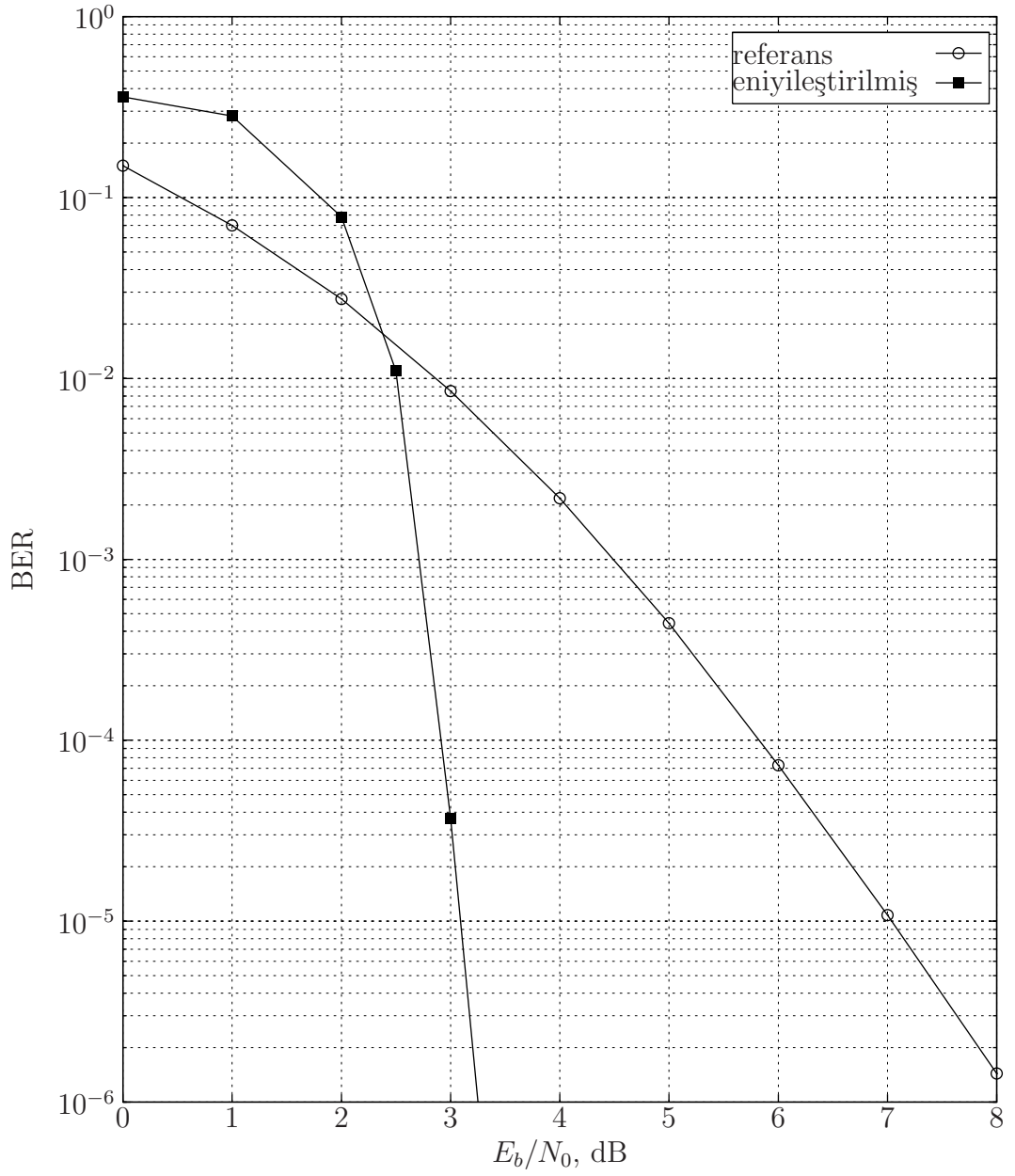
Şekil 6.4: Eniyileştirilmiş içsel ve dışsal kodun $E_b/N_0 = 1.8$ dB, yakınsaklık eşik değeri, için EXIT diyagramları.

6.3.2 İçsel ve Dışsal Kod Seçme Ölçütleri

İçsel kod çözücünün EXIT diyagramı, normalize edilmiş işaret-gürültü oranına (E_b/N_0), birikimli kod üreteç çokterimlisine ve $\mathcal{M}_1$ ve $\mathcal{M}_2$ simge eşleyicilerine bağlıdır. Dışsal kod çözücünün EXIT diyagramı ise bileşen katlamalı koda bağlıdır. Burada, E_b/N_0 dışındaki değişkenler kod tasarım parametreleridir.

