

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**TELSİZ AĞLARDA GENİŞLETİLMİŞ DENGELİ UZAY-ZAMAN BLOK
KODLAMA**

DOKTORA TEZİ

Ali EKŞİM

Anabilim Dalı : Elektronik-Haberleşme Mühendisliği

Programı : Telekomünikasyon Mühendisliği

OCAK 2011

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**TELSİZ AĞLARDA GENİŞLETİLMİŞ DENGELİ UZAY-ZAMAN BLOK
KODLAMA**

DOKTORA TEZİ

Ali EKŞİM

(504032307)

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 23 Temmuz 2010

Tezin Savunulduğu Tarih : 19 Ocak 2011

Tez Danışmanı : Prof. Dr. Mehmet E. ÇELEBİ (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Hakan DELİÇ (BÜ)
Prof. Dr. Ümit Aygölü (İTÜ)
Doç. Dr. İbrahim Altunbaş (İTÜ)
Doç. Dr. Oğuz Kucur (GYTE)

OCAK 2011

*Eşim Gülendâ EKŞİM'e ve Yeditepe Üniversitesi Hastanesi yeni doğan yoğun
bakımda 66 gün yaşam mücadelesi vererek aramıza katılan kızım Selin'e,*

ÖNSÖZ

Bu doktora eğitimimim süresince ve doktora tezinin hazırlanmasında sahip olduğu engin bilgi birikimini ve deneyimlerini benimle paylaşan, kıymetli zamanını bana ayıran, çok yüksek hoşgörü ve anlayışa sahip değerli hocam Sn. Prof. Dr. Mehmet E. Çelebi'ye, doktora tez ilerleme komitemde bulunan ve çalışmam sırasında destek ve yorumlarıyla katkı sağlayan değerli hocalarım Sn. Prof. Dr. Ümit Aygölü'ye ve Sn. Prof. Dr. Hakan Deliç'e, yürüttüğü TÜBİTAK projesi kapsamında araştırma yapmam için bana her zaman pozitif yönde teşvik eden Sn. Doç. Dr. İbrahim Altunbaş'a, doktora tez savunmasında bulunan değerli jüri üyelerine, ayrıca, maddi ve manevi desteğini her zaman hissettiğim biricik eşime, İTÜ Elektronik-Haberleşme Anabilim dalındaki hocalarıma ve onların değerli araştırma görevlilerine, doktora tez çalışmamda İTÜ'ye devam etmem için her türlü kolaylığı ve desteği sağlayan ve proje yöneticiliklerimi yapan TÜBİTAK-BİLGEM UEKAE Müdürümüz Sn. Alparslan T. Babaoğlu'na, TÜBİTAK-BİLGEM Enstitü Müdür Yardımcımız Sn. Dr. Ali Murat Apohan'a, Sn. Prof. Dr. İsmail Güloğlu'na, Sn. Merdan Metin'e, Sn. Cenk Gökberk'e, Sn. Mahmut Şamil Sağıroğlu'na ve yolladığım makaleleri göndermeden önce okuyarak bana fikirlerini söyleyen Sn. Sinan Kahraman'a ve Sn. Dr. Özgür Oruç'a, yurtdışında dört adet konferansa katılmama maddi destek sağlayan 7. Çerçeve Projesi ICE'ye (Proje No. 206546) ve çalışma arkadaşlarıma teşekkürlerimi sunarım.

Bu çalışmanın, genişletilmiş dengeli uzay-zaman blok kodlama ile ilgilenen araştırmacılara yarar sağlamasını ümit ederim.

Temmuz 2010

Ali EKŞİM

Yük. Elektrik-Elektronik Müh.

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER	vii
KISALTMALAR	xi
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
SEMBOL LİSTESİ	xvii
ÖZET.....	xxi
SUMMARY	xxv
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Literatüre Katkıları.....	3
2. TELSİZ KANALLARDA SÖNÜMLEME.....	9
2.1 Kanal Parametreleri.....	9
2.1.1 Çok yollu yayılım.....	9
2.1.2 Uyum band genişliği	9
2.1.3 Uyum zamanı	10
2.1.4 Doppler yayılımı	10
2.2 Kablosuz Kanallardaki Sönümlemelerin Sınıflandırılması.....	10
2.2.1 Geniş ölçekli sönümleme	10
2.2.2 Küçük ölçekli sönümleme	10
2.2.2.1 Çok yollu yayılımın sönümlemeye etkisi	11
Düz sönümleme	11
Frekans seçici sönümleme	11
2.2.2.2 Doppler yayılımı sonucu oluşan sönümlemeler	12
Hızlı sönümleme	12
Yavaş sönümleme	12
Duruğumsu sönümleme	13
2.3 Çeşitleme Teknikleri	13
2.3.1 Frekans çeşitlemesi	13
2.3.2 Zaman çeşitlemesi.....	14
2.3.3 Uzay çeşitlemesi	14
2.3.4 İşbirlikli çeşitleme.....	15
2.3.5 Polarizasyon çeşitlemesi	15
2.3.6 Açık çeşitlemesi	16
2.4 Sönümlemeli Kanallardaki Dağılımlar.....	16
2.4.1 Rayleigh dağılımı	16
2.4.2 Ricean dağılımı	17
2.4.3 Çift Rayleigh dağılımı.....	17
2.5 Paralel Kanal Modeli.....	18
2.6 Sonuç	18
3. UZAY-ZAMAN KODLAMA.....	19
3.1 Uzay-Zaman Kodlamalı Sistemler	19

3.2 Uzay-Zaman Blok Kodlama.....	22
3.2.1 Uzay-zaman blok kodlayıcı.....	22
3.3 Alamouti Kodu	23
3.3.1 Alamouti uzay-zaman kodlama.....	23
3.4 Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama	24
3.5 BSTBC'ye Alternatif Teknikler	25
3.5.1 Açık döngü genişletilmiş dik uzay-zaman blok kodlama	25
3.5.2 Kapalı döngü genişletilmiş dik uzay-zaman blok kodlama	25
3.5.3 Faz geribesleme tabanlı genişletilmiş uzay-zaman blok kodlama	26
3.5.4 Anten seçimli Alamouti	26
3.5.5 Verici anten seçimi.....	26
3.5.6 Kısmi faz birleştirme.....	26
3.5.7 Huzme şekillendirme.....	27
3.6 Sonuç	27
4. GENİŞLETİLMİŞ DENGELİ UZAY-ZAMAN BLOK KODLAMA.....	29
4.1 Sistem Modeli.....	29
4.2 Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlar	30
4.2.1 Üç verici anten için EBSTBC	32
4.2.2 Dört verici anten için EBSTBC.....	33
4.3 EBSTBC'nin Hata Üst Sınırı Türetilmesi	34
4.4 EBSTBC'nin Başarım Analizi	37
4.4.1 Üç verici anten için	37
4.4.1.1 Baz istasyonuna sadece bir bitlik geribesleme yapılırsa	37
4.4.1.2 Baz istasyonuna ideal geribesleme yapılırsa	40
4.4.2 Dört verici anten için.....	41
4.4.2.1 Baz istasyonuna iki bitlik geribesleme yapılırsa	41
4.4.2.2 Baz istasyonuna üç bitlik geribesleme yapılırsa	43
4.4.2.3 Baz istasyonuna dört bitlik geribesleme yapılırsa	43
4.5 Sınırlı Geribeslemeli Haberleşme İçin Uyarlamalı Anten ve Kod Seçimi.....	44
4.5.1 Uyarlamalı kod ve anten seçimi	44
4.5.1.1 Üç verici anten için	44
4.5.1.2 Dört verici anten için	46
4.6 Nümerik Sonuçlar.....	48
4.6.1 EBSTBC'nin başarım analizi	48
4.7 EBSTBC'nin Kodlama Kazancının Başarım Analizi.....	51
4.8 Uyarlamalı Kod ve Anten Seçiminin Başarım Analizi	53
4.9 Sonuç	55
5. DENGELİ UZAY-ZAMAN BLOK KODLAMANIN İŞBİRLİKLİ	
 HABERLEŞMEYE UYGULANMASI.....	57
5.1 İşbirlikli Haberleşme	58
5.1.1 İşbirlikli haberleşmenin tarihsel gelişimi	58
5.2 Temel İşbirlikli Haberleşme Teknikleri	60
5.2.1 Yükselt ve aktar.....	60
5.2.2 Algıla ve aktar	60
5.2.3 Kodlamalı işbirliği	61
5.2.4 Sıkıştır ve aktar.....	62
5.2.5 Seçmeli aktarma	63
5.3 İşbirlikli Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama	63
5.3.1 Kaynak ve iki rölenin bulunduğu sistem.....	64
5.3.1.1 Bir bitlik geribesleme	64

5.3.1.2 İki bitlik geribesleme	66
5.3.1.3 Üç bitlik geribesleme	67
5.3.2 Kaynak ve üç rölenin bulunduğu sistem	67
5.3.2.1 İki bitlik geribesleme	67
5.3.2.2 Üç ve daha fazla bitlik geribesleme	67
5.3.3 Kaynak ve çok sayıda röleli sistem	68
5.3.3.1 Kaynak ve beş röleli sistem	68
5.3.3.2 Kaynak ve yedi röleli sistem	69
5.4 Karma Röle ve Kod Seçme Tekniği	69
5.5 İşbirlikli Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama	72
5.6 Hedef Kullanıcıdaki SNR'ı Maksimize Eden Uyarlamalı Kod ve Röle Seçimi	74
5.7 CBSTBC'ye Alternatif Teknikler	76
5.7.1 Röle seçimi	76
5.7.2 Röle seçimli Alamouti	76
5.7.3 Yol seçimi	76
5.7.4 Yol seçimli Alamouti	76
5.8 Başarım Değerlendirmesi	77
5.8.1 CBSTBC'nin başarımı	77
5.8.2 HRCST'nin başarımı	81
5.8.3 CEBSTBC'nin başarımı	84
5.8.4 Hedef kullanıcıdaki SNR'ı maksimize eden uyarlamalı kod ve röle seçiminin başarımı	87
5.9 Sonuç	88
6. KABLOSUZ SENSÖR AĞLARINDA EBSTBC UYGULAMASI	91
6.1 Sistem Modeli	93
6.2 BER Üst Sınırının ve Çeşitleme Derecesinin Çıkarılması	95
6.3 Başarım Değerlendirilmesi	96
6.4 Sonuç	103
7. KABLOSUZ AĞLARDA EBSTBC İLE TAM HIZLI TAM ÇEŞİTLEMESİ	105
7.1 MISO Çoğa Gönderim Sistem Modeli	105
7.2 Çoğa Gönderim Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama	105
7.2.1 Üç verici anten için MEBSTBC	107
7.2.2 Dört verici anten için MEBSTBC	108
7.3 İşbirlikli Çoğa Gönderim Sistem Modeli	111
7.4 Çoğa Gönderim CEBSTBC	112
7.5 MEBSTBC'nin Başarım Analizi	113
7.6 Çoğa Gönderim CEBSTBC'nin Başarım Analizi	115
7.7 Sonuç	117
8. SONUÇLAR	119
8.1 Gelecekte Çözüm Bekleyen Araştırma Konuları	125
KAYNAKLAR	127
ÖZGEÇMİŞ	137

KISALTMALAR

AAF	: Amplify and Forward (Yükselt ve Aktar)
AS	: Antenna Selection (Anten Seçimi)
AWGN	: Additive White Gaussian Noise (Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü)
BER	: Bit Error Rate (Bit Hata Oranı)
BF	: Beamforming (Hüzme Şekillendirme)
BPSK	: Binary Phase Shift Keying (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
BSTBC	: Balanced Space-Time Block Coding or Codes (Dengeli Uzak-Zaman Blok Kodlama veya Kodları)
CBSTBC	: Cooperative Balanced Space-Time Block Coding or Codes (İşbirlikli Dengeli Uzak-Zaman Blok Kodlama veya Kodları)
CC	: Coded Cooperation (Kodlamalı İşbirliği)
CD	: Cooperative Diversity (İşbirlikli Çeşitleme)
cdf	: Cumulative Distribution Function (Birikimli Dağılım Fonksiyonu)
CEBSTBC	: Cooperative Extended Balanced Space-Time Block Coding or Codes (İşbirlikli Genişletilmiş Dengeli Uzak-Zaman Blok Kodlama veya Kodları)
CG	: Coding Gain (Kodlama Kazancı)
CL-EOSTBC	: Closed Loop Extended Orthogonal Space-Time Block Coding or Codes (Kapalı Döngü Genişletilmiş Dik Uzak-Zaman Blok Kodlama veya Kodları)
CRC	: Cyclic Redundancy Check (Çevrimsel Artık Kodlaması)
CS	: Code Selection (Kod Seçimi)
CSI	: Channel State Information (Kanal Durum Bilgisi)
DF	: Decode and Forward (Kodçöz ve Aktar)
DKÇVİ	: Dik Kod Çöz Ve İlet
DSNR	: Differential Signal-to-Noise Ratio (Farksal Sinyal-Gürültü Oranı)
DOKÇVİ	: Dik Olmayan Kod Çöz Ve İlet
DSTBC	: Distributed Space-Time Block Coding or Codes (Dağıtılmış Uzak-Zaman Blok Kodlama veya Kodları)
EBSTBC	: Extended Balanced Space-Time Block Coding or Codes (Genişletilmiş Dengeli Uzak-Zaman Blok Kodlama veya Kodları)
ISI	: Intersymbol interference (Simgelerarası Girişim)
MCEBSTBC	: Multicast Cooperative Extended Balanced Space-Time Block Coding or Codes (Çoğa Gönderim İşbirlikli Genişletilmiş Dengeli Uzak-Zaman Blok Kodlama veya Kodları)
MEBSTBC	: Multicast Extended Balanced Space-Time Block Coding or Codes (Çoğa Gönderim Genişletilmiş Dengeli Uzak-Zaman Blok Kodlama veya Kodları)
MIMO	: Multiple Input Multiple Output (Çok-Girdili Çok-Çıktılı)
MISO	: Multiple Input Single Output (Çok-Girdili Tek-Çıktılı)
OL-EOSTBC	: Open Loop Extended Orthogonal Space-Time Block Coding or Codes (Açık Döngü Genişletilmiş Dik Uzak-Zaman Blok Kodlama veya Kodları)

OSTBC	: Orthogonal Space-Time Block Coding or Codes (Dik Uzay-Zaman Blok Kodlaması veya Kodları)
pdf	: Probability Density Function (Olasılık Yoğunluk Fonksiyonu)
PEP	: Pairwise Error Probability (Çiftsel Hata Olasılığı)
PFB-ESTBC	: Phase Feedback Based Extended Space-Time Block Coding or Codes (Faz Geribesleme Tabanlı Genişletilmiş Uzay-Zaman Blok Kodlaması veya Kodları)
PPC	: Partial Phase Combining (Kısmi Faz Birleştirmesi)
PS	: Path Selection (Yol Seçimi)
QoS	: Quality of Service (Hizmet Niteliği)
QOSTBC	: Quasi-Orthogonal Space-Time Block Coding or Codes (Yarı Dik Uzay-Zaman Blok Kodlaması veya Kodları)
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying (4'lü Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
RAD	: Receive Antenna Diversity (Alıcı Anten Çeşitlemesi)
RS	: Relay Selection (Röle Seçimi)
SER	: Symbol Error Rate (Simg Hata Oranı)
SNR	: Signal-to-Noise Ratio (Sinyal-Gürültü Oranı)
SS	: Sensor Selection (Sensör Seçimi)
STBC	: Space-Time Block Coding or Codes (Uzay-Zaman Blok Kodlaması veya Kodları)
STC	: Space-Time Coding or Codes (Uzay-Zaman Kodlaması veya Kodları)
STTC	: Space-Time Trellis Coding or Codes (Uzay-Zaman Kafes Kodlaması veya Kodları)
TAD	: Transmit Antenna Diversity (Verici Anten Çeşitlemesi)
TAS	: Transmit Antenna Selection (Verici Anten Seçimi)
WLAN	: Wireless Local Area Networks (Kablosuz Yerel Alan Ağları)
WSN	: Wireless Sensor Networks (Kablosuz Sensör Ağları)

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 4.1 : Anten seçimi ve kod seçiminin üç verici anten için kullanım yüzdeleri	46
Çizelge 4.2 : Anten seçimi ve kod seçiminin dört verici anten için kullanım yüzdeleri	48

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : İşbirlikli haberleşme.....	15
Şekil 3.1 : Temelband sistem modeli.....	20
Şekil 3.2 : Uzay-zaman blok kodlayıcısının yapısı.	22
Şekil 3.3 : Alamouti uzay-zaman kodlayıcısının blok şeması.....	24
Şekil 4.1 : Üç verici antenli sistemin BER başarımı.	49
Şekil 4.2 : Dört verici antenli sistemin BER başarımı.....	50
Şekil 4.3 : Geribesleme kanalında hata yapıldığında dört antenli durum için BER..	51
Şekil 4.4 : Üç verici antenli sistemin BER başarımı.	52
Şekil 4.5 : Dört verici antenli sistemin BER başarımı.....	53
Şekil 4.6 : Üç verici antenli sistemin BER başarımı.	54
Şekil 4.7 : Dört verici antenli sistemin BER başarımı.....	55
Şekil 5.1 : Simetrik işbirlikli haberleşme yapısı.....	58
Şekil 5.2 : Röleli işbirlikli haberleşme yapısı.....	59
Şekil 5.3 : Röle sisteminin yapısı.	59
Şekil 5.4 : Yükselt ve aktar işbirlikli haberleşme sistemi.....	61
Şekil 5.5 : Algıla ve aktar işbirlikli haberleşme sistemi	61
Şekil 5.6 : Kodlamalı işbirliği haberleşme sistemi	62
Şekil 5.7 : CBSTBC`nin başlangıç evresi.	63
Şekil 5.8 : CBSTBC`nin yayılım ve işbirliği evreleri.....	64
Şekil 5.9 : Çerçeve boyunca kullanılacak röle seçimi için rölelerden ileri besleme yapılması	70
Şekil 5.10 : Çerçeve boyunca kullanılacak röle ve kodun, kaynağa ve rölelere geri besleme yapılması.	70
Şekil 5.11 : HRCST`nin yayılım evresi.....	71
Şekil 5.12 : HRCST`nin işbirliği evresi.....	71
Şekil 5.13 : CEBSTBC`nin çerçeve başlangıç evresi.....	72
Şekil 5.14 : CEBSTBC`nin yayılım ve işbirliği evreleri	73
Şekil 5.15 : CBSTBC`nin bir kaynak ve iki röleli sistemdeki BER başarımı	78
Şekil 5.16 : CBSTBC`nin bir kaynak ve üç röleli sistemdeki BER başarımı.....	79
Şekil 5.17 : CBSTBC`nin bir kaynak ve beş röleli ve bir kaynak ve yedi röleli sistemlerdeki BER başarımı	80
Şekil 5.18 : Kaynak-röle kanallarının SNR değerleri 10dB olduğunda, bir kaynak ve dört röleli sistemin başarımı.	82
Şekil 5.19 : Kaynak-röle kanallarının SNR değerleri 20dB olduğunda, bir kaynak ve dört röleli sistemin başarımı.....	83
Şekil 5.20 : Kaynak-röle kanallarının SNR değerleri 30dB olduğunda, bir kaynak ve dört röleli sistemin başarımı.....	84
Şekil 5.21 : Üç röleli kablosuz ortamın kaynak-röle kanallarının 15dB DSNR durumunda BER	85
Şekil 5.22 : Dört röleli kablosuz ortamın kaynak-röle kanallarının 15dB DSNR durumunda BER	86

Şekil 5.23 : Kısmi CSI elde edildiğinde dört röle için BER. Kaynak-röle kanalları 10dB ve 15dB ve röle-hedef kanalları ise 10dB olarak alınmıştır	86
Şekil 5.24 : Kısmi CSI elde edildiğinde dört röle için BER. Kaynak-röle kanalları 20dB ve 25dB ve röle-hedef kanalları ise 10dB olarak alınmıştır	87
Şekil 5.25 : Seçmeli aktarma kullanıldığında ve DSNR 5dB alındığında dört röle için BER	88
Şekil 6.1 : Kablosuz sensör ağı.....	94
Şekil 6.2 : Kablosuz sensör ağının analitik modeli.....	94
Şekil 6.3 : Üç aktif sensörlü sistemin BER başarımı.	97
Şekil 6.4 : Dört aktif sensörlü sistemin BER başarımı.	98
Şekil 6.5 : Dört aktif sensörlü sistemin BER başarımı. Sensör-birleştirme merkezi kanallarının SNR'ları 10dB ve paralel kanallar düzgün	99
Şekil 6.6 : Dört aktif sensörlü sistemin BER başarımı. Sensör-birleştirme merkezi kanallarının SNR'ları 10dB ve paralel kanallar düzgün değil	100
Şekil 6.7 : $m/\sigma=2$ olduğunda dört aktif sensörlü sistemin BER başarımı.	101
Şekil 6.8 : $m/\sigma=3$ olduğunda dört aktif sensörlü sistemin BER başarımı.	102
Şekil 7.1 : MISO çoğa gönderim çerçeve başlangıç evresi.	106
Şekil 7.2 : MISO çoğa gönderim iletim evresi.	106
Şekil 7.3 : Üç verici anten/röle için haberleşmede tam çeşitlemeyi sağlama yüzdeleri.	108
Şekil 7.4 : Dört verici anten/röle için haberleşmede tam çeşitlemeyi sağlama yüzdeleri.	111
Şekil 7.5 : İşbirlikli çoğa gönderim çerçeve başlangıç evresi.....	112
Şekil 7.6 : İşbirlikli çoğa gönderim yayılım ve işbirliği evreleri.....	113
Şekil 7.7 : Üç verici anten için EBSTBC'nin çoğa ve teke gönderim BER başarımı.	113
Şekil 7.8 : Dört verici anten için EBSTBC'nin çoğa ve teke gönderim BER başarımı.	114
Şekil 7.9 : Üç rölenin bulunduğu ve 25dB DSNR'lı bir sistemde CEBSTBC'nin çoğa ve teke BER başarımı.	115
Şekil 7.10: Dört rölenin bulunduğu ve 25dB DSNR'lı bir sistemde CEBSTBC'nin çoğa ve teke BER başarımı.	116

SEMBOL LİSTESİ

a	: İletim matrisinin tekrarlanan sütun katsayısı
A	: Baskın işaretin maksimum değeri (genliği)
b	: İletim matrisinin tekrarlanan sütun katsayısı
B	: Kanalin band genişliği
B_c	: Uyum band genişliği (Coherence bandwidth)
B_d	: Doppler yayılımı (Doppler spread)
B_s	: İşaretin band genişliği
c	: Sabit, iletim matrisinin tekrarlanan sütun katsayısı
C	: Kodlama matrisi, iletim matrisi
$C_1, C_2, \dots, C_7$	: STBC iletim matrisleri
C_{bat}	: Maksimum batarya kapasitesi (Ah)
c_t	: İkili bilgi simge vektörü
d	: EBSTBC`de bütün kodların seçimi için gerekli geribesleme bit sayısının N eksiği, iletim matrisinin tekrarlanan sütun katsayısı
d^2	: Öklit uzaklığı
e	: İletim matrisinin tekrarlanan sütun katsayısı
E	: Kullanıcıların veri uzunluğu
E_1	: Her bir kullanıcının veri uzunluğu
E_2	: Silinen veri uzunluğu
E_s	: Simge enerjisi
f	: İletim matrisinin tekrarlanan sütun katsayısı
F	: İstenen işareti yollamak için kullanılan kanal sayısı
H_0, H_1	: Aktif sensörlerin gözlemlediği olaylar
h_i	: Baz istasyonunun i . anteni ile gezgin kullanıcı arasındaki kanal katsayısı
h_{ij}	: Baz istasyonunun i . anteni ile j . gezgin kullanıcı arasındaki kanal katsayısı
$h_{j,i}^t$	: t . zaman aralığında i . verici antenden j . alıcı antene giden yolun sönmleme katsayısı
h_{rd}	: Rölelerden hedefe olan kanalın katsayılarını içeren vektör
H_{rd}	: $\text{diag}\{ h_{r1d} ^2, h_{r2d} ^2, \dots, h_{rnd} ^2\}$ matris
h_{rid}	: i . röle ve hedef arasındaki düz sönmlemeli kanal katsayısı, i . aktif sensör ile birleştirme merkezi arasındaki kanal katsayısı
h_{rij}	: i . röle ve j . gezgin kullanıcı arasındaki düz sönmlemeli kanal katsayısı
h_{sd}	: Kaynak ve hedef arasındaki düz sönmleme katsayısı
h_{sri}	: Kaynak ve i . röle arasındaki düz sönmlemeli kanal katsayısı
H_t	: t . zaman aralığında kanal matrisi
I	: Boşaltım akımı
$I_0(\cdot)$	: 0. derece 1. çeşit Bessel işlevi
I_n	: $n \times n$ 'lik birim matris

$\mathbf{I}_{n_T}$	: $n_T \times n_T$ 'lik birim matris
k	: Geribeslemeyi genişletmek için gerekli bit sayısı
K	: Ricean parametresi
k_1	: Her kodlama operasyonu için aldığı simge sayısı
$K_0(.)$	: 0. derece 2. çeşit değiştirilmiş Bessel işlevi
$K_1(.)$	: 1. derece 2. çeşit değiştirilmiş Bessel işlevi
L	: İstenen işaretin yollanan kopya sayısı, gezgin kullanıcı sayısı
m	: Kodlayıcı blok büyüklüğü, kodlayıcıya giren bilgi biti sayısı, kullanılan işaret kümesi için gerekli bit sayısı, aktif sensörün yaptığı gözlemin ortalaması
M	: Modülasyon düzeyi
m_1	: Geribesleme bitinin genişletilme seviyesi
$\max(.)$	: İçerisindeki en büyük argümana döndürme işlevi
$\min(.)$	: İçerisindeki en küçük argümana döndürme işlevi
N	: Baz istasyonundaki anten sayısı, telsiz sensör sayısı
N_0	: Beyaz gürültünün tek taraflı güç spektral yoğunluğu
n	: Telsiz ortamdaki röle sayısı, aktif sensör sayısı
n_1	: İşbirliği için seçilen sensör sayısı
$\mathbf{n}_D$	: Bileşenleri karmaşık, sıfır ortalamalı ve varyansı σ^2 olan toplamsal beyaz Gaus gürültü vektörü
n_i	: Lineer işleme sonucu gezgin kullanıcıda elde edilen gürültü
n_R	: Alıcı anten sayısı
$\mathbf{n}_t$	: Alıcıdaki gürültü vektörü
n_T	: Verici anten sayısı
n_t^j	: t . zaman aralığında j . alıcı antenindeki gürültü bileşeni
p	: Blok kodlanmış simgelerin iletimi için gerekli zaman periyodunun sayısı
P	: Baz istasyonunun ortalama iletim gücü, Rölelerden iletilen ortalama iletim gücü
P_1	: Kaynak tarafından harcanan iletim gücü
P_2	: Kaynak ve röleler tarafından harcanan iletim gücü, röleler tarafından harcanan iletim gücü
$P(\tilde{s}_i \rightarrow s_i)$	: Çiftsel hata olasılığı (PEP)
P_b	: Bit hata olasılığı
$P_{b,EBSTBC,1bit,UB}$	: EBSTBC`nin bir bit geribesleme yapıldığı durumdaki BER üst sınırı
$P_{b,EBSTBC,2bit,UB}$	: EBSTBC`nin iki bit geribesleme yapıldığı durumdaki BER üst sınırı
$P_{b,EBSTBC,3bit,UB}$	: EBSTBC`nin üç bit geribesleme yapıldığı durumdaki BER üst sınırı
$P_{b,EBSTBC,4bit,UB}$	: EBSTBC`nin dört bit geribesleme yapıldığı durumdaki BER üst sınırı
$P_{b,EBSTBC,ideal,UB}$	: EBSTBC`nin ideal geribesleme yapıldığı durumdaki BER üst sınırı
$P_{b,OSTBC}$	: OSTBC`nin bit hata olasılığı
p_i	: Güç sabiti
$p_r(.)$	: Rayleigh dağılımı olasılık yoğunluk işlevi
$p_R(.)$	: Ricean dağılımı olasılık yoğunluk işlevi
P_s	: Simge hata olasılığı

P_T	: Kaynak ve röleler tarafından harcanan toplam güç
$p_y(\cdot)$	: Çift Rayleigh 3 adet bağımsız dağılmış rasgele değişkenin en büyüğünün olasılık yoğunluk işlevi
$p_z(\cdot)$	: Çift Rayleigh dağılımı olasılık yoğunluk işlevi
$P_z(\cdot)$	: Çift Rayleigh birikimli dağılımlı işlevi
q	: Geribesleme bitinin genişletilme seviyesi
$Q(\cdot)$	: Q -işlevi (Complementary error function)
R	: Hız (Rate)
r_1, r_2	: Alıcının (Gezgin kullanıcının) aldığı işaretler
r_b	: Veri hızı, bit hızı
$r_{Rayleigh}$	: Rayleigh dağılımının ortalama değeri
$r_{ri,j}$	: i . rölenin j . zaman aralığında aldığı sinyal
$\mathbf{r}_D$	: Hedefin işbirliği evresinde aldığı işaret vektörü
$r_{D,j}$	: Hedefin j . zaman aralığında aldığı sinyal
r_s	: Simge hızı
$\mathbf{r}_t$	: Alıcıda elde edilen işaret vektörü
r_t^j	: t . zaman aralığında alıcıdaki j . antenden alınan işaret
s_1, s_2	: Kodlayıcının modüle ettiği simgeler
$\hat{s}_1, \hat{s}_2$	: Alıcıda kestirilen simgeler
$\hat{s}_{i,BSTBC}$	: BSTBC kullanıldığında alıcıda kestirilen simgeler
$\hat{s}_{i,EBSTBC}$	: EBSTBC kullanıldığında alıcıda kestirilen simgeler
$\hat{s}_{i,j}$	: MEBSTBC kullanıldığında j . kullanıcıda kestirilen i . simge
$\hat{s}_{j,Ri}$	: i . rölenin j . simgeyi kestirimi
$\bar{s}_{j,Ri}$	: i . röle tarafından karar verilen j . simge
$\mathbf{s}_t$	: Kodlanmış simge vektörü
s_t^i	: t . zaman aralığında i . iletim anteninden iletilen simge
SNR	: Sönümleme olmadan simge başına düşen sinyal-gürültü oranı, sönümleme olmadan bit başına düşen sinyal-gürültü oranı
SNR_{Av}	: OSTBC'nin ortalama SNR'ı
$SNR_{EBSTBC,1bit}$	: EBSTBC'de 1 bitlik geribesleme için alıcıdaki anlık SNR
$SNR_{EBSTBC,1bit,LB}$	: EBSTBC'de 1 bitlik geribesleme için alıcıdaki anlık SNR'ın alt sınırı
$SNR_{EBSTBC,1bit,LB,Av}$	: EBSTBC'de 1 bitlik geribesleme için alıcıdaki SNR alt sınırının ortalaması
$SNR_{EBSTBC,2bit}$	: EBSTBC'de 2 bitlik geribesleme için alıcıdaki anlık SNR
$SNR_{EBSTBC,2bit,LB}$	: EBSTBC'de 2 bitlik geribesleme için alıcıdaki anlık SNR'ın alt sınırı
$SNR_{EBSTBC,2bit,LB,Av}$	: EBSTBC'de 2 bitlik geribesleme için alıcıdaki SNR alt sınırının ortalaması
$SNR_{EBSTBC,3bit,LB,Av}$	: EBSTBC'de 3 bitlik geribesleme için alıcıdaki SNR alt sınırının ortalaması
$SNR_{EBSTBC,4bit,LB,Av}$	: EBSTBC'de 4 bitlik geribesleme için alıcıdaki SNR alt sınırının ortalaması
$SNR_{EBSTBC,ideal}$	: EBSTBC'de ideal geribesleme için alıcıdaki anlık SNR
$SNR_{EBSTBC,ideal,LB}$	: EBSTBC'de ideal geribesleme için alıcıdaki anlık SNR'ın alt sınırı

$SNR_{EBSTBC,ideal,LB,Av}$	: EBSTBC’de ideal geribesleme için alıcıdaki SNR alt sınırının ortalaması
$SNR_{EBSTBC,LB}$	: EBSTBC için SNR alt sınırı
t	: Teorik olarak batarya ömrü
T	: Evreuyumluluk zamanı (Coherence interval)
T_c	: Uyum zamanı (Coherence time)
T_m	: Çok yollu yayılım (Multipath spread)
T_s	: İşaretin simge periyodu
X	: Alamouti kodu
W	: Kertesi 2 olan $2 \times N$ boyutlu uzatma matrisi
σ^2	: Beyaz gürültünün varyansı, Aktif sensördeki gözlemin varyansı
σ_0	: Kanalin gecikme yayılımı
σ_1^2, σ_2^2	: Bağımsız Rayleigh sürecin ortalama güçleri
σ_R^2	: Rayleigh dağılımının varyansı
η	: Spektral verimlilik
η_1, η_2	: Alıcıdaki lineer işleme sonucundaki gürültü, Sıfır ortalamalı boyut başına $N_0/2$ varyanslı karmaşık Gauss gürültüsü
$\eta_{1,j}, \eta_{2,j}$	: MEBSTBC’de j . kullanıcıdaki lineer işleme sonucundaki gürültü
$\eta_{d,j}$	: Hedefin j . zaman aralığındaki aldığı toplamsal Gauss gürültüsü
$\mu_h^{j,i}$	: Sönümleme katsayısının ortalaması
$\eta_{ri,j}$	: i . rölenin j . zaman aralığındaki aldığı toplamsal Gauss gürültüsü
$\lceil \cdot \rceil$	: İçerisindeki argümanı kendisine eşit veya daha büyük en küçük tamsayıya çevirme işlevi
$\pm m$	: Aktif sensörlerdeki gözlemlerin ortalaması

TELSİZ AĞLARDA GENİŞLETİLMİŞ DENGELİ UZAY-ZAMAN BLOK KODLAMA

ÖZET

Alıcıdan vericiye bir veya birkaç bit geribesleme sağlandığında tam hızı ve tam çeşitlemeyi herhangi bir sayıda iletim anteni için sağlayan Dengeli Uzay-zaman Blok Kodlama (Balanced Space-Time Block Coding, BSTBC) literatürde önerilmiştir. Bu doktora çalışmasında BSTBC geliştirilerek çeşitli telsiz ağlara uygulanmıştır. Yapılan çalışmalar aşağıdaki şekilde listelenebilir:

- BSTBC, tam çeşitlemeyi ve tam hızı sınırlı sayıda geribesleme bitiyle sağlamak amacıyla tasarlandığından elde edilecek kodlama kazancı sınırlıdır. Özellikle vericide az sayıda anten bulunduğu elde edilebilecek kod sayısı sınırlıdır. Örneğin vericide 3 adet anten bulunduğu ve geribeslemede hata yapılmadığında veya geribesleme kanalının bit hata oranı düşük seviyelerde ise verici anten seçiminin başarımı BSTBC'nin başarımından daha iyidir. Bunun nedeni BSTBC'nin yeteri kadar kodlama kazancı sağlamamasıdır. Bu problemin çözümü için Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (Extended Balanced Space-Time Block Coding, EBSTBC) önerilmiştir. Bu sayede istenilen sayıda farklı kod üretilebilir ve kodlama kazancı artırılır. Ayrıca, EBSTBC'nin başarımının (özellikle geribeslemede hata yapıldığı durumda) verici anten seçiminden daha iyi olduğu bilgisayar benzetimleriyle gösterilmiştir. EBSTBC için Bit Hata Oranı (Bit Error Rate, BER) ve Simge Hata Oranı (Symbol Error Rate, SER) için üst sınırlar çıkarılmıştır. Türetilen BER ve SER ifadeleri elde edilebilecek tüm geribesleme bit sayısı için aynı sonucu vermektedirler ve geribesleme bit sayısı arttıkça gevşek bir üst sınır haline dönüşmektedirler. Bu problemin çözümü için önerilen EBSTBC'nin ve BSTBC gibi tüm alt kümelerinin kodlama kazancını, ortalama Sinyal-Gürültü Oranından (Signal-to-Noise Ratio, SNR) hesaplayan yeni bir yöntem önerilmiştir. Önerilen kodlama kazancını ortalama Sinyal-Gürültü Oranından hesaplama tekniği kullanılarak çıkarılan BER üst sınır ifadeleri çok sıkı olmaktadır. Önerilen teknikle geribeslemenin ortalama SNR üzerindeki etkisi analitik olarak gösterilmiştir. Önerilen teknik, tam çeşitlemeye sahip Faz Geribesleme Tabanlı Genişletilmiş Uzay-Zaman Blok Kodlar ve Kapalı-Döngü Dik Uzay-Zaman Blok Kodlar gibi tüm tam çeşitlemeye sahip Dik Uzay-Zaman Blok Kodlara (Orthogonal Space-Time Block Codes, OSTBCs) uygulanabilir. Bu yöntem, herhangi bir sayıdaki verici anten ve herhangi bir sayıdaki geribesleme biti için kullanılabilir.
- Vericideki antenlerin birinin kanal kazancı diğer antenlerin kanal kazançlarına göre çok yüksekse ve ancak sınırlı sayıda geribesleme biti vericide elde edilebiliyorsa, bütün verici antenlerden EBSTBC ile iletim yapmak alıcıdaki SNR değerini yeteri kadar arttırmaz. Bu durumda anlık SNR'a göre en iyi antenden iletim yapmak en iyi çözümdür. Buna karşılık,

antenlerin kanal kazançları birbirlerine yakın değerlerde ise vericideki bütün antenleri kullanarak EBSTBC ile iletim yapmak alıcıdaki SNR'ı artırır. Bu özellikten yararlanmak için alıcıdaki SNR'ı arttıran uyarlamalı kod ve anten seçimi önerilmiştir. Alıcı, kod seçimi ve anten seçimine göre fazladan 1 bitlik bilgiyi hedefe ileterek vericinin en iyi antenden veya bütün antenlerden en iyi EBSTBC'yi kullanarak iletim yapmasını sağlar.

- İşbirlikli haberleşmede herhangi bir sayıda röle için tam hızı ve tam çeşitlemeyi sağlayan Uzay-Zaman Blok Kodlama (Space-Time Block Coding, STBC) bulunmamaktadır. Bu nedenle BSTBC, işbirlikli haberleşmeye uygulanmış ve İşbirlikli Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (Cooperative Balanced Space-Time Block Coding, CBSTBC) olarak adlandırılmıştır. CBSTBC, bit hata olasılığını azaltarak başarıma olumlu etki sağlamaktadır. CBSTBC dik yapıda olduğu için hedefteki kod çözme karmaşıklığı röle sayısı ile sadece lineer olarak artmaktadır. CBSTBC, çalışmalarda yaygın olarak referans alınan röle seçimli Alamouti'den daha iyi başarımla elde etmiştir. CBSTBC'nin aksine röle sayısı telsiz ortamda arttıkça röle seçimli Alamouti tam çeşitleme sağlayamamaktadır. Bunun nedeni, röle seçimli Alamouti tekniğinde kaynak-röle kanalları bilgisinin hedef tarafından bilinmemesidir. Bundan dolayı hedef en iyi röle çiftini sadece röle-hedef kanallarına bakarak seçer. Bu seçim optimum değildir. Ayrıca, işbirlikli kablolu ağdaki röleler genellikle o anda haberleşme yapmayan kullanıcılar olduğundan kaynak rölelerin bataryalarını kullanır. CBSTBC röleler arasındaki güç tüketimine bir eşitlik (fairness) getirmiştir. Diğer bir deyişle, telsiz ağında n adet röle bulunduğu durumda kaynak verisini iletebilmek için her bir röleden maksimum gücün sadece $1/(n+1)$ 'lik kısmını kullanır. Bu konu daha sonra incelenecek sersör ağlarda daha çok önemlidir.
- İşbirlikli haberleşmede kullanıcılararası kanalın (kaynak-röle kanalı) SNR değeri düşük değerlere sahipse, röleler ya kullanıcılararası kanalın gürültüsünü ya da hatalı olarak kestirilen simgeleri hedefe iletirler. Bu nedenle hedefte hata katı (error floor) oluşur. Bu sorunun çözümü için CBSTBC ile röle seçimi birleştirilmiştir. Yeni teknikte, kullanıcılararası kanalı önceden belirlenen eşikten yüksek olan röleler seçilir. Hedef geribeslemeyle seçilen rölelere ve kaynağa optimum CBSTBC'yi iletir. Bu şekilde, çeşitleme kazancından fazla ödün vermeden hata katına ulaşma problemini çok yüksek SNR değerlerine ötelemekte ve başarımda önemli bir artış sağlanmaktadır.
- CBSTBC'nin kodlama kazancını artırmak için EBSTBC işbirlikli haberleşmeye uygulanmış ve İşbirlikli Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (Cooperative Extended Balanced Space-Time Block Coding, CEBSTBC) olarak adlandırılmıştır. Çok Girdili Tek Çıktılı (Multi-Input Single-Output, MISO) kanallarda olduğu gibi geribeslemeyi genişletmek için kullanılacak bit sayısı arttıkça kodlama kazancı artmaktadır. Beklenildiği üzere, CEBSTBC'nin, kaynak-röle kanalları hakkında hiç ya da sınırlı bir bilgiye sahip olduğu durumlarda röle seçim tekniklerinden ve CBSTBC'den daha iyi başarımla sağladığı gösterilmiştir. Ayrıca, Yükselt ve Aktar (Amplify and Forward, AAF) işbirliği protokolü için Çiftsel Hata Olasılığı (Pairwise Error Probability, PEP) üst sınırı çıkarılmış ve çeşitli SNR değerleri için bir bitlik geribesleme için uygun eşik değerleri bulunmuştur.