Birikimli SC-LCP-STBC OFDM kod tasarımında izlenen adımlar şöyledir:

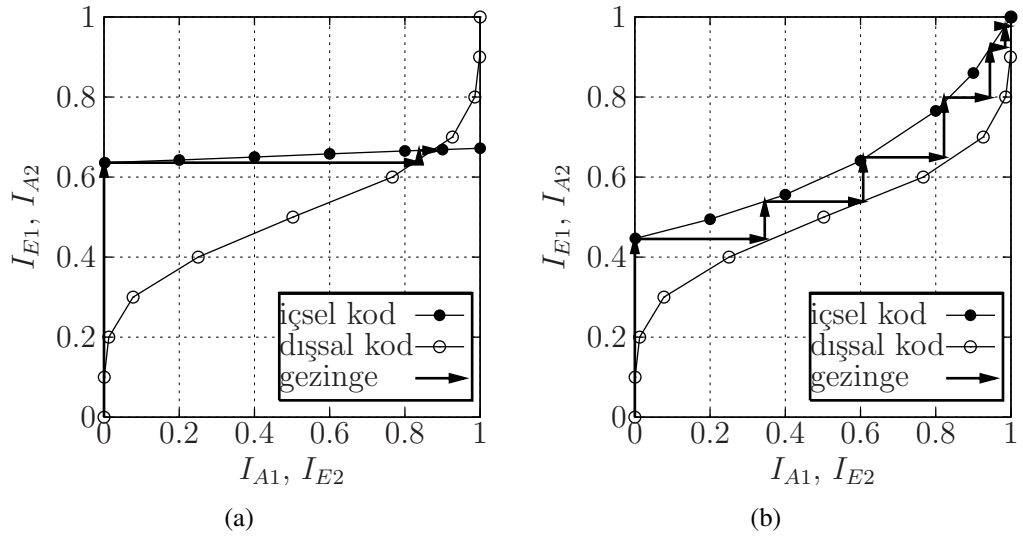
1. Seri sıralı yapıda dışsal kod olarak özyinelemesiz (non-systematic) sistematik katlamalı (NRSC) kod kullanılır. Dışsal kodun serbest uzaklığının en büyük olmasını sağlayacak şekilde üreteç çokterimlileri kümesi seçilir. Böylece serpiştiricinin getirdiği ek çeşitleme kazancını artırmak amaçlanır [47].
2. İçsel kodun olası 4-QAM eşlemeleri ($\mathcal{M}_1, \mathcal{M}_2$), farklı içsel birikimli kod üreteç çokterimlileri (3, 5, 7) ve 1. adımda elde edilen dışsal kod üreteç çokterimlileri kümesi içinden yakınsaklık eşiğini en küçük yapan içsel kod 4-QAM eşlemesi, içsel birikimli kod üreteç çokterimlisi ve dışsal kod üreteç çokterimlisi seçilir. Olası sıralı kodlar için yakınsaklık eşiği olarak, 0.1 dB adımlarla elde edilen içsel kodun EXIT diyagramlarıyla dışsal kodun EXIT diyagramının ayrıldığı en küçük E_b/N_0 değeri alınmıştır.



Şekil 6.5: Eniyileştirilmiş ve referans kodun bit hata olasılıkları (1 bit/s/Hz, $n_T = 2$, $n_R = 1$, $n_\Theta = 2$, ideal kanal serpiştirici, $K = 16386$).

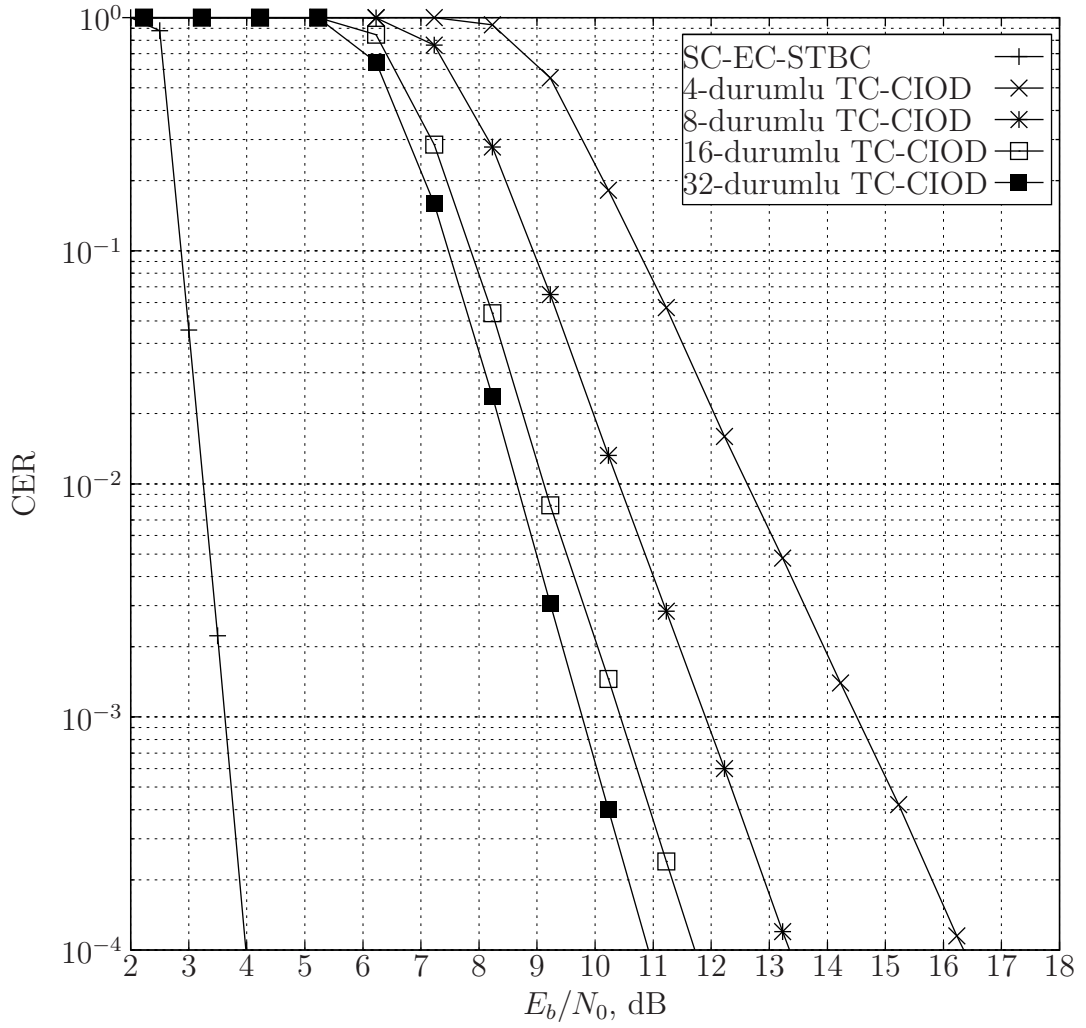
6.3.3 Eniyileştirilmiş Kod Tasarımı

Bu tezde önerilen sistemde, Wang ve diğ. [3] tarafından önerilen birikimli olmayan SC-LCP-STBC OFDM'e benzer şekilde $R_{\text{dış}} = 1/2$ kodlama oranlı ve $m_{\text{dış}} = 2$ bellek elemanlı dışsal NRSC kod kullanılmıştır. $R_{\text{dış}} = 1/2$ ve $m_{\text{dış}} = 2$ olan dışsal kodlar için en büyük serbest uzaklık değeri $d_{\text{free}} = 5$ ve bu uzaklığa sahip yol çifti sayısı 1 olarak



Şekil 6.6: (a) Referans sistemdeki bileşen kod çözücülerin EXIT diyagramları ve kod çözme gezinmesi ($E_b/N_0 = 3$ dB). (b) Eniyileştirilmiş sistemdeki bileşen kod çözücülerin EXIT diyagramları ve kod çözme gezinmesi ($E_b/N_0 = 3$ dB).

belirlenmiştir. Bu değeri sağlayan olası iki dışsal koddan biri ikinci tasarım adımında yakınsaklık eşiğinin en küçük olmasını sağladığından dışsal kod seçilmiştir. Böylece özyinelemeli kod çözmeye uygun bileşen kod belirlenmiştir. Eniyileştirilen sistemde, seçilen dışsal kod $(7, 5)$ üreteç çokterimlisine sahiptir. Referans sisteme benzer şekilde, içsel kod için $n_\Theta = 2$ ve $n_T = 2$ seçilmiştir. İçsel ve dışsal kodun birlikte, yakınsaklık eşiğini en küçük yapacak şekilde seçilmesiyle içsel kodlayıcıdaki eşleyiciler $\mathcal{M}_1 = (1, 0, 3, 2)$, $\mathcal{M}_2 = (0, 2, 1, 3)$ ve birikimli kod üretici $1 + D$ olarak belirlenmiştir. Eniyileştirilen sistemin yakınsaklık eşiği $E_b/N_0 = 1.8$ dB olarak belirlenmiştir. Şekil 6.4'te $E_b/N_0 = 1.8$ dB için eniyileştirilmiş bileşen kodlara karşı düşen kod çözücülerin EXIT diyagramları verilmiştir. Beklendiği gibi, işaret-gürültü oranının yakınsaklık eşiğine eşit olması durumunda içsel ve dışsal kod çözücünün EXIT diyagramları birbirlerine çok yakındır. İçsel ve dışsal kod çözücünün Şekil 6.4'teki EXIT diyagramlarından yakınsamanın 25 özyineleme için gerçekleştiği belirlenmiştir.



Şekil 6.7: Eniyileştirilmiş birikimli SC-LCP-STBC OFDM (1 bit/s/Hz) ile 4, 8, 16 ve 32-durumlu eniyileştirilmiş TC-CIOD OFDM (2 bit/s/Hz) sistemlerinin CER başarımlarının E_b/N_0 ile değişimi.

6.4 BAŞARIM DEĞERLENDİRMESİ

Eniyileştirilmiş ve referans [3] sistemlerin BER başarımları, 10 özyinelemeli kod çözme için, Şekil 6.5'te verilmiştir. Her iki sistemin kanal özellikleri aynı olup sistemler $K = 16386$ alt taşıyıcılıdır. Bilgisayarlı benzetimlerde alt taşıyıcı kazançları birbirinden bağımsız ve Rayleigh dağılımlı varsayılmıştır. π bit serpiştiricisi düzenli olmayan yapıda [96] ve 65536 uzunluğundadır. Şekil 6.5'ten görüldüğü gibi, 10^{-5} 'lik BER'de birikimli kod kullanıp SC-LCP-STBC OFDM sistemi EXIT diyagramlarıyla eniyileştirmenin sonucunda 4 dB SNR kazancı sağlanmıştır. Birikimli

kod kullanılmadığında içsel kod çözücünün EXIT diyagramı (1,1) noktasında sonlanmaz, bu nedenle referans sistemin başarımı kötüdür. Referans sistemin içsel ve dışsal bileşen kod çözücülerin $E_b/N_0 = 3$ dB için EXIT diyagramlarıyla birlikte kod çözme gezinmesi Şekil 6.6(a)'da gösterilmiştir. İçsel kodlayıcıda birikimli kod kullanılmadığında özyinelemeli kod çözmeyle (1,1) noktasına ulaşmak olanaksızdır. Oysa eniyileştirilmiş sistemde (1,1) noktasına ulaşılmaktadır (Şekil 6.6(b)). Bu nedenle birikimli kod kullanıldığında sistemin özyinelemeli kod çözme başarımı iyileşir.