- MISO sisteminde önerilen kod ve anten seçimi işbirlikli haberleşmeye uygulanmış ve uyarlamalı kod ve röle seçimi olarak adlandırılmıştır. Bu teknikte röleler, seçmeli aktarma protokolünü kullanırlar. Bu protokolde kaynağın ilettiği simgeleri doğru çözen röleler iletim yaparlar. Hedef, kaynağın ilettiği simgeleri doğru çözen rölelerin röle-hedef kanallarını karşılaştırır. Karşılaştırılan kanal kazançları birbirine yakın değerde ise bütün simgeleri doğru çözen röleler CEBSTBC kullanarak iletim yaparlar. Eğer kaynağın ilettiği simgeleri doğru çözen rölelerden birinin röle-hedef kanalının kazancı diğerlerine göre çok yüksekse ve sınırlı sayıda geribesleme elde edilebiliyorsa sadece bu rölenin kullanımı hedef kullanıcıdaki SNR'ı daha fazla artırır. Detaylı benzetimler göstermiştir ki, MISO sisteminde olduğu gibi fazladan bir bitlik geribesleme hedef kullanıcıdaki SNR'ı arttırarak sadece kod seçimi ve sadece röle seçimine göre daha iyi bir başarımlar sağlar.
- Literatürde işbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC'nin başarımı gözlem ve kuantalama gürültülerini de dikkate alarak verilmiştir. Literatürdeki önemli bir çalışmada birleştirme merkezinde tek anten olduğu kabul edilmiş ve iki sensör için tam çeşitleme ve tam hızı sağlayan Alamouti kodu kullanılmıştır. Alamouti kodu kullanıldığından çeşitleme derecesi iki elde edilmiş ve geribesleme kullanılmadığından ikiden daha fazla sensör aktif olduğunda BER başarımı sınırlı kalmıştır. Literatürdeki çalışmada geribesleme kullanılmadığından, gözlem ve kuantalama gürültüsü bulunan ortamda birleştirme merkezinden ne kadarlık bir geribeslemenin başarımı artırılacağı analiz edilmemiştir. Elde edilebilecek çeşitleme derecesi sınırlı sayıda geribesleme ile artırılabilir. Bu tez çalışmasında, işbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC'nin başarımı sınırlı geribesleme ile arttırılmıştır. Bunlara ek olarak, CEBSTBC'nin çeşitleme derecesi ve BER üst sınırı türetilmiştir.
- CEBSTBC ve sensör seçimi teknikleri gözlem gürültüsünden olumsuz olarak etkilenirler. Bu probleminin çözümü için CEBSTBC ile sensör seçimi tekniği birleştirilmiştir. Bu teknikte aktif sensörün gözlemi yüksek gürültü içeriyorsa, bu aktif sensör iletim yapmaz. Buna karşılık, eğer belirlenen eşik değerinden daha düşük gözlem gürültülü sensörler, gözlemlerini CEBSTBC kullanarak birleştirme merkezine iletirler. Önerilen karma teknik, CEBSTBC'nin ve sensör seçimi tekniğinin tek başına kullanımıyla elde edilecek başarımları arttırmıştır.
- İletim enerjisinin korunmasında önemli konulardan biri de kablosuz sensör ağı farklı parçalarının enerji tüketim miktarı eşit veya eşite yakın olmasıdır ki kablosuz sensörlerin bataryaları yaklaşık olarak aynı ömürlü olsunlar. Eğer kablosuz ağda enerji tüketimi düzgün olarak dağılmamışsa kablosuz ağdaki kritik bazı bileşenlerinin bataryası erken tükenir. Kablosuz ağdaki diğer bileşenlerin bataryaları dolu olduğu halde ağ işlevini yapamaz veya hizmet kalitesi gereksinimlerini karşılayamaz. Bu problem literatürde enerji deliği olarak adlandırılır. Bütün sensör-birleştirme merkezi kanallarının kanal katsayıları yaklaşık aynı ortalama ve varyansa sahipse (uniform) veya sensörlerde limitsiz bataryanın bulunması halinde, kablosuz sensör ağlarında enerji deliği problemi meydana gelmez. Bu durum gerçekçi değildir ve sensör seçim teknikleri kullanıldığında enerji deliği problemi oluşur. Kablosuz sensör ağlarda çok önemli olan bu problem hizmet niteliğinin ağın ömrü boyunca sağlanmasına engel olur. Sensör seçimi tekniklerine koşut olarak CEBSTBC tekniği enerji deliği problemini doğası gereği çözen çok yararlı

bir yöntemdir. Bunun nedeni CEBSTBC'nin bütün aktif sensörleri kullanarak iletim enerjisini eşit olarak dağıtması ve kablosuz sensör ağı hizmet niteliği gereksinimlerini bütün aktif sensörlerin farklı parametrelere sahip (düzgün olmayan) kablosuz kanallarda bulunmaları durumunda bile sağlamasıdır.

- Çoğa gönderim (multicast) grup haberleşmesinde verimli bir metoddur. Bunun nedeni farklı hedeflere iletilen paketlerin daha az ağ kaynağını kullanmasıdır. Literatürde geribeslemeli uzay-zaman blok kodlar teke gönderim (unicast) haberleşmesi için tasarlanmıştır. Bu tez çalışmasında, EBSTBC gibi zengin bir kod kümesine sahip kodlama tekniğinin tam hızı ve tam çeşitlemeyi birden fazla kullanıcı için kullanılabileceği gösterilmiştir. Teke gönderim haberleşmesine göre kodlama kazancından birkaç dB ödün verilerek tam hıza ve tam çeşitlemeye sahip çoğa gönderim gerçekleştirilerek sistemin iletim hızı artırılmıştır. Detaylı benzetimler hem MISO hem de işbirlikli haberleşme için yapılmıştır.

EXTENDED BALANCED SPACE-TIME BLOK CODING IN WIRELESS NETWORKS

SUMMARY

In the literature, Balanced Space-Time Block Coding (BSTBC) which provides full diversity and full rate for any number of transmit antennas, provided that few bits of feedback from the receiver to the transmitter are available, has been proposed. In this Ph.D. thesis, the BSTBC is improved and applied to the various wireless networks. Completed works are listed below:

- Since the BSTBC is designed for full diversity and full rate with limited number of feedback bits, the available coding gain of the BSTBC is limited. Especially when the number of transmit antennas is limited, the available number of codes is limited. For example, when three transmit antennas and no or low bit-error feedback are present at the transmitter the performance of the transmit antenna selection is better than the performance of the BSTBC. This situation is caused by insufficient coding gain of the BSTBC. To solve this problem, Extended Balanced Space-Time Block Coding (EBSTBC) is proposed. In this scheme, arbitrary number of codes can be generated to improve the coding gain. Furthermore, it is shown by computer simulations that the proposed scheme provides signal-to-noise ratio (SNR) advantage compared to the transmit antenna selection schemes which become more prevalent when feedback bits are erroneous. The symbol error rate (SER) and the bit error rate (BER) upper bounds for the EBSTBC are derived. The derived BER and SER upper bounds give same result for arbitrary number of feedback bits and they become weak upper bounds when the number of feedback bits is increased. To eliminate this problem, a new technique is proposed which calculates the coding gain as a function of the average SNR for the EBSTBC and its subsets like the BSTBC. Using the proposed coding gain calculation technique over the average SNR, the derived BER upper bounds for the EBSTBC are very tight. Effect of feedback on the average SNR is derived analytically via the proposed scheme. The coding gain calculation and the derivation of the BER performance can be applied to any kind of fully diverse Orthogonal Space-Time Block Codes (OSTBCs) such as phase feedback based extended space-time block codes and closed-loop orthogonal space-time block codes. This technique can also be employed for arbitrary number of feedback bits and arbitrary number of transmit antennas.
- When one of the antenna channel gains is much higher than the other antenna channel gains and only limited feedback is available at the transmitter; using EBSTBC which employs all available transmit antennas may not increase the received SNR at the receiver sufficiently. Under these circumstances, transmitting from the single antenna which has the highest channel gain is the optimum solution. However, when antenna channel gains are close to each other; transmitting through EBSTBC from all available transmit antennas

increases the SNR at the receiver. To utilize this property, an adaptive code and antenna selection scheme is proposed which increases the received SNR at the destination. In this technique, using one additional bit feedback enables the selection between using the best EBSTBC or the best transmit antenna.

- In cooperative communication, Space-Time Block Coding (STBC) which provides full rate and full diversity does not exist. For this reason, the STBC is applied to cooperative communication and called Cooperative Balanced Space-Time Block Coding (CBSTBC). The CBSTBC improves the performance of the cooperative communication with decreasing the BER. Since, the CBSTBC has an orthogonal structure, decoding complexity at the destination increases only linearly. The CBSTBC has better signal-to-noise ratio improvement compared to the relay selection with Alamouti scheme, which is widely used for benchmarking. As opposed to the CBSTBC, when the number of relays is high in the wireless environment, the relay selection with Alamouti method does not provide full diversity. This is due to lack of source-relay channels information at the destination. Since the destination selects the best relay pair according to the relay-destination channels only, this selection is not optimum. Furthermore, in cooperative communication, the source employs relays' batteries. In particular, the CBSTBC satisfies power consumption fairness among relays. Namely, if the source transmits in the cooperation phase and n relays are present in the wireless environment, each relay consumes only $1/(n+1)$ of the maximum power. This topic is very important in wireless sensor networks which will be examined in later chapters.
- In the cooperative communication, when the source-relay channels have low SNR values, the relays transmit either erroneously estimated symbols or source-relay channel noise to the destination. For this reason, an error floor occurs at the destination. To cope with this problem, the CBSTBC is combined with the relay selection. The new protocol selects the relays for cooperation which have higher source-relay channel gains with respect to predefined threshold. The destination transmits optimum CBSTBC information to the source and to the selected relays via feedback bits. This way, the occurring of the error floor shifts considerably to higher SNR values without sacrificing the diversity gain, and the performance of the system improves significantly.
- For improving the coding gain of the CBSTBC, the EBSTBC is applied to the cooperative communication and called Cooperative Extended Balanced Space-Time Block Coding (CEBSTBC). Similar to the Multi-Input Single-Output (MISO) channels, when the number of available feedback bits is increased, the coding gain is increased. If no or partial channel state information (CSI) of the source-relay channels is available at the destination, the CEBSTBC provides better performance than the relay selection schemes and the CBSTBC. Additionally, Pairwise Error Probability (PEP) upper bound for the CEBSTBC is derived for Amplify and Forward (AAF) cooperative protocol, and optimum threshold values are determined for various SNR values when one bit partial CSI available at the destination.
- The proposed code and antenna selection in MISO systems is applied to the cooperative communication and it is called an adaptive code and relay

selection. In this technique, the relays utilize selective relaying protocol. In this protocol, only the relays, which decode transmitted symbols correctly, transmit. The destination compare the relay-destination channels of the relays which decode transmitted symbols correctly. If the compared relay-destination channels have approximately similar gains and limited number of feedback is available, the relays utilize the CEBSTBC for transmitting symbols. If one of the correctly decoding relay's relay-destination channel gain is much higher than other relays' channel gains and only limited feedback is available, employing this relay increases the SNR at the destination. The detailed simulations show that, like in the MISO system, using one additional bit feedback yields improved SNR at the destination compared to using solely CEBSTBC or relay selection method.

- In the literature, the performance of the statistical STBC cooperative diversity with observation and quantization noise has been considered. In an important work in the literature, the Alamouti code is used which achieves full diversity and full rate for two sensors, and the achievable diversity order is 2 when a single receive antenna is present at the fusion center. Using the Alamouti code limits the bit error performance of the system when more than two active sensors are present in the environment. The achievable diversity order can be increased via limited feedback. Since the limited feedback is not used in that work, the issue of how much feedback from a fusion center improves the performance when quantization and observation noise are present, is not analyzed. In this work, the performance of the statistical STBC with limited feedback is improved via limited feedback. In addition, diversity order of the CEBSTBC and the BER upper bound are derived.
- Not only the CEBSTBC but also the sensor selection schemes are adversely affected by the observation noise. To cope with this problem, the CEBSTBC is combined with sensor selection scheme to improve the BER performance. In this scheme, an active sensor does not transmit the data if their observations are very noisy. On the other hand, the sensors cooperate with other active sensors for transmitting their data to the fusion center using the CEBSTBC when their observation noise level is smaller than predefined threshold. This hybrid technique yields improved performance at the fusion center compared to solely using the CEBSTBC or the sensor selection schemes.
- One of the important aspect of transmission energy conservation is that energy consumption rates in different parts of the wireless sensor network (WSN) should be uniform or almost uniform so that the wireless sensors have approximately the same lifetime. If the energy consumption rates are nonuniform, some parts of the WSN may die much sooner than the others. If these dying parts are critical for the WSN, this situation may lead to early dysfunction of the network or loosing quality of service (QoS), even if the other parts of the network still have a lot of residual energy. In the literature, this is called an energy hole problem. Moreover, when all of the sensor-fusion center channel gains have approximately the same mean and variance (uniform) or the sensors have unlimited battery, the energy hole problem rarely occurs in WSNs. These situations cannot be realized all the time in wireless environments and the energy hole problem occurs if the sensor selection schemes are utilized. This problem is very important in WSNs,

since the QoS is not supported during the network lifetime. Contrary to the SS schemes, the CEBSTBC is a useful tool to solve the energy hole problem inherently since the CEBSTBC utilizes all active sensors to distribute evenly transmission energy consumption among active sensors and support the QoS of the WSN even if all active sensors are present in nonuniform wireless channels.

- Multicasting is a spectrally efficient method of supporting group communication by allowing transmission of packets to multiple destinations using fewer resources. In the literature, feedback based space-time block codes are designed for unicast communication. In this thesis work, it is shown that the EBSTBC which has an abundant code set achieves full rate and full diversity for more than single user. Sacrificing a few dB coding gain with respect to unicast communication, full rate and full diversity is obtained and system transmission rate is increased. Detailed simulations are achieved in both Multi-Input-Single-Output (MISO) and cooperative communications.

1. GİRİŞ

Kablosuz ağların kullanımı son yıllarda çok hızlı bir şekilde artmaktadır. Bu ağların hedefi gerçek-zamanlı uygulamaları düşük güç tüketimiyle, yüksek spektral verimlilikle ve hizmet niteliğiyle gerçekleştirmektir. Bunlara ek olarak, sinyaldeki sönümleme ise kablosuz ağlardaki en önemli problemidir. Bu kısıtlamalar çeşitleme teknikleriyle karşılanabilir [1]. Zaman çeşitlemesi, frekans çeşitlemesi, uzay çeşitlemesi (alıcı anten ve/ya verici anten çeşitlemesi), polarizasyon çeşitlemesi, çok-kullanıcılı çeşitleme, işbirlikli çeşitleme kablosuz ağlarda yaygın olarak kullanılan çeşitleme teknikleridir. Çeşitleme tekniklerinden biri olan verici anten çeşitlemesinde (Transmit Antenna Diversity, TAD) iletim bandının ve iletim gücünün artırılması gerekmemektedir. Uzay-Zaman Kodlama (Space-Time Coding, STC) teknikleri de verici anten çeşitlemesinin avantajlarından faydalanmak üzere önerilmiştir [2-5].

STC’de verici antenlerden iletilecek işaret uzay (anten) ve zaman içinde dağıtılmaktadır. STC tekniklerinden Dik Uzay-Zaman Blok Kodlama (Orthogonal Space-Time Block Coding, OSTBC), maksimum çeşitleme kazancı ve iletilen simgelerin ayrı ayrı ve lineer olarak kod çözülmesine olanak sağlaması nedeniyle düşük kod çözme karmaşıklığı sağlar [5]. Ancak, tam çeşitlemeyi ve tam hızı iki antenden fazla olduğu durumlarda gerçekleyememektedir. Bazı Yarı Dik Uzay-Zaman Blok Kodlar (Quasi-Orthogonal Space-Time Block Coding, QOSTBCs) tam hızı, tam çeşitlemeden ödün vererek sağlarlar [6,7]. Bazı OSTBC’ler ise tam çeşitlemeyi kodlama kazancından (Coding Gain, CG) ödün vererek sağlarlar [5,8]. Tam hızı ve tam çeşitlemeyi, vericiye bir veya birkaç bit geribesleme ile herhangi sayıda iletim anteni için sağlayan Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (Balanced Space-Time Block Coding, BSTBC) [4,9-10]’da önerilmiştir. Vericide 3 adet anten bulunduğu ve alıcıdan vericiye hatasız geribesleme yapılırsa, BSTBC’nin kodlama kazancı sınırlı olduğundan verici anten seçimi (Transmit Antenna Selection, TAS), BSTBC’den daha iyi başarımla elde eder. Kablosuz haberleşmede BSTBC’nin kullanılabilmesi için kodlama kazancının artırılması gerekmektedir.

Son kullanıcıdaki maliyet, donanım ve mobil terminallerdeki boyutsal sınırlamalar nedeniyle telsiz kullanıcısında çoklu iletim antenleri pek çok uygulamada kullanılamaz. Araştırmacılar bu problemin çözümü için uzaysal çeşitlemeyi ağdaki farklı kullanıcıların antenlerini kullanarak gerçekleştirmektedirler. Bu tip çeşitleme, işbirlikli çeşitleme (Cooperative Diversity, CD) olarak adlandırılır [11-15]. Burada, sanal anten dizileri oluşturarak kanaldaki korelasyonla oluşan olumsuz etki ve mobil terminaldeki yer problemi ortadan kaldırılır. Bunlara ek olarak, işbirlikli çeşitleme aynı bit hata oranı için iletilen gücün azaltılarak pil ömrünün uzamasını ve girişim sınırlı sistemlerde kapasitenin artmasını sağlar. İşbirlikli haberleşmede kullanılan Uzay-Zaman Blok Kodlama (Space-Time Block Coding, STBC) teknikleri rölelerin antenlerini kullandığından literatürde Dağıtılmış Uzay-Zaman Blok Kodlama (Distributed Space-Time Block Coding, DSTBC) olarak adlandırılırlar [119]. DSTBC’de her hangi bir röle sayısı için tam çeşitleme ve tam hız gerçekleşmemiştir [120-124]. Örneğin, işbirlikli haberleşmeye BSTBC türü bir kod uygulanmamıştır. Tam çeşitlemeyi sağlamak amacıyla BSTBC’ye alternatif yöntemler olan röle seçimi (Relay Selection, RS) [16-22] ve yol seçimi (Path Selection, PS) [23-24] algoritmaları bulunmaktadır. Yol seçimi algoritmalarının başarımı, tüm kanalların röleler tarafından takip edilmesine veya yüksek sayıda geribesleme bitine ihtiyaç duymaktadır. BSTBC’nin işbirlikli haberleşmeye uygulanması, röle ve kod seçme yöntemlerinin kullanıldığı karma yöntemler geliştirilerek sınırlı sayıda geribesleme bitiyle daha iyi bir başarımla elde edilebilir.

Kablosuz sensör ağları (Wireless Sensor Networks, WSN) sivil ve askeri uygulamalarda bilgi toplamak için yaygın olarak kullanılmaktadırlar [25]. WSN’deki her bir sensörde pil (batarya) bulunmaktadır ve her sensör ancak bataryası bitene kadar çalışmasına devam etmektedir. WSN’deki toplam enerji tüketiminin indirilebilmesi için sensörlerdeki tüm işlemler dikkate alınmalıdır. Kablosuz alıcı-vericiler, pil enerjisinin önemli bir kısmını tükettiklerinden iletim enerjisi verimliliği ve güvenilirliği çok önemlidir [26]. Bu durum özellikle yüksek kanal sönmömlerinin bulunduğu ve düğümlerde hataların meydana geldiği ortamlarda daha da önemli bir hal almaktadır [27].

Bunlara ek olarak, kablosuz ağlarda hizmet kalitesi (Quality of Service, QoS) gereksinimlerini sağlamak için sınırlı enerji kaynakları etkin bir şekilde kullanılmalıdır. Kablosuz ağlarda harcanan enerjinin büyük bir kısmı haberleşme için

kullanılır [28]. Haberleşmede enerji tasarrufu iki kısımdan oluşur. Öncelikle haberleşme protokolleri ve algoritmaları enerji verimli olmalıdır. İkinci olarak kablosuz ağın farklı kesimlerinde kullanılan enerji eşit veya eşite yakın olmalıdır. Harcanan enerji eşit olmazsa ağın bazı kısımlarının bataryaları diğerlerinden daha erken tükenir. Eğer kablosuz ağın kritik bazı parçalarının bataryası erken tükenirse, diğer parçalarının bataryaları dolu olmasına rağmen ağ işlevini yapamaz veya QoS gereksinimlerini karşılayamaz. Bu problem literatürde enerji deliği (energy hole) [29] problemi olarak adlandırılır. Bu problemin çözümü için BSTBC gibi bütün parçalarının enerjilerini dengeli kullanan, tam hızı ve tam çeşitlemeyi sağlayan bir kodlama literatürde bulunmamaktadır. Bu problemlere ek olarak sensörlerdeki gözlem gürültüsü, başarımları önemli ölçüde azaltmaktadır. Çok fazla gözlem gürültülü sensörlerin iletim yapmasını önleyecek bir algoritmanın geliştirilmesi başarımları artıracaktır.

Bilindiği üzere çoğa gönderim (multicast) grup haberleşmesinde verimli bir metoddur. Bunun nedeni farklı hedeflere iletilen paketlerin daha az ağ kaynağını kullanmasıdır [113]. Telsiz ağlarının yaygın olarak kurulması ve gezgin terminallerin yeteneklerinin hızla gelişmesi nedeniyle içerik ve servis sağlayıcıları telsiz ağlarda çoğa gönderim haberleşmesini artıran bir ilgiyle desteklemektedirler. Tam hızı ve tam çeşitlemeyi herhangi bir sayıda anten/röle için çoğa gönderimi Çok-Girişli Tek Çıkışlı (Multi-Input Single Output, MISO) ve işbirlikli haberleşme için gerçekleyen STBC bulunmamaktadır. Yüksek sayıda farklı kod üretebilen bir STBC'nin geliştirilmesi tam hızı ve tam çeşitlemeyi birden fazla kullanıcı için sağlayabilecektir.

1.1 Tezin Literatüre Katkıları

Bir önceki alt-bölümdeki açıklamalar doğrultusunda doktora tezinde çalışılan konular sırasıyla şu şekildedir. BSTBC, tam çeşitlemeyi ve tam hızı sınırlı sayıda geribesleme bitiyle sağlamak amacıyla tasarlandığından elde edilecek kodlama kazancı sınırlıdır. Özellikle vericide az sayıda anten bulunduğunda elde edilebilecek kod sayısı sınırlıdır. Örneğin vericide 3 adet anten bulunduğunda ve geribeslemede hata yapılmadığında, TAS'ın başarımları BSTBC'nin başarımlarından daha iyidir. Bu problemin çözümü için Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (Extended Balanced Space-Time Block Coding, EBSTBC) önerilmiştir [30-32]. Bu sayede istenilen sayıda farklı kod üretilebilir ve kodlama kazancı artırılır. EBSTBC'nin

başarımının (geribeslemede hata yapıldığı durumda bile) TAS'tan daha iyi olduğu bilgisayar benzetimleriyle gösterilmiştir. EBSTBC için Bit Hata Oranı (Bit Error Rate, BER) ve Simge Hata Oranı (Symbol Error Rate, SER) için üst sınırlar çıkarılmıştır. Önerilen EBSTBC'nin ve BSTBC gibi tüm alt kümelerinin kodlama kazancını, ortalama Sinyal-Gürültü Oranından (Signal-to-Noise Ratio, SNR) hesaplayan yeni bir yöntem önerilmiş ve geribesleme bit sayısına göre değişen bir üst sınır ifadesi çıkarılmıştır. Bu sayede geribeslemenin ortalama SNR üzerindeki etkisi analitik olarak gösterilmiştir [33]. Bunlara ek olarak, alıcıda anlık SNR değeri ölçülerek TAS ile EBSTBC'yi birleştiren karma bir yöntem önerilmiştir [34,116]. Bu yöntemde verici fazladan 1 bit geribesleme yaparak alıcıdaki SNR'ı eniyilemeye çalışır.

BSTBC, işbirlikli haberleşmeye uygulanmış ve İşbirlikli Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (Cooperative Balanced Space-Time Block Coding, CBSTBC) olarak adlandırılmıştır [37-38]. Kullanıcılararası kanal (kaynak-röle kanalı) nedeniyle röleler, kullanılan tekniğe bağlı olarak kullanıcılararası kanalın gürültüsünü ya da hatalı olarak kestirilen simgeleri hedefe iletirler. Bu nedenle hedefteki başarımlar önemli ölçüde azalır. Bu sorunun çözümü için CBSTBC ile röle seçimi birleştirilmiştir [39-40]. Bu teknikte, röleler 1 bitlik ileri besleme yaparak kullanıcılararası kanalın belirlenen eşikten yüksek veya alçak olduğu hakkındaki bilgiyi hedefe iletirler. Hedef belirlenen eşiğin üzerinde kullanıcılararası kanala sahip rölelere uygun kodu seçer.

Kodlama kazancını işbirlikli haberleşmede de artırmak için EBSTBC işbirlikli haberleşmeye uygulanmış ve İşbirlikli Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (Cooperative Extended Balanced Space-Time Block Coding, CEBSTBC) önerilmiştir. CEBSTBC'nin, kullanıcılararası kanal hakkında hiç ya da sınırlı bir bilgiye sahip olduğu durumlarda alternatif bir teknik olan RS'den daha iyi başarımlar sağladığı gösterilmiştir [32]. Ayrıca, Yükselt ve Aktar (Amplify and Forward, AAF) işbirliği protokolü için Çiftsel Hata Olasılığı (Pairwise Error Probability, PEP) üst sınırı çıkarılmış ve çeşitli SNR değerlerine ait bir bitlik geribesleme için uygun eşik değerleri bulunmuştur [30]. Bunlara ek olarak, hedef kullanıcıdaki anlık SNR değeri ölçülerek RS ile CEBSTBC'yi birleştiren karma bir yöntem önerilmiştir [116]. Bu yöntemde hedef kullanıcı fazladan 1 bit geribesleme yaparak hedef kullanıcıdaki SNR'ı eniyilemeye çalışır.

Yukarıdakilere ek olarak, işbirlikli haberleşmede en iyi kaynak-röle ve röle-hedef kanalına sahip rölenin seçimine dayanan yol seçimi literatürde önerilmiştir [23-24]. Yol seçiminde bütün rölelerin bütün kanalları takip etmesi gerekmektedir. Bu ise sistem üzerine ek yükler getirmektedir. Bu problemin çözümü için rölelerden sınırlı sayıda ileri besleme biti kullanarak yeni bir yol seçimi algoritması önerilmiş ve başarımı bilgisayar benzetimleriyle incelenmiştir [42].

Ayrıca, bataryanın sınırlı olduğu kablosuz sensör ağlarında CEBSTBC uygulanmış ve sınırlı geri besleme yapılabildiğinde CEBSTBC'nin simetrik veya simetrik olmayan kanallarda sensör seçimine (SS) göre daha iyi başarımlar ve hizmet kalitesi sağladığı detaylı benzetimlerle gösterilmiştir [43]. Kablosuz sensör ağlardaki önemli bir problem olan gözlem gürültüsünün başarımlar üzerindeki olumsuz etkisini azaltacak kullanışlı bir algoritma geliştirilmiş ve sensör seçim tekniklerinin ve CEBSTBC'nin başarımları artırılmıştır [115].

EBSTBC ve BSTBC'nin tüm alt kümeleri, teke gönderim (unicast) haberleşmesi için tasarlanmıştır. EBSTBC ile tam hız ve tam çeşitleme çok kullanıcı MISO ve işbirlikli haberleşme için gerçekleştirilerek, sistem kaynaklarının verimli bir şekilde kullanılması sağlanmıştır [41].

Doktora tezinin ikinci bölümünde tezin sonraki bölümlerinde kullanılan kanalı karakterize eden parametreleri, kablosuz kanallarda sönümleme ve sönümlemenin sınıflandırılması, sönümlemenin etkilerinin azaltılması için kullanılacak çeşitleme teknikleri ve tezde kullanılacak sönümlemeli kanallardaki dağılım tipleri incelenmiştir.

Doktora tezinin üçüncü bölümünde ise uzay-zaman kodlamalı sistemlerden uzay-zaman blok kodlama, BSTBC ve BSTBC'ye alternatif teknikler ele alınmıştır.

Doktora tezinin dördüncü bölümünde EBSTBC açıklanmış, EBSTBC için hata üst sınır ifadeleri türetilmiş ve çeşitli sayıdaki verici anten ve geribesleme biti için başarımlar analizi yapılmıştır. Ayrıca kod seçimi olarak EBSTBC'nin kullanıldığı uyarlamalı kod ve anten seçimi açıklanmıştır. Bunlara ek olarak EBSTBC'nin başarımlar analizi, EBSTBC'nin kodlama kazancının başarımlar incelemesi, uyarlamalı kod ve anten seçiminin başarımlar analizi bilgisayar benzetimleriyle yapılmıştır.

Doktora tezinin beşinci bölümünde işbirlikli haberleşme ve temel işbirlikli haberleşme protokolleri özet olarak verilmiştir. BSTBC işbirlikli haberleşmeye

uygulanmıştır. Kullanıcılararası kanal nedeniyle hedefte oluşan hata katının etkisini azaltan karma röle ve kod seçme tekniği açıklanmıştır. Kodlama kazancını arttırmak için EBSTBC işbirlikli haberleşmeye uygulanmıştır. Benzetimlerde karşılaştırma amacıyla alternatif teknikler anlatılmıştır. Açıklanan tekniklerin benzetim sonuçları da verilmiştir.

Doktora tezinin altıncı bölümünde EBSTBC sensör ağlarına uygulanmış ve BER üst sınırı türetilmiş ve benzetim sonuçları da verilmiştir.

Yedinci bölümde EBSTBC'nin tam hızı ve tam çeşitlemeyi birden fazla kullanıcı için hem MISO hem de işbirlikli kanallarda sağladığı gösterilmiştir.

Doktora tezinin sekizinci bölümünde ise elde edilen sonuçlar özet olarak verilmiştir.

Doktora tez çalışmasından 2010 yılının Aralık ayında INTECH yayınevi tarafından yayınlanan *Smart Wireless Sensor Networks* (ISBN: 978-953-307-261-6) isimli kitapta “Performance Analysis of Binary Sensor-Based Cooperative Diversity Using Limited Feedback” adında bir bölüm yazılmıştır [115].

Doktora tez çalışmasından yayınlanan/kabul edilen dergi makaleleri aşağıda listelenmiştir:

- 1) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Extended Balanced Space-Time Block Coding for Wireless Communications” *IET Signal Processing* (SCI), *Special Issue: Advanced Signal Processing for Wireless and Mobile Communication*, vol. 3, issue:6, November 2009, pp. 476-484 [30].
- 2) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Performance Improvement of Binary Sensor Based Statistical STBC Cooperative Diversity Using Limited Feedback” *IETE Technical Review* (SCI-E), vol. 27, issue:1, Jan-Feb 2010, pp. 60-67 [43].
- 3) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Received SNR Based Code and Antenna/Relay Selection for Limited Feedback Communication” *DEÜ Fen Bilimleri, Special Issue: Selected Papers from SIU 2010*, vol. 12, issue:3, Ekim 2010, pp. 63-75 [116].
- 4) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Extended Cooperative Balanced Space-Time Block Coding for Increased Efficiency in Wireless Sensor Networks (Work in Progress)” *Networking 2009*, LNCS 5550, pp.456-467 [31].

Doktora tez çalışmasından gönderilen/kabul edilen hakemli konferans makaleleri aşağıda listelenmiştir:

1) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Full Rate Full Diversity Cooperative Extended Balanced Space-Time Blok Coding for Wireless Multicasting”, *submitted to the 7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2011) değerlendirilmek üzere gönderilmiştir* [125].

2) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Full diversity full rate wireless multicasting with extended balanced space-time block coding”, *to appear Proc. of the International Conference on Information and Computer Applications (ICICA 2011)* [41].

3) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Tam hızlı tam çeşitlemeli çoğa gönderim: Genişletilmiş dengeli uzay-zaman blok kodlama”, *to appear Proc. of the 19th IEEE Signal Processing and Communications Conference (SIU 2011)* [126].

4) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “On the performance analysis of the extended balanced space-time block coding” *the Proceedings of the 3rd International Conference on Intelligent & Advanced Systems (ICIAS2010)*, Kuala Lumpur, Malaysia, June 15-17, 2010 [33]. **(Bu makale, Journal of Communication and Computers dergisi tarafından yayınlanmak için istenmiştir.)**

5) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Received SNR Based Code and Antenna Selection for Limited Feedback Communication”, *the Proceedings of the 18th IEEE Signal Processing and Communications Conference*, Diyarbakır, Turkey, April 22-24, 2010 [34]. **(Bu makale, DEÜ Fen Bilimleri dergisi tarafından konferansta sunulan 241 makale arasından en iyi 9 SİU2010 makalesinden biri olarak seçilmiş ve DEÜ Fen Bilimleri dergisinin Ekim 2010 sayısında genişletilmiş bir versiyonu yayınlanmıştır.)**

6) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Extended Cooperative Balanced Space Time Block Coding in Wireless Networks for Spectral Efficiency”, *the Proceedings of the 17th IEEE Signal Processing and Communications Conference*, Antalya, Turkey, April 9-11, 2009 [32].

7) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Improvement on Cooperative Balanced Space-Time Block Coding with Relay Selection”, *the Proceedings of the IEEE 6th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal*

Processing Conference, Graz, Austria, July 23-25, 2008 [39]. **(Bu makale, konferansta sunulan 135 makale arasından 8 Half Travel Grant'ten birini almıştır.)**

8) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Novel Hybrid Relay and Code Selection Protocol”, *the Proceedings of the IEEE Signal Processing and Communications Conference*, Didim, Turkey, April 20-22, 2008 [40]. **(Konferansta 301 adet makale sunulmuştur ve bu makale en iyi 10 IEEE SİU2008 öğrenci makalesinden birisidir.)**

9) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Diversity Enhancement with Cooperative Balanced Space-Time Block Coding”, *the Proceedings of the 18th IEEE Int'l Symposium on Personal, Indoor & Mobile Communications*, Athens, Greece, 3-6 September, 2007 [37].

10) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Comparison of Cooperative Path Selection Techniques”, *the Proceedings of the IEEE Signal Processing and Communications Conference*, Eskisehir, Turkey, June 11-13, 2007 [42].

11) Ali Ekşim and Mehmet E. Çelebi, “Cooperative Balanced Space-Time Block Codes for Relay Networks”, *the Proceedings of the IEEE Signal Processing and Communications Conference*, Eskisehir, Turkey, June 11-13, 2007 [38].

Doktora tez çalışmasına dahil edilmeyen ama tez çalışmasında elde edilen bilgi birikimi kullanılarak yayınlanan/kabul edilen yayınlar aşağıda listelenmiştir:

1) Ali Ekşim, “Extended Balanced Space-Time Block Coding With Transmit Antenna Selection”, *the European Transaction on Telecommunication* (SCI-E) *değerlendirilmek üzere gönderilmiştir* [36].

2) Ali Ekşim, “Transmit Antenna Selection For Extended Balanced Space-Time Block Codes”, *Proc. of the International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2010)*, June 28-July 2, 2010, Caen, France [35].

3) Ali Ekşim, “Cooperative Extended Balanced Space-Time Block Coding with Relay Selection”, *to appear Proc. of the 17th European Wireless (EW 2011)*, April 27-29, 2011, Vienna, Austria [117].

2. TELSİZ KANALLARDA SÖNÜMLEME

Telsiz kanalları en çok etkileyen bozucu etkenler, toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (Additive White Gaussian Noise, AWGN), singelerarası girişim (Inter Symbol Interference, ISI), yol kaybı (path loss), gölgeleme (shadowing) ve çok yollu sönümleme (multipath fading) olarak sıralanabilir. Bu bozucu etkenlerden çok yollu sönümleme, bir işaretin vericiden alıcıya bir çok yoldan ulaşması nedeni ile alıcıda elde edilen işaretin genliğinde ve fazında ani değişimlerin olmasına neden olur [44]. Alıcıya farklı zamanlarda ulaşan birden çok işaretin girişimi sonucu meydana gelen sönümleme günümüzde hücresel ve kişisel iletişim sistemlerinde sıkça karşımıza çıkan ve etkisinin azaltılması gereken önemli bir bozucu etkidir.

2.1 Kanal Parametreleri

Bu bölümde doktora tezinin ilerleyen bölümlerinde kullanılacak bir kanalı karakterize eden bazı parametreler açıklanacaktır.

2.1.1 Çok yollu yayılım

Sönümlemeli bir kanala gönderilen darbe işaretinin alıcıda ilk ve son görünümü arasındaki farka *çok yollu yayılım* (multipath spread) denilmektedir ve T_m ile gösterilir [44-45].

2.1.2 Uyum band genişliği

Uyum band genişliği (coherence bandwidth), kanalın belirli bir işaretin spektral bileşenlerini yaklaşık olarak eşit kazanç ve doğrusal fazda geçirdiği frekans aralığıdır ve B_c ile gösterilmektedir [44-45]. Uyum band genişliği ile çok yollu yayılım arasındaki ilişki,

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

şeklinde yazılabilir. Başka bir ifadeyle, B_c yardımıyla işaretlerin kanalda farklı derecede sönümlemeye uğramaları için frekanslarının ne kadar aralıklı olacağı hakkında fikir edinilmektedir [44].

2.1.3 Uyum zamanı

Uyum zamanı (coherence time), T_c , kanalın darbe yanıtının sabit kaldığı ya da yüksek ilişkiye sahip olduğu zaman aralığını ifade etmektedir. Bu durumda eğer simge süresi T_c 'den küçük olursa kanalın iletim boyunca zamanda değişmediği varsayılır [45].

2.1.4 Doppler yayılımı

Kanalın zamanla değişim özelliğinden dolayı meydana gelen spektral genişleme *Doppler yayılımı* (Doppler spread) olarak adlandırılır ve B_d ile gösterilir. Doppler yayılımı, iletilen işaretin Doppler spektrumunun sıfırdan farklı olduğu frekans aralığını vermektedir. Spektral genişlemenin miktarı gezgin birimin göreceli hızına, işaretin geliş açısına bağlıdır [45]. Uyum zamanı ile Doppler yayılımı arasındaki ilişki

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

olarak gösterilebilir.

2.2 Kablosuz Kanallardaki Sönümlerlerin Sınıflandırılması

Kablosuz kanallarda oluşan sönümler *geniş ölçekli sönümleme* (large-scale fading) ve *küçük ölçekli sönümleme* (small-scale fading) olarak sınıflandırılırlar [45].

2.2.1 Geniş ölçekli sönümleme

Geniş ölçekli sönümleme geniş alanlarda hareket sonucu ortalama işaret gücünün zayıflamasını ya da yol kaybını ifade eder. Geniş ölçekli sönümlemede verici ile alıcı arasında bulunan engebeli yeryüzü şekilleri ve çok katlı binalar önemli etkenlerdir. Bu tür etkenlerle meydana gelen sönümlere *gölgeleme* (shadowing) denilmektedir [44].

2.2.2 Küçük ölçekli sönümleme

Küçük ölçekli sönümleme, alıcı ve verici arasındaki uzaklığın küçük değişimleri sonucu olarak işaretin genlik ve fazındaki dinamik değişimleri ifade eder. Küçük ölçekli sönümleme, işaretin *zaman yayılımı* (time spreading) ve kanalın zamanla değişim özelliğinden kaynaklanmaktadır [44]. İşaret parametreleri (band genişliği, simge periyodu, v.s) ve kanal parametreleri arasındaki ilişkiye göre kanaldan iletilen her farklı işaret farklı sönümlemeye uğrar [45]. Çok yollu yayılım, zaman yayılımı

ve *frekans seçici sönmlemeye* (frequency selective fading) yol açar. Doppler yayılımı ise *frekans yayılımı* (frequency spread) ve *zaman seçici sönmlemeye* (Time selective fading) yol açmaktadır. Bu iki propagasyon mekanizmaları birbirinden bağımsızdır [45]. Bu mekanizmaların meydana gelen sönmlemelere etkisi aşağıda inceleneceklerdir.

2.2.2.1 Çok yollu yayılımın sönmlemeye etkisi

Çok yollu yayılım iletilen işaretin düz sönmlemeye (flat fading) ya da frekans seçici sönmlemeye uğramasına neden olur [45].

Düz sönmleme

Eğer gezgin radyo kanalının uyum bandgenişliği, iletilen işaretin band genişliğinden daha genişse alıcıdaki işaret düz sönmlemeye uğrar. Düz sönmlemede bütün frekans bileşenleri aynı büyüklükte sönmlemeye uğrar. Bu nedenle kanalın çok yollu yapısı iletilen işaretin spektral karakteristiğinin alıcıda aynen korunacağı anlamına gelir. Fakat, alıcıdaki işaretin gücü zamanla değişmektedir; çünkü çok sayıda yolun etkisiyle kanalın kazancında değişimler olmaktadır [45].

Düz sönmlemeli kanallar “genlik değiştiren kanallar” olarak bilinir ve kanala gönderilen işaretin band genişliği kanalın band genişliğinden çok daha dar olduğundan “dar bandlı kanallar” olarak da bilinmektedirler. Düz sönmlemeli kanallar derin sönmlemelere neden olurlar, bunun için sönmleme olmayan kanallara oranla daha düşük bit hata olasılığı elde etmek için gönderilecek işaretin gücü 20 yada 30 dB fazla olmalıdır [45]. Özetlenecek olursa bir işaretin düz sönmlemeye uğraması için,

$$B_s \ll B_c \quad \text{ve} \quad T_s \gg \sigma_0 \quad (2.3)$$

olmalıdır. Bu arada T_s , işaretin simge periyodu; B_s , işaretin band genişliği; σ_0 , kanalın gecikme yayılımı; B_c , kanalın uyum band genişliğidir.

Frekans seçici sönmleme

Eğer kanal, iletilen işaretin band genişliğinden daha dar bir band genişliğine sahipse bu kanal frekans seçici sönmlemeli kanal olarak adlandırılır. Bu durumda kanalın darbe yanıtı iletilen işaretin simge periyodundan daha büyük çok yollu yayılıma sahiptir. Bu şekilde alıcıdaki işaret gönderilen işaretin zayıflamış ve zamanda

gecikmiş bir çok bileşeninden oluşur ki bu durumda alıcıda işaret bozulmaya uğramış olur. Frekans seçici sönmleme iletilen simgelerin kanal içinde zaman yayılımına uğramalarından kaynaklanmaktadır. Bu yüzden bu kanallar simgelerarası girişime neden olurlar [45].

Frekans seçici sönmlemede iletilen işaretin band genişliği kanalın uyum band genişliğinden büyüktür. Yine, frekans seçici sönmleme çok yollu gecikmelerin iletilen simgenin periyodunu geçmesi sonucu meydana gelir. Özet olarak, frekans seçici sönmleme durumu için

$$B_s > B_c \quad \text{ve} \quad T_s < \sigma_0 \quad (2.4)$$

olmalıdır.

2.2.2.2 Doppler yayılımı sonucu oluşan sönmlemeler

Hızlı sönmleme

İletilen temelband işaretin simge periyoduna göre kanalın değişim hızı, kanalın “hızlı sönmlemeli (fast fading)” ya da “yavaş sönmlemeli (slow fading)” kanal olduğunu belirler. Hızlı sönmlemeli kanalda kanalın darbe yanıtı bir simge periyodu boyunca çok hızlı değişir. Bu durum kanalın uyum zamanının iletilen işaretin simge periyodundan daha küçük olduğu anlamına gelmektedir. Bu kanal türünde Doppler yayılımından dolayı frekans yayılımı meydana gelir ve işaret bozulmalarına neden olur [45]. Hızlı sönmleme şu durumlarda meydana gelir,

$$T_s > T_c \quad \text{ve} \quad B_s < B_d. \quad (2.5)$$

Bir kanalın hızlı ya da yavaş sönmlemeli kanal olması bu kanalın düz ya da frekans seçici sönmlemeli kanal olduğunu belirtmez. Hızlı sönmleme sadece kanalın hareket sonucu değişme oranı ile ilgilidir. Düz sönmlemeli kanalda ise kanalın darbe yanıtının sadece bir delta işlevi (gecikmesiz) olduğunu düşünebiliriz. Bundan dolayı, *düz, hızlı sönmlemeli kanal* delta işlevi genliğinin değişimi iletilen temelband işaretin değişim oranından daha hızlı olduğu kanaldır. *Frekans seçici, hızlı sönmlemeli kanalda* ise her bir çok yollu elemanın zaman gecikmesinin, genliğinin ve fazının değişimi iletilen işaretin değişim oranından hızlıdır [45].

Yavaş sönmleme

Yavaş sönümlemeli kanalda kanalın darbe yanıtı iletilen temelband işaretin simge periyoduna göre daha yavaş değişmektedir. Bu durumda kanalın birkaç simge periyodu boyunca sabit olduğu düşünülebilir. Frekans bölgesinde, kanalın Doppler yayılımı temelband işaretin band genişliğinden çok küçüktür [45]. Yavaş sönümleme şu koşullarda meydana gelir,

$$T_s \ll T_c \quad \text{ve} \quad B_s \gg B_d. \quad (2.6)$$

Gezgin birimlerin hızları ve temelband işaretin karakteristiği iletilen işaretin hızlı ya da yavaş sönümlemeye uğrayıp uğramayacağını belirler [45].

Duruğumsu sönümleme

Yavaş ve hızlı sönümlemelerden farklı olarak sönümleme katsayıları bir çerçeve boyunca değişmeyen ve bir çerçeveden diğer bir çerçeveye bağımsız olarak değişen sönümlemeye duruğumsu sönümleme (quasi-static fading) veya blok sönümleme denir [66]. Bu çalışmada kanalların duruğumsu sönümlemeye uğradıkları varsayılmıştır.

2.3 Çeşitleme Teknikleri

Çeşitleme teknikleri haberleşme sisteminin sönümlemeli kanallardaki başarımını artırır [46]. İstenen işareti bir kanaldan iletip almak yerine, istenen işaretin L adet farklı sönümlemeye uğramış kopyasını F adet farklı kanaldan ileterek elde edilir. Bunun nedeni iletilen işaretin bazı kopyalarının çok fazla sönümlemeye maruz kalabilmeleridir. Çok fazla sönümlemeye uğramamış kopyalardan iletilen işaret doğru olarak kestirilebilir. Kablosuz haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılan çeşitleme teknikleri aşağıda verilmiştir.

2.3.1 Frekans çeşitlemesi

Frekans çeşitlemesinde (frequency diversity) istenen işaret F adet farklı taşıyıcıyla modüle edilerek iletilir. Her bir taşıyıcı diğer taşıyıcılardan en az uyum band genişliği kadar ayrılmalıdır. Böylece her bir taşıyıcı bağımsız sönümlemeye uğrar. Alıcıda alınan L adet kopya optimal birleştirici olan maksimum oran birleştirici (maximum ratio combiner) kullanılarak birleştirilir [46-49]. Frekans çeşitlemesi, frekans seçici sönümlemeye karşı kullanılabilir. Bu çeşitlemenin dezavantajları ek

band genişliği gereksiniminin yanında daha fazla iletim gücü gerektirmesi ve frekans çeşitlemesi için kullanılan kanal sayısı kadar alıcı gerektirmesidir [50].

2.3.2 Zaman çeşitlemesi

Zaman çeşitlemesinde (time diversity) istenen işaret F adet farklı zamanda iletilir [46-49]. Aynı simgenin farklı iletimleri arasındaki zaman farkı en az uyum zamanı kadar olmalıdır. Böylece aynı simgenin her kopyası bağımsız sönümlemeye uğrar. Alıcıda alınan L adet kopya optimal birleştirici olan maksimum oran birleştirici kullanılarak birleştirilir. Aynı simgenin F adet iletilmesi aslında $(F,1)$ 'lik bir tekrarlamalı kodun (Repetition code) kullanılması demektir. Bu tekniğin dezavantajlarından bazıları, gezgin birimin çok yavaş ilerlemesi durumunda istenmeyecek kadar gecikmelerin olması ve yüksek iletim gücü gerektirmesidir [50]. Hata kontrol kodlaması (Error control coding) ve serpiştirici kullanılarak daha verimli bir şekilde zaman seçici sönümlemeye karşı kullanılır.

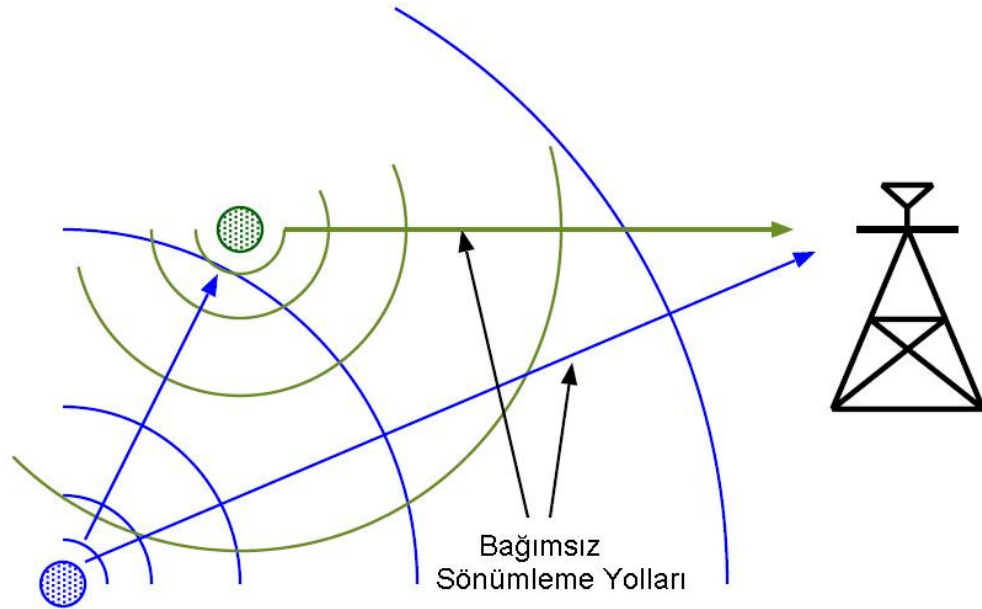
2.3.3 Uzay çeşitlemesi

Çeşitleme tekniklerinden biri de uzay çeşitlemesidir ve anten çeşitlemesi olarak da adlandırılır [46-49]. F adet antenden istenen sinyalin F kopyası elde edilir. Kullanılacak olan F adet anten vericide olursa verici anten çeşitlemesi (Transmit Antenna Diversity, TAD), alıcıda olursa alıcı anten çeşitlemesi (Receive Antenna Diversity, RAD) olarak adlandırılır. Hücresel haberleşme sistemlerinde boyut, maliyet ve donanımsal sınırlamalar nedeniyle daha çok TAD tercih edilmektedir. Anten çeşitlemesinde her bir anten birbirlerinden yeterli uzaklığa konulmalıdır ki her bir kopya bağımsız sönümlemeye uğrasın. Bu uzaklık teorik olarak dalgaboyunun yarısı olarak bulunmuştur [114]. Ancak pratik uygulamalarda bu uzaklık 10 dalgaboyuna kadar çıkabilmektedir.

Uzay çeşitlemesinde, frekans ve zaman çeşitlemesinden farklı olarak fazladan bant genişliğine veya iletim zamanına ihtiyaç duymamaktadır. Anten çeşitlemesinde bağımsız paralel yollarla veri iletim hızı (bps/Hz olarak spektral verimlilik) artırılabilir [5,51-55]. Buna karşılık, fiziksel sınırlamalar bu çeşitlemenin yaygın olarak uygulamalarda kullanılmasına bir engeldir. Uzaysal çeşitleme hem frekans seçici sönümleme hem de zaman seçici sönümlemeye karşı kullanılabilir.

2.3.4 İşbirlikli çeşitleme

Uzay çeşitlemesinde bağımsız yolların sağlanabilmesi için antenler arası yeterli mesafenin bulunması gerekmektedir. Bu koşul baz istasyonlarında sağlanırken diğer birimlerde sağlanması mümkün değildir. Büyüklük, maliyet ve donanımsal sınırlamalar nedeniyle kullanıcı çoklu iletim antenlerini desteklemez. Örneğin, kablosuz sensör ağlarda büyüklük ve güç tüketimi önemli bir kısıt iken, mobil kullanıcılar büyüklük nedeniyle çoklu antenler kullanmazlar. Bu probleme bir çözüm olarak 2002’de Laneman’ın doktora tezinde sunduğu *işbirlikli çeşitleme* tekniği kullanılabilir [56]. Bu teknikte kullanıcılar sanal bir Çok-Girdili Çok-Çıktılı (MIMO) sistemi oluşturacak şekilde antenlerini paylaşırlar [11-15,56-62].



Şekil 2.1 : İşbirlikli haberleşme.

Şekil 2.1’de tek antene sahip ve kendi başlarına uzaysal çeşitliliğe sahip olamayacak iki gezgin kullanıcı görülmektedir. Fakat, bir gezgin kullanıcı diğerini dinleyebilir ve aldığı bilgiyi kendi verisiyle birlikte iletebilir. Gezgin kullanıcıların kanalları istatistiksel olarak bağımsız olduğundan uzaysal çeşitlilik elde edilebilir.

2.3.5 Polarizasyon çeşitlemesi

Polarizasyon çeşitlemesinde (polarization diversity) birbirlerine dik polarizasyonlar kullanılarak istenen bilginin kopyası alıcıya iletilir.

2.3.6 Açı çeşitlemesi

Açı çeşitlemesinde (angle diversity) yönlü antenler kullanılarak istenilen işaret farklı yollardan iletilerek bağımsız sönümlemeye uğramış kopyaları alıcıda elde edilir.

2.4 Sönümlemeli Kanallardaki Dağılımlar

Bu bölümde tezde kullanılacak sönümlemeli kanallarda sıklıkla karşılaşılan dağılımlar açıklanacaktır.

2.4.1 Rayleigh dağılımı

Gezgin kablosuz kanallarda Rayleigh dağılımı, düz sönümlemeye uğramış işaretin alıcıdaki zarfının istatistiksel olarak zamanla değişimini tanımlamakta kullanılmaktadır. Gürültü işaretinin dik bileşenleri Gauss dağılımlı olup zarfı Rayleigh dağılımını vermektedir [45]. Rayleigh dağılımı, kablosuz haberleşmede alıcı ile verici arasında doğrudan görüşün bulunmadığı durumda kullanılır. Rayleigh dağılımı aşağıdaki olasılık yoğunluk işlevine (pdf) sahiptir,

$$p_r(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) & 0 \leq r \leq \infty \\ 0 & r < 0, \end{cases} \quad (2.7)$$

burada σ^2 , dik bileşenlerin ortalama gücüdür. Rayleigh dağılımının ortalama değeri,

$$r_{Rayleigh} = E\{r\} = \int_0^{\infty} r p_r(r) dr = \sigma \sqrt{\frac{\pi}{2}} = 1.2533\sigma \quad (2.8)$$

olarak bulunur. Rayleigh dağılımının varyansı ise

$$\begin{aligned} \sigma_R^2 &= E\{r^2\} - E^2\{r\} = \int_0^{\infty} r^2 p(r) dr - \frac{\sigma^2 \pi}{2} \\ &= \sigma^2 \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) = 0.4292\sigma^2 \end{aligned} \quad (2.9)$$

olarak bulunur.

2.4.2 Ricean dağılımı

Ricean dağılımı, kablosuz haberleşmede alıcı ile verici arasında doğrudan görüşün bulunduğu durumda kullanılır. Küçük ölçekli sönümlemeli kanalın genlik zarfı, baskın zayıflamamış bir işaret bileşeni varsa Ricean dağılımlıdır [44]. Zarf sezici çıkışında baskın işaret doğru akım bileşeninin oluşmasına neden olur. Ricean dağılımında baskın işaret bileşeni sönümlenirse Rayleigh dağılımı elde edilir [45]. Ricean dağılımının olasılık yoğunluk işlevi aşağıdaki şekilde verilmiştir:

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} e^{-\frac{(r^2+A^2)}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{rA}{\sigma^2}\right), \quad A \geq 0 \text{ ve } r \geq 0 \quad (2.10)$$

Burada A , baskın işaretin maksimum değeri (genliği); $I_0(\cdot)$, 0. derece 1. çeşit Bessel işlevidir. Ricean dağılımı genellikle K parametresi ile ifade edilir. K parametresi şu şekilde hesaplanır:

$$K(dB) = 10 \log \frac{A^2}{2\sigma^2} dB \quad (2.11)$$

$A \rightarrow 0$ durumunda Ricean dağılımı Rayleigh dağılımına dönüşür. $K \gg 1$ durumunda ise Ricean dağılımı Gauss dağılımına yakınsar [45].

2.4.3 Çift Rayleigh dağılımı

Bağımsız Rayleigh dağılımına sahip röle kanallarında Yükselt ve Aktar (Amplify and Forward, AAF) işbirliği tekniği kullanılırsa alıcıda elde edilecek dağılım çift Rayleigh dağılımı olur. x ve y değişkenleri bağımsız Rayleigh dağılımlı rastgele değişkenler olsun. Bu durumda z , $z = xy$ şeklinde seçilirse, elde edilecek pdf ve birikimli dağılım fonksiyonu (cdf) aşağıdaki gibidir [65].

$$p_z(z) = \frac{z}{\sigma_1^2 \sigma_2^2} K_0\left(\frac{z}{\sigma_1 \sigma_2}\right) \quad (2.12)$$
$$P_z(r \leq R) = 1 - \frac{R}{\sigma_1 \sigma_2} K_1\left(\frac{R}{\sigma_1 \sigma_2}\right)$$

Burada σ_1^2 ve σ_2^2 iki bağımsız Rayleigh değişkenin ortalama güçleri ve $K_0(\cdot)$, $K_1(\cdot)$ sırasıyla 0. derece 2. çeşit ve 1. derece 2. çeşit değiştirilmiş Bessel işlevleridir.

2.5 Paralel Kanal Modeli

Çeşitleme tekniklerinde (Örneğin uzay ve işbirlikli çeşitleme), paralel kablosuz kanalların birbirlerinden bağımsız fakat istatistiksel olarak aynı ortalama ve varyansa sahip türdeş kanallardan oluştuğu varsayımı yapılır [63]. Pratikte farklı istatistiksel özelliklere sahip kanallar ile karşılaşılır. Çünkü bazı paralel kanallar düzgün olmayan istatistiksel özellikler gösterebilirler [63]. Düzgün olmayan kablosuz kanal benzetimlerinde, paralel kanallar “daha iyi (better)” veya “daha kötü (worse)” kanallar içerebilirler. Örneğin, F adet paralel kanaldan i . paralel kanalın varyansı, $(1 \leq i \leq F)$ diğer kanalların varyanslarından çok büyükse, bu kanal “daha iyi (better)” kanal olarak adlandırılır [64]. Bunun tam aksi olarak, i . paralel kanalının varyansı diğer kanalların varyanslarından çok küçükse, bu kanal “daha kötü (worse)” kanal olarak adlandırılır [64].

2.6 Sonuç

Bu bölümde doktora tezinin ilerleyen bölümlerinde kullanılacak bir kanalı karakterize eden parametreler açıklanmış, kablosuz kanallardaki sönümlemeler sınıflandırılmış ve sönümlemeli kanallardaki dağılımlar açıklanmış, sönümlemenin etkisini azaltmak için kullanılan çeşitleme tekniklerinden bahsedilmiştir. Ayrıca, birden fazla iletim antenli veya röleli kablosuz ağlardaki paralel kanal modeli açıklanmıştır.

3. UZAY-ZAMAN KODLAMA

Çoklu anten iletimi için tasarlanmış kodlama teknikleri uzay-zaman kodlama (Space-Time Coding, STC) olarak adlandırılır [66]. Kodlama, uzaysal ve zamansal alandan seçilen uygun şekilde tasarlanmış artıklık (redundancy) ile iletilen sinyallere ilinti katar. STC’de verici anten çeşitlemesinin ve kodlama kazancının birlikte tasarlanması nedeniyle band genişliğinden herhangi bir kayıp meydana gelmez. STC çoklu alıcı antenleriyle birleştirilirse çok yollu sönümlemenin etkileri çeşitleme ile en aza indirilir [1].

Uzay-Zaman Kodları, kablosuz haberleşmeye ve kablosuz yerel alan ağlarına (Wireless Local Area Networks, WLANs) uygulanmaktadırlar. STC, işaretleri farklı zaman aralıklarında ve farklı antenlerden ileterek alıcıda işaretlerin tekrarlanmasını sağlar. Bu şekilde uzaysal olarak ilintisiz sistemlerin band genişliği artırılmadan başarımları artırılır. STC’de sistem başarımını arttırmak için mümkün olduğunca fazladan uzaysal olarak ilintisiz iletim anteni yerleştirilmesi hedeflenir.

STC tasarımı yapılırken genellikle daha önceden belirlenmiş optimum kriterleri sağlayan iletim matrisleri bulunur. STC tasarımında basit kodçözme (decoding), hata olasılığının en aza indirgenmesi ve bilgi hızının (information rate) en yükseğe çıkarılması üç önemli hedeftir. Araştırmacılar bu nedenle iletim veri hızını en yüksek değere çıkaracak; alıcıda basit bir kodçözme sağlayacak ve hata olasılığını en aza indirecek STC tasarımı üzerinde çalışmaktadırlar.

3.1 Uzay-Zaman Kodlamalı Sistemler

Şekil 3.1’de gösterildiği gibi uzay-zaman kodlamalı haberleşme sisteminde n_T iletim anteni ve n_R alıcı anteni bulunmaktadır. İletilecek bilgi uzay-zaman kodlayıcısı ile kodlanır. Her zaman aralığında mn_T uzunluğunda ikili bilgi simgeleri

$$\mathbf{c}_t = [c_t^1, c_t^2, \dots, c_t^{mn_T}] \quad (3.1)$$

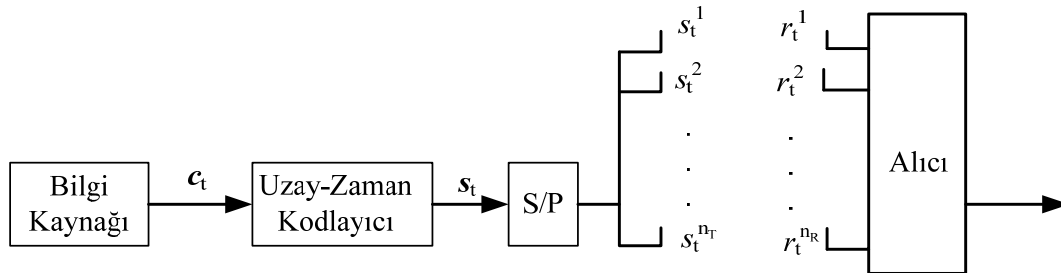
olacak şekilde uzay-zaman kodlayıcı beslenir. Kodlayıcı m blokluk ikili verileri $M=2^m$ noktalı işaret kümesinden bir noktaya atar. Seriden paralele çevirme işleminden sonra n_T adet simge

$$\mathbf{s}_t = [s_t^1, s_t^2, \dots, s_t^{n_T}] \quad 1 \leq t \leq N \quad (3.2)$$

olacak şekilde t . zaman aralığında n_T iletim anteninden aynı anda iletilir. Simgeler s_t^i , $1 \leq i \leq n_T$ olmak üzere i . antenden iletilir ve bütün iletilen simgelerin süresi eşittir. Eşitlik (3.2)'deki vektör *uzay-zaman simgesi* (space-time symbol) olarak adlandırılır [1]. Sistemin spektral verimliliği

$$\eta = \frac{r_b}{B} \quad \text{bit/s/Hz} \quad (3.3)$$

olarak verilebilir. Burada r_b veri hızını ve B ise kanalın band genişliğini göstermektedir. Eşitlik (3.3)'teki spektral verimlilik tek iletim antenine sahip ve kodlama kullanmayan sistem referans alınarak hesaplanır.



Şekil 3.1 : Temelband sistem modeli.

Alıcı ve vericideki çoklu antenler, MIMO kanalını oluştururlar. Kablosuz gezgin haberleşmede, eğer kanallar belleksiz (memoryless) olarak kabul edilirse, verici antenden alıcı antene her bir link düz sönmülemeyle modellenebilir [1]. n_T iletim anteni ve n_R alıcı anteni için MIMO kanalı, $n_R \times n_T$ 'lik kanal matrisiyle gösterilir. t . zaman aralığında kanal matrisi aşağıdaki şekilde ifade edilebilir.

$$\mathbf{H}_t = \begin{bmatrix} h_{1,1}^t & h_{1,2}^t & \dots & h_{1,n_T}^t \\ h_{2,1}^t & h_{2,2}^t & \dots & h_{2,n_T}^t \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h_{n_R,1}^t & h_{n_R,2}^t & \dots & h_{n_R,n_T}^t \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

Burada $h_{j,i}^t$, i . verici anteninden j . alıcı antene giden yolun sönümleme katsayısıdır.

Sönümleme katsayıları birbirlerinden bağımsız, ortalaması $\mu_h^{j,i}$ ve boyut başına varyansı 0.5 olan karmaşık Gauss rastgele değişkeni olarak kabul edilir.

t . zaman aralığında alıcıdaki j . antenden alınan işaret ($j=1,2,\dots, n_R$), r_t^j ,

$$r_t^j = \sum_{i=1}^{n_T} h_{j,i}^t s_t^i + n_t^j \quad (3.5)$$

olarak gösterilebilir. Burada n_t^j , t . zaman aralığında j . alıcı antendeki gürültü bileşenidir. Gürültü bileşenleri bağımsız sıfır ortalamalı ve tek taraflı güç spektral yoğunluğu N_0 olan karmaşık Gauss değişkenleridir. Alıcıda elde edilen işaret, $\mathbf{r}_t$, vektörel olarak gösterilirse

$$\mathbf{r}_t = \mathbf{H}_t \mathbf{s}_t + \mathbf{n}_t \quad (3.6)$$

olarak gösterilebilir. Burada $\mathbf{n}_t$, alıcıdaki $n_R \times 1$ lik gürültü vektörüdür.

Alıcıdaki kodçözücü *en büyük olabilirlik algoritmasını* (maximum likelihood algorithm) kullanarak gönderilen bilgi dizisinin kestirimini yapar. Alıcının MIMO kanalın ideal kanal durum bilgisine (CSI) sahip olduğu vericinin ise MIMO kanal hakkında hiçbir bilgisinin olmadığı kabul edilir. Alıcı, karar metriği olarak Öklid uzaklığının karesini aşağıdaki şekilde kullanır:

$$\sum_t \sum_{j=1}^{n_R} \left| r_t^j - \sum_{i=1}^{n_T} h_{j,i}^t s_t^i \right|^2 \quad (3.7)$$

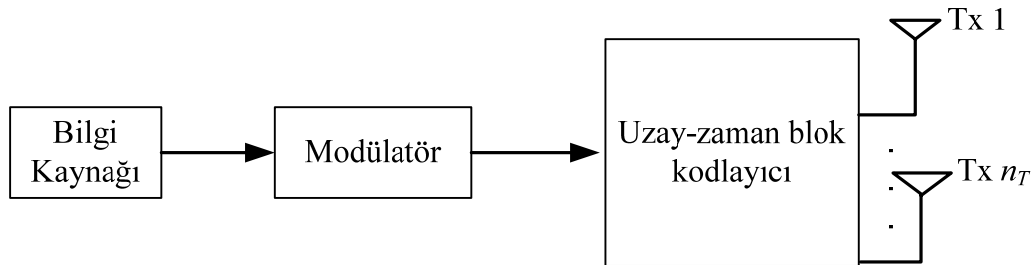
Kodçözücü en küçük karar metriğine sahip kodsözcüğünü (codeword) kodu çözülmüş dizi olarak seçer [1].

3.2 Uzay-Zaman Blok Kodlama

Tarokh [68] tarafından çeşitleme ve kodlama kazancını arttırmak için kanal kodlaması, modülasyon ve iletim çeşitlemesini içeren uzay-zaman kafes kodlaması (Space-Time Trellis Coding, STTC) önerilmiştir. STTC fazla karmaşık yapılarla daha verimli olmaktadır. Alamouti, 2 tane verici anteni kullanarak kod çözme karmaşıklığını azaltacak mükemmel bir yapı önermiştir. Bu yapıda başarımlar daha düşük olmasına rağmen uzay-zaman kafes kodlamaya göre çok daha basit bir yapıdadır. Alamouti'nin önerdiği yapı 2 verici antene ilişkin olduğundan Tarokh, Alamouti'nin yapısını farklı sayıda verici anten için genelleştirme yollarını aramıştır. Bu araştırma sonucu Uzay-Zaman Blok Kodlama kavramı ortaya çıkmıştır [5]. Uzay-zaman blok kodlarını, Alamouti'nin önerdiği 2 verici anten yerine çok sayıda verici anten için oluşturabilmek amacıyla Genelleştirilmiş Dik Tasarım Teorisinden yararlanılmıştır [5].

3.2.1 Uzay-zaman blok kodlayıcı

Şekil 3.2`de STBC için kodlayıcı yapısı gösterilmiştir [1]. STBC, $n_T \times p$ ’lik iletim matrisi olan C ile tanımlanabilir. n_T iletim anten sayısını ve p ise blok kodlanmış simgelerin iletimi için gerekli zaman periyodunun sayısını göstermektedir.



Şekil 3.2 : Uzay-zaman blok kodlayıcısının yapısı.

STBC'nin hızı (rate), R , kodlayıcıya giren simgelerin sayısının her bir antenden iletilen uzay-zaman kodlanmış simgelerin sayısına oranıdır ve aşağıdaki şekilde gösterilir:

$$R = k_1/p \quad (3.8)$$

Burada k_1 , kodlayıcının her kodlama operasyonu için aldığı simge sayısını göstermektedir. STBC'nin spektral verimliliği

$$\eta = \frac{r_b}{B} = \frac{r_s m R}{r_s} = \frac{k_1 m}{p} \quad \text{bit/s/Hz} \quad (3.9)$$

olarak verilebilir [1]. Burada m , kullanılan işaret kümesi için gerekli bit sayısını, r_b ve r_s sırasıyla bit ve simge hızlarını göstermektedir.

İletim matrisi $\mathbf{C}$ 'nin elemanları k_1 adet modüleli simge $s_1, s_2, \dots, s_{k_1}$ ve onların eşleniklerinin $s_1^*, s_2^*, \dots, s_{k_1}^*$ lineer kombinasyonundan oluşur. Tam çeşitleme derecesi olan n_T 'nin elde edilebilmesi için iletim matrisi $\mathbf{C}$ 'nin [5]'te tanımlanan dik tasarıma uygun olması gerekmektedir. Bu durumda

$$\mathbf{C} \cdot \mathbf{C}^H = c \left(|s_1|^2 + |s_2|^2 + \dots + |s_{k_1}|^2 \right) \mathbf{I}_{n_T} \quad (3.10)$$

olmalıdır. Eşitlik 3.10'da c bir sabit, $\mathbf{C}^H$, $\mathbf{C}$ 'nin eşlenik evriği (hermitian) ve $\mathbf{I}_{n_T}$ ise $n_T \times n_T$ 'lik birim matristir.

Gösterilebilir ki, tam çeşitlemeye sahip uzay-zaman blok kodlamanın hızı bire eşit veya küçüktür ($R \leq 1$) [5]. Tam hızlı bir kod ($R=1$) için band genişliğini artırmaya gerek yoktur. Buna karşılık band genişliği birden küçük olduğunda ($R < 1$), $1/R$ oranında band genişliğinin artırılması gerekmektedir.

3.3 Alamouti Kodu

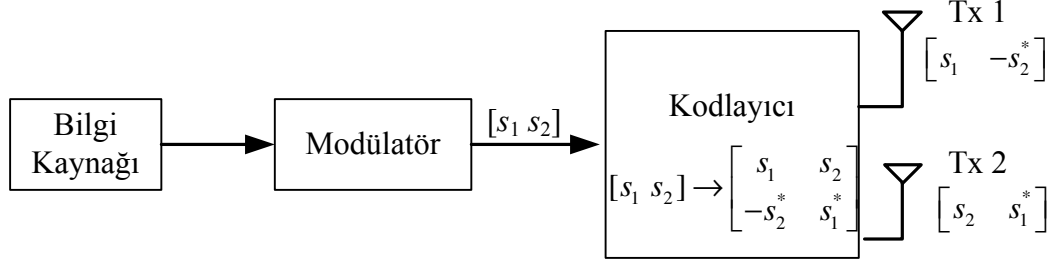
Alamouti kodu iki verici anten için tam çeşitlemeyi sağlayan ilk uzay-zaman blok kodudur (Space-Time Block Code, STBC) [55]. Gecikme çeşitleme (delay diversity) tekniklerinde [67] tam çeşitleme elde edilmesine rağmen, simgeler arası girişime neden olur ve alıcıda karmaşık dedektörlere ihtiyaç duyar. Buna karşılık, Alamouti kodu iletilen simgelerin ayrı ayrı ve lineer olarak kod çözülmesine olanak sağlaması nedeniyle düşük kod çözme karmaşıklığı sağlar. Bu nedenle, bu bölümde Alamouti iletim tekniğinin kodlanması ve kodçözümü açıklanacaktır.

3.3.1 Alamouti uzay-zaman kodlama

Şekil 3.3'te Alamouti uzay-zaman blok kodlayıcısının blok şeması görülmektedir [1]. M -li modülasyon kullanıldığında Alamouti uzay-zaman kodlayıcısı $m = \log_2 M$ olmak üzere m adetlik bilgi biti içeren her grubu modüle eder. Daha sonra kodlayıcı modüle

edilmiş s_1 ve s_2 simgelerini blok olarak alarak iletim antenlerine aşağıdaki kodlama matrisinde verilen şekilde iletir.

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.11)$$



Şekil 3.3 : Alamouti uzay-zaman kodlayıcısının blok şeması.

Kodlayıcı çıktıları arka arkaya iki iletim periyodunda iki iletim anteninden iletilirler. Birinci iletim periyodunda s_1 ve s_2 simgelerini sırasıyla birinci ve ikinci iletim anteninden iletilirler. İkinci iletim periyodunda ise $-s_2^*$ ve s_1^* simgeleri sırasıyla birinci ve ikinci iletim anteninden iletilirler. * operatörü kullanıldığı simgenin eşleniğini alır.

Alıcıda s_1 ve s_2 simgeleri lineer işleme ile elde edilir.

$$\begin{aligned} \hat{s}_1 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_1 + h_1^* n_1 + h_2 n_2 \\ \hat{s}_2 &= (|h_1|^2 + |h_2|^2) s_2 + h_2^* n_1 - h_1 n_2 \end{aligned} \quad (3.12)$$

Burada h_1 ve h_2 birinci ve ikinci anten ile alıcı arasındaki kanal katsayıları, n_1 ve n_2 ise alıcıdaki birinci ve ikinci iletim periyodundaki gürültülerdir. Alıcı kod çözme işleminde en büyük olabilirlik karar metriğini kullanır.

3.4 Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama

Çok-girdili tek-çıkıtlı (Multi-Input Single-Output, MISO) haberleşme sistemlerinde verici anten sayısı ikiden büyük olduğu durumda tam hızlı STBC kümesinden çeşitlemeyi tam yapacak şekilde gerçekleştiren dengeli uzay-zaman kodlama yöntemi [4,9-10,69]'da sunulmuştur. Kod kümesi her olası kanal durumunda tam çeşitleme sağlayacak şekilde uygun STBC'lerden oluşmaktadır. Kanal durum bilgisinin vericiye iletilebilmesi ve uygun kodun seçilerek verici tarafından

kullanılabilmesi için bir veya birkaç geribesleme bitine ihtiyaç duyulmaktadır. Her kodlama adımında gönderilen simge sayısı, kullanılan anten sayısından küçük olduğundan gönderilen simgelere, alıcıda, OSTBC'deki gibi birbirlerinden bağımsız olarak kod çözme işlemi uygulanabilmektedir.

BSTBC'nin (Balanced Space-Time Block Coding), herhangi sayıda verici anten için tam hızı ve tam çeşitlemeyi sağlaması ve kod çözme karmaşıklığının anten sayısı ile birlikte lineer olarak artması nedeniyle bu tez çalışmasında BSTBC temel alınarak geliştirilen yöntemler MISO haberleşme sistemlerine, işbirlikli haberleşmeye ve sensör ağlarda uygulanmıştır.

3.5 BSTBC'ye Alternatif Teknikler

BSTBC'ye çeşitli alternatif teknikler mevcuttur. Bu bölümde bu teknikler özet olarak açıklanacaktır.

3.5.1 Açık döngü genişletilmiş dik uzay-zaman blok kodlama

[70]'te açık döngü genişletilmiş dik uzay-zaman blok kodlama (Open-Loop Extended Orthogonal Space-Time Block Coding, OL-EOSTBC) üç ve dört iletim anteni için sunulmuştur. Üç iletim anteni için iki farklı OL-EOSTBC

$$C_1 = \begin{bmatrix} s_1 & s_1 & s_2 \\ -s_2^* & -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \text{ ve } C_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

olarak verilmiştir. Dört iletim anteni için baz istasyonu aşağıdaki OL-EOSTBC'yi kullanır.

$$C_3 = \begin{bmatrix} s_1 & s_1 & s_2 & s_2 \\ -s_2^* & -s_2^* & s_1^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

OL-EOSTBC hiç geribesleme kullanmadığı için tam çeşitlemeli değildir.

3.5.2 Kapalı döngü genişletilmiş dik uzay-zaman blok kodlama

OL-EOSTBC'nin en büyük dezavantajı tam çeşitlemeyi sağlayamamasıdır. Tam çeşitlemeyi sağlamak için kapalı döngü genişletilmiş dik uzay-zaman blok kodlama (Closed-Loop Extended Orthogonal Space-Time Block Coding, CL-EOSTBC), $n_T - 2$ geribesleme biti kullanarak antenlerden gelen sinyallerin fazlarını düzenler ve

iletim boyunca tam çeşitlemeyi sağlar [70]. CL-EOSTBC’de faz açıları iki seviyeye göre kuantalanır (0 veya π).

3.5.3 Faz geribesleme tabanlı genişletilmiş uzay-zaman blok kodlama

CL-EOSTBC’nin dezavantajı ise faz açılarının iki seviyeye göre kuantalanmasıdır (0 veya π). Faz geribesleme tabanlı genişletilmiş uzay-zaman blok kodlamada (Phase Feedback Based Extended Space-Time Block Coding, PFB-ESTBC) ise faz açıları istenilen seviyelerde kuantalanabilir [71]. Alıcı $\lceil (n_T - 2)\log_2 q \rceil$ geribesleme biti kullanarak vericiye en uygun faz açılarını sağlayacak STBC’yi bildirir. Burada q , geri besleme bitinin genişletilme seviyesini, $k = \lceil \log_2 q \rceil$ olmak üzere geribeslemeyi genişletmek için gerekli bit sayısını göstermektedir. $\lceil . \rceil$ fonksiyonu ise içerisindeki argümanı kendisine eşit veya daha büyük en küçük tamsayıya çevirir.

3.5.4 Anten seçimli Alamouti

Verici anten seçimi düşük karmaşıklıkla yüksek sistem başarımı elde etmek için etkin bir yoldur [72]. Verici anten seçimi kullanılarak tek bir anten veya anten dizilerinden bir alt küme seçilerek vericiye bildirilir. Verici anten seçimi tabanlı sistemlerde tam çeşitleme derecesi elde edilebilir [73]. [74]’de uzay-zaman blok kodlama ve optimal anten seçimi önerilmiştir ve anten seçimli Alamouti olarak adlandırılır. Anten seçimli Alamouti n_T adet verici antenden en iyi anten çiftini seçer ve Alamouti koduyla iletim yapar. Alıcı $n_T(n_T - 1)/2$ adet geribesleme biti kullanarak seçilen anten çifti bilgisini vericiye iletir ($n_T \geq 3$).

3.5.5 Verici anten seçimi

Verici anten seçimi, alıcıdaki anlık Sinyal-Gürültü Oranını maksimuma çıkaracak anteni, kanal durum bilgilerine göre seçer ve seçilen anten bilgisi vericiye $\lceil \log_2 q \rceil$ adet geribesleme biti kullanılarak iletilir ($n_T \geq 2$). Geribesleme kanalı ideal veya geribesleme kanalının bit hata olasılığı ihmal edilebilecek seviyelerde ise aynı sayıda geribesleme biti için verici anten seçimi yüksek bir başarımla gösterir. Buna karşılık, verici anten seçimi geribesleme hatalarına karşı çok hassastır [75].

3.5.6 Kısmi faz birleştirme

Kısmi faz birleştirmesinde (Partial Phase Combining, PPC) kanal katsayılarının kuantalanmış faz farkları vericiye iletilir [76]. Alıcı $\lceil (n_T - 1)\log_2 q \rceil$ adet geribesleme

biti kullanır ($n_T \geq 2$). Verici, alıcıdan gelen geribeslemeyi kullanarak iletilen ve alınan sinyaller arasındaki faz farklarını azaltarak alıcıdaki SNR'ı enbüyüklemeye çalışır.

3.5.7 Huzme şekillendirme

Huzme şekillendirmede (Beamforming, BF) vericide ideal kanal durum bilgisi (Channel State Information, CSI) elde edilmesi gerekmektedir. Bunu gerçeklemek için alıcının sınırsız geribesleme yapması gerekmektedir [77]. Buna karşılık geribesleme kanalının band genişliği sınırlıdır. Bu durumda alıcı CSI'yi kuantalayarak verici huzme şekillendirme vektörü oluşturur. Alıcıya bu vektörü düşük hızlı ve sınırlı band genişliğine sahip geribesleme kanalından iletir [78-81].

3.6 Sonuç

Bu bölümde uzay-zaman kodlamalı sistemler açıklanmıştır. Bu sistemlerden uzay-zaman blok kodlama ve bu kodlamanın iki verici anten için en iyi uygulaması olan Alamouti kodu anlatılmıştır. Alamouti kodunun geribesleme bitleriyle ikiden daha fazla anten için geliştirilmiş şekli olan BSTBC ve BSTBC'ye alternatif teknikler açıklanmıştır. Bu tez çalışmasında BSTBC ve genişletilmiş kod kümesine sahip BSTBC (Extended Balanced Space-Time Block Coding, EBSTBC) çeşitli kablosuz ağlara uygulanmıştır.