Şekil 6.7'de eniyileştirilmiş birikimli SC-LCP-STBC OFDM (1 bit/s/Hz) ile Bölüm 4'te tasarlanan 4, 8, 16 ve 32-durumlu eniyileştirilmiş sıralı kafes kodlu ve bileşen serpiştirmeli dik tasarımı (TC-CIOD) OFDM (2 bit/s/Hz) sistemlerin CER başarımlarının E_b/N_0 ile değişimi gösterilmiştir. Her iki sistemde de ideal kanal serpiştirme ve $K = 16386$ alt taşıyıcı için benzetim yapılmıştır. Birikimli SC-LCP-STBC çözmede 10 özyineleme kullanılmıştır. Şekil 6.7'den görüldüğü gibi, 10^{-3} 'lük CER'de birikimli SC-LCP-STBC OFDM sistemi, 4, 8, 16 ve 32-durumlu TC-CIOD OFDM sistemlerine göre sırasıyla 11, 8.3, 6.8 ve 6 dB E_b/N_0 kazancı sağlamıştır. Ancak, özyinelemeli birikimli SC-LCP-STBC kod çözmenin, TC-CIOD kod çözmeden çok daha karmaşık olduğu ve birikimli SC-LCP-STBC'nin bant verimliliğinin, TC-CIOD'un yarı değerinde olduğu da göz önüne alınmalıdır.

7. SONUÇLAR

Bu tezde, çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) kanallar için OFDM modülasyonunu kullanan yüksek çeşitleme ve kodlama kazançları sağlayan dört farklı kodlama yöntemi önerilmiştir.

İlk olarak, geniş bantlı frekans-seçici kanallarda uzay, zaman ve frekansta birleşik kodlamayla tam uzaysal ve çok-yollu çeşitleme kazançları sağlayan, tam kodlama oranlı, bir SOSTFTC OFDM sistem önerilmiştir. Önerilen sistemin kod sözcük çiftleri arasındaki ikili hata olasılığının üst sınırı türetilip SOSTFTC için tasarım ölçütleri elde edilmiş ve son olarak çeşitleme ve kodlama kazançlarını birlikte eniyileştiren bilgisayar destekli kod tasarım yöntemi önerilmiştir. İki verici antenli MIMO-OFDM sistemlere uygun 16, 32 ve 64-durumlu, tam kodlama oranlı, QPSK SOSTFTC'ler tasarlanmıştır. Bilgisayar benzetimleri, önerilen kodların CER başarımının literatürde var olan, eşdeğer gecikmeli, tam kodlama oranlı ve kafes kodlamalı sistemlerden üstün olduğunu göstermiştir. Son olarak SOSTFTC'nin kod çözme karmaşıklığı belirlenmiş ve referans sistemlerle karşılaştırılmıştır.

İkinci olarak, MIMO-OFDM sistemler için sıralı kafes kodlamalı ve bileşen serpiştirmeli dik tasarımlar (TC-CIOD) önerilmiştir. TC-CIOD'un kod sözcük hata olasılığı üst sınırı PEP çözümlemesiyle elde edilmiş, sistemin erişebileceği çeşitleme ve kodlama kazançları belirlenmiştir. Kod sözcük hata olasılığı üst sınırı ifadesi kullanılarak, bilgisayar yardımıyla yapılan kapsamlı aramayla, TC-CIOD için eniyileştirilmiş 8-PSK işaret kümeli 2/3 kodlama oranlı 4, 8, 16 ve 32-durumlu kafes kodlar elde edilmiştir. Bilgisayar benzetim sonuçlarından, eniyileştirilmiş 4, 8, 16 ve 32-durumlu kafes kod kullanan, TC-CIOD başarımının literatürde var olan en iyi eş kafesli çift-simgeli serpiştirilmiş TC-STBC [1] sistemine göre, 10^{-3} 'lük CER'de, sırasıyla, yaklaşık 10.7 dB, 10.2 dB, 4.8 dB ve 4.2 dB ek SNR kazancı sağladığı gözlenmiştir.

Üçüncü olarak, erişilebilir çeşitleme kazancı yüksek, referans sisteme göre CER başarımını önemli ölçüde iyileştiren, sıralı kafes kodlamalı ve bileşen serpiştirmeli farksal dik tasarımı (farksal TC-CIOD) OFDM sistemi önerilmiştir. Önerilen sistem, bileşen serpiştirici ve kafes kod kullanarak MIMO-OFDM sistemin başarımını iyileştirmektedir. Kullanılan farksal kod çözme nedeniyle, alıcıda kanal kestirimi gerekli değildir. Bu nedenle, kod çözücü yapısı önemli ölçüde basitleşir. Kanal kestirimi yapılmadığından, pilot simgeler gereksiz hale gelir ve sistemin bant verimliliği artar. Yapılan çalışmada, farksal TC-CIOD alıcısında, basit Viterbi kod çözme algoritmasını kullanabilmek için, gerekli olan farksal kod çözme metrikleri elde edilmiştir. PEP çözümlemesiyle de kullanılan kafes kod için tasarım ölçütleri belirlenmiştir. Bilgisayar benzetim sonuçları, önerilen sistemin, referans farksal çift-simgeli serpiştirilmiş TC-STBC [2] sistemden çok daha iyi hata başarımına sahip olduğunu göstermiştir.