4. GENİŞLETİLMİŞ DENGELİ UZAY-ZAMAN BLOK KODLAMA

BSTBC, tam çeşitlemeyi ve tam hızı sınırlı sayıda geribesleme bitiyle sağlamak amacıyla tasarlandığından elde edilecek kodlama kazancı sınırlıdır. Bu özellikle vericide az sayıda anten bulunduğu elde edilebilecek kod sayısının sınırlı sayıda olmasından kaynaklanmaktadır. Örneğin vericide 3 adet anten bulunduğu ve geribeslemede hata yapılmadığında veya geribesleme kanalının düşük BER değerlerinde, TAS'ın başarımı BSTBC'nin başarımından daha iyidir. Bu problemin çözümü için bu bölümde Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (Extended Balanced Space-Time Block Coding, EBSTBC) yöntemi anlatılacaktır [30-32]. Bu sayede istenilen sayıda farklı kod üretilir ve kodlama kazancı artırılır. Ayrıca, EBSTBC için Bit Hata Oranı (Bit-Error Rate, BER) ve Simge Hata Oranı (Symbol-Error Rate SER) için üst sınırlar çıkarılacaktır. EBSTBC'nin kodlama kazancını, ortalama Sinyal-Gürültü Oranından (Signal to Noise Ratio, SNR) hesaplayan yeni bir yöntemden bahsedilecek ve geribesleme bit sayısına göre değişen bir üst sınır ifadesi çıkarılacaktır. Bu sayede geribeslemenin ortalama SNR üzerindeki etkisi analitik olarak gösterilecektir [33]. Bunlara ek olarak, alıcıda anlık SNR değeri ölçülerek TAS ile EBSTBC'yi birleştiren karma bir yöntem anlatılacaktır [34]. Bu yöntemde verici fazladan 1 bit geribesleme yaparak alıcıdaki SNR'ı eniyilemeye çalışır. Bu bölümde son olarak, önerilen tekniklerin başarımları sonuçları bilgisayar benzetimleriyle yapılarak alternatif sistemlerle karşılaştırılacaktır.

4.1 Sistem Modeli

Sistem modeli bir baz istasyonu ve bir adet gezgin kullanıcıdan oluşmaktadır. Baz istasyonuna N adet anten yerleştirilmiştir. Gezgin kullanıcıda ise bir adet anten bulunmaktadır. Bütün kanallar duruğumsu ve birbirinden istatistiksel olarak bağımsız dairesel karmaşık Gauss değişkeni olarak modellenmektedir. $i=1,2,...,N$ için h_i , baz istasyonunun i . anteni ile gezgin kullanıcı arasındaki kanal katsayısıdır. Kanalların bir çerçeve boyunca değişmedikleri, ancak bir çerçeveden diğerine istatistiksel

bağımsız olarak değiştiği varsayılmıştır. Gezgin kullanıcının kanalları tam olarak kestirebildiği kabul edilmiştir. Bütün antenlerden iletilen gücün normalizasyonu sağlanmıştır. Gürültü, sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı dairesel karmaşık rasgele değişken olan toplamsal beyaz Gauss olarak modellenmiştir. P ise baz istasyonunun ortalama iletim gücünü göstermektedir. M -PSK modülasyonu kullanılmıştır. Gezgin kullanıcıda kod çözme işlemi için en büyük olabilirlik (maximum likelihood) karar metriği kullanılmıştır.

4.2 Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlar

EBSTBC, OSTBC'nin uzatma matrisiyle çarpılmasından elde edilebilir [30-32]. Alamouti kodu tam hızlı, tam çeşitlemeli ve dik tek kod olduğu için EBSTBC'nin elde edilmesinde Alamouti kodu kullanılır [55].

$$C = XW \quad (4.1)$$

Burada X Alamouti kodunu ve W ise kertes 2 olan $2 \times N$ boyutlu matrisi göstermektedir. Aşağıdaki örnek EBSTBC'nin üç gezgin röle için nasıl üretileceğini göstermektedir. Aşağıdaki EBSTBC iletim matrisi röleler tarafından iletilecek olsun.

$$C_1 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_2 \\ -s_2^* & s_1^* & as_1^* \end{bmatrix} \quad (4.2)$$

burada $a = \exp(j2\pi m_1/q)$, ve $m_1 = 0, 1, \dots, q-1$ 'dir. C_1 matrisinin satır ve sütunları üç gezgin kullanıcı tarafından iki zaman aralığında sırayla iletilecektir. C_1 , Alamouti kodu

$$X = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 \\ -s_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad \text{ve} \quad W = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & a \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

olmak üzere Eşitlik (4.1)'deki gibi elde edilebilir. Bu sayede istenilen sayıda farklı kod üretebilir. BSTBC'de $q=2$ olduğu için geri besleme biti $a=\pm 1$ değerlerini alır ve sınırlı sayıda farklı kod üretilir. Gösterilebilir ki elde edilebilecek olası kod sayısı $q^{N-2}(2^{N-1}-1)$ 'dir. $N \geq 3$ olmak üzere bütün kod sözcüklerini kullanabilmek için $d = \lceil (N-2)\log_2 q \rceil - 1$ olmak üzere $N+d$ geribesleme biti gereklidir. Geribesleme bitlerinin $N-2$ tanesi BSTBC'deki gibi tam çeşitlemeyi sağlarken $d+2$ tanesi ise

ekstra kodlama kazancı sağlar. BSTBC`de geri besleme bitinin genişletilme seviyesi iki olduğundan elde edilebilecek kod sayısı  $2^{N-2}(2^{N-1}-1)$ `dir [4,9-10].

Tanım 4.1: MISO sistemde EBSTBC kullanılırsa, alınan SNR çeşitleme derecesinin N olmasını sağlayan $\sum_1^N |h_i|^2$ terimlerini içerir. Bu terimlere ek olarak, alınan SNR pozitif terimler içerir. Bu terimlerin sağladığı katkı *kodlama kazancı* olarak adlandırılır [30].

Önerilen EBSTBC`nin özellikleri aşağıdaki gibidir [30].

Özellik 4.1: N verici anten ve bir alıcı antenin bulunduğu MISO sisteminde EBSTBC`nin çeşitleme derecesi  $N$ `dir.

Tanıt: N verici anten ve bir alıcı antenin bulunduğu MISO sisteminde BSTBC`nin çeşitleme derecesi  $N$ `dir [4,9]. BSTBC, EBSTBC`nin bir alt kümesi olduğu için EBSTBC`nin çeşitleme derecesi N `den daha küçük olamaz. $\square$

Özellik 4.2: EBSTBC`nin kodlama kazancı BSTBC`nin kodlama kazancından büyük veya eşittir.

Tanıt 1: Geribesleme bitleri bir bitle genişletildiğinde ($k=1$), EBSTBC, BSTBC`ye eşit olmaktadır. Geribesleme bitleri birden fazla bitle genişletildiğinde ( $k>1$ ), EBSTBC`nin kod kümesi, BSTBC`nin bütün kod kümesini ve  $(q^{N-2}-2^{N-2})(2^{N-1}-1)$  adet yeni kodu içerir. Gezgini kullanıcı en büyük kodlama kazancını sağlayan kodu seçeceği için EBSTBC`nin kodlama kazancı, BSTBC`nin kodlama kazancından büyük veya eşittir. $\square$

Tanıt 2: Baz istasyonunda 3 adet verici anten bulunduğu ve BSTBC kullanıldığında elde edilen simgeler, $\hat{s}_{i,BSTBC}$, [4,9]`daki eşitlikler kullanılırsa aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\hat{s}_{i,BSTBC} = \sqrt{\frac{P}{3}} \left[|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2 \max \left(\text{Re} \{ a h_2^* h_3 \}, \text{Re} \{ a h_1^* h_3 \}, \text{Re} \{ a h_1^* h_2 \} \right) \right] s_i + n_i, \quad i = 1, 2 \quad (4.4)$$

Burada n_i lineer işleme sonucu gezgini kullanıcıda elde edilen gürültüdür. n_i `nin ortalaması 0 ve varyansı  $\frac{N_0}{2} \sum_{i=1}^3 |h_i|^2$  `ye eşittir. BSTBC`de geri besleme sadece ± 1 değerleri aldığı için Eşitlik (4.4) aşağıdaki şekilde yazılabilir:

$$\begin{aligned}
\hat{s}_{i,BSTBC} &= \sqrt{\frac{P}{3}} \left[\left(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2 \max \left(\left| \operatorname{Re} \{ h_2^* h_3 \} \right|, \left| \operatorname{Re} \{ h_1^* h_3 \} \right|, \left| \operatorname{Re} \{ h_1^* h_2 \} \right| \right) \right) \right] s_i + n_i, \quad i = 1, 2 \\
&= \sqrt{\frac{P}{3}} \left[|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 \right. \\
&\quad \left. + 2 \max \left(|h_2| |h_3| |\cos(\theta_2 - \theta_3)|, |h_1| |h_3| |\cos(\theta_1 - \theta_3)|, |h_1| |h_2| |\cos(\theta_1 - \theta_2)| \right) \right] s_i + n_i, \quad i = 1, 2
\end{aligned} \tag{4.5}$$

Gezgin kullanıcıda alınan SNR'ı en büyüklemek için aşağıdaki terimin en büyüklenmesi gereklidir.

$$\begin{aligned}
&\left[|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 \right. \\
&\quad \left. + 2 \max \left(|h_2| |h_3| |\cos(\theta_2 - \theta_3)|, |h_1| |h_3| |\cos(\theta_1 - \theta_3)|, |h_1| |h_2| |\cos(\theta_1 - \theta_2)| \right) \right]
\end{aligned} \tag{4.6}$$

EBSTBC'de geribesleme bitleri herhangi bir değeri alabildiği için elde edilen simgeler, $\hat{s}_{i,EBSTBC}$, aşağıdaki şekildedir.

$$\begin{aligned}
\hat{s}_{i,EBSTBC} &= \sqrt{\frac{P}{3}} \left[|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 \right. \\
&\quad \left. + 2 \max \left(|h_2| |h_3|, |h_1| |h_3|, |h_1| |h_2| \right) \right] s_i + n_i, \quad i = 1, 2
\end{aligned} \tag{4.7}$$

Eşitlik (4.5) ile Eşitlik (4.7) karşılaştırıldığında farkın sadece kodlama terimlerinde olduğu görülmektedir. $|\cos(\theta_x - \theta_y)| \leq 1$ olduğundan EBSTBC'nin kodlama kazancı, BSTBC'nin kodlama kazancından daha büyük veya eşittir.

Aynı yöntem kullanılarak herhangi bir sayıdaki iletim anteni için EBSTBC'nin kodlama kazancının, BSTBC'nin kodlama kazancından daha büyük veya eşit olduğu gösterilebilir. $\square$

Özellik 4.3: EBSTBC tam hızlıdır ($R=1$).

Tanıt: Bütün EBSTBC matrisleri iki simgeyi (s_1 ve s_2) iki zaman aralığında iletir, bu nedenle EBSTBC'nin hızı tamdır ($R=1$). $\square$

4.2.1 Üç verici anten için EBSTBC

Kablosuz ortamda üç röle bulunduğu C_1 , C_2 ve C_3 kullanılabilecek EBSTBC matrisleridir. Bu matrisler

$$C_1 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_2 \\ -s_2^* & s_1^* & as_1^* \end{bmatrix} C_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_1 \\ -s_2^* & s_1^* & -as_2^* \end{bmatrix} C_3 = \begin{bmatrix} s_1 & as_1 & s_2 \\ -s_2^* & -as_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (4.8)$$

olarak verilirler. Hedef en yüksek kodlama kazancı verecek EBSTBC matrisini ve geri besleme biti olan a 'yı seçer. İki geribesleme biti, en yüksek kazançlı EBSTBC matrisinin seçimi için ve $k = \lceil \log_2 q \rceil$ geribesleme biti ise a 'nın seçiminde kullanılır.

Gezgin kullanıcıda s_1 ve s_2 simgeleri lineer işleme sonucunda

$$\hat{s}_i = \sqrt{\frac{P}{3}} \left[|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2 \max \left(\text{Re}\{ah_2^*h_3\}, \text{Re}\{ah_1^*h_3\}, \text{Re}\{ah_1^*h_2\} \right) \right] s_i + \eta_i, \quad i = 1, 2 \quad (4.9)$$

olarak elde edilir. Burada η_1 ve η_2 alıcıdaki lineer işleme sonucundaki gürültüyü göstermektedir. Eşitlik (4.9)'daki $2 \max \left(\text{Re}\{ah_2^*h_3\}, \text{Re}\{ah_1^*h_3\}, \text{Re}\{ah_1^*h_2\} \right)$ parametresinin katkısı her zaman pozitif olacağından kazanç, bütün yolların kazançlarının büyüklüklerinin kareleri toplamından fazla olacaktır.

4.2.2 Dört verici anten için EBSTBC

Baz istasyonunda dört adet verici anten bulunduğu yedi farklı EBSTBC iletim matrisi elde edilebilir. Bu matrisler

$$\begin{aligned} C_1 &= \begin{bmatrix} s_1 & as_1 & bs_1 & s_2 \\ -s_2^* & -as_2^* & -bs_2^* & s_1^* \end{bmatrix} C_2 = \begin{bmatrix} s_1 & as_1 & s_2 & bs_1 \\ -s_2^* & -as_2^* & s_1^* & -bs_2^* \end{bmatrix} \\ C_3 &= \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_1 & bs_1 \\ -s_2^* & s_1^* & -as_2^* & -bs_2^* \end{bmatrix} C_4 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_2 & bs_2 \\ -s_2^* & s_1^* & as_1^* & bs_1^* \end{bmatrix} \\ C_5 &= \begin{bmatrix} s_1 & as_1 & s_2 & bs_2 \\ -s_2^* & -as_2^* & s_1^* & bs_1^* \end{bmatrix} C_6 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_1 & bs_2 \\ -s_2^* & s_1^* & -as_2^* & bs_1^* \end{bmatrix} \\ C_7 &= \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_2 & bs_1 \\ -s_2^* & s_1^* & as_1^* & -bs_2^* \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (4.10)$$

olarak verilebilir. Burada $a = e^{j2\pi m/q}$ ve $b = e^{j2\pi n/q}$ değerlerini alırlar. Bütün iletim matrisleri tam çeşitlemeyi sağlamaktadır. Bu nedenle gezgin kullanıcı en büyük kodlama kazancı verecek EBSTBC iletim matrisini ($C_j, j=1,..,7$) ve a ve b 'yi baz

istasyonuna iletir. Üç bit geribesleme EBSTBC iletim matrisinin seçiminde ve $2k$ geribesleme biti ise a ve b 'nin seçiminde kullanılır.

EBSTBC'nin kodçözme işlemi BSTBC'nin kodçözmesiyle aynıdır [4,9-10]. Gezgini kullanıcıda s_1 ve s_2 simgeleri lineer işleme sonucunda

$$\hat{s}_i = \frac{\sqrt{P}}{2} \left[\begin{array}{c} \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \right. \\ \left. \begin{array}{c} \left[\text{Re}\{ah_1^*h_2\} + \text{Re}\{bh_1^*h_3\} + \text{Re}\{a^*bh_2^*h_3\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_1^*h_2\} + \text{Re}\{bh_1^*h_4\} + \text{Re}\{a^*bh_2^*h_4\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_1^*h_3\} + \text{Re}\{bh_1^*h_4\} + \text{Re}\{a^*bh_3^*h_4\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_2^*h_3\} + \text{Re}\{bh_2^*h_4\} + \text{Re}\{a^*bh_3^*h_4\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_1^*h_2\} + \text{Re}\{bh_3^*h_4\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_1^*h_3\} + \text{Re}\{bh_2^*h_4\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_2^*h_3\} + \text{Re}\{bh_1^*h_4\} \right] \end{array} \right) \\ + 2 \max \end{array} \right] s_i + \eta_i, \quad i = 1, 2 \quad (4.11)$$

olarak elde edilir. Burada η_1 ve η_2 alıcıdaki lineer işleme sonucundaki gürültüyü göstermektedir. Eşitlik (4.11)'deki kodlama kazancının katkısı her zaman pozitif olacağından kazanç, bütün yolların kazançlarının büyüklüklerinin kareleri toplamından fazla olacaktır ($|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2$).

4.3 EBSTBC'nin Hata Üst Sınırı Türetilmesi

Baz istasyonunda 3 adet verici anten bulunduğunda, gezgini kullanıcıdaki anlık SNR

$$\begin{aligned} SNR_{EBSTBC} &= SNR \frac{\left(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2 \max \left(\text{Re}\{ah_1^*h_2\}, \text{Re}\{ah_1^*h_3\}, \text{Re}\{ah_2^*h_3\} \right) \right)^2}{3 \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 \right)} \\ &\geq \frac{SNR}{3} \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 \right) \\ &= SNR_{EBSTBC, LB} \end{aligned} \quad (4.12)$$

olarak yazılabilir [30]. Burada $SNR = E_s/N_o$ sönümleme olmadan simge başına sinyal-gürültü oranıdır ve $SNR_{EBSTBC, LB}$ ise SNR alt sınırıdır. SNR alt sınırı, anlık SNR'a kodlama kazancı sıfır olduğunda eşit olur. QPSK için simge hata olasılığı aşağıdaki gibi verilebilir [46]:

$$P_s = 2Q\left(\sqrt{SNR}\right)\left[1 - \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{SNR}\right)\right] \quad (4.13)$$

Burada $Q(x)$, Q -işlevi ve $Q(x) = \int_x^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \exp\left(-\frac{u^2}{2}\right) du$ olarak ifade edilir. Eşitlik (4.12), Eşitlik (4.13)'de yerine yazılırsa, simge hata olasılığı üst sınırı

$$P_s \leq 2Q\left(\sqrt{\frac{SNR}{3}}(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2)\right) \cdot \left[1 - \frac{1}{2}Q\left(\sqrt{\frac{SNR}{3}}(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2)\right)\right] \quad (4.14)$$

biçiminde yazılabilir. Q -fonksiyonu, çok bilinen bir üstel fonksiyonla üstten sınırlanabilir:

$$Q(x) \leq \frac{1}{2} \exp\left(-\frac{x^2}{2}\right) \quad (4.15)$$

Eşitlik (4.15) kullanılarak, simge hata olasılığı (SER) üstten sınırlandırıldığında simge hata olasılığı

$$P_s \leq \exp\left(-\frac{SNR}{6}(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2)\right) \cdot \left[1 - \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{SNR}{6}(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2)\right)\right] \quad (4.16)$$

olur. SER olasılığı kanal istatistikleri üzerinden ortalaması alınır

$$P_s \leq E\left\{\exp\left(-\frac{SNR}{6}(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2)\right) \cdot \left[1 - \frac{1}{4} \exp\left(-\frac{SNR}{6}(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2)\right)\right]\right\} \quad (4.17)$$

olarak yazılabilir. Kanal istatistikleri, h_1 , h_2 ve h_3 birbirlerinden bağımsız olduklarından

$$\begin{aligned}
P_s \leq & E \left\{ \exp \left(-\frac{SNR}{6} |h_1|^2 \right) \left[1 - \frac{1}{4} \exp \left(-\frac{SNR}{6} |h_1|^2 \right) \right] \right\} \cdot \\
& E \left\{ \exp \left(-\frac{SNR}{6} |h_2|^2 \right) \left[1 - \frac{1}{4} \exp \left(-\frac{SNR}{6} |h_2|^2 \right) \right] \right\} \cdot \\
& E \left\{ \exp \left(-\frac{SNR}{6} |h_3|^2 \right) \left[1 - \frac{1}{4} \exp \left(-\frac{SNR}{6} |h_3|^2 \right) \right] \right\}
\end{aligned} \tag{4.18}$$

olarak yazılabilir. Eşitlik (4.18) hesaplanırsa, gezgin kullanıcıdaki SER üst sınırı

$$P_s \leq \left(\frac{3}{4} \frac{18 + 7SNR}{(6 + SNR)(3 + SNR)} \right)^3 \tag{4.19}$$

olur. Bit hata olasılığı (BER) üst sınırı Gray kodlama için SER üst sınırından aşağıdaki şekilde elde edilebilir [46]

$$P_b \cong \frac{1}{\log_2 M} P_s \leq \frac{1}{\log_2 M} \left(\frac{3}{4} \frac{18 + 7SNR}{(6 + SNR)(3 + SNR)} \right)^3. \tag{4.20}$$

3 verici anten için QPSK kullanırsa BER üst sınırı

$$P_b \leq \frac{1}{2} \left(\frac{3}{4} \frac{18 + 7SNR}{(6 + SNR)(3 + SNR)} \right)^3 \tag{4.21}$$

olarak bulunur. Eşitlik (4.19) ve (4.21)'den görülebileceği gibi çeşitleme derecesi üçtür.

4 verici anten için benzer bir analiz yapılsa SER üst sınırı

$$P_s \leq \left(\frac{24 + 7SNR}{(8 + SNR)(4 + SNR)} \right)^4 \tag{4.22}$$

ve 4 verici anten için QPSK kullanırsa BER üst sınırı

$$P_b \leq \frac{1}{2} \left(\frac{24 + 7SNR}{(8 + SNR)(4 + SNR)} \right)^4 \tag{4.23}$$

olarak elde edilir. Eşitlik (4.22) ve (4.23)'den görülebileceği gibi çeşitleme derecesi dördtür.

4.4 EBSTBC'nin Başarım Analizi

Bir önceki bölümde türetilen hata olasılığı üst sınırı kodlama kazancı sağlayan terimleri dikkate almadığından zayıf bir üst sınırdır ve bütün geribesleme bitleri için aynı sonucu verir. Bu bölümde ortalama SNR üzerinden kodlama kazancı hesaplayan yeni bir metod önerilecektir. Bu sayede EBSTBC'nin hata olasılığı için geribesleme sayısına göre değişen çok sıkı bir üst sınır elde edilecektir [33].

4.4.1 Üç verici anten için

4.4.1.1 Baz istasyonuna sadece bir bitlik geribesleme yapılırsa

M -PSK modülasyonu için OSTBC'nin tam BER başarımı, $P_{b,OSTBC}$,

$$P_{b,OSTBC} = \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sqrt{\frac{SNR_{Av}}{1 + SNR_{Av}}} \sum_{i=0}^{N-1} \binom{2i}{i} \left(\frac{1}{4(1 + SNR_{Av})} \right)^i \right\} \quad (4.24)$$

olarak verilmiştir [82]. Burada $SNR_{Av} = \frac{SNR}{N} \sum_{i=1}^N |h_i|^2$ ve $SNR = E_s/N_o$ ise sönümleme olmadan simge başına düşen sinyal-gürültü oranıdır.

Önsav 4.1: EBSTBC'nin kodlama kazancı, EBSTBC'nin ortalama SNR değeri ile OSTBC'nin ortalama SNR değeri farkından bulunabilir.

Tanıt: EBSTBC'nin ortalama SNR'ı hem kodlama terimlerini hem de kanal katsayılarının genliğinin karesini içerir. Buna karşılık OSTBC'nin ortalama SNR'ı ise herhangi bir kodlama terimi içermez. Bu nedenle EBSTBC'nin kodlama terimlerinden dolayı ortaya çıkan kodlama kazancı, EBSTBC'nin ortalama SNR değeri ile OSTBC'nin ortalama SNR değeri farkından bulunabilir. $\square$

Baz istasyonunda üç verici anten bulunduğu en az bir bit geribesleme yapılması gerekir. Bu durumda aşağıdaki kod iletilebilir.

$$C_1 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_2 \\ -s_2^* & s_1^* & as_1^* \end{bmatrix} \quad (4.25)$$

[4,9-10]'daki gibi kod çözümü yapılırsa ve [30]'daki sonuçlar kullanılırsa, bir bitlik geribesleme için gezgin kullanıcıdaki anlık SNR, $SNR_{EBSTBC,1bit}$, aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\begin{aligned}
 SNR_{EBSTBC,1bit} &= SNR \frac{\left(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2 \operatorname{Re}\{ah_2^*h_3\}\right)^2}{3\left(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2\right)} \\
 &\geq \frac{SNR}{3} \left\{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2 \operatorname{Re}\{ah_2^*h_3\}\right\} \\
 &= SNR_{EBSTBC,1bit,LB}
 \end{aligned} \tag{4.26}$$

burada $SNR_{EBSTBC,1bit,LB}$, baz istasyonuna bir bitlik geribesleme yapıldığında gezgin kullanıcıdaki anlık SNR'ın alt sınırıdır. Anlık SNR, alt sınıra $\left|\operatorname{Re}\{h_2^*h_3\}\right|=0$ durumunda eşit olur. Buradaki SNR alt sınırının ortalaması, $SNR_{EBSTBC,1bit,LB,Av}$, aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\begin{aligned}
 SNR_{EBSTBC,1bit,LB,Av} &= E\{SNR_{EBSTBC,1bit,LB}\} \\
 &= \frac{SNR}{3} E\left\{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2 \operatorname{Re}\{ah_2^*h_3\}\right\}
 \end{aligned} \tag{4.27}$$

$E\{.\}$ operatörü bir lineer operatör olduğundan, Eşitlik (4.27) aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned}
 SNR_{EBSTBC,1bit,LB,Av} &= \frac{SNR}{3} \left[E\{|h_1|^2\} + E\{|h_2|^2\} + E\{|h_3|^2\} \right. \\
 &\quad \left. + E\{2 \operatorname{Re}\{ah_2^*h_3\}\} \right]
 \end{aligned} \tag{4.28}$$

burada h_i sıfır ortalamalı ve birim varyanslı karmaşık Gauss rasgele değişkeni ve $|h_i|^2$ üstel rasgele değişken ve beklenen değeri $E\{|h_i|^2\}=1$ olarak verilmiştir [83]. Eşitlik (4.28) eğer çapraz çarpım terimi ($E\{\operatorname{Re}\{ah_2^*h_3\}\}$) hesaplanabilirse bulunabilir [84]. Uygun seçilen geribesleme biti a (+1 or -1), çapraz çarpım terimini her zaman pozitif yapar. Bu nedenle Eşitlik (4.28) aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\begin{aligned}
 SNR_{EBSTBC,1bit,LB,Av} &= \frac{SNR}{3} \left[E\{|h_1|^2\} + E\{|h_2|^2\} + E\{|h_3|^2\} \right. \\
 &\quad \left. + E\{2|\operatorname{Re}\{h_2^*h_3\}|\} \right]
 \end{aligned} \tag{4.29}$$

Çapraz çarpımın beklenen değeri aşağıdaki şekilde hesaplanabilir.

$$E\left\{\left|2\operatorname{Re}\left\{h_m h_k^*\right\}\right|\right\}=2 E\left\{\left|h_m\right|\left|h_k\right|\cos\left(\theta_m-\theta_k\right)\right\} \quad (4.30)$$

burada $h_m=|h_m|e^{j\theta_m}$ ve $h_k=|h_k|e^{j\theta_k}$ ye eşittir. Rasgele değişken h_i 'nin genliği ve fazı istatistiksel olarak birbirinden bağımsız olarak değiştiğinden Eşitlik (4.30) aşağıdaki biçimde gösterilebilir.

$$E\left\{\left|2\operatorname{Re}\left\{h_m h_k^*\right\}\right|\right\}=2 E\left\{\left|h_m\right|\right\} E\left\{\left|h_k\right|\right\} E\left\{\left|\cos\left(\theta_m-\theta_k\right)\right|\right\} \quad (4.31)$$

Rasgele değişken h_i 'nin genliği ($|h_i|$) Rayleigh dağılımlı ve beklenen değeri $\sqrt{\pi\sigma^2}/2$ olarak verilmiştir [83]. Eğer h_i 'nin Gauss bileşenleri sıfır ortalamalı ve birim varyanslı ise h_i 'nin genliğinin beklenen değeri $\sqrt{\pi}/2$ olur. Son olarak, θ_m ve θ_k istatistiksel bağımsız ve $[-\pi, \pi]$ aralığında sıfır ortalamalı ve düzgün dağılımlı rastgele değişkenlerdir. Bu durumda $E\{|\cos(\theta_m - \theta_k)|\}$ terimi

$$E\left\{\left|\cos\left(\theta_m-\theta_k\right)\right|\right\}=\int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} \frac{1}{2\pi} \frac{1}{2\pi} \left|\cos\left(\theta_m-\theta_k\right)\right| d\theta_m d\theta_k \quad (4.32)$$

olarak hesaplanırsa değeri $2/\pi$ olarak bulunur. Bu yüzden, çapraz terimin beklenen değeri $E\{2\operatorname{Re}\{h_m^* h_k\}\}=1$ olarak bulunur ve Eşitlik (4.29)'da yerine yazılırsa, bir bit geribeslemenin SNR alt sınırının ortalaması

$$\begin{aligned} SNR_{EBSTBC, 1bit, LB, Av} &= \frac{SNR}{3} \left\{ \sum_{i=1}^3 E\left\{|h_i|^2\right\} + E\left\{\left|2\operatorname{Re}\left\{h_2 h_3^*\right\}\right|\right\} \right\} \\ &= \frac{4SNR}{3} = \frac{4}{3} SNR_{Av} \end{aligned} \quad (4.33)$$

olarak bulunur. Eşitlik (4.33)'den görüldüğü gibi, EBSTBC'de bir bitlik geribesleme ortalama SNR'ı OSTBC'nin ortalama SNR'ına göre en az %33 (1.2494dB) arttırmıştır. Ortalama SNR'daki bu artış 1 bitlik geribeslemenin sağladığı kodlama kazancıdır [33]. Eşitlik (4.33) Eşitlik (4.24)'de yerine yazılırsa, EBSTBC'nin bir bit geribesleme yapıldığı durumdaki BER üst sınırı

$$P_{b,EBSTBC,1bit,UB} \leq \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sqrt{\frac{4SNR_{Av}}{3+4SNR_{Av}}} \sum_{i=0}^2 \binom{2i}{i} \left(\frac{3}{4(3+4SNR_{Av})} \right)^i \right\} \quad (4.34)$$

olarak bulunur.

4.4.1.2 Baz istasyonuna ideal geribesleme yapılırsa

Bütün kanal katsayılarının baz istasyonunda elde edilmesine *ideal geribesleme* denir [30]. [30]'daki sonuçlar kullanılırsa, baz istasyonuna ideal geribesleme yapıldığında gezgin kullanıcıdaki anlık SNR, $SNR_{EBSTBC,ideal}$,

$$\begin{aligned} SNR_{EBSTBC,ideal} &= SNR \frac{\left(\sum_{i=1}^3 |h_i|^2 + 2 \max(|h_1||h_2|, |h_1||h_3|, |h_2||h_3|) \right)^2}{3(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2)} \\ &\geq \frac{SNR}{3} \left\{ \sum_{i=1}^3 |h_i|^2 + 2 \max(|h_1||h_2|, |h_1||h_3|, |h_2||h_3|) \right\} \\ &= SNR_{EBSTBC,ideal,LB} \end{aligned} \quad (4.35)$$

olarak yazılır. Burada $SNR_{EBSTBC,ideal,LB}$, baz istasyonuna ideal geribesleme yapıldığında gezgin kullanıcıdaki anlık SNR'ın alt sınırıdır. Anlık SNR'ın alt sınırının ortalaması, $SNR_{EBSTBC,ideal,LB,Av}$, aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\begin{aligned} SNR_{EBSTBC,ideal,UB,Av} &= E \{ SNR_{EBSTBC,ideal,UB} \} \\ &= \frac{SNR}{3} \left[\sum_{i=1}^3 E \{ |h_i|^2 \} + 2E \{ \max(|h_1||h_2|, |h_1||h_3|, |h_2||h_3|) \} \right] \end{aligned} \quad (4.36)$$

burada $|h_m|$ ve $|h_k|$ birbirlerinden bağımsız olarak dağılmış Rayleigh rasgele değişkenleridir. $|h_m||h_k|$ 'nin cdf ve pdf'i Eşitlik (2.12)'de verilmişti. Bilindiği üzere pdf'i f_x ve cdf'i F_x olmak üzere n adet bağımsız rasgele değişkenin en büyüğünün pdf'i $p_y(y) = nF_x^{n-1}(y)f_x(y)$ 'ye eşittir [33]. Bu nedenle $\max(|h_1||h_2|, |h_1||h_3|, |h_2||h_3|)$ 'ün pdf'i

$$p_y(y) = \frac{3y}{\sigma^2} K_0 \left(\frac{y}{\sigma} \right) \left(1 - \frac{y}{\sigma} K_1 \left(\frac{y}{\sigma} \right) \right)^2 \quad (4.37)$$

olarak bulunur ve σ parametresiyle Çift Rayleigh 3 adet bağımsız dağılmış rasgele değişkenin en büyüğünün pdf'i olarak adlandırılır. Bu dağılımın beklenen değeri

$$E\left\{\max\left(\|h_1\|h_2\|, \|h_1\|h_3\|, \|h_2\|h_3\|\right)\right\} = \int_0^\infty \frac{3y^2}{\sigma^2} K_0\left(\frac{y}{\sigma}\right) \left(1 - \frac{y}{\sigma} K_1\left(\frac{y}{\sigma}\right)\right)^2 dy \quad (4.38)$$

olarak hesaplanır. Eşitlik (4.38) analitik olarak hesaplanamaz. Nümerik olarak hesaplanırsa

$$E\left\{\max\left(\|h_1\|h_2\|, \|h_1\|h_3\|, \|h_2\|h_3\|\right)\right\} = 1.17621 \quad (4.39)$$

bulunur. Eşitlik (4.39) ve Eşitlik (4.36) kullanılarak geribeslemenin ideal yapıldığında SNR alt sınırının ortalaması

$$SNR_{EBSTBC,ideal,LB,Av} = \frac{5.352423SNR}{3} = 1.784141SNR_{Av} \quad (4.40)$$

olarak hesaplanır. Eşitlik (4.40)'dan da görülebileceği gibi vericide üç iletim anteni bulunduğu ideal geribesleme yapılan EBSTBC'nin ortalama SNR'ı OSTBC'nin ortalama SNR'ına göre en az %78.4141(2.5146dB) artırmıştır. Bu artış kodlama kazancından kaynaklanmıştır [30]. Eşitlik (4.24) ve (4.40) kullanılarak üç verici anten için ideal geribesleme yapıldığında EBSTBC'nin BER üst sınırı

$$P_{b,EBSTBC,ideal,UB} \leq \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sqrt{\frac{1.784141SNR_{Av}}{1+1.784141SNR_{Av}}} \sum_{i=0}^2 \binom{2i}{i} \left(\frac{1}{4(1+1.784141SNR_{Av})} \right)^i \right\} \quad (4.41)$$

olarak bulunur [33].

4.4.2 Dört verici anten için

4.4.2.1 Baz istasyonuna iki bitlik geribesleme yapılırsa

EBSTBC en düşük BER başarımı için 2 bit geribeslemeye ihtiyaç duyar. İki bit geribesleme yapıldığında aşağıdaki kod iletilebilir.

$$\mathbf{C}_3 = \begin{bmatrix} s_1 & as_1 & bs_1 & s_2 \\ -s_2^* & -as_2^* & -bs_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (4.42)$$

Burada a ve b geribesleme bitleridir ve ± 1 'e eşittirler. [30]'daki sonuçlar kullanılırsa, baz istasyonuna 2 bit geribesleme yapıldığında gezgin kullanıcıdaki anlık SNR, $SNR_{EBSTBC,2bit}$,

$$\begin{aligned}
 SNR_{EBSTBC,2bit} &= SNR \frac{\left(\sum_{i=1}^4 |h_i|^2 + 2 \operatorname{Re}\{ah_1^* h_2\} + 2 \operatorname{Re}\{bh_1^* h_3\} + 2 \operatorname{Re}\{a^* bh_1^* h_2\} \right)^2}{4 \sum_{i=1}^4 |h_i|^2} \\
 &\geq \frac{SNR}{4} \left\{ \sum_{i=1}^4 |h_i|^2 + 2 \operatorname{Re}\{ah_1^* h_2\} + 2 \operatorname{Re}\{bh_1^* h_3\} + 2 \operatorname{Re}\{a^* bh_1^* h_2\} \right\} \\
 &\geq \frac{SNR}{4} \left\{ \sum_{i=1}^4 |h_i|^2 + 2 \operatorname{Re}\{ah_1^* h_2\} + 2 \operatorname{Re}\{bh_1^* h_3\} \right\} = SNR_{EBSTBC,2bit, LB}
 \end{aligned} \tag{4.43}$$

olarak verilebilir. Burada $SNR_{EBSTBC,2bit, LB}$, 2 bit geribesleme için anlık SNR alt sınırıdır. 2 bit geribesleme için SNR alt sınırının ortalaması, $SNR_{EBSTBC,2bit, LB, Av}$,

$$\begin{aligned}
 SNR_{EBSTBC,2bit, LB, Av} &= E\{SNR_{EBSTBC,2bit, LB}\} \\
 &= \frac{SNR}{4} E\{|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 + 2 \operatorname{Re}\{ah_1^* h_2\} + 2 \operatorname{Re}\{bh_1^* h_3\}\}
 \end{aligned} \tag{4.44}$$

olarak yazılabilir. $E\{2 \operatorname{Re}\{h_m^* h_k\}\} = 1$ ve $E\{|h_i|^2\} = 1$ değerleri Eşitlik (4.44)'de yerlerine yazılırsa 2 bit geribesleme için SNR alt sınırının ortalaması

$$\begin{aligned}
 SNR_{EBSTBC,2bit, LB, Av} &= \frac{SNR}{4} \left\{ \sum_{i=1}^4 E\{|h_i|^2\} + E\{2 \operatorname{Re}\{h_1 h_2^*\}\} + E\{2 \operatorname{Re}\{h_1 h_3^*\}\} \right\} \\
 &= \frac{6SNR}{4} = \frac{3}{2} SNR_{Av}
 \end{aligned} \tag{4.45}$$

olarak bulunur.

Eşitlik (4.45)'den de görülebileceği gibi vericide dört iletim anteni bulunduğu 2 bit geribesleme yapılan EBSTBC'nin ortalama SNR'ı OSTBC'nin ortalama SNR'ına göre en az %50 (1.761dB) artmıştır. Bu artış kodlama kazancından kaynaklanmıştır [30]. Eşitlik (4.24) ve (4.45) kullanılarak dört verici anten için 2 bit geribesleme yapıldığında EBSTBC'nin BER üst sınırı

$$P_{b,EBSTBC,2bit,UB} \leq \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sqrt{\frac{1.5SNR_{Av}}{1+1.5SNR_{Av}}} \sum_{i=0}^3 \binom{2i}{i} \left(\frac{1}{4(1+1.5SNR_{Av})} \right)^i \right\} \quad (4.46)$$

olarak bulunur [33].

4.4.2.2 Baz istasyonuna üç bitlik geribesleme yapılırsa

Eğer kod seçimi için ekstra 1 geribesleme biti daha kullanılırsa Eşitlik (4.42)'de verilen tam hızlı EBSTBC iletim matrisine ek olarak aşağıdaki tam hızlı EBSTBC iletim matrisi de kullanılabilir.

$$C_4 = \begin{bmatrix} s_1 & as_1 & s_2 & bs_1 \\ -s_2^* & -as_2^* & s_1^* & -bs_2^* \end{bmatrix} \quad (4.47)$$

Bir önceki bölümde yapılan hesaplar 3 bit geribesleme için de yapılırsa, 3 bit geribeslemenin SNR alt sınırının ortalamasının, $SNR_{EBSTBC,3bit,LB,Av}'$ nın, $1.7708SNR_{Av}'$ ye eşit olduğu görülür.

Bu sonuçla 3 bit geribesleme yapılan EBSTBC'nin ortalama SNR'ı OSTBC'nin ortalama SNR'ına göre en az %77.08 (2.482dB) artmıştır. Bu artış daha önceki bölümlerde bahsedildiği gibi kodlama kazancından kaynaklanmıştır. Eşitlik (4.24) ve $SNR_{EBSTBC,3bit,LB,Av}$ kullanılarak dört verici anten için 3 bit geribesleme yapıldığında EBSTBC'nin BER üst sınırı

$$P_{b,EBSTBC,3bit,UB} \leq \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sqrt{\frac{1.7708SNR_{Av}}{1+1.7708SNR_{Av}}} \sum_{i=0}^3 \binom{2i}{i} \left(\frac{1}{4(1+1.7708SNR_{Av})} \right)^i \right\} \quad (4.48)$$

olarak bulunur.

4.4.2.3 Baz istasyonuna dört bitlik geribesleme yapılırsa

Eğer kod seçimi için 4 bit geribesleme kullanılırsa, aşağıdaki tam hızlı EBSTBC iletim matrisi de kodlama kazancını arttırmak için kullanılabilir.

$$C_5 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_2 & bs_2 \\ -s_2^* & s_1^* & as_1^* & bs_1^* \end{bmatrix} \quad (4.49)$$

Benzer hesaplamalar 4 bit geribesleme için de yapılırsa, 4 bit geribeslemenin SNR alt sınırının ortalamasının, $SNR_{EBSTBC,4bit,LB,Av}$ 'nın, $1.8083SNR_{Av}$ 'ye eşit olduğu görülür.

4 bit geribeslemenin SNR alt sınırının ortalamasından da görülebileceği gibi, 4 bit geribesleme yapılan EBSTBC'nin ortalama SNR'ı OSTBC'nin ortalama SNR'ına göre en az %80.83 (2.573dB) artmıştır. Eşitlik (4.24) ve $SNR_{EBSTBC,4bit,LB,Av}$ kullanılarak dört verici anten için 4 bit geribesleme yapıldığında EBSTBC'nin BER üst sınırı

$$P_{b,EBSTBC,4bit,UB} \leq \frac{1}{2} \left\{ 1 - \sqrt{\frac{1.8083SNR_{Av}}{1+1.8083SNR_{Av}}} \sum_{i=0}^3 \binom{2i}{i} \left(\frac{1}{4(1+1.8083SNR_{Av})} \right)^i \right\} \quad (4.50)$$

olarak bulunur. Önerilen teknik kullanılarak EBSTBC gibi tam çeşitlemeye sahip OSTBC'lerin istenilen sayıdaki geribesleme biti ve istenilen sayıdaki iletim anteni için kodlama kazançları hesaplanabilir ve sıkı BER üst sınırı ifadeleri türetilir.

4.5 Sınırlı Geribeslemeli Haberleşme İçin Uyarlamalı Anten ve Kod Seçimi

Tezde önerilen EBSTBC önceki bölümlerde anlatılmıştı. Vericideki antenlerin birinin kanal kazancı diğer antenlerin kanal kazançlarına göre çok yüksekse ve sınırlı sayıda geribesleme biti vericide elde edilebiliyorsa, bütün verici antenleri eşit güçle kullanmak alıcısındaki SNR değerini düşürür. Bu durumda en iyi anteni kullanmak en iyi çözümdür. Buna karşılık, antenlerin kanal kazançları birbirlerine yakın değerde ise ve sınırlı sayıda geribesleme yapılabiliriyorsa bütün antenleri eşit güçle kullanmak alıcısındaki SNR'ı artırır [34]. Bu bölümde sınırlı geribeslemeli uyarlamalı kod ve anten seçimi yapan ve alıcısındaki SNR'ı arttıran bir karma teknik açıklanacaktır. Gezgin kullanıcı, kod seçimi ve anten seçimine göre fazladan 1 bitlik bilgiyi hedefe ileterek vericinin en iyi antenden veya bütün antenlerden en iyi EBSTBC'yi kullanarak iletim yapmasını sağlar.

4.5.1 Uyarlamalı kod ve anten seçimi

Uyarlamalı kod ve anten seçiminde gezgin kullanıcı, gezgin kullanıcıdaki SNR'ı arttırmak için anten seçimi veya bir kod seçim tekniği olan EBSTBC için gerekli geribesleme bitlerine ek olarak fazladan 1 bitlik bilgiyi baz istasyonuna bildirir.

4.5.1.1 Üç verici anten için

Gezgin kullanıcı Algoritma 4.1'i kullanarak anten seçimi veya kod seçimi kullanılacağına karar verir. Algoritma 4.1, verici anten seçimiyle kod seçiminin anlık Sinyal-Gürültü Oranından türetilmiştir.

Algoritma 4.1

Gezgin kullanıcı,

$$\frac{1}{3} \left(|h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + 2 \max \begin{pmatrix} \text{Re}\{ah_1^*h_2\}, \\ \text{Re}\{ah_1^*h_3\}, \text{Re}\{ah_2^*h_3\} \end{pmatrix} \right) \geq \max(|h_1|^2, |h_2|^2, |h_3|^2) \quad (4.51)$$

eşitsizliği sağlanırsa kod seçimine, sağlanmazsa anten seçimine karar verir ve baz istasyonuna seçimini bildirir.

Baz istasyonunda üç verici anten bulunduğu ve gezgin kullanıcı kod seçiminin anlık SNR değerini maksimize edeceğini hesaplırsa, baz istasyonuna kullanılacak iletim matrisi bilgisini ve geribesleme a değerini bildirir. 3 verici anten için elde edilebilecek iletim matrisleri Bölüm 4.2.1'de verilmiştir. İki geribesleme biti, en yüksek kodlama kazancını sağlayan EBSTBC matrisinin seçimi için, bir geribesleme biti kod seçimi bilgisinin iletimi için ve k bit geribesleme a 'nın seçiminde kullanılır.

Eğer gezgin kullanıcı anten seçiminin anlık SNR değerini arttıracığını hesaplırsa, baz istasyonuna hangi antenin kullanılacağı bilgisi için iki bitlik geribesleme ve anten seçiminin yapılacağı bilgisi için de 1 bitlik geribesleme yapar. Anten seçimi yapılırsa gezgin kullanıcıda elde edilecek işaret

$$\hat{s}_i = \sqrt{P} \max(|h_1|^2, |h_2|^2, |h_3|^2) s_i + n_i; i=1,2. \quad (4.52)$$

olarak bulunur. Burada n_1 ve n_2 gezgin kullanıcıdaki lineer işleme sonucundaki gürültüyü göstermektedir.

Çizelge 4.1 : Anten seçimi ve kod seçiminin üç verici anten için kullanım yüzdeleri

	Anten seçimi	Kod seçimi (EBSTBC)
Bir bit geribesleme ($k=1$)	%63.80	%36.20
İki bit genişletilmiş geribesleme ($k=2$)	%51.19	%48.81
İdeal geribesleme (ideal)	%45.20	%54.80

Çizelge 4.1’de Algoritma 4.1 kullanıldığında anten ve kod seçiminin kullanım yüzdeleri gösterilmiştir. Geribesleme bitinin genişletme seviyesi yükseldikçe kod seçimi gezgin kullanıcıdaki SNR değerini artıracığından kullanım yüzdesi de yükselmektedir. Baz istasyonunda üç verici anten bulunduğu kod seçiminin başarımı ideal geribesleme ile sınırlı olduğundan alıcıdaki SNR’ı artırmak için sınırlı geribeslemeli sistemlerde anten seçimi kullanılmalıdır.

4.5.1.2 Dört verici anten için

Gezgin kullanıcı Algoritma 4.2’yi kullanarak anten seçimi veya kod seçimi kullanılacağına karar verir. Algoritma 4.2, verici anten seçimiyle kod seçiminin anlık Sinyal-Gürültü Oranından türetilmiştir.

Algoritma 4.2

Gezgin kullanıcı ,

$$\frac{1}{4} \left[\begin{array}{l} |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \\ \left(\begin{array}{l} \left[\text{Re}\{ah_1^*h_2\} + \text{Re}\{bh_1^*h_3\} + \text{Re}\{a^*bh_2^*h_3\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_1^*h_2\} + \text{Re}\{bh_1^*h_4\} + \text{Re}\{a^*bh_2^*h_4\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_1^*h_3\} + \text{Re}\{bh_1^*h_4\} + \text{Re}\{a^*bh_3^*h_4\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_2^*h_3\} + \text{Re}\{bh_2^*h_4\} + \text{Re}\{a^*bh_3^*h_4\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_1^*h_2\} + \text{Re}\{bh_3^*h_4\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_1^*h_3\} + \text{Re}\{bh_2^*h_4\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_2^*h_3\} + \text{Re}\{bh_1^*h_4\} \right] \end{array} \right) \end{array} \right] \geq \max_i (|h_i|^2) \quad (4.53)$$

eşitsizliği sağlanırsa kod seçimine, sağlanmazsa anten seçimine karar verir ve baz istasyonuna seçimini bildirir.

Baz istasyonunda dört verici anten bulunduğunda ve gezgin kullanıcı kod seçiminin anlık SNR değerini maksimize edeceğini hesaplırsa, baz istasyonuna kullanılacak iletim matrisi bilgisini ve geribesleme a ve b değerini bildirir. 4 verici anten için elde edilebilecek iletim matrisleri Bölüm 4.2.2’de verilmiştir. Üç geribesleme biti, en yüksek kodlama kazancını sağlayan EBSTBC matrisinin seçimi için, bir geribesleme biti kod seçimi bilgisinin iletimi için ve $2k$ bit geribesleme ise a ve b ’nin seçiminde kullanılır.

Eğer gezgin kullanıcı anten seçiminin anlık SNR değerini arttıracığını hesaplırsa, baz istasyonuna kullanılacak anten bilgisi için iki bitlik geribesleme ve anten seçimi için de 1 bit kullanılır. Anten seçimi yapılırsa gezgin kullanıcıda elde edilecek işaret

$$\hat{s}_i = \sqrt{P} \max(|h_1|^2, |h_2|^2, |h_3|^2, |h_4|^2) s_i + n_i \quad i=1,2. \quad (4.54)$$

olarak bulunur. Çizelge 4.2’de Algoritma 4.2 kullanıldığında anten ve kod seçiminin kullanım yüzdeleri gösterilmiştir. Geribesleme bitinin genişletme seviyesi yükseldikçe kod seçimi gezgin kullanıcıdaki SNR değerini arttıracığından kullanım yüzdesi de yükselmektedir.

Çizelge 4.2 : Anten seçimi ve kod seçiminin dört verici anten için kullanım yüzdeleri

	Anten seçimi	Kod seçimi (EBSTBC)
Bir bit geribesleme ($k=1$)	%44.93	%55.07
İki bit genişletilmiş geribesleme ($k=2$)	%25.67	%74.33
Üç bit genişletilmiş geribesleme ($k=3$)	%21.30	%78.70

4.6 Nümerik Sonuçlar

Bu bölümde Bölüm 4.2-5’te açıklanan teknikler bilgisayar benzetimleri kullanılarak alternatif sistemlerle karşılaştırılacaktır.

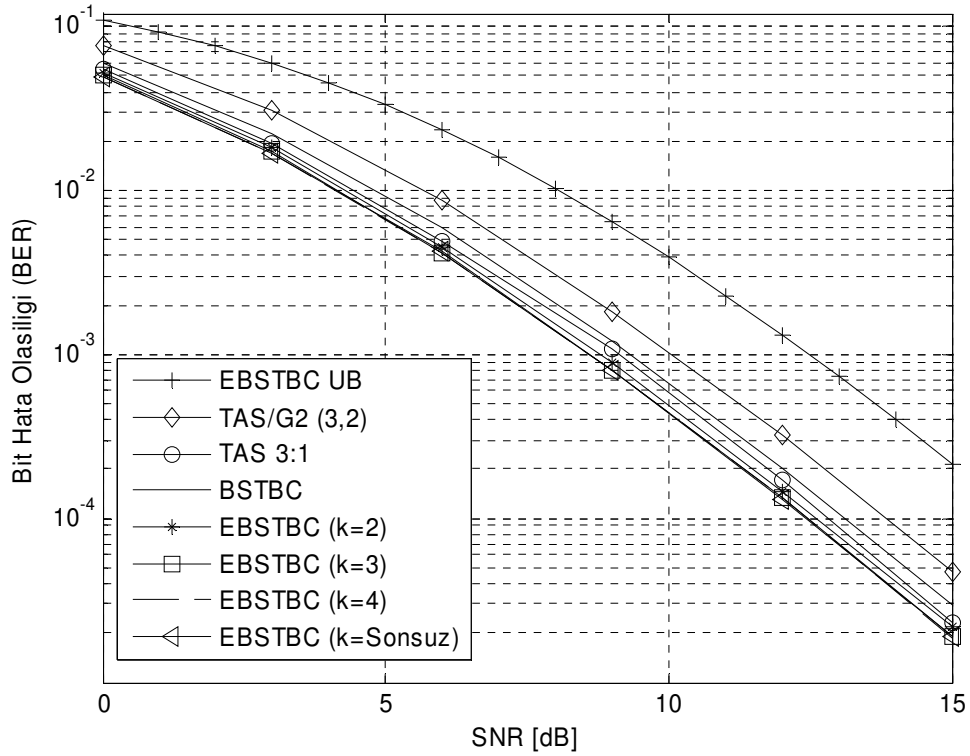
4.6.1 EBSTBC’nin başarımlı analizi

Bilgisayar benzetimleriyle EBSTBC’nin BER eğrileri QPSK modülasyonu kullanılarak çıkartılmıştır. Bir çerçevenin uzunluğu 128 simge süresi olarak seçilmiş, toplam iletilen güç ve bant genişliği sabitlenmiştir. Karşılaştırma amacıyla BSTBC, anten seçimli Alamouti’nin (TAS/G2 ($N:2$)) ve verici anten seçiminin (TAS $N:1$) BER eğrileri de Şekil 4.1-3’e eklenmişlerdir. Ayrıca Bölüm 4.2.3’te türetilen BER üst sınırı Şekil 4.1-2’ye eklenmiştir [30].

Şekil 4.1’de üç verici antenli sistem için EBSTBC’nin bir bitten dört bite kadar genişletilmiş geri besleme biti ve ideal geri besleme durumları BER eğrileri verilmiştir. Anten seçimli Alamouti (TAS/G2 (3:2)), BSTBC’den (BSTBC) BER’in 1×10^{-4} değeri için yaklaşık 0.74dB daha kötü başarımlı gösterir. Buna karşılık, verici anten seçimi (TAS 3:1), BSTBC’den yaklaşık 0.31dB daha iyi başarımlı gösterir. Bunun nedeni BSTBC’nin yeteri kadar kodlama kazancı sağlamamasıdır. Eğer geri besleme biti iki bit ile genişletilirse, EBSTBC (EBSTBC ($k=2$)) anten seçiminden yaklaşık 0.21dB daha iyi başarımlı gösterir. EBSTBC nin kod kümesi artırıldığından anten seçimini başarımlı olarak geçmiştir. Eğer üç bitlik genişletme yapılırsa (EBSTBC ($k=3$)) 0.13dB ekstra kodlama kazancı elde edilir. Geribesleme biti dört bit

ile genişletilirse (EBSTBC ($k=4$)) ideal geribeslemeye (EBSTBC ($k=\text{Sonsuz}$)) yakın bir başarımla gösterir. Beklenildiği gibi, geribesleme bitinin genişletme bit sayısı arttıkça elde edilebilecek kod sayısı artmakta ve EBSTBC'nin BER başarımları artmaktadır.

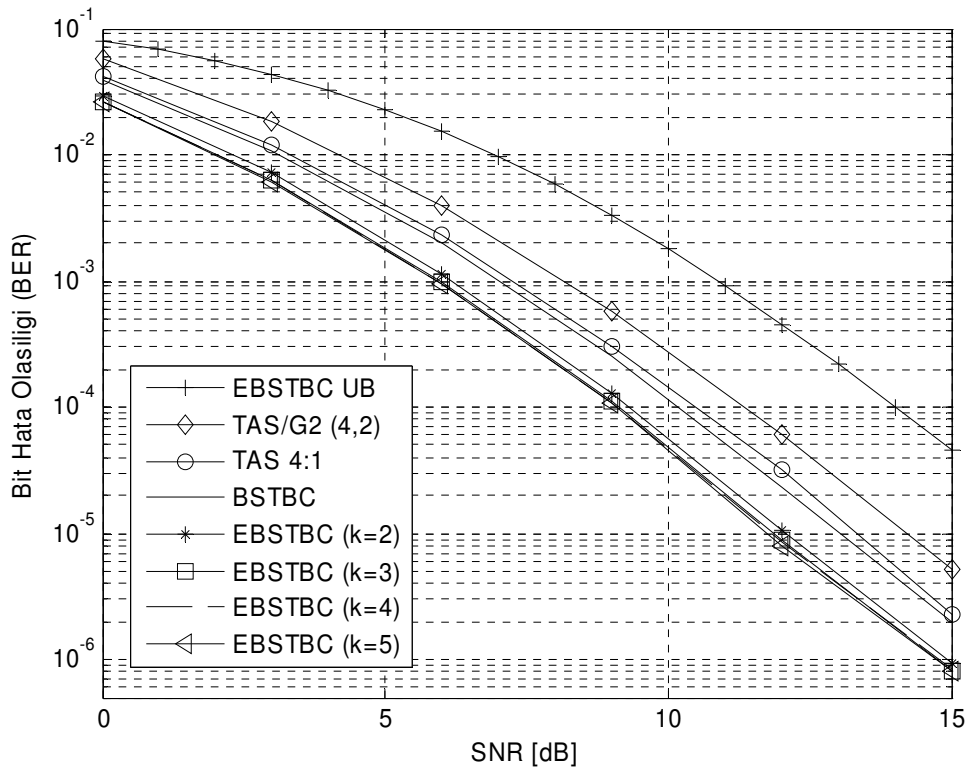
Şekil 4.2'de dört verici antenli sistem için EBSTBC'nin farklı sayılarda genişletilmiş geri besleme yapıldığında elde edilen BER eğrileri verilmiştir. Anten seçimli Alamouti (TAS/G2 (4:2)) ile verici anten seçimini (TAS 4:2) karşılaştırsak, anten seçimi BER'in 1×10^{-5} değeri için yaklaşık olarak 0.89dB'lik SNR kazancı sağlar. BSTBC (BSTBC), anten seçiminden yaklaşık 0.29dB daha iyi başarımla gösterir. Eğer geribesleme biti iki bit ile genişletilirse (EBSTBC ($k=2$)), BSTBC'ye göre ekstra 0.94dB kodlama kazancı sağlanır. Geribesleme üç bitle genişletilirse 0.23dB'lik ekstra kodlama kazancı elde edilir. Beklenildiği gibi elde edilecek kod sayısı arttıkça kodlama kazancı artmaktadır.



Şekil 4.1 : Üç verici antenli sistemin BER başarımları.

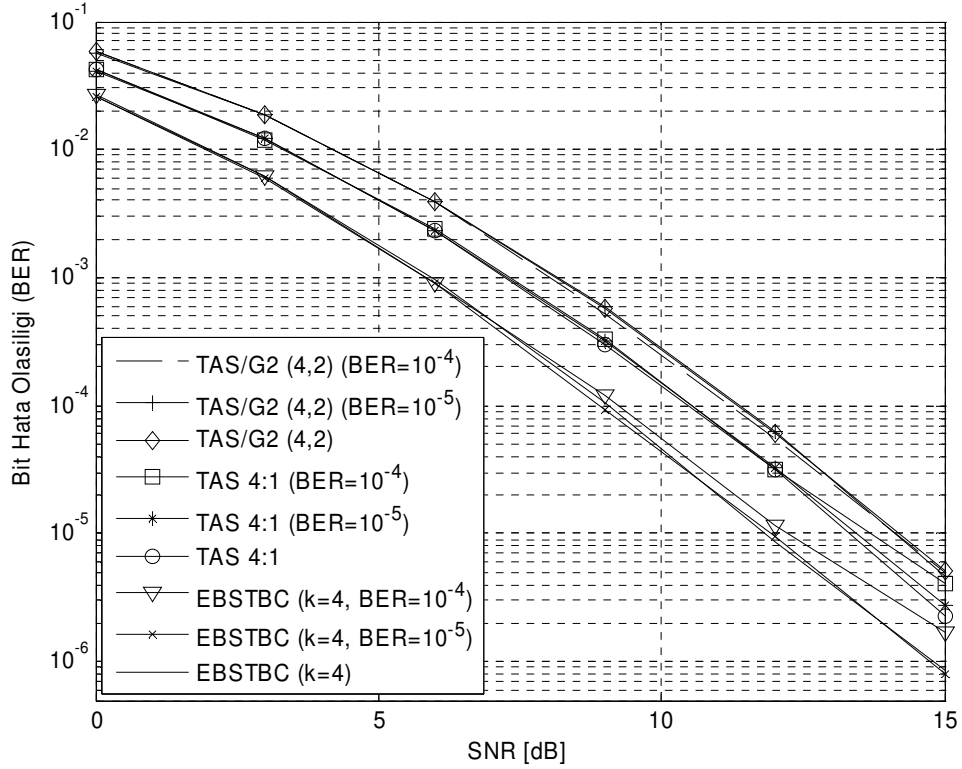
Şekil 4.3'te verilen eğrilerde, geri besleme biti dört bitle genişletilmiş EBSTBC'nin ve TAS teknikleri için geribeslemede hata olduğu durumdaki BER değerleri benzetimlerle gösterilmiştir. Geribesleme kanalı, hata olasılığı $P_b=10^{-4}$ veya $P_b=10^{-5}$ olan ikili simetrik kanal olarak modellenmiştir. Baz istasyonu geribesleme bitlerinden

karar verilen EBSTBC'yi veya kullanılacak verici anteni bilgisini pilot simgelerle mobil kullanıcıya iletir [85]. Geribesleme kanalının BER değeri $P_b=10^{-5}$ olduğunda, verici anten seçiminin (TAS 4:1) başarımı hatasız geribeslemeye göre 0.1dB daha kötüdür. Anten seçimli Alamouti (TAS/G2 (4:2)) ve geri besleme biti dört bitle genişletilmiş EBSTBC (EBSTBC ($k=4$)) yaklaşık olarak hatasız durumla aynı başarımı sağlamıştır. Geribesleme kanalının BER değeri $P_b=10^{-4}$ olduğunda, BER'in 1×10^{-5} değeri için, geri besleme bitinin dört bitle genişletilmiş EBSTBC (EBSTBC ($k=4$)), verici anten seçiminden (TAS 4:1) 1.44dB ve anten seçimli Alamouti'den (TAS 4:2) 1.96dB daha iyi başarımlar sağlar.



Şekil 4.2 : Dört verici antenli sistemin BER başarımı.

Bu bölümde, yapılan benzetimler göstermiştir ki geribesleme bitinin dört bitle genişletilmesiyle yaklaşık ideal geribesleme başarımı elde edilmektedir. EBSTBC, geribesleme kanalında hata yapıldığı durumda bile gezgin kullanıcıda anten seçim tekniklerinden ve BSTBC'den daha iyi SNR elde etmektedir. Sonuç olarak, EBSTBC MISO sistemlerde kodlama kazancını artırmakta oldukça kullanışlı bir araçtır [30].



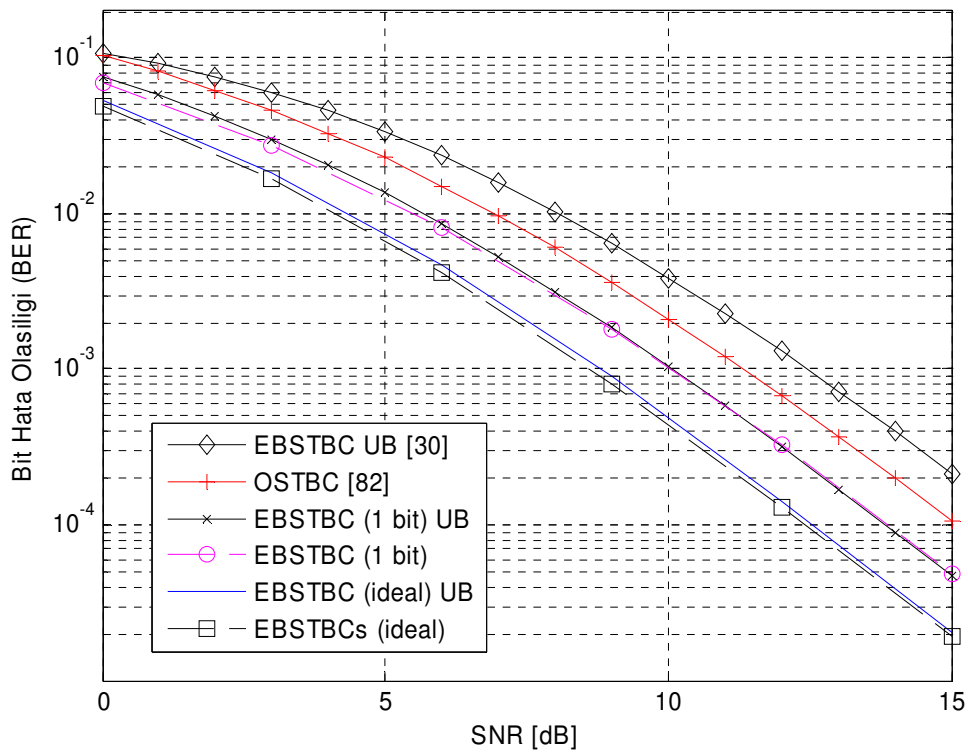
Şekil 4.3 : Geribesleme kanalında hata yapıldığında dört antenli durum için BER.

4.7 EBSTBC'nin Kodlama Kazancının Başarım Analizi

Şekil 4.4'te üç verici antenli sistem için baz istasyonuna EBSTBC'nin bir bitlik geribesleme ve ideal geribesleme yapıldığı durumlar için BER eğrileri verilmiştir [33]. Karşılaştırma amacıyla Eşitlik (4.21)'de çıkarılan üst sınır [30] ve OSTBC'nin tam BER başarımında [82] eklenmiştir. Benzetimde QPSK modülasyonu kullanılmıştır. OSTBC (OSTBC [82]) ile karşılaştırılırsa bir bit geribesleme yapılmış EBSTBC (EBSTBC (1 bit)) BER'in 1×10^{-3} değeri için yaklaşık olarak 1.2855dB kodlama kazancı sağlar. Bu değer Eşitlik (4.33)'de SNR alt sınırından hesaplanan kodlama kazancından sadece 0.0361dB fazladır. Eğer ideal geribesleme baz istasyonunda elde edilebiliyorsa, EBSTBC (EBSTBC (ideal)), OSTBC'ye (OSTBC [82]) göre yaklaşık olarak 2.5221dB fazladan kodlama kazancı sağlar. Bu değer Eşitlik (4.40)'da SNR alt sınırından hesaplanan kodlama kazancından sadece 0.0075dB fazladır. İdeal geribesleme yapılmış EBSTBC ile [30]'da çıkarılan üst sınır karşılaştırılırsa, BER'in 1×10^{-3} değeri için çıkarılan üst sınır ile ideal geribesleme yapılmış EBSTBC arasında yaklaşık olarak 3.8351dB fark oluşur. Bunun nedeni

kullanılan geribesleme bitlerini ve elde edilen kodlama kazancını dikkate almamasıdır.

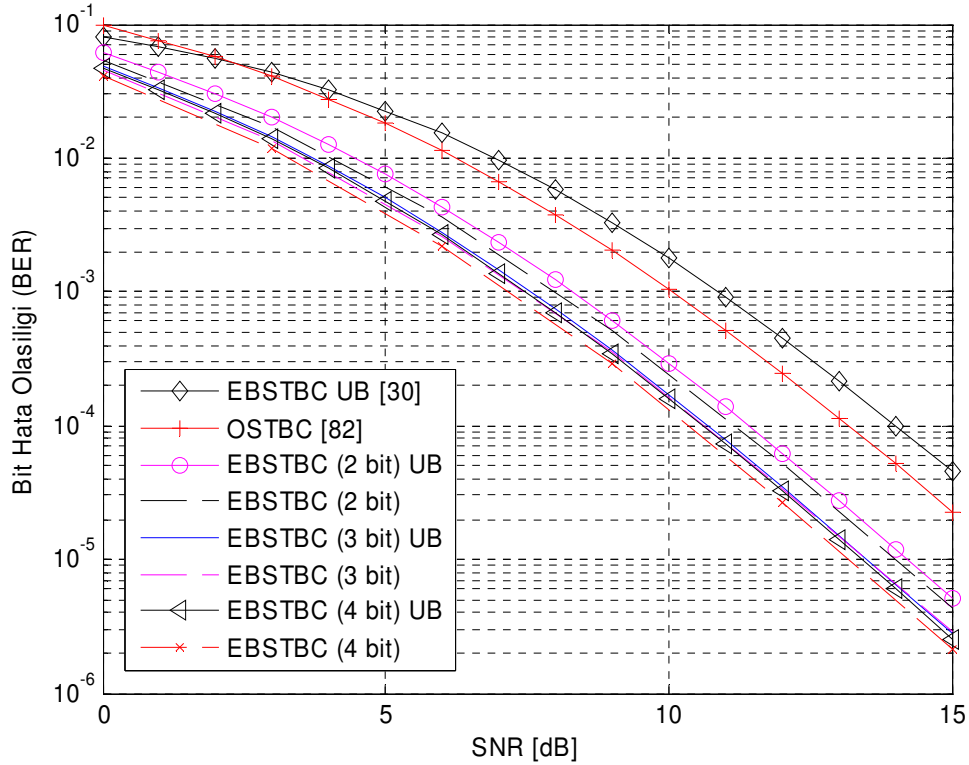
Şekil 4.5'te dört verici antenli sistem için baz istasyonuna iki bitlik, üç bitlik ve dört bitlik geribesleme yapıldığı durumlar için EBSTBC'nin BER eğrileri verilmiştir [33]. Karşılaştırma amacıyla Eşitlik (4.23)'te çıkarılan üst sınır [30] ve OSTBC'nin tam BER başarımı da [82] eklenmiştir. İki bit geribesleme yapılmış EBSTBC (EBSTBC (2 bit)), OSTBC'ye göre (OSTBC [82]) BER'in 1×10^{-4} değeri için yaklaşık olarak 2.01dB kodlama kazancı sağlar. Eğer 3 bit ve 4 bit geribesleme yapılırsa EBSTBC OSTBC'ye göre sırasıyla yaklaşık olarak 2.55dB ve 2.82dB kodlama kazancı sağlar. BER'in 1×10^{-4} değeri için Eşitlik (4.23)'de çıkarılan üst sınır ile 4 bit geribesleme yapılmış EBSTBC arasında yaklaşık olarak 3.6558dB fark oluşur. Bunun nedeni çıkarılan üst sınırın kodlama kazancı ve elde edilen geribesleme bitlerini dikkate almamasıdır.



Şekil 4.4 : Üç verici antenli sistemin BER başarımı.

Önerilen kodlama kazancı tekniğiyle geribeslemenin sağladığı kodlama kazancı analitik olarak gösterilmiş ve benzetimlerle doğrulanmıştır. Bulunan kodlama kazancı üst sınır ifadesine dahil edildiğinde elde edilen geribesleme bit sayısına göre değişen çok sıkı üst sınırlar elde edilmektedir. Kodlama kazancı hesaplama tekniği

ve BER hata başarımı analizi tam çeşitlemeye sahip CL-EOSTBC [70] ve PFB-EOSTBC [71] gibi her türlü OSTBC'ye herhangi bir sayıda anten ve geribesleme biti için uygulanabilir [33].



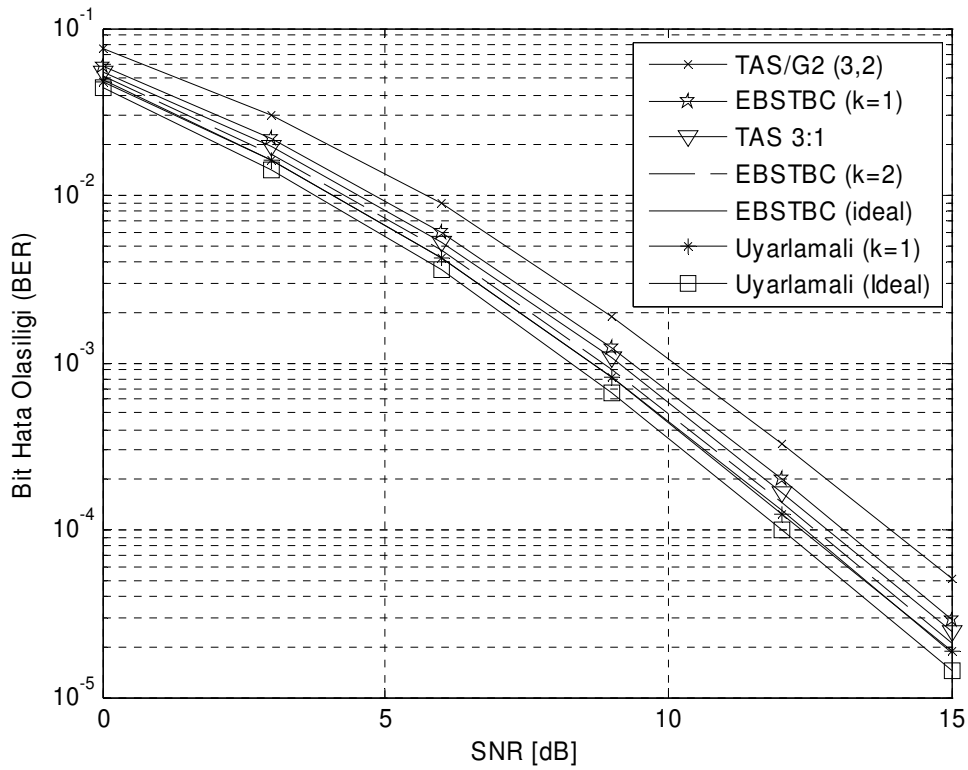
Şekil 4.5 : Dört verici antenli sistemin BER başarımı.

4.8 Uyarlamalı Kod ve Anten Seçiminin Başarım Analizi

Bilgisayar benzetimleriyle uyarlamalı kod ve anten seçiminin BER eğrileri QPSK modülasyonu kullanılarak çıkartılmıştır [34,116]. Karşılaştırmak amacıyla EBSTBC, verici anten seçimi ve anten seçimli Alamouti'nin BER eğrileri de Şekil 4.6-7'ye eklenmiştir.

Şekil 4.6'da baz istasyonunda üç verici anten bulunduğu ve geribeslemenin bir bit ile genişletildiği EBSTBC ile EBSTBC'de ideal geribesleme yapılan uyarlamalı kod ve anten seçimi için BER eğrileri verilmiştir. Anten seçimli Alamouti (TAS/G2 (3,2)), bir bit genişletilmiş EBSTBC'den (EBSTBC ($k=1$)) BER'in 1×10^{-4} değeri için yaklaşık 0.74dB daha kötü başarımlar gösterir. Buna karşılık, anten seçimi (TAS 3:1), bir bit genişletilmiş EBSTBC'den yaklaşık 0.31dB daha iyi başarımlar gösterir. Bunun nedeni bir bit genişletmenin yeteri kadar kodlama kazancı sağlamamasıdır. Eğer geri besleme biti iki bit ile genişletilirse EBSTBC (EBSTBC ($k=2$)), anten seçiminden

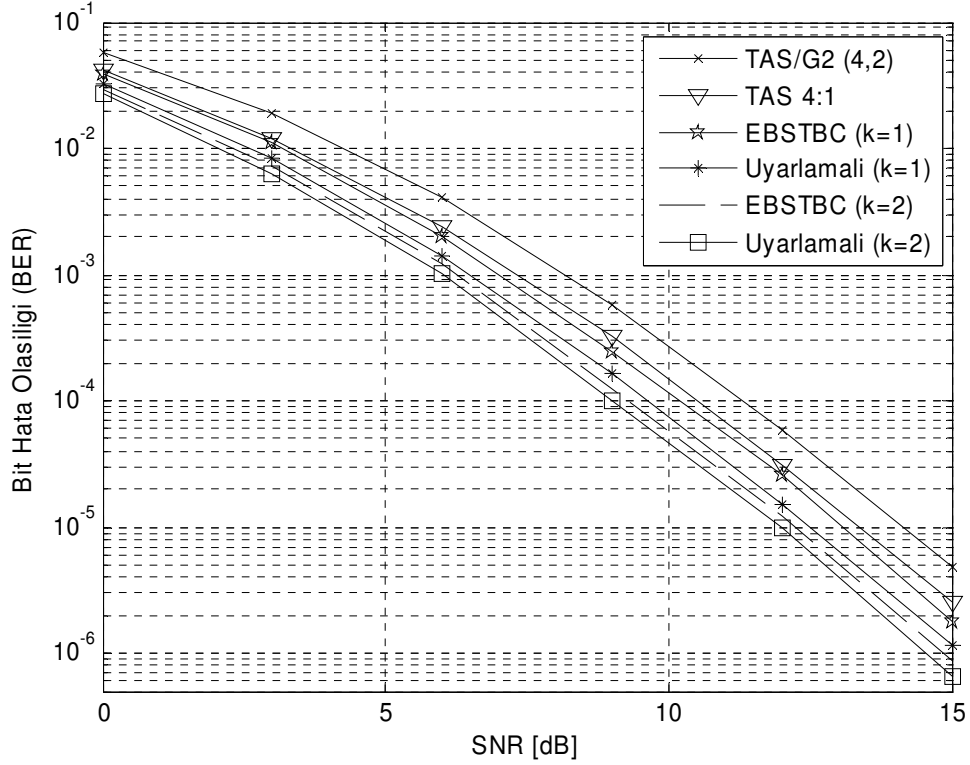
yaklaşık 0.21dB daha iyi başarımlar gösterir. Uyarlamalı kod ve anten seçimi eğer kod seçimi olarak bir bitle genişletilmiş EBSTBC kullanırsa (Uyarlamalı ($k=1$)), EBSTBC'nin ideal geribesleme (EBSTBC (ideal)) başarımlarını yakalamaktadır. Önerilen sistemle fazladan 1 bit geribesleme yapılarak EBSTBC'nin ideal başarımlarını yakalanmıştır. Eğer uyarlamalı kod ve anten seçimi ideal geribeslemeli EBSTBC kullanırsa (Uyarlamalı (ideal)), EBSTBC'nin ideal başarımlarından yaklaşık 0.39dB daha iyi başarımlar gösterir [34].



Şekil 4.6 : Üç verici antenli sistemin BER başarımları.

Şekil 4.7'de baz istasyonunda dört anten bulunduğu ve geribeslemenin bir bit genişletildiği EBSTBC ile iki bitle genişletildiği EBSTBC için uyarlamalı kod ve anten seçiminin BER eğrileri verilmiştir [34]. Anten seçimli Alamouti (TAS/G2 (4,2)) ile verici anten seçimini (TAS 4:1) karşılaştırsak, anten seçimi BER'in 1×10^{-5} değeri için yaklaşık 0.89dB daha iyi başarımlar gösterir. Buna karşılık bir bitle genişletilmiş EBSTBC (EBSTBC ($k=1$)), verici anten seçimine göre yaklaşık 0.29dB daha iyi başarımlar gösterir. Uyarlamalı kod ve anten seçiminde eğer bir bitle genişletilmiş EBSTBC kullanılırsa (Uyarlamalı ($k=1$)), EBSTBC 'ye göre yaklaşık 0.57dB daha iyi başarımlar gösterir. Eğer geribesleme biti iki bit ile genişletilirse (EBSTBC ($k=2$)), ekstra 0.25dB kodlama kazancı sağlanır. Uyarlamalı kod ve anten

seçiminde iki bitle genişletilmiş EBSTBC kullanılırsa (Uyarlamalı ($k=2$)), EBSTBC'nin iki bitle genişletilmiş başarımından yaklaşık 0.27dB daha iyi başarımlar gösterir.



Şekil 4.7 : Dört verici antenli sistemin BER başarımı.

Benzetimler göstermiştir ki, başarımı arttırmak için anlık SNR'a göre uyarlamalı kod ve anten seçimi, sadece kod seçimi ve sadece anten seçimine göre daha iyi bir başarımlar elde etmiştir. Üç verici anten için yapılan benzetimlerde, uyarlamalı kod ve anten seçiminde kullanılacak 4 bitlik geribesleme EBSTBC'nin ideal geribesleme başarımını yakalamıştır. Önerilen teknik anten seçim tekniklerinden ve EBSTBC'den daha iyi BER başarımı elde etmektedir [34,116].

4.9 Sonuç

Bu bölümde MISO kanallar için EBSTBC açıklanmıştır. Bu teknikle istenilen sayıda farklı kod üretilir ve kodlama kazancı artırılır. Ayrıca, önerilen EBSTBC için Bit Hata Oranı (Bit-Error Rate, BER) ve Simge Hata Oranı (Symbol-Error Rate SER) için üst sınırlar çıkarılacaktır. EBSTBC'nin kodlama kazancını, ortalama SNR'dan hesaplayan yeni bir yöntem açıklanmış ve geribesleme bit sayısına göre değişen sıkı

bir üst sınır ifadesi çıkarılmıştır. Bu sayede geribeslemenin ortalama SNR üzerindeki etkisi analitik olarak gösterilmiştir. Bunlara ek olarak, alıcıda anlık SNR değeri ölçülerek TAS ile EBSTBC'yi birleştiren karma bir yöntem anlatılmıştır. Bu yöntemde verici fazladan 1 bit geribesleme yaparak alıcıdaki SNR'ı eniyilemeye çalışır. Son olarak, önerilen tekniklerin başarımları bilgisayar benzetimleriyle alternatif sistemlerle karşılaştırılmış ve önerilen tekniklerin alternatif tekniklerden daha iyi olduğu gösterilmiştir.

5. DENGELİ UZAY-ZAMAN BLOK KODLAMANIN İŞBİRLİKLİ HABERLEŞMEYE UYGULANMASI

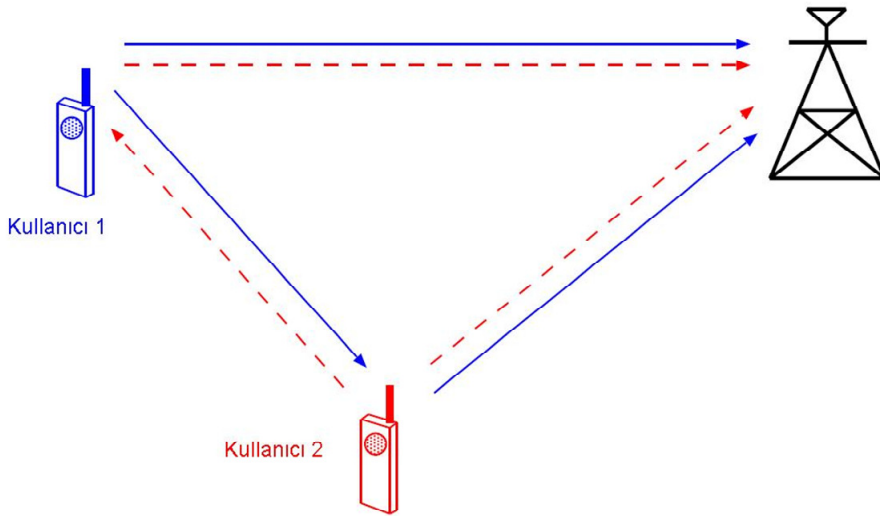
Tezin bu bölümünde işbirlikli haberleşme, işbirlikli haberleşmenin tarihsel gelişimi ve temel işbirlikli haberleşme teknikleri hakkında bilgiler özet olarak verilecektir. BSTBC'yi işbirlikli haberleşmeye uygulanarak elde edilen İşbirlikli Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (Cooperative Balanced Space-Time Block Coding, CBSTBC) açıklanacaktır [37-38]. Ayrıca, CBSTBC'nin en büyük problemi, kaynak-röle kanalının SNR değerinin yeterince yüksek olmadığı durumlarda, rölelerde hatalı kestirim yapılabilmesi ve hatalı kestirilen simgeler nedeniyle sistemin bit hata olasılığının hata katına (error floor) erişmesidir. Bu problemin çözümü için bu bölümde, kanal kazançlarına göre uyarlanabilir bir protokol olan karma röle ve kod seçme tekniği (Hybrid Relay and Code Selection Technique, HRCST) açıklanacaktır [39-40].