Son olarak, birikimli kod içeren seri sıralı doğrusal işaret kümesi ön kodlamalı uzay-zaman blok kodlu (SC-LCP-STBC) OFDM sistemi önerilmiştir. Alıcıda, özyinelemeli kod çözücü başarımını eniyileştirmek amacıyla, dışsal bileşen katlamalı kod, içsel kodun simge eşlemesi ve birikimli kod üretici uygun biçimde seçilerek yakınsaklık eşiği enküçültülmüştür. Yakınsaklık eşiği, bileşen kod çözücülerin EXIT diyagramları yardımıyla belirlenmiştir. Önerilen sistemde birikimli kod kullanıldığından, erişilebilir çeşitleme kazancı ifadesindeki etkin serbest uzaklık (d_{free}) çarpanı ve dolayısıyla sistemin erişilebilir çeşitleme kazancı artar. Ayrıca, birikimli kod, seri sıralı yapıyı özyinelemeli kod çözmeye uygun hale getirir. Bu nedenlerle, birikimli kod kullanıldığında, SC-LCP-STBC'nin BER başarımı kaydadeğer olarak artar. Bilgisayar yardımıyla yapılan benzetimler, eniyileştirilmiş birikimli SC-LCP-STBC'nin, 10^{-5} BER'de, birikimli kod kullanmayan SC-LCP-STBC'den [3] 4 dB fazla SNR kazancı sağladığını göstermiştir.

KAYNAKLAR

- [1] **Gong, Y. ve Letaief, K. B.**, 2003. An efficient space-frequency coded OFDM system for broadband wireless communications, *IEEE Transactions on Communications*, **51** (11), 2019–2029.
- [2] **Tarasak, P. ve Bhargava, V. K.**, 2004. Analysis and design criteria for trellis-coded modulation with differential space-time transmit diversity, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **3** (5), 1374–1378.
- [3] **Wang, R., Wang, Z., ve Giannakis, G. B.**, 2003. Combining Galois with complex field coding for space-time communications, *European Transactions on Telecommunications*, **14** (1), 25–36.
- [4] **Jafarkhani, H. ve Seshadri, N.**, 2003. Super-orthogonal space-time trellis codes, *IEEE Transactions on Information Theory*, **49** (4), 937–950.
- [5] **Agrawal, D., Tarokh, V., Naguib, A., ve Seshadri, N.**, 1998. Space-time coded OFDM for high data-rate wireless communication over wideband channels, *Vehicular Technology Conference*, Ottawa, Ont., Canada, Mayıs, 2232–2236.
- [6] **Liu, Z., Xin, Y., ve Giannakis, G. B.**, 2002. Space-time-frequency coded OFDM over frequency-selective fading channels, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **50** (10), 2465–2476.
- [7] **Telatar, İ. E.**, 1999. Capacity of multi-antenna Gaussian channels, *European Transactions on Telecommunications*, **10** (6), 585–595.
- [8] **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.
- [9] **Shannon, C. E.**, 1948. A mathematical theory of communication, *Bell System Technical Journal*, **27**, 379–423, 623–656.
- [10] **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.
- [11] **Alamouti, S. M.**, 1998. A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **16** (8), 1451–1458.

- [12] **Divsalar, D. ve Simon, M. K.**, 1987. Trellis coded modulation for 4800–9600 bits/s transmission over a fading mobile satellite channel, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **SAC-5** (2), 162–175.
- [13] **Viterbi, A. J.**, 1967. Error bounds for convolutional codes and an asymptotically optimum decoding algorithm, *IEEE Transactions on Information Theory*, **IT-13** (2), 260–269.
- [14] **Forney, G. D.**, 1973. The viterbi algorithm, *IEEE Transactions on Communications*, **61**, 268–278.
- [15] **Bäro, S., Bauch, G., ve Hansmann, A.**, 2000. Improved codes for space-time trellis-coded modulation, *IEEE Communications Letters*, **4** (1), 20–22.
- [16] **Laska, B., Dunwell, D., Chan, F., ve Jafarkhani, H.**, 2004. Computer design of super-orthogonal space-time trellis codes, *Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, Mayıs, 2179–2184.
- [17] **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.
- [18] **Ma, X. ve Giannakis, G. B.**, 2003. Full-diversity full-rate complex-field space-time coding, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **51** (11), 2917–2930.
- [19] **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.
- [20] **Zehavi, E.**, 1992. 8-PSK trellis codes for a Rayleigh channel, *IEEE Transactions on Communications*, **40** (5), 873–884.
- [21] **Boulle, K. ve Belfiore, J.-C.**, 1992. Modulation schemes designed for the Rayleigh channel, *CISS*, Princeton, NJ, Mart, 288–293.
- [22] **Jellicic, B. ve Roy, S.**, 1995. Design of trellis coded QAM for flat fading and AWGN channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **44** (1), 192–201.
- [23] **Jellicic, B. D. ve Roy, S.**, 1996. Cutoff rates for coordinate interleaved QAM over Rayleigh fading channels, *IEEE Transactions on Communications*, **44** (10).
- [24] **Slimane, S.**, 1996. An improved PSK scheme for fading channels, *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, Kasım, 1276–1280.
- [25] **Slimane, S.**, 1998. An improved PSK scheme for fading channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **47** (2), 703–710.
- [26] **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.