Bunlara ek olarak, EBSTBC'nin kodlama kazancı BSTBC'ye göre daha fazla olduğu tezin 4. bölümde açıklanmıştı. Bu nedenle EBSTBC işbirlikli haberleşmeye uygulanmış ve İşbirlikli Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Kodlama (Cooperative Extended Balanced Space-Time Block Coding, CEBSTBC) olarak adlandırılmıştır [30-32]. CEBSTBC'nin çiftsel hata olasılığı (Pairwise Error Probability, PEP) analizi ve tam çeşitlemeye sahip olduğu analitik olarak gösterilmiştir [30]. Ayrıca, dördüncü bölümde önerilen alıcıdaki SNR'ı maksimize eden uyarlamalı kod ve anten seçimi işbirlikli haberleşmeye uygulanmış ve hedef kullanıcıdaki SNR'ı maksimize eden uyarlamalı kod ve röle seçimi olarak adlandırılmıştır. Yeni teknik sadece röle seçiminden ve sadece kod seçiminden daha iyi başarımlar elde etmiştir.

Bunlara ilave olarak, bu bölümde açıklanan CBSTBC, HRCST, CEBSTBC ve hedef kullanıcıdaki SNR'ı maksimize eden uyarlamalı kod ve röle seçim tekniğinin başarımları bilgisayar benzetimleriyle elde edilmiş ve alternatif tekniklerle karşılaştırılmışlardır.

5.1 İşbirlikli Haberleşme

İşbirlikli haberleşmede kullanıcıların hizmet kalitesi (Ör. bit hata oranı, blok hata oranı veya hizmet kesilme olasılığı) işbirliği sayesinde artırılabilir. Şekil 5.1`de görüldüğü gibi, işbirlikli haberleşmede her kullanıcı kendi verisiyle beraber başka bir kullanıcının da verisini ilettiği simetrik bir yapı olabileceği gibi Şekil 5.2`de görüldüğü gibi bazı kullanıcıların röle gibi davrandığı işbirlikli yapılar literatürde bulunmaktadır. İşbirliğinde kodlama oranı ve iletilen güçte bir ödünleşim söz konusudur. Kullanıcı sayısının artması nedeniyle toplam harcanan gücün artması gerekirken çeşitlilik nedeniyle net harcanan güç sabit hata oranı için azalmaktadır. Aynı durum kodlama oranında da söz konusudur. Her kullanıcı diğer kullanıcının bitlerinin bir kısmını veya tamamını ilettiğinden sistemin iletim hızında düşme görüldüğü söylenebilir. Fakat işbirliğinden dolayı kullanıcıların spektral verimliliği de artmaktadır. Buradaki önemli soru işbirliğinin maliyetinin karşılanıp karşılanmadığıdır. Buna ek olarak kullanılan sistem kaynaklarının (band genişliği ve iletim gücü) ayrımı da sistemin performansına direkt olarak etki etmektedir [59].

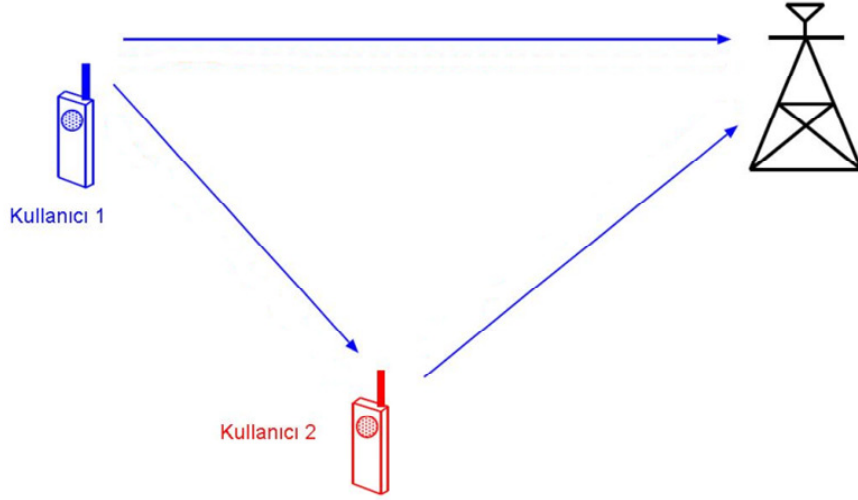


Şekil 5.1 : Simetrik işbirlikli haberleşme yapısı.

5.1.1 İşbirlikli haberleşmenin tarihsel gelişimi

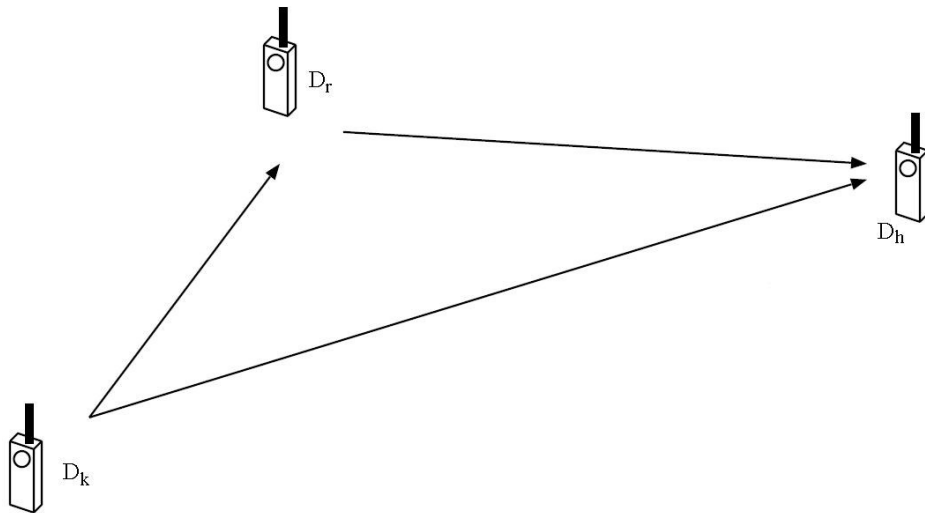
Röle kanalları van der Meulen [86] tarafından önerilmiştir. Röle kanalı Şekil 5.3`te görüldüğü gibi 3 terminal düğünden oluşur: Kaynak düğümü D_k , hedef düğüm D_h , ve röle düğümü D_r . Röle düğümü kaynak düğümü tarafından gönderilen orijinal sinyali alır ve hedef düğümüne doğru iletimin güvenilirliğini arttıracak şekilde iletir. Hedef düğüm ise röle ve kaynaktan aldığı sinyalleri bindirerek orijinal mesaj

bilgisine ulaşır. Cover ve El Gamal [87] röle kanallarının kapasitesini incelemişlerdir. Belli koşullar altında kapasite ifadesini çıkarmışlar ve elde edilebilecek bilgi oranları için alt ve üst sınırlar belirlemişlerdir.



Şekil 5.2 : Röleli işbirlikli haberleşme yapısı.

Çalışmada bütün düğümler aynı bantta çalışmaktadır. Kaynaktan bakıldığında sistem yayınlama kanalı, hedef düğümden bakıldığında ise çoklu erişim kanalı şeklinde görülebilir [59]. Kablosuz ağlardaki teknolojik gelişmeler röle sistemlerine olan ilgiyi artırmıştır. Fakat, işbirlikli haberleşme çeşitli açılardan röle kanalından farklıdır. En temel fark, röle kanalları ana kanala yardım için kullanılırken işbirlikli haberleşmede toplam sistem kaynakları sabitlenmiş ve kullanıcılar hem kaynak hem de röle gibi davranabilirler.



Şekil 5.3 : Röle sisteminin yapısı.

5.2 Temel İşbirlikli Haberleşme Teknikleri

Literatürde sıklıkla karşılaşılan dört ana işbirliği metodu aşağıda kısaca açıklanmıştır.

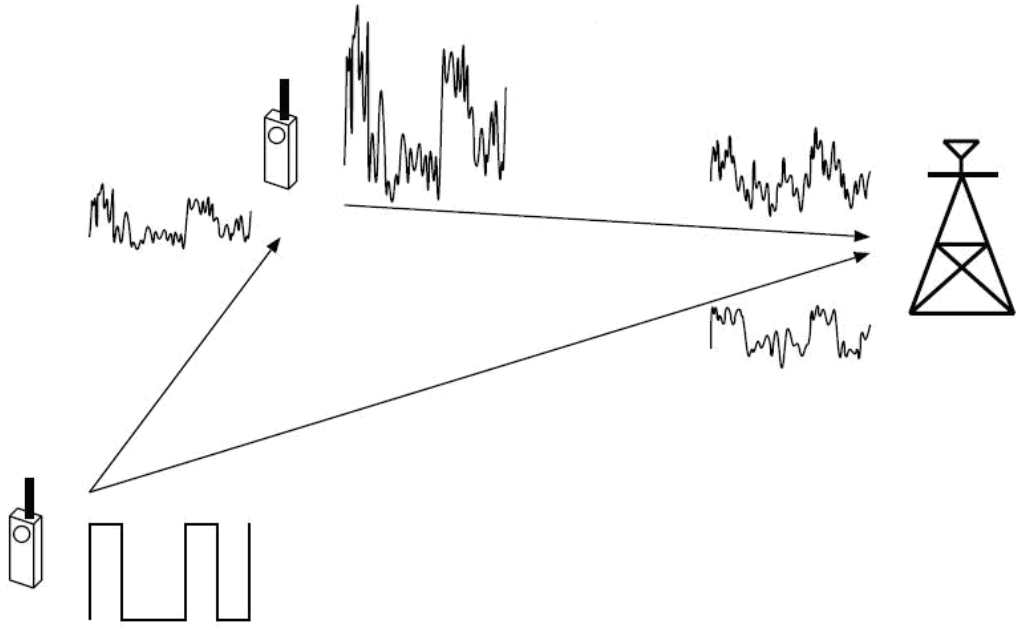
5.2.1 Yükselt ve aktar

Yükselt ve Aktar (Amplify And Forward, AAF) metodu ilk olarak [11,56]'da önerilmiştir. En kolay işbirlikli haberleşme metodudur. Genellikle rölelerin sınırlı güç tüketimi yapması ve mesajların kodlama ve kod çözmede meydana gelen gecikmenin azaltılması için AAF metodu kullanılır.

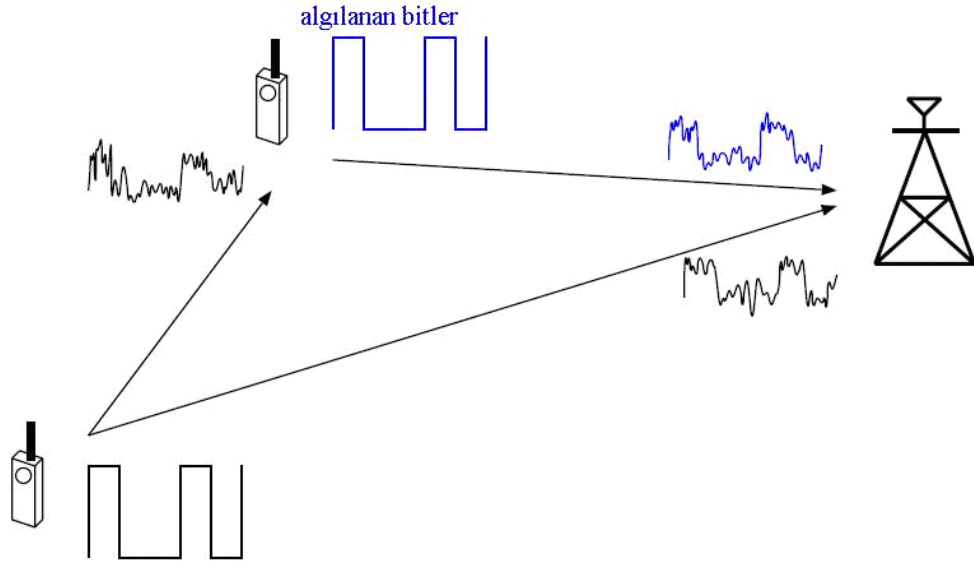
AAF'da kullanılan yöntem, kullanıcının ortağı tarafından alınan sinyal zayıflamış olduğundan, tekrar iletilmeden önce yükseltilmesine dayanmaktadır. Sinyalin yükseltilmesi sırasında gürültünün de yükseltilmesi bu yöntemin zayıf tarafını oluşturur. Şekil 5.4'te görüldüğü gibi gürültülü bir şekilde iletim yapılmış olsa bile, iki bağımsız sönmülemeye uğramış sinyalin kullanılması, iletilen bitlere karar verirken doğrudan iletme göre daha doğru sonuç vermektedir. Analog sinyallerle çalışmak teknolojik olarak bazı dezavantajlar getirse bile sistemin basit yapısı, rölelerin daha ucuz ve karmaşık olmayan yapıya sahip olması nedeniyle sıklıkla tercih edilir.

5.2.2 Algıla ve aktar

Şekil 5.5'de görüldüğü gibi Algıla ve Aktar (Decode And Forward, DF) metodunda kullanıcı ortağının bitlerini algılar ve kestirdiği bitleri tekrar iletir. Bu metoda örnek [12-13,88] 'de bulunabilir. Bu çalışmalarda DF işbirlikli haberleşmesinin teorik analizi yapılmış ve basit bir CDMA uygulaması gösterilmiştir. Bu haberleşme sisteminin dezavantajı kullanıcının ortağının hatalı kestirim yapması ve baz istasyonda hatalı kestirime yol açabilmesidir. Buna ek olarak, baz istasyonlarının maksimum olabilirlikli algılama için kullanıcılararası kanalın hata olasılığını bilmesi gerekmektedir. Ortağın hatalı iletimini önlemek için [11,56]'da karma Algıla ve Aktar metodu önerilmiştir. Sönmülemeli kanalda anlık SNR'nın yüksek olduğu anlarda ortağın verisi algılanır ve iletilir, anlık SNR'ın düşük olduğu anlarda ise kullanıcılar işbirliksiz moda dönerler. Bu sayede daha iyi performans sağlanır.



Şekil 5.4 : Yükselt ve aktar işbirlikli haberleşme sistemi.



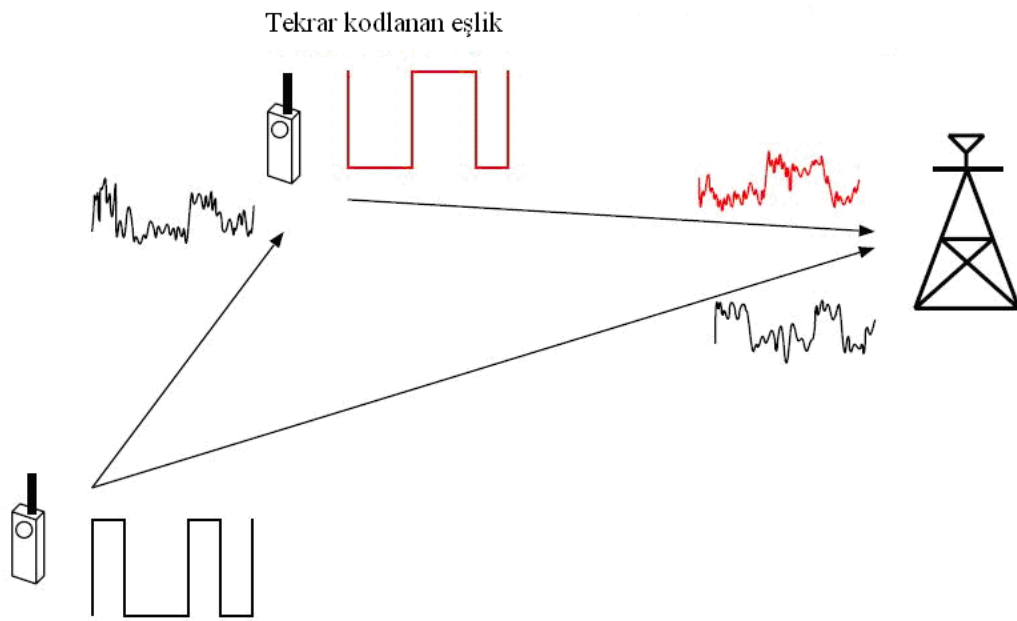
Şekil 5.5 : Algıla ve aktar işbirlikli haberleşme sistemi.

5.2.3 Kodlamalı işbirliği

Kodlamalı işbirliği, kanal kodlaması ile işbirliğinin tümleşigi olarak düşünülebilir [89-93]. Şekil 5.1'de görüldüğü gibi kodlamalı işbirliğinde her kullanıcının kod sözcüğünün belli bir orandaki kısmı iki bağımsız sonümlmeli yoldan iletilir. Buradaki temel felsefe ortağın verisine artıklık (redundancy) eklemektir. Bunun mümkün olmadığı durumlarda kullanıcılar işbiriksiz iletim yaparlar. Kullanıcılar

arasında geri besleme yapılmasına gerek yoktur. Kod tasarımıyla otomatik olarak işbirliği yapılabilir.

Kullanıcıların veri uzunluğu E bit olsun. Kullanıcılar verilerini kodladıktan sonra çevrimsel artık kodlaması (Cyclic Redundancy Check, CRC) yardımıyla ikiye ayırırlar ($E=E_1+E_2$). Daha zayıf kodla E_2 bit silinir ve E_1 bit elde edilir. İlk zaman aralığında her kullanıcı kendi E_1 bitini iletir. Her kullanıcı, ortağının iletmediği bitleri çözmeye çalışır. Eğer bitler doğru olarak çözülürse ortağın E_2 biti iletilir. Çözülmediği durumda kendi E_2 bitini iletir. Şekil 5.6'da kodlamalı işbirliğinin alt yapısı gösterilmiştir.



Şekil 5.6 : Kodlamalı işbirliği haberleşme sistemi.

5.2.4 Sıkıştır ve aktar

Literatürde sıkıştır ve aktar (compress and forward) algoritmasına, kestir ve aktar [87], gözle ve aktar [56] veya kuantala ve aktar [94] isimleri verilmiştir. King [95], van der Meulen'e [86] dayanarak yeni bir yaklaşım getirmiştir. Burada röle, iletilecek kanal verisinin kuantalanmış ve sıkıştırılmış şeklini iletir. Hedef düğüm, orijinal veriyi ve röle tarafından iletileni çözer ve ikisini birleştirir. Farklı veriler arasındaki istatistiksel bağımlılıktan yararlanır. Röleler, Wyner-Ziv kaynak kodlamasını kullanarak hedefte yan bilgi olarak yararlanırlar [96].

Sıkıştır ve aktar tekniği, King [95] tarafından çoklu erişim kanallarında geliştirilmiş geribesleme (Multiple Access Channels Generalized Feedback,

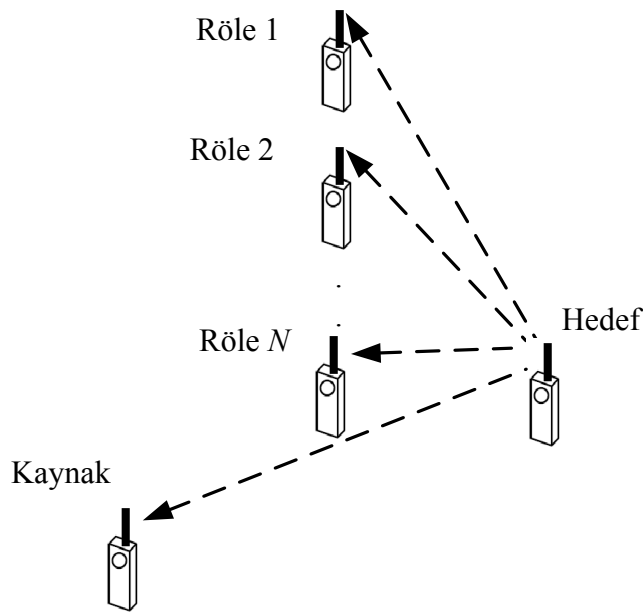
MAC-GF) için, ve Schein ve Gallager [97-98] tarafından paralel röle ağları için geliştirilmiştir. [87]'de algıla ve aktar ile sıkıştır ve aktar tekniklerinin bileşimi önerilmiştir.

5.2.5 Seçmeli aktarma

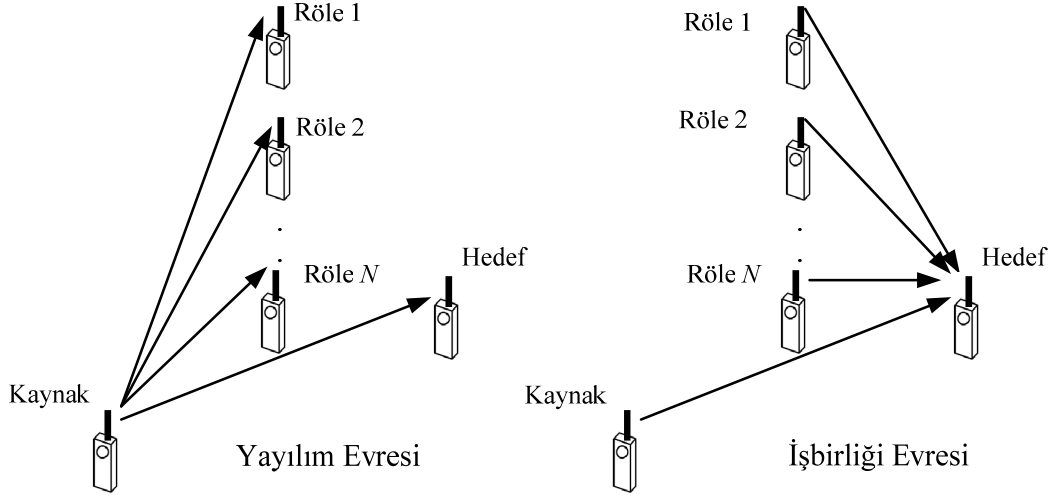
Bu teknikte röleler sadece doğru olarak kod çözdükleri mesajları iletirler. Literatürde seçmeli aktarma (selective relaying) olarak adlandırılan bu yöntemde rölelerin hataları tesbit edebilmesi amacıyla çevrimsel artık kodlaması (Cyclic Redundancy Check, CRC) gibi fazladan bilgiler iletilen veriye eklenir [118].

5.3 İşbirlikli Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama

İşbirlikli Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (CBSTBC) ise BSTBC'nin işbirlikli haberleşmeye uygulanmasıyla elde edilir [37-38]. Başlangıç evresinde hedef rölelere ve kaynağa kullanılacak kod geribesleme kanalıyla bildirilir. Burada seçilen iletim matrisi bir çerçeve boyunca sabit kalır. Birinci evrede kaynak s_1 ve s_2 simgelerini hem hedefe hem de rölelere iletir. İletilen semboller röleler tarafından çözülür. İkinci evrede ise kaynak ve röleler iletim matrisine uygun olarak verileri hedefe iletirler. Hedef ise bütün zaman aralıklarında gelen sinyallere lineer işlemler uygulayarak s_1 ve s_2 simgelerini kestirir. Şekil 5.7-8'de CBSTBC'nin evreleri gösterilmiştir.



Şekil 5.7 : CBSTBC'nin başlangıç evresi.



Şekil 5.8 : CBSTBC'nin yayılım ve işbirliği evreleri.

5.3.1 Kaynak ve iki rölenin bulunduğu sistem

5.3.1.1 Bir bitlik geribesleme

Kaynak birinci ve ikinci zaman aralıklarında sırasıyla s_1 ve s_2 'yi hedefe ve rölelere iletir. Birinci ve ikinci zaman aralıklarında alınan sinyaller

$$\begin{aligned} r_{ri,j} &= \sqrt{P_1} h_{sri} s_j + \eta_{ri,j} \\ r_{D,j} &= \sqrt{P_1} h_{sd} s_j + \eta_{d,j} \quad i=1,2 \quad \& \quad j=1,2. \end{aligned} \quad (5.1)$$

olarak elde edilir. Burada $r_{ri,j}$, i . rölenin j . zaman aralığında aldığı sinyali, $r_{D,j}$, hedefin j . zaman aralığında aldığı sinyali, h_{sri} kaynak ve i . röle arasındaki düz sönümlemeli kanal katsayısını, $\eta_{ri,j}$, i . rölenin j . zaman aralığındaki aldığı toplamsal Gauss gürültüsünü, $\eta_{d,j}$, hedefin j . zaman aralığındaki aldığı toplamsal Gauss gürültüsünü, P_1 kaynak tarafından harcanan iletim gücünü, h_{sd} ise kaynak ve hedef arasındaki düz sönümleme katsayısını göstermektedir. Yol kazançları dairesel kompleks Gauss rastgele değişkendir ve birbirlerinden istatistiksel olarak bağımsızdırlar. Kanal modeli yarı-durağan kabul edildiğinden bir çerçeve boyunca sabit kabul edilmiştir. Buna karşılık kanal katsayıları bir çerçeveden diğerine istatistiksel bağımsız değişiyor.

Röleler kaynak tarafından iletilen s_1 ve s_2 simgelerini çözerler ve kestirilen simgeler

$$\hat{s}_{j,Ri} = h_{sri}^* r_{ri,j} = \sqrt{P_1} |h_{sri}|^2 s_j + h_{sri}^* \eta_{sri,j} \quad i=1,2 \quad \& \quad j=1,2. \quad (5.2)$$

olarak verilebilir. Burada $\hat{s}_{j,Ri}$, i . rölenin j . simgeyi kestirimidir. Kaynak ve iki röle tam hızlı BSTBC çiftini aşağıdaki iletim matrisini kullanarak üçüncü ve dördüncü zaman aralığında iletirler:

$$C_1 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_2 \\ -s_2^* & s_1^* & as_1^* \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

burada $a=\pm 1$ 'dir. Hedefin üçüncü ve dördüncü zaman aralıklarında aldığı sinyaller sırasıyla aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$\begin{aligned} r_{D,3} &= \sqrt{\frac{P_2}{3}} \left[h_{sd}s_1 + h_{r1d}\bar{s}_{2,R1} + ah_{r2d}\bar{s}_{2,R2} \right] + \eta_{d,3} \\ r_{D,4} &= \sqrt{\frac{P_2}{3}} \left[-h_{sd}s_2^* + h_{r1d}\bar{s}_{1,R1}^* + ah_{r2d}\bar{s}_{1,R2}^* \right] + \eta_{d,4} \end{aligned} \quad (6.4)$$

Burada P_2 kaynak ve röleler tarafından harcanan iletim gücünü, h_{rid} i . röle ile hedef arasındaki düz sönümleme katsayısını, $\bar{s}_{j,Ri}$ i . röle tarafından karar verilen j . simgeyi gösterir. $\frac{1}{\sqrt{3}}$ çarpanı ise her zaman aralığında sabit güç iletimini sağlar. Hedef s_1 ve s_2 'yi kaynaktan birinci ve ikinci zaman aralığında gelen direkt iletimi de katarak lineer işleme ile aşağıdaki şekilde kestirir.

$$\begin{aligned} \hat{s}_{1,D} &= h_{sd}^* r_{D,3} + (h_{r1d} + ah_{r2d}) r_{D,4}^* + h_{sd}^* r_{D,1} \\ \hat{s}_{2,D} &= (h_{r1d} + ah_{r2d})^* r_{D,3} - h_{sd}^* r_{D,4}^* + h_{sd}^* r_{D,2} \end{aligned} \quad (5.5)$$

$r_{D,1}$, $r_{D,2}$, $r_{D,3}$ ve $r_{D,4}$ Eşitlik (5.5)'te yerlerine yazılırsa

$$\begin{aligned} \hat{s}_{1,D} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left[(\sqrt{3P_1} + \sqrt{P_2}) |h_{sd}|^2 s_1 + \sqrt{P_2} |h_{r1d}|^2 \bar{s}_{1,R1} + \sqrt{P_2} |h_{r2d}|^2 \bar{s}_{1,R2} + \dots \right. \\ &\quad a^* \sqrt{P_2} h_{r1d} h_{r2d}^* \bar{s}_{1,R2} + a \sqrt{P_2} h_{sd}^* h_{r2d} (\bar{s}_{2,R2} - s_2) + \dots \\ &\quad \left. a \sqrt{P_2} h_{r1d}^* h_{r2d} \bar{s}_{1,R1} + \sqrt{P_2} h_{sd}^* h_{r1d} (\bar{s}_{2,R1} - s_2) \right] + \hat{\eta}_1 \\ \hat{s}_{2,D} &= \frac{1}{\sqrt{3}} \left[(\sqrt{3P_1} + \sqrt{P_2}) |h_{sd}|^2 s_2 + \sqrt{P_2} |h_{r1d}|^2 \bar{s}_{2,R1} + \sqrt{P_2} |h_{r2d}|^2 \bar{s}_{2,R2} + \dots \right. \\ &\quad a \sqrt{P_2} h_{r1d}^* h_{r2d} \bar{s}_{2,R2} + a \sqrt{P_2} h_{sd} h_{r2d}^* (s_1 - \bar{s}_{1,R2}) + \dots \\ &\quad \left. a^* \sqrt{P_2} h_{r1d} h_{r2d}^* \bar{s}_{2,R1} + \sqrt{P_2} h_{sd} h_{r1d}^* (s_1 - \bar{s}_{1,R1}) \right] + \hat{\eta}_2 \end{aligned} \quad (5.6)$$

olarak elde edilirler. Burada $\hat{\eta}_1 = h_{sd}^* \eta_{d,3} + (h_{r1d} + ah_{r2d}) \eta_{d,4}^* + h_{sd}^* \eta_{d,1}$ ve $\hat{\eta}_2 = -h_{sd}^* \eta_{d,4} + (h_{r1d}^* + a^* h_{r2d}^*) \eta_{d,3} + h_{sd}^* \eta_{d,2}$ 'ye eşittir.

Hedef “a” parametresini 1 bitlik geri beslemeyle ayarlayarak $\hat{s}_{1,D}$ ve $\hat{s}_{2,D}$ 'nin kestirimini en iyi hale getirmeye çalışır. İdeal durumda hedef röle 1 ve röle 2'nin sembolleri doğru çözüp çözmediklerini CRC gibi ileri hata düzeltme algoritmalarıyla anlar. Pratik telsiz uygulamalarında kaynak-röle kanalı yeterli SNR'ı sağlıyorsa, hedef rölelerin sembolleri doğru olarak kestirdiklerini kabul eder ($\bar{s}_{1,R1} = \bar{s}_{1,R2} = s_1$ ve $\bar{s}_{2,R1} = \bar{s}_{2,R2} = s_2$). Ayrıca, iki zaman aralığında iletilen toplam güç birbirine eşittir ($P_1 = P_2 = P$). Bu durumda hedefte kestirilen semboller aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$\begin{aligned} \hat{s}_{1,D} &= \frac{\sqrt{P}}{\sqrt{3}} \left[\left((1+\sqrt{3}) |h_{sd}|^2 + |h_{r1d}|^2 + |h_{r2d}|^2 + 2 \operatorname{Re}\{ah_{r1d}^* h_{r2d}\} \right) s_1 \right] + \hat{\eta}_1 \\ \hat{s}_{2,D} &= \frac{\sqrt{P}}{\sqrt{3}} \left[\left((1+\sqrt{3}) |h_{sd}|^2 + |h_{r1d}|^2 + |h_{r2d}|^2 + 2 \operatorname{Re}\{ah_{r1d}^* h_{r2d}\} \right) s_2 \right] + \hat{\eta}_2 \end{aligned} \quad (5.7)$$

Eğer $\operatorname{Re}\{h_{r1d}^* h_{r2d}\}$ değeri pozitifse hedef $a=1$ olarak seçer, $\operatorname{Re}\{h_{r1d}^* h_{r2d}\}$ değeri negatifse hedef $a=-1$ olarak seçer. Eşitlik (5.7)'deki $\operatorname{Re}\{h_{r1d}^* h_{r2d}\}$ parametresinin katkısı her zaman pozitif olacağından kazanç, bütün yolların kazançlarının büyüklüklerinin kareleri toplamından fazla olacaktır ($|h_{sd}|^2 + |h_{r1d}|^2 + |h_{r2d}|^2$). Kaynaktan birinci ve ikinci zaman aralığında iletilen sinyali hedefte kestirime eklediğimiz için kaynak-hedef yolundan gelen çeşitleme kazancı BSTBC'den $(1+\sqrt{3})$ kat daha fazladır ve işbirliği kazancı olarak adlandırılır [37-38]. 4. bölümde açıklandığı gibi $2 \operatorname{Re}\{ah_{r1d}^* h_{r2d}\}$ parametresi de kodlama kazancı olarak adlandırılır [30].

5.3.1.2 İki bitlik geribesleme

Eğer iki bit geri besleme hedeften kaynak ve rölelere iletilirse, C_1 iletim matrisinin yanında C_2 matrisi de kullanılabilir.

$$C_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_1 \\ -s_2^* & s_1^* & -as_2^* \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Hedef, geri besleme bitinin bir tanesini iletim matrisinin seçiminde kullanır. Eğer $\left| \text{Re}\{h_{r1d}^* h_{r2d}\} \right| > \left| \text{Re}\{h_{sd}^* h_{r2d}\} \right|$ ise hedef C_1 iletim matrisini, diğer durumda ise C_2 'yi seçer. Diğer geribesleme biti ise a parametresinin +1 veya -1 olarak seçiminde kullanılır. İki bitlik geribesleme her zaman bir bitlik geribeslemeye göre daha iyi başarımlar sağlar.

5.3.1.3 Üç bitlik geribesleme

Üç bitlik geribesleme kullanılması durumunda yeni bir tam hızlı iletim matrisi kullanılabilir.

$$C_3 = \begin{bmatrix} s_1 & as_1 & s_2 \\ -s_2^* & -as_2^* & s_1^* \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Hedef dengeli kod C_j , $j=1,2,3$ 'ü ve maksimum çarpım değeri verecek “ a ” değerini seçer. Hedef 6 farklı kodun seçimi için 3 bitlik geribeslemeye ihtiyaç duyar. Üç bitlik geribesleme bir ve iki bitlik geribeslemeye göre daha iyi başarımlar gösterir.

5.3.2 Kaynak ve üç rölenin bulunduğu sistem

5.3.2.1 İki bitlik geribesleme

Üç röle bulunduğu durumda en az iki bitlik geribeslemeye ihtiyaç duymaktadır. Kaynak ve röleler üçüncü ve dördüncü zaman aralıklarında aşağıdaki CBSTBC iletim matrisini kullanabilir.

$$C_1 = \begin{bmatrix} s_1 & as_1 & s_2 & bs_1 \\ -s_2^* & -as_2^* & s_1^* & -bs_2^* \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

Buradaki iki bitlik geribesleme $a=\pm 1$ ve $b=\pm 1$ 'in seçiminde kullanılır.

5.3.2.2 Üç ve daha fazla bitlik geribesleme

Eğer geribesleme bit sayısı ikiden fazla olursa her fazla bit için çeşitlemeyi artıracak yeni bir iletim matrisi oluşturulabilir.

$$C_1 = \begin{bmatrix} s_1 & as_1 & s_2 & bs_1 \\ -s_2^* & -as_2^* & s_1^* & -bs_2^* \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Üç bitlik geribeslemede 2 bit, a ve b parametrelerinin seçiminde, bir bit ise C_1 ve C_2 iletim matrisinin seçiminde kullanılır.

$$C_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_2 & bs_2 \\ -s_2^* & s_1^* & as_1^* & bs_1^* \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

Dört bitlik geribeslemede ise 4 iletim matrisinden çarpım terimini en büyük yapacak (kodlama kazancını enbüyükleyecek) olan seçilir. Beş bitlik geribesleme ile oluşturulabilecek 28 farklı kodlamadan kodlama kazancını enbüyükleyecek kod seçilir.

5.3.3 Kaynak ve çok sayıda röleli sistem

5.3.3.1 Kaynak ve beş röleli sistem

Eğer bir kaynak ve beş röle kablosuz ağda bulunursa, hedef en az dört bitlik geribeslemeye ihtiyaç duyar. Kablosuz ağdaki röle sayısı arttıkça tam çeşitlemeyi sağlamak için gerekli geribesleme sayısı da artacaktır. [100]'de önerilen teknikte tam çeşitleme daha az geribesleme bitiyle gerçekleşmiştir. Burada her röle çifti bir bitlik geribesleme ile kontrol edilir. Bu nedenle dört bit geribesleme yerine iki bitlik geribesleme kullanılarak kaynak ve röleler aşağıdaki iletim matrisini işbirliği evresinde kullanabilirler [37].

$$C_1 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_1 & as_2 & bs_1 & bs_2 \\ -s_2^* & s_1^* & -as_2^* & as_1^* & -bs_2^* & bs_1^* \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Eğer üç bit geribesleme elde edilebilirse kaynak ve röleler aşağıdaki iletim matrisini işbirliği evresinde iletebilirler.

$$C_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_1 & bs_2 & cs_1 & cs_2 \\ -s_2^* & s_1^* & -as_2^* & bs_1^* & -cs_2^* & cs_1^* \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Burada $a, b, c = \pm 1$ 'dir. Eğer dört bit geribesleme kullanılırsa aşağıdaki iletim matrisi kullanılabilir.

$$C_3 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_1 & bs_2 & cs_1 & ds_2 \\ -s_2^* & s_1^* & -as_2^* & bs_1^* & -cs_2^* & ds_1^* \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Burada $a, b, c, d = \pm 1$ 'dir.

5.3.3.2 Kaynak ve yedi röleli sistem

Röle sayısı yedi olduğunda hedef gerekli kodun seçimi için üç bit geribeslemeye ihtiyaç duyar [100]. Bu durumda kaynak ve röleler aşağıdaki iletim matrisini kullanabilirler.

$$C_1 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_1 & as_2 & bs_1 & bs_2 & cs_1 & cs_2 \\ -s_2^* & s_1^* & -as_2^* & as_1^* & -bs_2^* & bs_1^* & -cs_2^* & cs_1^* \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Üç bitlik geribesleme tam çeşitlemeyi sağlasa bile elde edilen kodlama kazancı çok düşüktür. Bu nedenle 6 bitle sağlanacak kodlama kazancının başarımı daha fazladır [37]. Eğer hedef 6 bit geribesleme kullanırsa aşağıdaki iletim matrisini işbirliği evresinde kullanabilir.

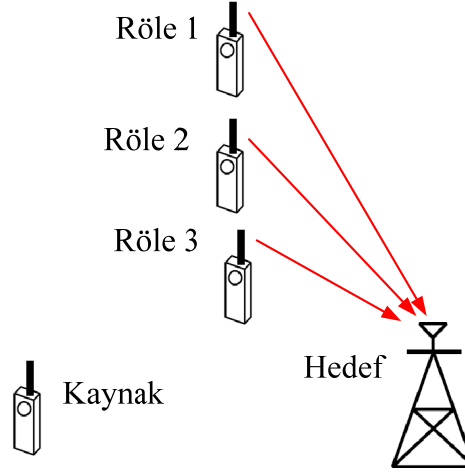
$$C_2 = \begin{bmatrix} s_1 & s_2 & as_1 & bs_2 & cs_1 & ds_2 & es_1 & fs_2 \\ -s_2^* & s_1^* & -as_2^* & bs_1^* & -cs_2^* & ds_1^* & -es_2^* & fs_1^* \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Burada $a, b, c, d, e, f = \pm 1$ 'dir.

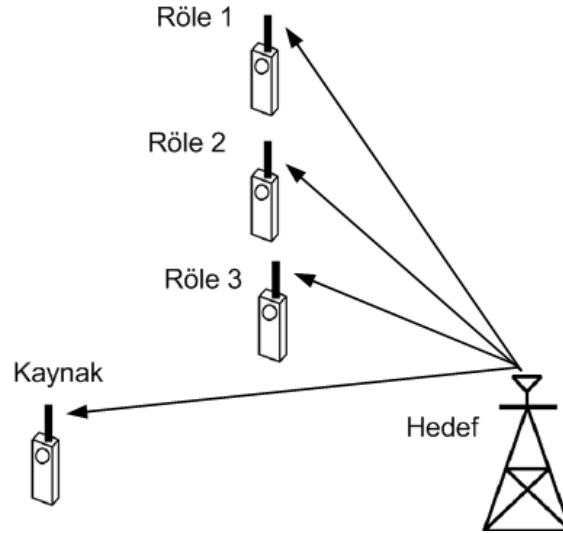
5.4 Karma Röle ve Kod Seçme Tekniği

CBSTBC'nin en büyük problemi, kaynak-röle kanalının SNR değerinin yeterince yüksek olmadığı durumlarda, rölelerde hatalı kestirim yapılabilmesi ve hatalı kestirilen simgeler nedeniyle sistemin bit hata olasılığının hata katına erişmesidir. Bu bölümde, kanal kazançlarına göre uyarlanabilir karma bir protokol olan karma röle ve kod seçme tekniğinde (HRCST) açıklanacaktır [39-40]. HRCST protokolünde simgeleri doğru kestirme olasılığı yüksek röleler seçilir ve bunlara uygun kod bilgisini kaynağa ve hedefe iletir. Bu sayede, sistemin performansında önemli kazançlar sağlanır.

HRCST protokolünde her çerçeve başlangıcında rölelerin seçilebilmesi için röleler bir bitlik ileri besleme bitini hedefe iletirler. Bu ileri besleme biti, kaynak-röle arasındaki kanal kazancının mutlak değerinin karesinin önceden belirlenmiş eşik değerinin altında veya üstünde olduğunu gösterir. Hedef, eşik değerinin üzerinde kaynak-röle kazancına sahip röleler ve kaynak için uygun CBSTBC'yi seçer. Uygun



Şekil 5.9 : Çerçeve boyunca kullanılacak röle seçimi için rölelerden ileri besleme yapılması.