- [27] **Khan, M. Z. A. ve Rajan, B. S.**, 2002. Space-time block codes from co-ordinate interleaved orthogonal designs, *ISIT*, Lausanne, Switzerland, Haziran.
- [28] **Rao, D. R. V. J., Shashidhar, V., Khan, Z. A., ve Rajan, B. S.**, 2004. Low-complexity, full-diversity space-time-frequency block codes for MIMO-OFDM, *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, Dallas, Texas, USA, Kasım, 204–208.
- [29] **Al-Semari, S. A. ve Fuja, T. E.**, 1997. I-Q TCM: Reliable communication over the Rayleigh fading channel close to the cutoff rate, *IEEE Transactions on Information Theory*, **43** (1), 250–262.
- [30] **Zummo, S. A. ve Al-Semari, S. A.**, 2000. Space-time coded QPSK for rapid fading channels, *International Symposium on Personal, Indoor and Mobile Radio Communications*, Eylül, 504–508.
- [31] **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.
- [32] **Zummo, S. A. ve Al-Semari, S. A.**, 2000. A decoding algorithm for I-Q space-time coded systems in fading environments, *Vehicular Technology Conference*, Eylül, 331–335.
- [33] **Floch, B. L., Alarad, M., ve Berrou, C.**, 1995. Coded orthogonal frequency division multiplex, *Proceedings of the IEEE*, **83** (6), 982–996.
- [34] **Suto, K. ve Ohtsuki, T.**, 2002. Performance evaluation of space-time-frequency block codes over frequency selective fading channels, *Vehicular Technology Conference*, Eylül, 1466–1470.
- [35] **Bölcskie, H. ve Paulraj, A. J.**, 2000. Space-frequency coded broadband OFDM systems, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference, IEEE*, Eylül, 1–6.
- [36] **Lu, B. ve Wang, X.**, 2003. A space-time trellis code design method for OFDM systems, *Wireless Personal Communications*, **24**, 403–418.
- [37] **Lee, K. F. ve Williams, D. B.**, 2000. A space-time coded transmitter diversity technique for frequency selective fading channels, *in Proc. IEEE Sensor Array and Multichannel Signal Processing Workshop*, Cambridge, MA, USA, Mart, 149–152.
- [38] **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)*, Ekim, 703–707.
- [39] **Fincke, U. ve Phost, M.**, 1985. Sphere decoder complexity analysis: Improved methods for calculating vectors of short length in a lattice, including a complexity analysis, *Mathematics of Computation*, **44**, 463–471.

- [40] **Viterbo, E. ve Boutros, J.**, 1999. A universal lattice code decoder for fading channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, **45** (5), 1639–1642.
- [41] **Damen, O., Chkeif, A., ve Belfiore, J.-C.**, 2000. Lattice code decoder for space-time codes, *IEEE Communications Letters*, **4** (5), 161–163.
- [42] **Hochwald, B. M. ve ten Brink, S.**, 2003. Achieving near-capacity on a multiple-antenna channel, *IEEE Transactions on Communications*, **51** (3), 389–399.
- [43] **Forney, G. D.**, 1966. Concatenated Codes. *MIT Press*.
- [44] **Hagenauer, J. ve Hoehner, P.**, 1989. Concatenated Viterbi-decoding, *Proc. of the 4th Joint Swedish-Soviet Int. Workshop on Inf. Theory*, Eylül, 29–33.
- [45] **Berrou, C., Glavieux, A., ve Thitimajshima, P.**, 1993. Near Shannon limit error-correcting coding and decoding: turbo-codes, *IEEE International Conference on Communications*, Geneva, Mayıs, 1064–1070.
- [46] **Benedetto, S. ve Montorsi, G.**, 1996. Unveiling turbo codes: Some results on parallel concatenated coding schemes, *IEEE Transactions on Information Theory*, **42** (2), 409–429.
- [47] **Benedetto, S., Divsalar, D., Montorsi, G., ve Pollara, F.**, 1998. Serial concatenation of interleaved codes: Performance analysis, design, and iterative decoding, *IEEE Transactions on Information Theory*, **44** (3), 909–926.
- [48] **ten Brink, S.**, 1999. Convergence of iterative decoding, *Electronics Letters*, **35** (13), 1117–1118.
- [49] **ten Brink, S.**, 2001. Convergence behavior of iteratively decoded parallel concatenated codes, *IEEE Transactions on Communications*, **49** (10), 1727–1737.
- [50] **ten Brink, S.**, 2000. Design of serially concatenated codes based on iterative decoding convergence, *2nd Int. Symposium on Turbo Codes*, Brest, France, Eylül.
- [51] **Liew, T. H., Choi, B. J., ve Hanzo, L.**, 2001. Comparative study of concatenated turbo coded and space-time block coded as well as space-time trellis coded OFDM, *Vehicular Technology Conference*, 781–785.
- [52] **Haykin, S., Sellathurai, M., de Jong, Y., ve Willink, T.**, 2004. Turbo-MIMO for wireless communications, *IEEE Communications Magazine*, 48–53.
- [53] **Liu, J. ve Li, J.**, 2005. Turbo processing for an OFDM-based MIMO system, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **4** (5).
- [54] **Vikalo, H., Hassibi, B., ve Mitra, U.**, 2003. Sphere-constrained ML detection for frequency-selective channels, *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Nisan, IV–1–4.

- [55] **Cutler, C. C.**, 1952. Differential quantization for television signals, *U.S. Patent 2 605 361*.
- [56] **Tarokh, V. ve Jafarkhani, H.**, 2000. A differential detection scheme for transmit diversity, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **18** (7), 1169–1174.
- [57] **Jafarkhani, H. ve Tarokh, V.**, 2001. Multiple transmit antenna differential detection from generalized orthogonal designs, *IEEE Transactions on Information Theory*, **47** (6), 2626–2631.
- [58] **Tao, M. ve Cheng, R.**, 2001. Differential space-time block codes, *IEEE Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, Kasım, 1098–1102.
- [59] **Hwang, C.-S., Nam, S. H., Chung, J., ve Tarokh, V.**, 2003. Differential space time block codes using nonconstant modulus constellations, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **51** (11), 2955–2964.
- [60] **Hughes, B. L.**, 2000. Differential space-time modulation, *IEEE Transactions on Information Theory*, **46** (7), 2567–2578.
- [61] **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.
- [62] Local and metropolitan area networks—part 16, air interface for fixed and mobile broadband wireless access systems, IEEE Standard 802.16e.
- [63] **Wittneben, A.**, 1993. A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation, *IEEE International Conference on Communications (ICC)*, Geneva, Mayıs, 1630–1634.
- [64] **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*, Ekim, 295–300.
- [65] **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.
- [66] **Biglieri, E., Caire, G., ve Taricco, G.**, 1999. Coding for the fading channel: a survey, *Signal Processing for Multimedia*.
- [67] **Floch, B. L., Halbert-Lassalle, R., ve Castelain, D.**, 1989. Digital sound broadcasting to mobile receivers, *IEEE Transactions on Consumer Electronics*, **35** (3), 493–503.

- [68] Part 11: Wireless LAN medium access control (MAC) and physical layer (PHY) specifications: High-speed physical layer in the 5 GHz band, IEEE Standard 802.11a-1999.
- [69] Local and metropolitan area networks–part 16, air interface for fixed broadband wireless access systems, IEEE Standard 802.16a.
- [70] **Weinstein, S. B. ve Ebert, P. M.**, 1971. Data transmission by frequency-division multiplexing using the discrete Fourier transform, *IEEE Transactions on Communication Technology*, **COM-19** (5), 628–634.
- [71] **Cimini, L. J.**, 1985. Analysis and simulation of a digital mobile channel using orthogonal frequency division multiplexing, *IEEE Transactions on Communications*, **COM-33** (7), 665–675.
- [72] **Stuber, G. L., Barry, J. R., McLaughlin, S. W., Li, Y., Ingram, M. A., ve Pratt, T. G.**, 2004. Broadband MIMO-OFDM wireless communications, *Proceedings of the IEEE*, **92** (2), 271–294.
- [73] **Hoshyar, R., Jamali, S. H., ve Bahai, A. R. S.**, 2000. Turbo coding performance in OFDM packet transmission, *Vehicular Technology Conference*, Tokyo, Mayıs, 805–810.
- [74] **Proakis, J. G.**, 2001. Digital Communications. *McGraw-Hill*, 4. baskı.
- [75] **Fozunbal, M., McLaughlin, S. W., ve Schafer, R. W.**, 2003. On performance limits of space-time codes: a sphere-packing bound approach, *IEEE Transactions on Information Theory*, **49** (10), 2681–2687.
- [76] **Zheng, L. ve Tse, D. N. C.**, 2003. Diversity and multiplexing: A fundamental tradeoff in multiple-antenna channels, *IEEE Transactions on Information Theory*, **49** (5), 1073–1096.
- [77] **Vucetic, B. ve Yuan, J.**, 2003. Space-Time Coding. *John Wiley and Sons Ltd.*
- [78] **Zhang, W., Xia, X.-G., ve Ching, P. C.**, 2006. Design of orthogonal space-time block codes for MIMO-OFDM systems with full diversity and fast ML decoding, *ICASSP*, Toulouse, France, Mayıs, IV–169–172.
- [79] **Jamali, S. H. ve Le-Ngoc, T.**, 1991. A new 4-state 8PSK TCM scheme for fast fading, shadowed mobile radio channels, *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, **40** (1), 216–222.
- [80] **Gong, Y. ve Letaief, K. B.**, 2000. Analysis and design of trellis coded modulation with transmit diversity for wireless communications, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, Eylül, 1356–1361.
- [81] **Birol, A. ve Aygölü, Ü.**, 2007. Super-orthogonal space-time trellis codes for two transmit antennas in fast fading channels, *accepted for publication in International Journal of Communication Systems*.