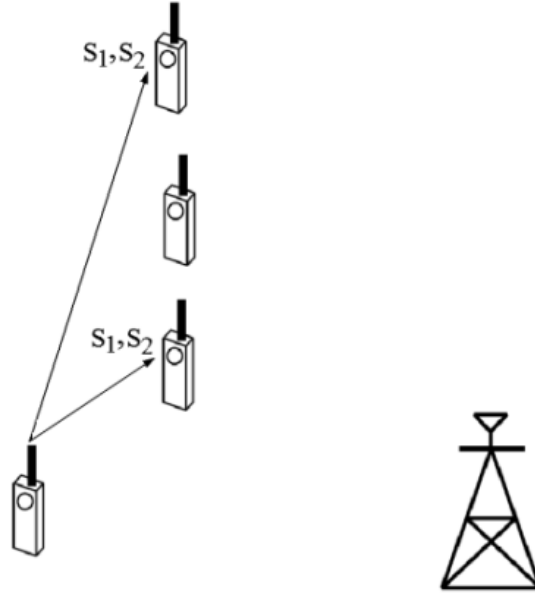


Şekil 5.10 : Çerçeve boyunca kullanılacak röle ve kodun, kaynağa ve rölelere geri besleme yapılması.

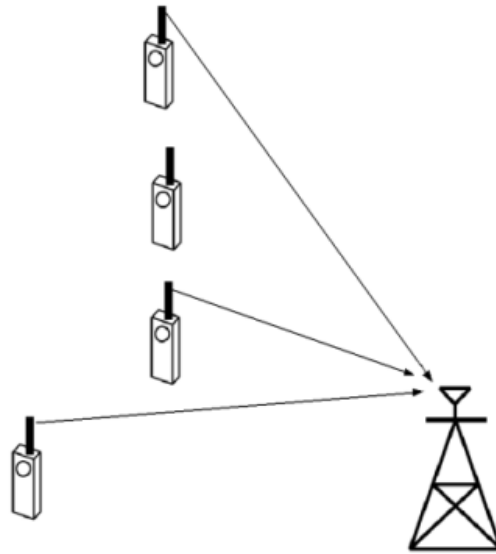
CBSTBC'nin seçimi bir önceki bölümde açıklanmıştı. Seçilen kod bilgisi, rölelere ve kaynağa geribesleme ile iletilir ve bir çerçeve boyunca sabit kalır. Şekil 5.9-10'da ileri ve geribeslemenin yapılışı gösterilmiştir. Yayılım evresinde kaynak, s_1 ve s_2 simgelerini hem hedefe hem de seçilen rölelere iletir. İletilen simgeler röleler tarafından çözülür. İşbirliği evresinde ise kaynak ve seçilen röleler, o çerçeve için seçilen koda uygun olarak simgeleri hedefe iletirler. Hedef ise bütün zaman aralıklarında gelen işaretleri işleyerek s_1 ve s_2 simgelerini kestirir. İki simge süresi kaynağın simgeleri iletmesi için iki simge süresi de işbirliği evresinde kullanıldığından, toplam iletim süresi 4 simge süresidir. Çerçeve boyu 128 simge

süresi alınır, çerçeve boyunca birbirini takip eden 32 adet yayılım ve işbirliği evresi gerçekleşir.

Eğer kaynak-röle kanallarının sadece bir tanesi belirlenen eşik üstündeyse kaynak ve seçilen röle Alamouti kodunu [55] yayılım evresinde iletir. Eğer kaynak-röle kanallarından hepsi belirlenen eşik altında ise, kaynak, işbirliği evresi yerine yayılım evresini tekrar eder. Şekil 5.11-12’de HRCST’nin yayılım ve işbirliği evreleri gösterilmiştir.



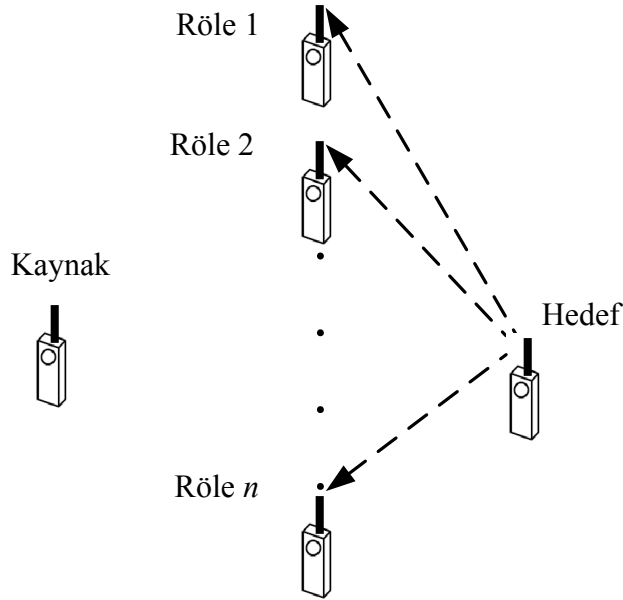
Şekil 5.11 : HRCST’nin yayılım evresi.



Şekil 5.12 : HRCST’nin işbirliği evresi.

5.5 İşbirlikli Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama

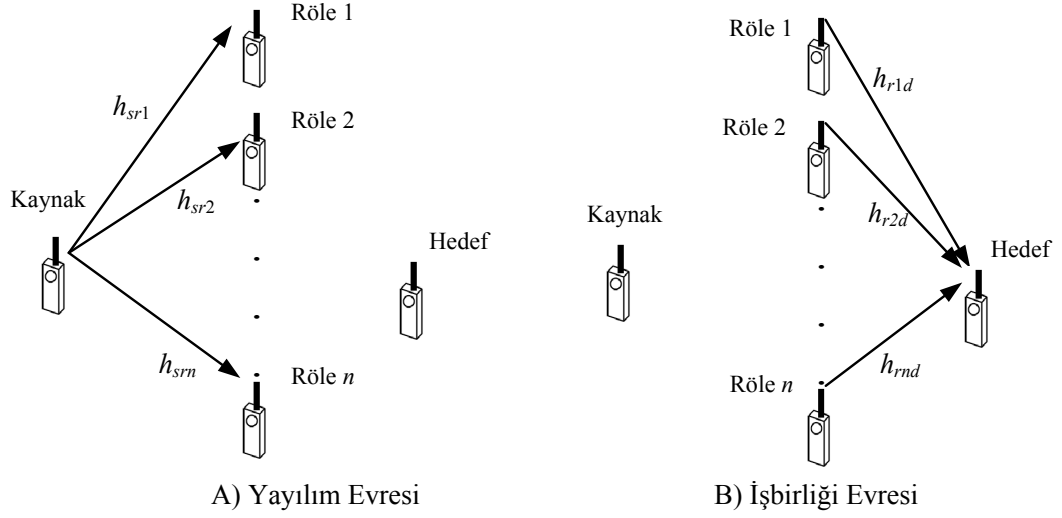
EBSTBC'nin kodlama kazancı BSTBC'ye göre daha fazla olduğu için EBSTBC işbirlikli haberleşmeye uygulanmış olup hedefte daha fazla kodlama kazancı elde edilmesi bu bölümde açıklanacaktır. İşbirlikli Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Kodlama (CEBSTBC) EBSTBC'nin işbirlikli haberleşmeye uygulanmasıyla elde edilir [30-32]. CEBSTBC yayılım ve işbirliği evreleri olmak üzere iki evre içerir. Bir çerçevede pekçok yayılım ve işbirliği evreleri birbirine takip edecek şekilde bulunabilir. Bunlara ek olarak her çerçeve, çerçeve başlangıç evresi içerir. Şekil 5.13'te görüldüğü gibi her çerçevenin başında bulunan çerçeve başlangıç evresinde hedef, çerçeve boyunca kullanılacak kodu rölelere iletir. Seçilen kod bir çerçeve boyunca kullanılır.



Şekil 5.13 : CEBSTBC'nin çerçeve başlangıç evresi.

Röleler kendi kaynak-röle kanallarının kısmi CSI değerleri hedefe ileri besleme ile iletirlerse, bir önceki bölümde açıklanan karma röle ve kod seçme tekniği (HRCST) kullanılabilir. Bu durumda CEBSTBC'nin başarımı artar. [39]'da iletimin başarımını artırmak için röleler bir bitlik ileri beslemeyi hedefe iletirler. Bu bir bitlik ileri besleme, kaynak-röle kanalının kanal kazancının büyüklüğünün karesinin belirlenen eşikten büyük veya küçük olduğunu gösterir. Eğer rölenin kaynak-röle kanalının kazancının büyüklüğünün karesi belirlenen eşikten büyükse bu röle işbirliği için seçilir. Optimum eşik değerinin seçimi çok önemlidir. Kod seçim prosedürü 4.

bölümde anlatılmıştır. Seçilen kod bilgisi rölelere iletilir ve seçilen röleler tarafından seçilen CEBSTBC bir çerçeve boyunca iletilir.



Şekil 5.14 : CEBSTBC'nin yayılım ve işbirliği evreleri.

Şekil 5.14'de CEBSTBC'nin yayılım ve işbirliği evreleri gösterilmiştir. Yayılım evresinde, kaynak s_1 ve s_2 simgelerini rölelere aşağıdaki şekilde iletir.

$$\begin{aligned} r_{ri,1} &= \sqrt{P_1} h_{sri} s_1 + n_{ri,1} \\ r_{ri,2} &= \sqrt{P_1} h_{sri} s_2 + n_{ri,2}. \end{aligned} \quad (5.18)$$

Eğer HRCST uygulanırsa; sadece seçilen röleler hedefe iletim yapar. İşbirliği yapan her bir röle aldığı işareti basit lineer dönüşümle normalize eder. CEBSTBC'nin işbirliği evresinde, hedefin aldığı işaret vektörü, r_D ,

$$r_D = \sqrt{\frac{P_2}{N}} C h_{rd} + n_D \quad (5.19)$$

olarak yazılabilir. Burada P_2 röleler tarafından harcanan iletim gücünü, h_{rd} rölelerden hedefe olan kanal katsayılarını içeren vektörü, n_D bileşenleri karmaşık, sıfır ortalamalı ve varyansı σ^2 olan toplamsal beyaz Gauss gürültü vektörünü ve C ise CEBSTBC iletim matrisini göstermektedir.

İşbirlikli haberleşmede, kaynak ve röleler arasındaki en iyi güç ayrımı çiftsel hata olasılığını (PEP) minimize eder [99]. Yüksek sayıda rölenin bulunduğu ve işbirliği protokolü olarak yükselt ve aktar (AAF) kullanıldığında, iletilen gücün yarısının kaynak tarafından diğer yarısının ise röleler tarafından kullanılması en iyi güç

ayrımıdır [99]. [99]'daki gibi benzer bir analiz yapılırsa, CEBSTBC'nin PEP üst sınırı aşağıdaki gibi yazılır.

$$P(\tilde{s}_i \rightarrow s_i) \leq E \left[\det^{-1} \left[\mathbf{I}_n + \frac{P_T T}{8 \left(n + \sum_{i=1}^n |h_{rid}|^2 \right)} |s_k - \hat{s}_k|^2 \mathbf{H}_{rd} \right] \right] \quad (5.20)$$

Burada P_T kaynak ve rölelerin kullandığı toplam gücü, $\mathbf{I}_n$ $n \times n$ 'lik birim matrisi ve $\mathbf{H}_{rd} = \text{diag}\{|h_{r1d}|^2, |h_{r2d}|^2, \dots, |h_{rnd}|^2\}$ matrisini göstermektedir. CEBSTBC için elde edilebilecek çeşitleme derecesi $\min\{T, n\}(1 - \log \log P_T / \log P_T)$ 'dir [99]. Eğer evre uyumluluk zamanı (T), n 'den büyük ve eşitse ve P_T çok büyükse, çeşitleme derecesi n olarak elde edilir [99].

5.6 Hedef Kullanıcıdaki SNR'ı Maksimize Eden Uyarlamalı Kod ve Röle Seçimi

Tezde önerilen uyarlamalı anten ve kod seçimi 4. bölümde anlatılmıştı. Bu teknik işbirlikli haberleşmeye uygulanmış ve uyarlamalı kod ve röle seçimi olarak adlandırılmıştır. Uyarlamalı kod ve röle seçimi protokolünde röleler, seçmeli aktarma tekniğini [118] kullanırlar. Bu teknikte sadece kaynağın ilettiği simgeleri doğru olarak çözen röleler iletim yapar.

Kaynak, iletilecek simgeleri seçmeli aktarma tekniğiyle rölelere iletir. Kaynağın ilettiği simgeleri doğru olarak çözen röleler, 1 bit ileri besleme yaparak hedef kullanıcıyı bilgilendirirler. Hedef kullanıcı, simgeleri doğru çözen rölelerin röle-hedef kanallarını karşılaştırır. Eğer kaynağın ilettiği simgeleri doğru çözen bir rölenin röle-hedef kanal kazancı, iletilen simgeleri doğru çözen diğer rölelerin hedef-röle kanal kazançlarına göre çok yüksekse ve sınırlı sayıda geribesleme biti rölelerde elde edilebiliyorsa, iletilen simgeleri doğru çözen bütün rölelerden STBC kullanarak iletim yapmak hedef kullanıcıdaki SNR değerini yeteri kadar arttırmaz. Bu durumda iletilen simgeleri doğru olarak çözen en iyi hedef-röle kanalına sahip röleyi kullanmak en iyi çözümdür [116]. Buna karşılık, kaynak tarafından iletilen simgeleri doğru olarak çözen rölelerin röle-hedef kanal kazançları birbirlerine yakın değerlerde ise iletilen simgeleri doğru olarak çözen bütün rölelerden STBC kullanarak iletim yapmak hedef kullanıcıdaki SNR'ı daha fazla artırır. Hedef kullanıcı, kod seçimi ve röle seçimine (RS) göre fazladan 1 bitlik bilgiyi doğru olarak çözen rölelere iletterek,

iletilen simgeleri doğru çözen röleler arasından en iyi röle-hedef kanalına sahip röleden veya bütün doğru çözen rölelerden en iyi CEBSTBC'yi kullanarak iletim yapılmasını sağlar [116].

Eğer üç röle, kaynak tarafından iletilen simgeleri doğru olarak çözerse hedef kullanıcı, Algoritma 5.1'i kullanarak röle seçimi veya kod seçimi kullanılacağına karar verir.

Algoritma 5.1

Hedef kullanıcı,

$$\frac{1}{3} \left(\begin{array}{l} |h_{r1d}|^2 + |h_{r2d}|^2 + |h_{r3d}|^2 \\ + 2 \max \left(\begin{array}{l} \text{Re}\{ah_{r1d}^* h_{r2d}\}, \\ \text{Re}\{ah_{r1d}^* h_{r3d}\}, \\ \text{Re}\{ah_{r2d}^* h_{r3d}\} \end{array} \right) \end{array} \right) \geq \max(|h_{r1d}|^2, |h_{r2d}|^2, |h_{r3d}|^2) \quad (5.21)$$

eşitsizliği sağlanırsa kod seçimine, sağlanmazsa röle seçimine karar verir ve rölelere seçimini bildirir.

Eğer dört röle, kaynak tarafından iletilen simgeleri doğru olarak çözerse hedef kullanıcı, Algoritma 5.2'yi kullanarak röle seçimi veya kod seçimi kullanılacağına karar verir.

Algoritma 5.2

Hedef kullanıcı,

$$\frac{1}{4} \left(\begin{array}{l} |h_{r1d}|^2 + |h_{r2d}|^2 + |h_{r3d}|^2 + |h_{r4d}|^2 \\ + 2 \max \left(\begin{array}{l} \left[\text{Re}\{ah_{r1d}^* h_{r2d}\} + \text{Re}\{bh_{r1d}^* h_{r3d}\} + \text{Re}\{a^* bh_{r2d}^* h_{r3d}\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_{r1d}^* h_{r2d}\} + \text{Re}\{bh_{r1d}^* h_{r4d}\} + \text{Re}\{a^* bh_{r2d}^* h_{r4d}\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_{r1d}^* h_{r3d}\} + \text{Re}\{bh_{r1d}^* h_{r4d}\} + \text{Re}\{a^* bh_{r3d}^* h_{r4d}\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_{r2d}^* h_{r3d}\} + \text{Re}\{bh_{r2d}^* h_{r4d}\} + \text{Re}\{a^* bh_{r3d}^* h_{r4d}\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_{r1d}^* h_{r2d}\} + \text{Re}\{bh_{r3d}^* h_{r4d}\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_{r1d}^* h_{r3d}\} + \text{Re}\{bh_{r2d}^* h_{r4d}\} \right], \\ \left[\text{Re}\{ah_{r2d}^* h_{r3d}\} + \text{Re}\{bh_{r1d}^* h_{r4d}\} \right] \end{array} \right) \end{array} \right) \geq \max_i(|h_{rid}|^2) \quad i=1,..,4. \quad (5.22)$$

eşitsizliği sağlanırsa kod seçimine, sağlanmazsa röle seçimine karar verir ve rölelere seçimini bildirir.

5.7 CBSTBC'ye Alternatif Teknikler

5.7.1 Röle seçimi

CBSTBC'ye alternatif yaklaşımlardan biri de Röle Seçimi tekniğidir. Hedef, ortamda bulunan n adet röleden en yüksek röle-hedef kanal kazancına sahip röleyi seçer ve geribesleme kanalından seçilen röle bilgisini iletir [110-111]. Seçilen röle ve kaynak Alamouti kodunu kullanarak iletimi gerçekleştirirler. Bu metod $\lceil \log_2 n \rceil$ adet geri besleme bitine ihtiyaç duyar. Benzetimlerde en iyi anlık röle-hedef kanalı seçilir ve röle seçimi (RS $n:1$) olarak adlandırılır.

5.7.2 Röle seçimli Alamouti

Alıcıda SNR'ı enbüyüklemek için bütün vericilerden iki tanesi seçilir ve seçilen röleler Alamouti kodunu kullanırlar [109]. Benzetimlerde en iyi anlık röle-hedef kanalı çifti seçilir ve röle seçimli Alamouti (RS $n:2$) olarak adlandırılır [30].

5.7.3 Yol seçimi

Hedefin kaynak ile röle kanalları bilgisine sahip olmadığı durumda röle seçim teknikleri, kullanıcı çeşitlemesinden verimli şekilde yararlanamaz. Literatürde bu problemin çözümü için önerilen yöntem, rölelerin bütün kanallarını uçtan-uca izler ve en yüksek yol kazancına sahip röle diğer röleleri bilgilendirir. Bu metod yol seçimi olarak adlandırılır ve pratik bir çözüm değildir. Her mobil ünitenin bütün kanalları izlemesi, senkronizasyon ve protokolden kaynaklanan ek yüklerden dolayı röleler ekstra güç tüketir. Bu problemin çözümü için önerilen yöntem, seçimin hedefte yapıp, rölelerin kısmi kanal bilgilerini kuantalayıp, hedefe iletmesi esasına dayanır [42]. [112]'de önerilen yöntemde ise her röle 8 bitlik geribesleme yaparken [42]'de önerilen yöntemle en fazla 4 bitlik ileri besleme yapmaktadır. Bu tekniğe literatürde Dik Kod Çöz Ve İlet (DKÇVİ) protokolü adı verilir. DKÇVİ protokolünde işbirliği evresinde sadece seçilen röle iletim yapar.

5.7.4 Yol seçimli Alamouti

Yol seçiminde işbirliği evresinde uçtan-uca en iyi yola sahip röle iletirken yol seçimli Alamouti'de ise uçtan-uca en iyi yola sahip röle ile kaynak iletim yapar.

Hedef, uygulanan algoritmanın seçtiği yolu geribesleme kanalından rölelere ve kaynağa iletir. Kaynak ve seçilen röle işbirliği evresinde Alamouti kodunu kullanırlar. Bu tekniğe literatürde Dik Olmayan Kod Çöz Ve İlet (DOKÇVI) protokolü adı verilir [42].

5.8 Başarım Değerlendirmesi

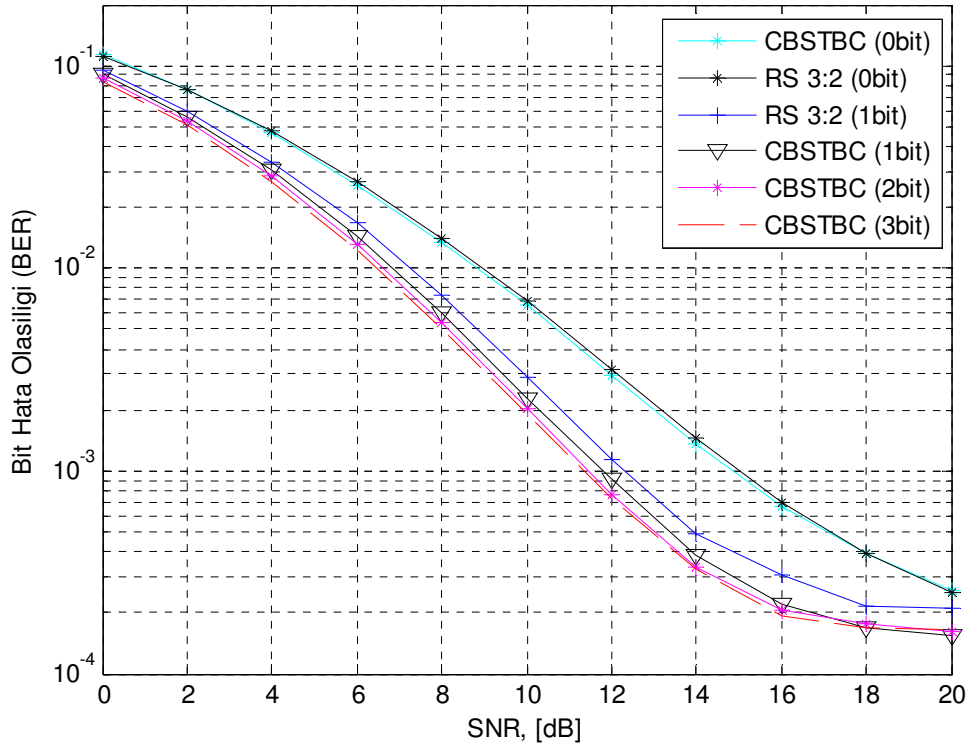
Bu bölümde 5. bölümde açıklanan CBSTBC'nin, HRCST'nin ve CEBSTBC'nin başarımları bilgisayar benzetimleriyle elde edilecek ve alternatif tekniklerle karşılaştırılacaklardır.

5.8.1 CBSTBC'nin başarımı

Benzetimlerde bütün mobil terminallerin bir antene sahip olduğu ve aynı anda hem iletim hem de alım yapamadıkları varsayılmıştır. Toplam güç ve band genişliği sabitlenmiştir. Kaynak ve hedef, rölelerin sembolleri doğru olarak çözdüğü bilgisine sahip değildirler. Modülasyon tekniği olarak QPSK kullanılmıştır. Bütün kanallar yarı-durağan birbirinden istatistiksel olarak bağımsız dairesel karmaşık Gauss değişkeni olarak modellenen Rayleigh sönümlemeli kanal olarak kabul edilmiştir. Kanal katsayıları 128 simge boyunca değişmediği kabul edilmiş ancak bir çerçeveden diğerine istatistiksel bağımsız değişmektedir. Rölelerin, kaynak-röle kanalları hakkında tam olarak bilgiye sahip olduğu, hedefin ise hem kaynak-hedef kanalını hem de röle-hedef kanallarını tam olarak kestirebildiği varsayılmıştır. Benzetimlerde, kaynak-röle kanallarının SNR değeri 30 dB ve kaynak-hedef ve röle-hedef kanalları 0 ila 20 dB arasında değişmektedir. Röleler, DF işbirlikli protokolünü kullanırlar. Karşılaştırma amacıyla Şekil 5.15-17'ye röle seçimli Alamouti tekniği de eklenmiştir.

Şekil 5.15'de kaynak ve iki rölenin bulunduğu sistemde CBSTBC'nin 0, 1, 2, ve 3 geribesleme biti kullanıldığı durumlardaki Bit Hata Olasılığı (BER) eğrileri gösterilmiştir [37-38]. Röle seçimli Alamouti (RS 3:2 (0bit)) ile CBSTBC (CBSTBC (0bit)) hiç geri besleme biti kullanmadıkları zaman yaklaşık aynı sonuçları vermektedirler. Bu durumda Röle seçimli Alamouti tekniği rastgele bir röle, CBSTBC ise rastgele bir kod seçer. 1 bitlik geri besleme elde edilebildiği durumda BER'in 1×10^{-3} değeri için Röle seçimli Alamouti (RS 3:2 (1bit)) metodu 2.68dB, CBSTBC (CBSTBC (1bit)) ise 3.19dB kazanç sağlar. CBSTBC'de geribesleme bit

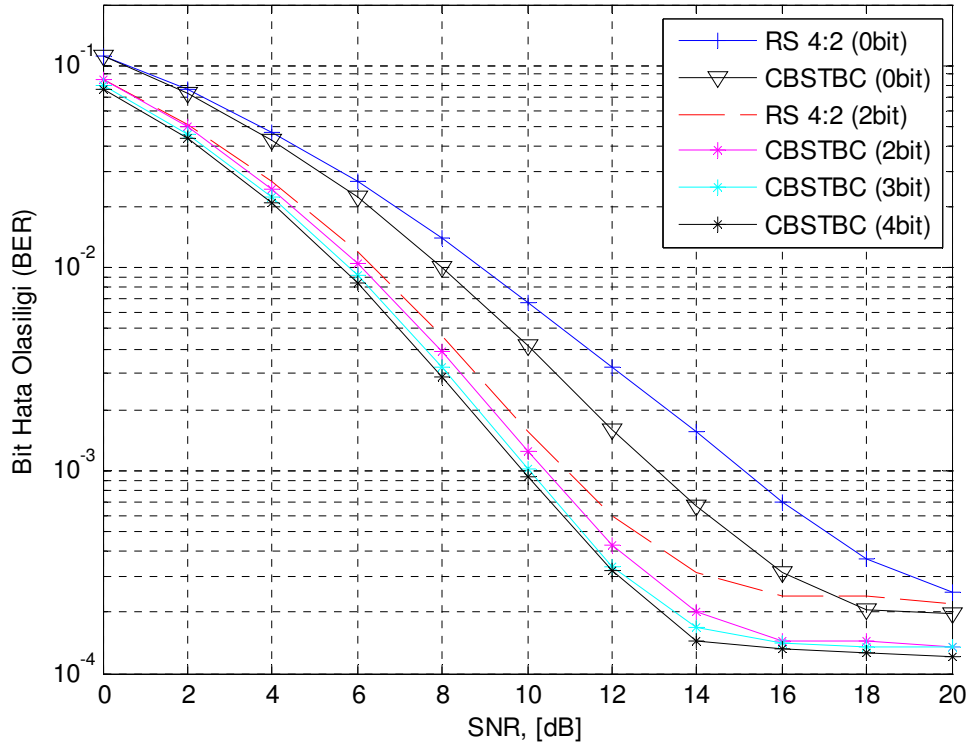
sayısı 2 bit olursa ekstra 0.32dB ve 3 bit olursa 0.12dB kazanç elde edilir. Tahmin edilebileceği gibi en büyük katkı ilk geri besleme bitinden gelmektedir. Kaynak-hedef ve röle-hedef kanalları 18dB'ye geldiğinde kaynak-röle kanalı sistemi domine eder. Bu durumda, CBSTBC ve röle seçimli Alamouti metodları hata katına ulaşırlar ve daha fazla BER kazancı elde edilememektedir.



Şekil 5.15 : CBSTBC'nin bir kaynak ve iki röleli sistemdeki BER başarımı.

Şekil 5.16'da kaynak ve üç rölenin bulunduğu sistemde CBSTBC'nin 0, 2, 3, ve 4 geri besleme biti kullanıldığı durumda elde edilen BER başarımı gösterilmiştir. Geri besleme bitinin kullanılmadığı üç röle ve bir kaynağın kullanıldığı röle seçimli Alamouti (RS 4:2 (0bit)) metodu ile yine geri beslemenin kullanılmadığı kaynak ve iki rölenin kullanıldığı röle seçimli Alamouti (RS 3:2 (0bit)) metodu aynı başarımı göstermektedir. BER'in 1×10^{-3} değeri için geri beslemenin kullanılmadığı CBSTBC (CBSTBC (0bit)), iki rölenin kullanıldığı ve geribesleme yapılmayan duruma göre 1.82dB kazanç sağlamıştır. İki geri besleme biti kullanıldığı durumda röle seçimli Alamouti (RS (2bit)) 4.04dB ve CBSTBC (CBSTBC (2bit)) ise 4.57dB ekstra kazanç sağlamaktadır. 3 ve 4 bitlik geri besleme kullanıldığında CBSTBC sırasıyla ekstra 0.36dB ve 0.15dB kodlama kazancı elde etmektedir. Beklendiği gibi en büyük kazanç ilk iki bitten gelmektedir. Kaynak-hedef ve röle-hedef kanallarının SNR

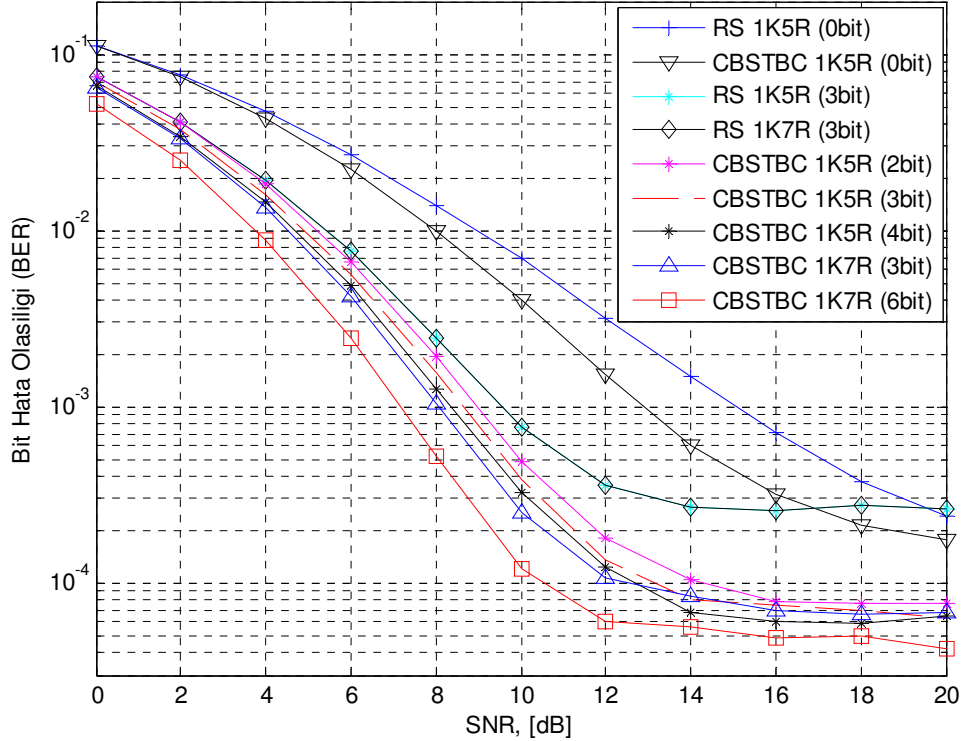
değeri 14dB`ye ulaşırsa, kaynak-röle kanalı sistemi domine etmekte ve CBSTBC ile röle seçimli Alamouti metodları hata katına ulaşmaktadırlar.



Şekil 5.16 : CBSTBC`nin bir kaynak ve üç röleli sistemdeki BER başarımı.

Şekil 5.17`de kaynak ve beş rölenin bulunduğu sistemle kaynak ve yedi röleli sistemde CBSTBC`nin değişik sayıdaki geribesleme biti kullanıldığında BER başarımları gösterilmiştir. Röle seçimli Alamouti`nin bir kaynak ve beş röleli sistemdeki başarımı (RS 6:2 (3bit)) ile bir kaynak ve yedi röleli sistemdeki başarımı (RS 8:2 (3bit)) yaklaşık aynıdır. Bunun nedeni işbirliği evresinde hedef tarafından seçilen en iyi röle-hedef kanalı çiftinin kaynak-röle kanalları hedef tarafından bilinmediğinden optimum seçim yapılamamaktadır. n röle sayısını göstermek üzere röle seçimli Alamouti`nin çeşitleme derecesi yüksek sayıdaki röle için  $n$ `den küçüktür. Röle seçimli Alamouti tekniğini verimli bir şekilde uygulayabilmek için seçim hedefte yapılacaksa uçtan uca yol bilgisinin veya kısmi yol bilgisinin hedefte elde edilmesi gerekir [42]. Geri besleme bitinin kullanılmadığı beş röle ve bir kaynağın kullanıldığı röle seçimli Alamouti (RS 6:2 (0bit)) metodu ile yine geri beslemenin kullanılmadığı kaynak ve iki rölenin kullanıldığı röle seçimli Alamouti (RS 3:2 (0bit)) metodu $P_b=10^{-3}$ değeri için yaklaşık aynı başarımı göstermektedir. Buna karşılık, beş röle ve bir kaynağın bulunduğu sistemde geri beslemenin

kullanılmadığı CBSTBC (CBSTBC 1K5R (0bit)) kullanılırsa iki rölenin kullanıldığı ve geribesleme yapılmayan duruma göre yaklaşık 1.82 dB kazanç sağlanır.



Şekil 5.17 : CBSTBC'nin bir kaynak ve beş röleli ve bir kaynak ve yedi röleli sistemlerdeki BER başarımı.

Kaynak ve beş rölenin bulunduğu sistemde CBSTBC'nin 2, 3, ve 4 geri besleme biti kullanıldığında BER başarımı geribesleme bit sayısı arttıkça artmaktadır. Üç bit geribeslemenin kullanıldığı beş röleli sistem ile yedi röleli sistem karşılaştırılırsa, yedi röle kullanan CBSTBC (CBSTBC 1K7R (3bit)) lineer bölgede 0.6dB SNR kazancı sağlar. Bir kaynak ve yedi röleli sistemde üç bit geribesleme kullanan CBSTBC (CBSTBC 1K7R (3bit)) bir kaynak ve beş röleli sistemde dört bit geribesleme kullanan CBSTBC'den (CBSTBC 1K5R (4bit)) lineer bölgede yaklaşık olarak 0.35dB daha iyi SNR kazancı sağlar. Buna karşılık, beş röleli sistemde dört bit geribesleme kullanan CBSTBC'nin (CBSTBC 1K5R (4bit)) hata katındaki başarımı biraz daha iyidir. Doğal olarak, kaynak ve yedi röleli sistemde altı bit geribesleme ile (CBSTBC 1K7R (6bit)) daha iyi bir BER başarımı elde edilecektir.

Bu bölümde, BSTBC işbirlikli haberleşmeye uygulanmıştır. CBSTBC, mobil kullanıcıların tek anteni olduğu durum için hata performansına olumlu etki sağlamıştır. CBSTBC dik yapıda oldukları için hedefteki kod çözme karmaşıklığı

lineer olarak artmaktadır. CBSTBC, telsiz ağda n adet röle bulunduğu durumda röle seçimli Alamouti'den daha iyi başarımla elde etmiştir. CBSTBC'nin aksine röle sayısı arttıkça röle seçimli Alamouti kaynak-röle kanalları hakkında bir bilgiye sahip olmadığından tam çeşitleme sağlayamamaktadır [37].

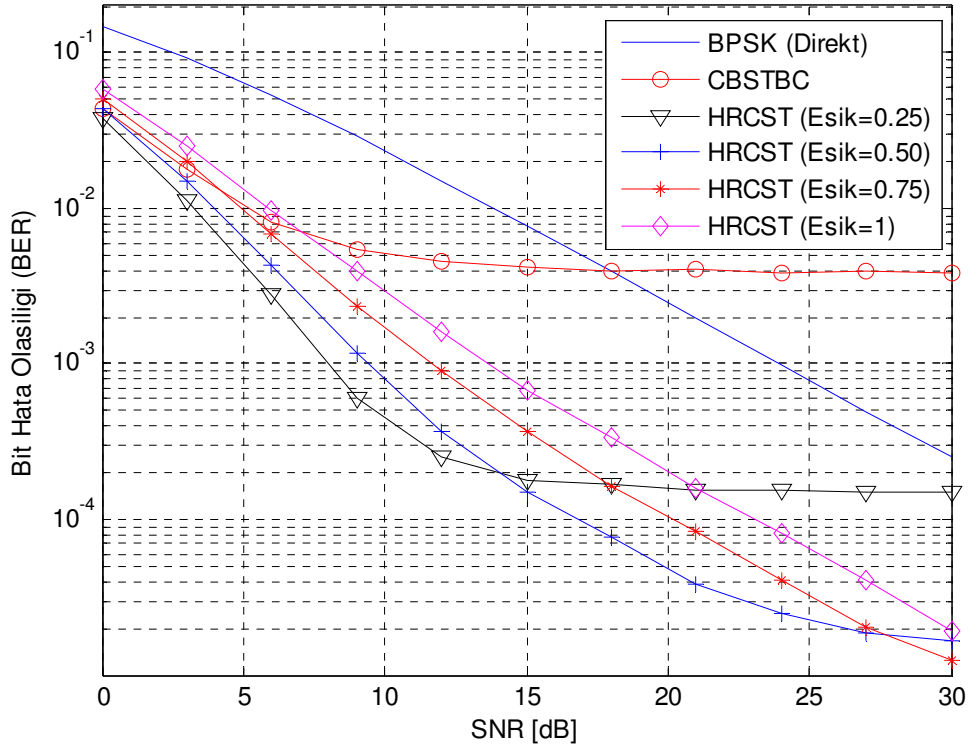
Ayrıca, kablosuz ağdaki röleler genellikle o anda haberleşme yapmayan kullanıcılar olduğundan kaynak rölelerin bataryalarını kullanır. CBSTBC röleler arasındaki güç tüketimine bir *eşitlik* (fairness) getirmiştir. Röle seçimli Alamouti'de eğer bir rölenin röle-hedef kanalı diğer rölelere göre uzun bir süre daha iyi kanala sahipse hedef, her zaman o röleyi seçer. Seçilen röle maksimum iletim gücünün yarısıyla işbirliği evresinde simgeleri iletir. Böylece seçilen rölenin bataryası hızlıca tükenebilir. Röle seçimli Alamouti'nin aksine CBSTBC'de kaynak ve röleler işbirliği evresinde maksimum iletim gücünü eşit olarak paylaşırlar. Diğer bir deyişle, kaynak her bir röleden maksimum gücün sadece $1/(n+1)$ 'lik kısmını kullanır. Böylece rölelerin bataryaları daha uzun süre dayanır.

5.8.2 HRCST'nin başarımı

Bölüm 5.8.1'den farklı olarak benzetimlerde, kaynak-röle kanallarının SNR değeri 10dB, 20dB ve 30dB kabul edilmiştir [39-40]. Kaynak-hedef ve röle-hedef kanallarına ilişkin SNR değerleri ise, 0dB ila 30dB arasında değişmektedir. Kaynak-röle arasındaki kanal kazancının mutlak değerinin karesi 1'e eşit olduğundan eşik değerleri birin %25'ine, %50'sine, %75'ine ve %100'ne eşit olan 0.25, 0.50, 0.75 ve 1 seçilmiştir. Karşılaştırma amacıyla işbirliksiz BPSK modülasyonunun BER eğrisi de Şekil 5.18-20'ye eklenmiştir.

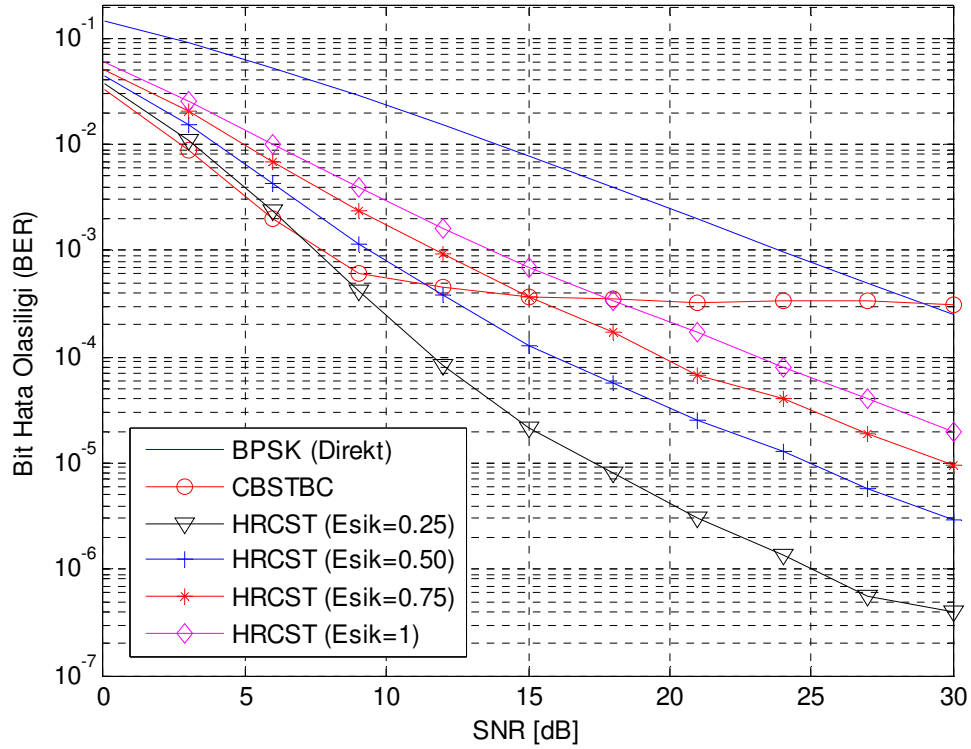
Şekil 5.18'de, kaynak-röle kanallarının SNR değeri 10dB olduğunda, kaynak ve dört rölenin bulunduğu sistemde, bir önceki bölümde açıklanan CBSTBC'nin ve HRCST'nin 0.25, 0.50, 0.75 ve 1 eşik değerleri için BER eğrileri gösterilmiştir. Kaynak-hedef ve röle hedef kanallarının SNR değerleri 9dB'e ulaştığında, CBSTBC hata katına ulaşmaktadır ve SNR artmasına rağmen sistemin BER'in 1×10^{-3} değerine ulaşamamaktadır. Kaynak-hedef kanalının SNR değeri 18dB olduğunda işbirliksiz BPSK, CBSTBC'yi geçmektedir. HRCST'de kaynak-röle kanalı için eşik değeri 0.25 olarak ayarlandığında hata katı, bit hata olasılığının 2×10^{-4} değerinde oluşmaktadır. Kaynak-röle kanalları için eşik değeri 0.5 olarak ayarlanırsa, çeşitleme kazancından biraz fedakârlık ederek hata katı bit hata olasılığının 10^{-5} değerlerinde oluşmaktadır. Eğer eşik değeri 0.75 veya 1 olarak seçilirse hata katının çok düşük bit

hata olasılığı değerlerinde oluşacağı görülmektedir. Görüldüğü gibi, önerilen metod, çeşitleme kazancından fazla ödün vermeden başarımda önemli bir artış sağlamıştır.