- [82] **Fozunbal, M., McLaughlin, S. W., ve Schafer, R. W.**, 2005. On space-time-frequency coding over MIMO-OFDM systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **4** (1), 320–331.
- [83] **Yamaguchi, K. ve Imai, H.**, 1987. Highly reliable multilevel channel coding system using binary convolutional codes, *Electronics Letters*, **23** (18), 939–941.
- [84] **Hassibi, B. ve Vikalo, H.**, 2005. On the sphere-decoding algorithm I. Expected complexity, *IEEE Transactions on Signal Processing*, **53** (8), 2806–2818.
- [85] **Luo, P. ve Leib, H.**, 2005. Full-rate full-diversity space-time code for four-transmit-antenna systems, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **4** (5), 1974–1979.
- [86] **Liu, Z., Xin, Y., ve Giannakis, G. B.**, 2003. Linear constellation precoding for OFDM with maximum multipath diversity and coding gains, *IEEE Transactions on Communications*, **51** (3), 416–427.
- [87] **Schlegel, C. ve Costello, D. J.**, 1989. Bandwidth efficient coding for fading channels: code construction and performance analysis, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **7** (9), 1356–1368.
- [88] **Lu, B. ve Wang, X.**, 2000. Space-time code design in OFDM systems, *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, Kasım, 1000–1004.
- [89] **Jelcic, B. D. ve Roy, S.**, 1994. Coordinate interleaving TCM for flat fading and AWGN channels, *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, San Francisco, CA, USA, Kasım, 368–373.
- [90] **Tarokh, V., Jafarkhani, H., ve Calderbank, A. R.**, 1999. Space-time block coding for wireless communications: Performance results, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **17** (3), 451–460.
- [91] **COST 207 Management Committee**, 1989. COST 207: Digital land mobile radio communications, *Commission of the European Communities*, Luxembourg.
- [92] **Laddomada, M. ve Scanavino, B.**, 2005. Design of punctured serially concatenated convolutional codes, *IEEE Communications Letters*, **9** (2), 169–171.
- [93] **Benedetto, S., Divsalar, D., Montorsi, G., ve Pollara, F.**, 1996. A soft-input soft-output maximum a posteriori (MAP) module to decode parallel and serial concatenated codes, *Teknik rapor* 42–127, *JPL*.
- [94] **Tuchler, M.**, 2002. Convergence prediction for iterative decoding of threefold concatenated systems, *Global Telecommunications Conference (GLOBECOM)*, Kasım, 1358–1362.

- [95] **Hagenauer, J.**, 2004. The EXIT chart – introduction to extrinsic information transfer in iterative processing, *Nordic Radio Symposium*, Oulu, Finland, Ağustos.
- [96] **Berrou, C. ve Glavieux, A.**, 1996. Near optimum error correcting coding and decoding: Turbo-codes, *IEEE Transactions on Communications*, **44** (10), 1261–1271.
- [97] **Lin, X. ve Blum, R. S.**, 2000. Improved space-time codes using serial concatenation, *IEEE Communications Letters*, **4** (7), 221–223.

ÖZGEÇMİŞ

Kenan Aksoy, 1975 yılında Bulgaristan'ın Razgrad kentinde doğdu. İlk ve orta öğrenimini Razgrad kentinde, Mitko Palauzov, Nikola Vaptsarov ve Ivan Sergeevich Turgenev okullarında tamamladı. Lise eğitimini, 1989 ve 1992 yılları arasında İstanbul Küçükalyalı Kadir Has Lisesi'nde tamamladı.

1992 yılında, İstanbul Teknik Üniversitesi'nde (İTÜ) İngilizce hazırlık eğitimine başladı. 1993 yılında, İstanbul Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fakültesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü'nde Lisans eğitimine başladı. Bitirme ödevini, Prof. Dr. Uğur Çilingiroğlu, Hakan Öner ve Barış Posat denetiminde, ASELSAN için tasarlanan modemde kullanılmak üzere, "Anahtarlama Kapasiteli Filtre Modelleme ve Tasarımı" konusunda yaptı. Bölümünden, Haziran 1997'de, 3.66 ortalama ile dördüncü olarak mezun oldu. 1997 yılında, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı, Elektronik ve Haberleşme Programı'nda Yüksek Lisans öğrenimine başladı. Yüksek Lisans derecesini Ocak 2002'de aldı. Yüksek lisans tezini Prof. Dr. Ümit Aygözü denetiminde "Delikli Turbo Kod Tasarımı" konusunda yaptı. 1997'den 2004'e kadar NORTEL Netaş'ta yazılım geliştirme mühendisi olarak, aralarında ATM ve ISDN özellikli santral de olmak üzere, bir çok projede çalıştı. Aynı zamanda, Eylül 2002'de, İstanbul Teknik Üniversitesi'nin Telekomünikasyon Mühendisliği Anabilim Dalı'nda doktora öğrenimine başladı. Doktora araştırmalarını Prof. Dr. Ümit Aygözü denetiminde tamamladı. Ekim 2007'de, Almanya-Duisburg'ta Prof. Dr.-Ing. Thomas Kaiser tarafından kurulmuş olan mimoOn GmbH'da, çok-antenli ve yüksek veri hızlı yeni nesil GSM sistemleri geliştirme konusunda çalışmaya başladı. İlgi alanları, çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) kanal kodlama, dik frekans-bölmeli çoğullama (OFDM) modülasyon, senkronizasyon, farksal sezme ve kanal kestirimidir.