Şekil 5.18 : Kaynak-röle kanallarının SNR değerleri 10dB olduğunda, bir kaynak ve dört röleli sistemin başarımları.

Şekil 5.19’da kaynak-röle kanallarının SNR değeri 20dB olduğunda, kaynak ve dört rölenin bulunduğu sistemde, CBSTBC’nin ve HRCST’nin 0.25, 0.50, 0.75 ve 1 eşik değerleri için BER eğrileri gösterilmiştir. Kaynak-hedef ve röle hedef kanallarının SNR değerleri 9dB’e ulaştığında, CBSTBC hata katına ulaşmaktadır ve SNR artmasına rağmen sistemin bit hata olasılığı 10^{-4} değerlerine ulaşmamaktadır. Kaynak-hedef kanalının SNR değeri yaklaşık 29dB olduğunda işbiriksiz BPSK, CBSTBC’yi geçmektedir. HRCST’de kaynak-röle kanalı için eşik değeri 0.25 olarak ayarlandığında hata katının oluşumunun 10^{-6} ’dan daha küçük bir değerde olacağı görülmektedir. Yeni metodda eşik değeri 0.25 olarak seçildiğinde, CBSTBC’nin doğrusal bölgede sağladığı çeşitleme kazancı elde edilmekte ve hata katı oluşumu çok küçük bit hata olasılığı değerlerine inmektedir. Kaynak-röle kanalları için eşik değeri 0.50, 0.75 veya 1 olarak ayarlanırsa, eşik değerinin her artışında SNR’den ekstra kayıp olmaktadır. Buna karşılık eşik her artışında hata katının daha da küçük bir değere ineceği görülmektedir.

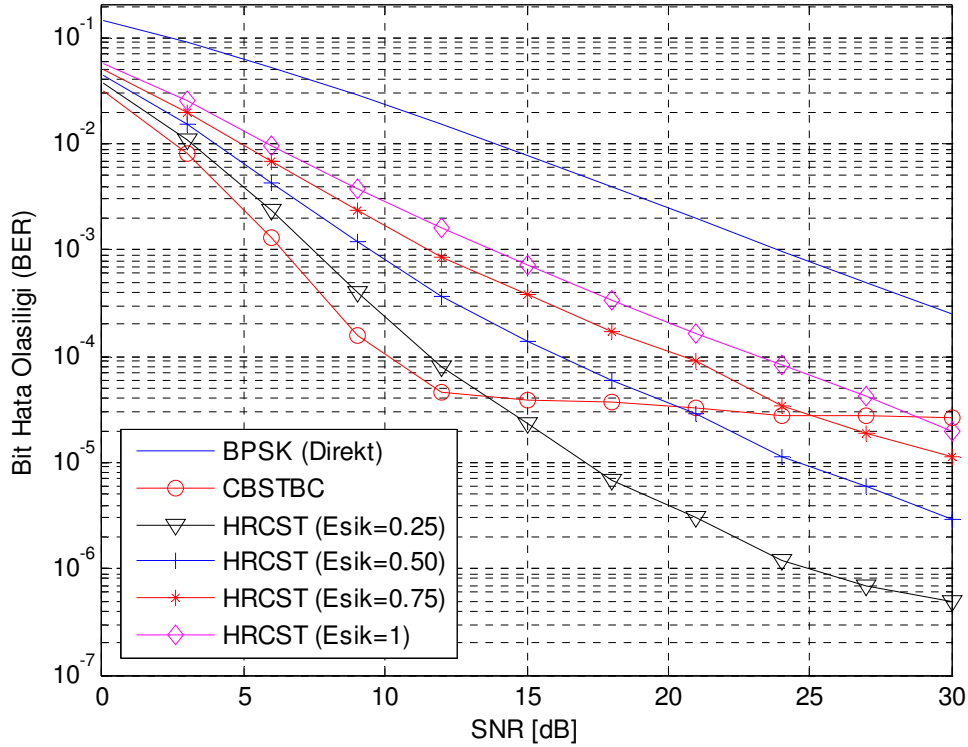


Şekil 5.19 : Kaynak-röle kanallarının SNR değerleri 20dB olduğunda, bir kaynak ve dört röleli sistemin başarımı.

Şekil 5.20’de, kaynak-röle kanallarının SNR değeri 30dB olduğunda, kaynak ve dört rölenin bulunduğu sistemde, CBSTBC’nin ve HRCST’nin 0.25, 0.50, 0.75 ve 1 eşik değerleri için bit hata olasılığı eğrileri gösterilmiştir. Kaynak-hedef ve röle hedef kanallarının SNR değerleri 12dB’e ulaştığında, CBSTBC hata katına ulaşmaktadır ve SNR artmasına rağmen sistemin başarımı $P_b=3 \times 10^{-5}$ değerlerinde kalmaktadır. HRCST’de kaynak-röle kanalı için eşik değeri 0.25 olarak ayarlandığında hata katının oluşumunun çok küçük bir bit hata olasılığı değerinde olacağı görülmektedir. Yeni metodda eşik değeri 0.25 olarak ayarlandığında, CBSTBC’nin hata katına ulaşmadığı doğrusal bölgedeki SNR kazancından çok az kayıp olmaktadır. Kaynak-röle kanalları için eşik değeri 0.50, 0.75 veya 1 olarak ayarlanırsa, eşik değerinin her artışında SNR’dan ve çeşitlemeden ekstra kayıp olmaktadır. Buna karşılık eşik her artışında hata katının daha da küçük bit hata olasılığı değerine ineceği görülmektedir.

Bu bölümde CBSTBC’nin en büyük sorunu olan düşük SNR’lı kaynak-röle kanallarında ortaya çıkan hata katına ulaşma problemini ortadan kaldıran yeni bir yöntem (HRCST) önerilmiştir. Yapılan detaylı benzetimler göstermiştir ki, düşük SNR’lı kaynak-röle kanallarında eşik değerinin benzetimlerde kullanılan 4 farklı

değerden (0.25, 0.50, 0.75 ve 1) 0.5'in seçilmesi, çeşitleme kazancından fazla ödün vermeden hata katı oluşumunu önlemektedir. Yüksek SNR'lı kaynak-röle kanallarında ise eşik değerinin 0.25 veya daha küçük seçilmesi, çeşitleme kazancından ve işbirlikli haberleşmeden sağlanan SNR kazancından fazla ödün vermeden hata katına ulaşma problemini ortadan kaldırmakta ve başarımda önemli bir artış sağlamaktadır.

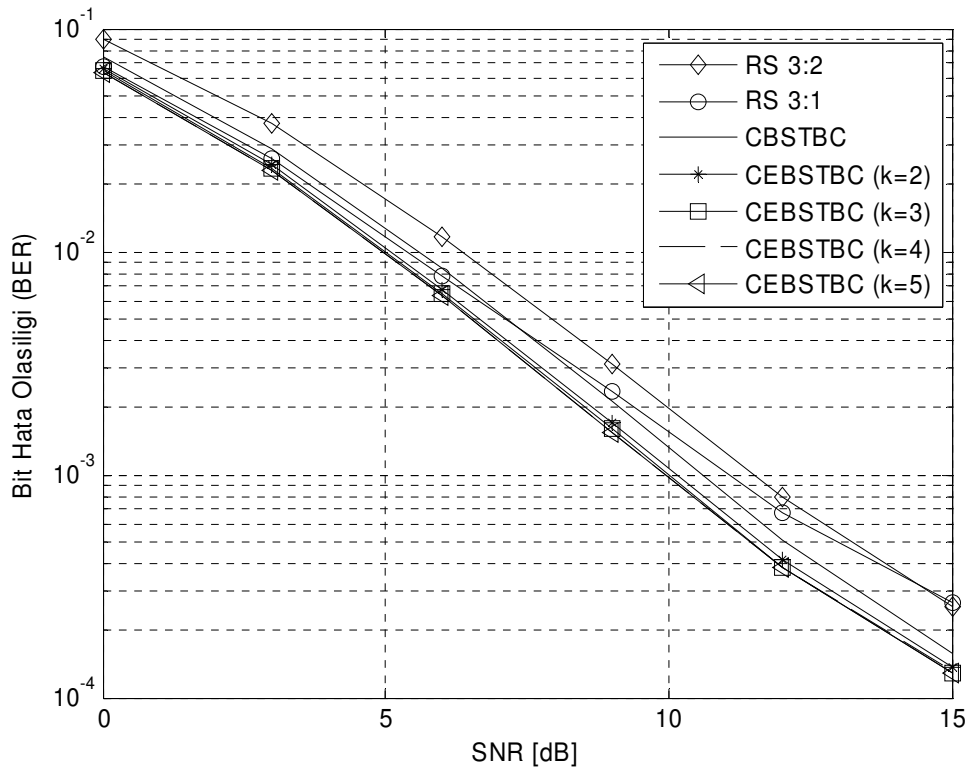


Şekil 5.20 : Kaynak-röle kanallarının SNR değerleri 30dB olduğunda, bir kaynak ve dört röleli sistemin başarımları.

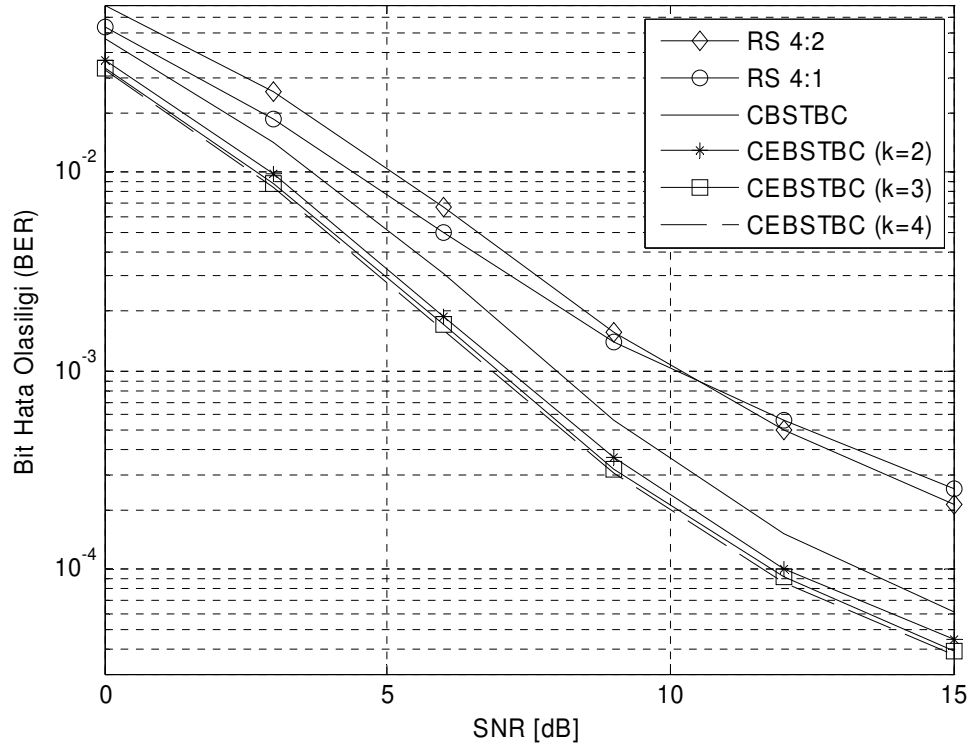
5.8.3 CEBSTBC'nin başarımları

Bir önceki bölümden farklı olarak benzetimlerde hedef, kaynak-röle kanalı hakkında hiçbir bilgiye sahip değildir ve Kodçöz ve Aktar (Decode And Forward, DF) yerine yükselt ve aktar (Amplify and Forward, AAF) protokolü kullanılmıştır. Kaynak-röle arası kanalın SNR'ı ile röle-hedef arası kanalın SNR'ı arasındaki fark, "Farksal SNR" (Differential Signal-to-Noise Ratio, DSNR) olarak adlandırılır. Şekil 5.21-22'de üç ve dört röleli sistem için DSNR 15dB olarak kabul edilmiştir. Geribeslemeyi genişletmek için kullanılacak bit sayısı artıkcı kodlama kazancı artmaktadır. CEBSTBC, röle seçim tekniklerinden ve CBSTBC'den daha iyi bir BER başarımları göstermiştir.

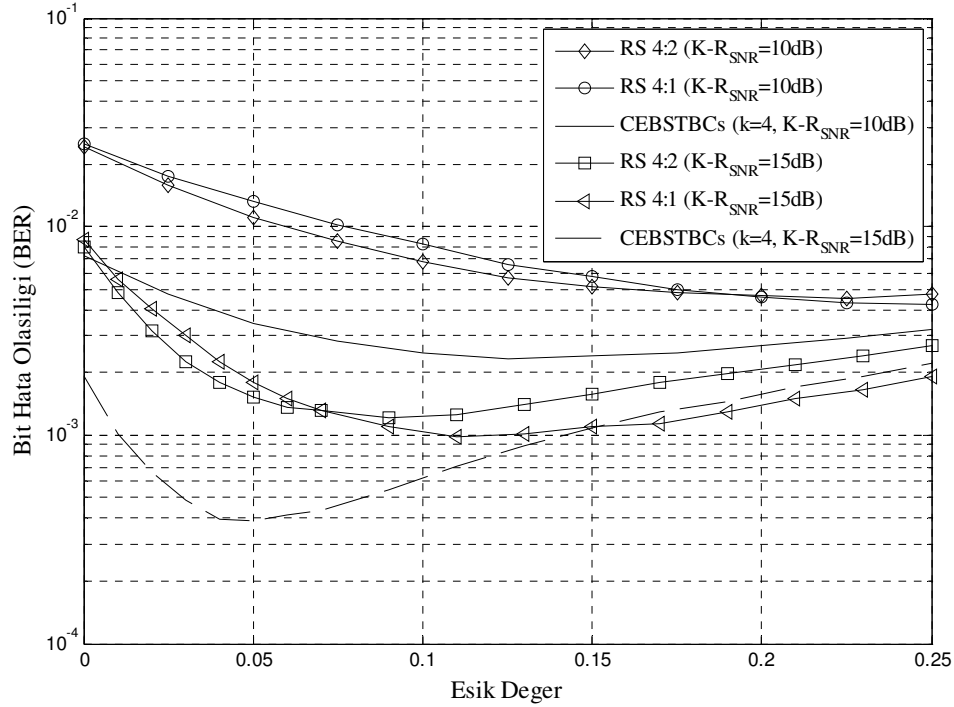
Şekil 5.23-24’de dört adet röle kablosuz ortamda bulunmaktadır ve her röle 1 bitlik kendi kaynak-röle kanalı bilgisini hedefe iletir [39]. Bu durumda Bölüm 5.4’de açıklanan HRCST yöntemi kullanılabilir. Hedefe gelen bir bitlik bilgi, kaynak-röle kanal kazancının mutlak değerinin karesinin belirlenen eşiğin üstünde veya altında olduğu bilgisini içerir. Eğer eşiğin üstünde bir kanala sahipse, o röle çerçeve boyunca kullanılır [30]. Eğer bütün rölelerin kaynak-röle kanalları belirlenen eşiğin altındaysa bütün röleler işbirliği için kullanılır. Eğer iki rölenin kanalı eşiğin üstündeyse işbirliği yapan röleler Alamouti kodunu kullanarak verilerini iletirler. Uyarlamalı olarak röle seçimi, benzer şekilde gerçekleştirilir.



Şekil 5.21 : Üç röleli kablosuz ortamın kaynak-röle kanallarının 15dB DSNR durumunda BER.



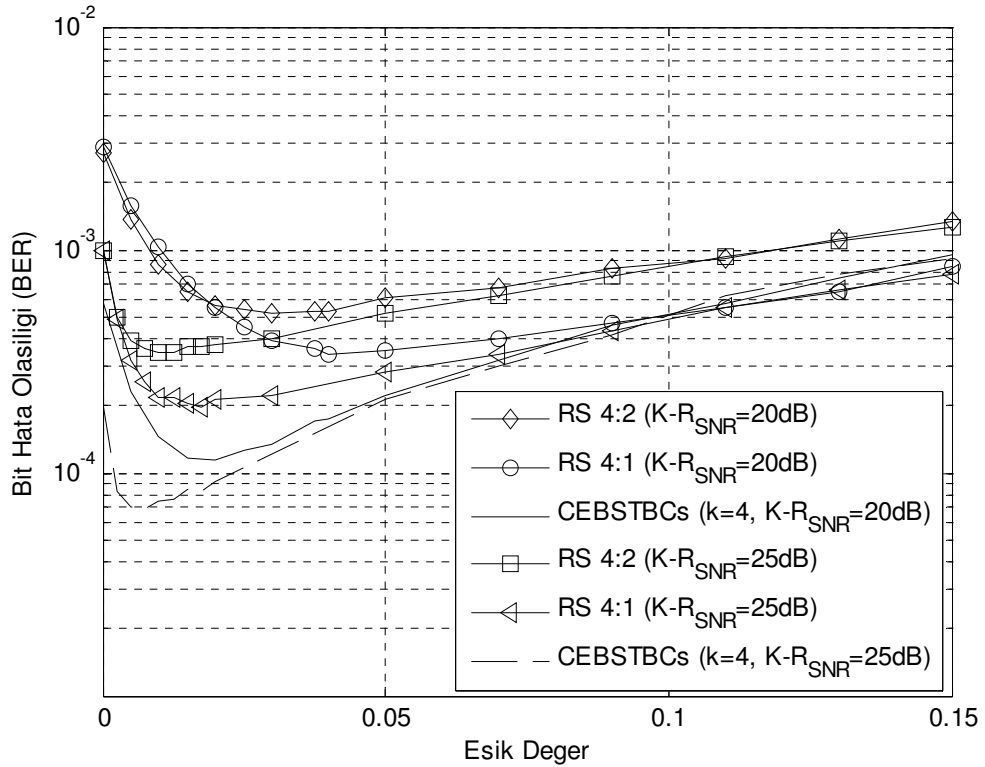
Şekil 5.22 : Dört röleli kablosuz ortamın kaynak-röle kanallarının 15dB DSNR durumunda BER.



Şekil 5.23 : Kısmi CSI elde edildiğinde dört röle için BER. Kaynak-röle kanalları 10dB ve 15dB ve röle-hedef kanalları ise 10dB olarak alınmıştır.

Şekil 5.23-24’de, kaynak-röle kanallarının SNR değerleri sırasıyla 10dB, 15dB, 20dB ve 25dB olarak kabul edilmiştir. Röle-hedef kanallarının SNR değeri ise 10dB

olarak alınmıştır. Eşik değerinin 0 alınması hiç eşik değeri kullanılmadığı anlamına gelir ve kaynak-röle kanallarının SNR değeri sonsuz ise bu değer optimumdur. Kablosuz haberleşmede sonsuz SNR gerçekleştirilemeyeceği için eşik değeri 0'dan itibaren adım adım artırılarak bulunmuştur. Yapılan detaylı benzetimlerde kaynak-röle kanalının 10dB, 15dB, 20dB ve 25dB değerleri için optimum eşik değerleri sırasıyla 0.125, 0.05, 0.02 ve 0.006 olduğu görülmüştür. Eğer eşik değerleri uygun seçilmezse hedef kullanıcıda BER artmaktadır. Kısmi kanal durum bilgisinin elde edilmediği benzetimlerde ve kısmi kanal durum bilgisinin elde edildiği bu benzetimlerde de CEBSTBC, röle seçim tekniklerinden daha iyi bir BER başarımı göstermiştir.



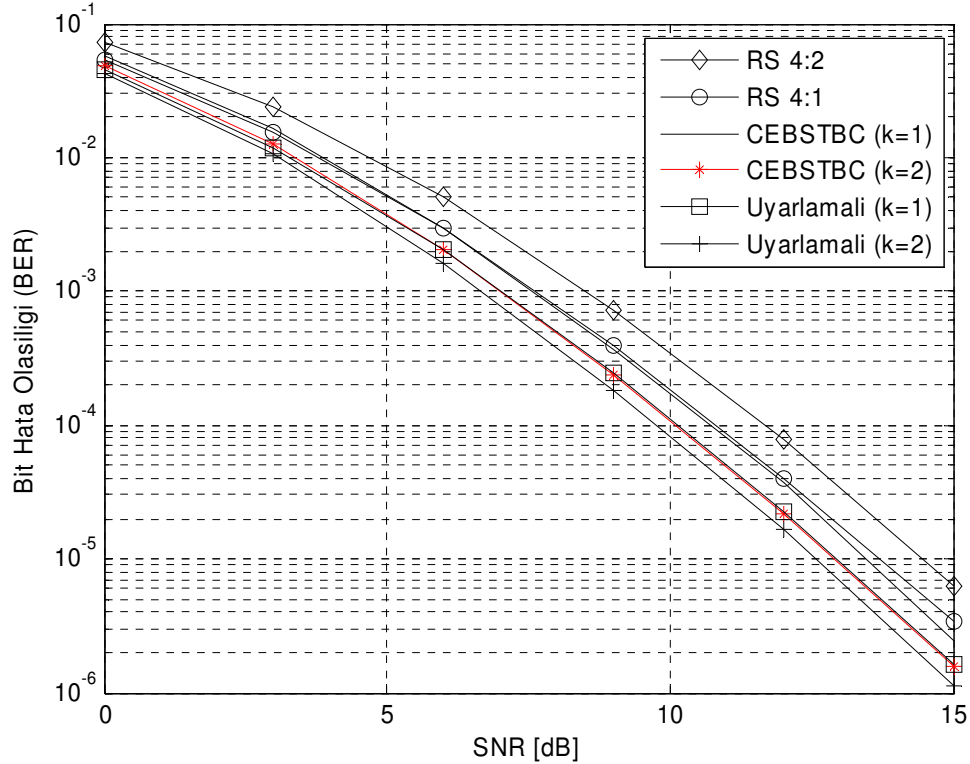
Şekil 5.24 : Kısmi CSI elde edildiğinde dört röle için BER. Kaynak-röle kanalları 20dB ve 25dB ve röle-hedef kanalları ise 10dB olarak alınmıştır.

5.8.4 Hedef kullanıcıdaki SNR'ı maksimize eden uyarlamalı kod ve röle seçiminin başarımı

Bir önceki bölümden farklı olarak benzetimlerde seçmeli aktarma (selective relaying) protokolü kullanılmıştır. Bu teknikte kaynağın gönderdiği sembolleri doğru kestiren röleler hedefe iletirler. Şekil 5.25'te dört röleli sistem için DSNR 5dB olarak kabul edilmiştir. Uyarlamalı kod ve röle seçimi eğer bir bitle genişletilmiş CEBSTBC kullanırsa (Uyarlamalı (k=1)), iki bit ile genişletilmiş CEBSTBC (CEBSTBC (k=2))

ile yaklaşık aynı başarımı göstermektedir. Uyarlamalı kod ve röle seçiminde iki bitle genişletilmiş CEBSTBC kullanılırsa (Uyarlamalı ($k=2$)), iki bitle genişletilmiş CEBSTBC'nin başarımından yaklaşık 0.3dB daha iyi başarımlar gösterir.

Benzetimler göstermiştir ki, MISO sisteminde olduğu gibi başarımları arttırmak için anlık SNR'a göre uyarlamalı kod ve röle seçimi, sadece kod seçimi ve sadece röle seçimine göre daha iyi bir başarımlar elde etmiştir [116].



Şekil 5.25 : Seçmeli aktarma kullanıldığında ve DSNR 5dB alındığında dört röle için BER.

5.9 Sonuç

Tezin bu bölümünde CBSTBC işbirlikli haberleşme için önerilmiştir. Ayrıca, CBSTBC'nin en büyük problemi, kaynak-röle kanalının SNR değerinin yeterince yüksek olmadığı durumlarda, rölelerde hatalı kestirim yapılabilmesi ve hatalı kestirilen simgeler nedeniyle sistemin bit hata olasılığının hata katına erişmesidir. Bu problemin çözümü için bu bölümde, kanal kazançlarına göre uyarlanabilir bir protokol olan HRCST açıklanmıştır. Bunlara ek olarak, EBSTBC'nin kodlama kazancı BSTBC'ye göre daha fazla olduğu tezin 4. bölümde açıklanmıştır. Bu nedenle CEBSTBC işbirlikli haberleşmeye uygulanmıştır. CEBSTBC'nin çiftsel hata

olasılığı analizi ve tam çeşitlemeye sahip olduğu analitik olarak gösterilmiştir. Ayrıca, hedef kullanıcıdaki SNR'ı maksimize eden uyarlamalı kod ve röle seğımi açıklanmıştır. Yeni teknik sadece röle seğıminden ve sadece kod seğıminden daha iyi başarım elde etmiştir.

6. KABLOSUZ SENSÖR AĞLARINDA EBSTBC UYGULAMASI

Kablosuz sensör ağları (Wireless Sensor Networks, WSNs) fiziksel dünyadan topladıkları yararlı bilgileri işlem gücü yüksek cihazlara aktararak fiziksel dünya ile mantıksal dünya arasında bir köprü oluştururlar. Eğer WSNs uygun teçhizatlarla donatılırsa, sivil ve askeri uygulamalarda insan katkısını azaltır veya insan gereksinimini ortadan kaldırır [25].

Yakın bir gelecekte pek çok WSN gözetim ve izlemenin de bulunduğu geniş bir uygulama yelpazesinde konuşlandırılacaktır. Her sensörün bataryası bulunmaktadır ve yerleştirildikten sonra uzun süre çalışması beklenmektedir. WSN'deki toplam enerji harcamasına sensörün bütün fonksiyonları dahil edilmektedir. Kablosuz alıcı-vericiler batarya enerjisinin büyük bir kısmını kullandığından iletim enerjisinin verimliliği ve güvenilirliği çok önemlidir [26]. Bu durum şiddetli kanal sönümlemesinin ve düğüm hatalarının fazla olduğu ortamlarda daha da önem kazanmaktadır [27].

WSN'de iletim enerjisinin korunmasında iki farklı bakış açısı bulunmaktadır. Öncelikle iletim protokolleri ve algoritmaları yüksek enerji verimli olmalıdır. STC iletim enerji verimliliğinin ve güvenliğinin sağlamasında yardımcıdır [101]. Özellikle STBC'nin sahip olduğu lineer karmaşıklık nedeniyle WSN'de özel bir öneme sahiptir [5,55]. Pek çok STBC tekniği arasından Alamouti kodu [55] basitliği nedeniyle en meşhur olanıdır. Ancak, uzay zaman teknikleri genel olarak çoklu iletim antenleri kullanır.

Kablosuz sensörlerde antenin konumlandırılması için alan, maliyet ve donanımsal sınırlamalar nedeniyle pek çok uygulamada çoklu iletim antenleri desteklenmez. Kablosuz sensörlerde çoklu iletim antenlerinin desteklenmediği durumda bile kablosuz sensörler işbirlikli iletim teknikleriyle [12-13,57,102-103] sanal anten dizileri oluşturularak STBC kullanırlar. Enerjinin korunmasının yanında, STBC hatalara karşı toleransı arttırırken [101] iletim band genişliğini verimli kullanır [57]. Eğer işbirliği yapan kablosuz sensörlere sınırlı geribesleme yapılırsa daha fazla başarımlar elde edilebilir. Sınırlı geribeslemeli sistemlerde genelde iki teknik kullanılır;

İlki Bölüm 6'da röle seçimi olarak açıklanan sensör seçimidir (SS). SS'de n adet aktif sensörden birleştirme merkezi (fusion center) tarafından n_1 tanesi işbirliği için seçilir. Diğer teknik ise CEBSTBC'dir ve bütün aktif sensörler işbirliği için kullanılırlar [31,43].

İletim enerjisinin korunmasında önemli diğer bir konu ise kablosuz sensör ağın farklı parçalarının enerji tüketim hızı eşit veya eşite yakın olmalıdır ki kablosuz sensörlerin bataryaları yaklaşık olarak aynı ömürlü olsunlar. Eğer kablosuz ağda enerji tüketimi düzgün olarak dağılmamışsa kablosuz ağdaki kritik bazı parçaların bataryası erken tükenir. Kablosuz ağdaki diğer parçaların bataryaları dolu olduğu halde ağ işlevini yapamaz veya hizmet kalitesi (QoS) gereksinimlerini karşılayamaz. Bu problem enerji deliği (energy hole) olarak adlandırılır [29].

SS teknikleri düzgün kablosuz kanallarda ağın ömrünü uzatırken, düzgün olmayan kablosuz kanallar veya sensörlerin lokasyonları nedeniyle bazı kablosuz sensörler işbirliği için daha fazla seçilirler. Bu sensörlerin bataryaları çok azalabilir veya hiç kalmayabilir ve enerji deliği problemi oluşur. Bu problemin düzgün olmayan kablosuz haberleşme kanallarında olmaması için ideal haberleşme protokolü haberleşmenin hizmet kalitesini düşürmeden iletim enerjisini aktif sensörlere dağıtmalıdır.

[103]'de işbirlikli çeşitlemeye sahip istatistiksel STBC'nin başarımı, gözlem ve kuantalama gürültüleri de dikkate alınarak analiz edilmiştir. Literatürdeki bu çalışmada birleştirme merkezinde tek anten olduğu kabul edilmiş ve iki sensör için tam çeşitleme ve tam hızı sağlayan Alamouti kodu kullanılmıştır. Alamouti kodu kullanıldığından çeşitleme derecesi iki elde edilmiş ve geribesleme kullanılmadığından ikiden daha fazla sensör aktif olduğunda BER başarımı sınırlanmıştır. Elde edilebilecek çeşitleme derecesi sınırlı sayıda geribesleme ile artırılabilir [43]. [103]'de geribesleme kullanılmadığından, gözlem ve kuantalama gürültüsü bulunan ortamda birleştirme merkezinden ne kadarlık bir geribeslemenin başarımı artırılacağı analiz edilmemiştir. Buna ek olarak, ikili sensörlerin düzgün olmayan kablosuz kanallardaki başarımı ve kablosuz kanallardaki enerji deliği probleminin çözümü literatürde incelenmemiştir.

Doktora tezinin bu bölümünde, WSN'de CEBSTBC kullanılarak istatistiksel STBC'nin başarımı artırılmıştır. CEBSTBC'nin BER üst sınırı ve çeşitleme derecesi

kuantalama ve gözlem gürültüsü de analizlerde dikkate alınarak bulunmuştur [43]. SS tekniklerinin enerji deliği problemine sebep olduğu gösterilmiş ve problemin çözümü için CEBSTBC kullanılmıştır. Bunun nedeni bütün sensörler düzgün olmayan kablosuz kanallarda bulunsalar bile CEBSTBC bütün sensörleri kullandığından enerji deliği problemini önler ve hizmet kalitesini ağın ömrü boyunca sağlar. Bu haberleşme protokolünün enerji verimliliğini sağlar.

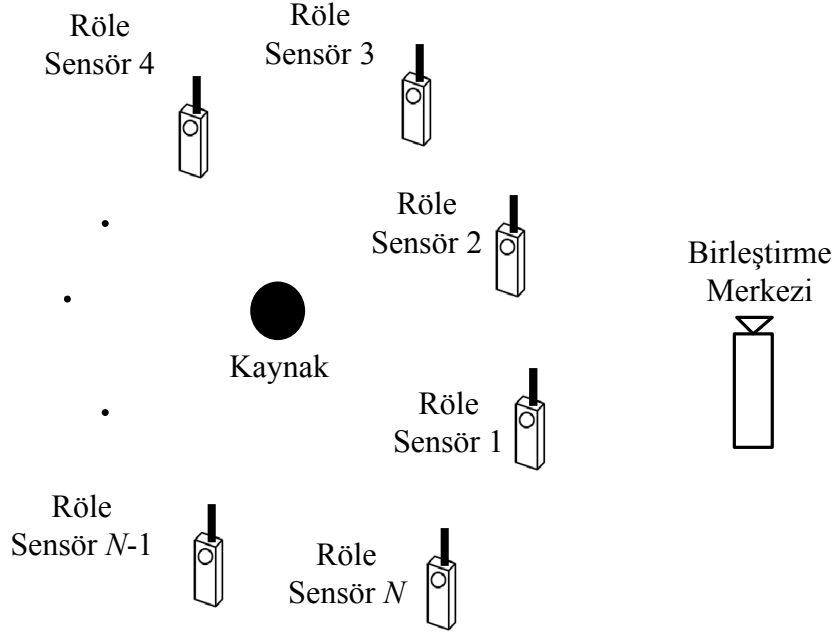
Bunlara ek olarak, CEBSTBC ve SS teknikleri gözlem gürültüsünün BER başarımını sınırlandırması nedeniyle başarımı olumsuz etkilediği görülmüştür [43]. Bu sorunun çözümü için CEBSTBC ile SS tekniği BER başarımını arttırmak için birleştirilmişlerdir [115]. Bu teknikte aktif sensörün gözlemi yüksek gürültü içeriyorsa, bu aktif sensör diğer aktif sensörlerle, elde ettiği gözlemi iletmek için işbirliğine girmez. Buna karşılık, eğer belirlenen eşik değerinden daha düşük gözlem gürültülü sensörler, gözlemlerini CEBSTBC kullanarak birleştirme merkezine iletirler. Önerilen karma teknik, CEBSTBC'nin ve SS tekniğinin tek başına kullanımıyla elde edilecek başarımı artırmıştır. Benzer bir başarımların SS tekniklerinin uyarlamalı uygulanması sonucu da elde edildiği görülmüştür.

6.1 Sistem Modeli

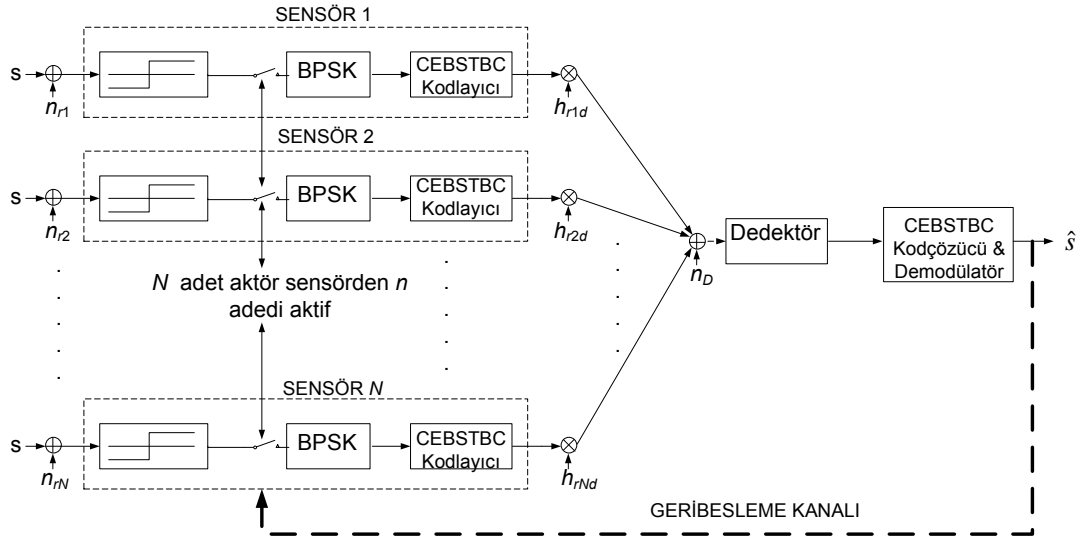
Kablosuz sensör ağı bir kaynak, bir birleştirme merkezi ve N adet kablosuz sensörden oluşmaktadır. Şekil 6.1-2'de sırasıyla kablosuz sensör ağını ve analitik modelini göstermektedir. Bütün kablosuz sensörlerin tek bir antene sahip olduğu ve aynı anda hem iletim hem de alım yapamadıkları varsayılmaktadır.

Bütün kanallar duruğumsu ve birbirinden istatistiksel olarak bağımsız dairesel karmaşık Gauss değişkeni olarak modellenen Rayleigh düz sönümlemeli kanal olarak kabul edilmiştir. $i=1,2,..., n$ için h_{rid} i . aktif sensör ile birleştirme merkezi arasındaki kanal katsayısıdır. Kanal katsayıları bir çerçeve boyunca değişmedikleri, ancak bir çerçeveden diğerine istatistiksel bağımsız olarak değişiyor. Birleştirme merkezinin sensör-birleştirme merkezi kanallarını tam olarak kestirebildiği kabul edilmiştir. Bu pilot tonlar sayesinde sağlanır. Birleştirme merkezi sensörlerin yaptığı ölçümlerin ne kadar doğru olduğu hakkında bir bilgiye sahip değildir. Bunun nedeni birleştirme merkezinde ölçümlerin hassasiyetinin bilinmesi protokol üzerine çok fazla ek yük getirmektedir. Enerji verimliliği nedeniyle sadece n sensör aktiftir. Her bir aktif sensör çevreyi gözlemler. Gözlem gürültüsü nedeniyle her bir sensördeki

gözlemlenen veri farklı olabilir. Gözlemlenen veriler ikili kuantalanarak BPSK modülasyonu ile iletilirler.



Şekil 6.1 : Kablosuz sensör ağı.



Şekil 6.2 : Kablosuz sensör ağının analitik modeli.

6.1.1 Batarya modeli

Batarya modeli sensörün enerji kaynağının ömrünü ve kapasitesini benzetir. Bataryanın içerdiği materyallerden dolayı gerçek bir modelini geliştirmek zor bir iştir. Günümüzde yaygın olarak kullanılan ağ simülatörleri lineer batarya modelini

[104] kullanılır. Bunlardan en bilineni ise NS2`dir [105]. Lineer model, akımın bataryada lineer olarak depolandığı varsayımını kullanır. Bataryanın maksimum kapasitesi boşaltım oranından bağımsızdır. Basit batarya modeli kullanıcının kullandığı uygulamanın ne kadar verimli olduğunu test etmesine yarar. Bu modelde teorik olarak batarya ömrü $t = C_{bat}/I$ biçiminde hesaplanır. Burada C_{bat} maksimum batarya kapasitesini (Ah) ve I boşaltım akımını göstermektedir. Bu modelde, her gezgin terminalin bir başlangıç enerjisi vardır ve her paketin alım ve gönderiminde enerjisi azalmaktadır. Sınırlı batarya benzetimlerine batarya sayacı eklenmiştir [106-107]. Batarya sayacı sensörün bataryasında ne kadar enerji kaldığını göstermektedir. Batarya sayacı sıfırlandığında gezgin röle terminalinde batarya kalmadığını ve gezgin terminalin işbirliği yapamayacağını göstermektedir. Benzetimlerde, alım için harcanan enerjinin iletim için harcanan enerjinin 2/3`ü olduğu varsayılmıştır [108].

6.2 BER Üst Sınırının ve Çeşitleme Derecesinin Çıkarılması

CEBSTBC`nin nasıl oluşturulduğu Bölüm 4.2`de açıklanmıştı. Aktif sensörün yaptığı gözlemin ortalamasının gözlemin standart sapmasına oranı m/σ olarak gösterilir [103]. Üç sensörün aktif ve m/σ değeri yüksek olduğunda birleştirme merkezinde elde edilen anlık SNR, SNR_{fc} , aşağıdaki şekilde yazılabilir.

$$SNR_{fc} = SNR \frac{\left(|h_{r1d}|^2 + |h_{r2d}|^2 + |h_{r3d}|^2 + 2 \max \left(\text{Re} \{ ah_{r2d}^* h_{r3d} \}, \text{Re} \{ ah_{r1d}^* h_{r3d} \}, \text{Re} \{ ah_{r1d}^* h_{r2d} \} \right) \right)^2}{3 \left(|h_{r1d}|^2 + |h_{r2d}|^2 + |h_{r3d}|^2 \right)} \quad (6.1)$$

Burada $SNR=E_b/N_o$ sönümleme olmadan bit başına düşen sinyal-gürültü oranıdır. Üst sınır bulmak için Eşitlik (6.1)

$$SNR_{fc} \geq \frac{SNR}{3} \left(|h_{r1d}|^2 + |h_{r2d}|^2 + |h_{r3d}|^2 \right) \quad (6.2)$$

yazılabilir. Sönümleme olmadan BPSK`nın BER değeri [46]`da aşağıdaki şekilde verilmiştir.

$$P_b = Q \left(\sqrt{2SNR} \right) \quad (6.3)$$

Eşitlik (6.2), Eşitlik (6.3)`te yerine yazılırsa BER, Q fonksiyonu ile üstten sınırlanır.

$$P_b \leq Q\left(\sqrt{2\frac{SNR}{3}\left(|h_{r1d}|^2 + |h_{r2d}|^2 + |h_{r3d}|^2\right)}\right) \quad (6.4)$$

Q fonksiyonu da bir üstel ile üstten sınırlanabilir. Bu durumda BER aşağıdaki şekilde üstten sınırlanır.

$$P_b \leq \exp\left(-\frac{SNR}{3}\left(|h_{r1d}|^2 + |h_{r2d}|^2 + |h_{r3d}|^2\right)\right) \quad (6.5)$$

BER üst sınırının kanal istatistikleri üzerinden ortalaması alınır

$$P_b \leq E\left\{\exp\left(-\frac{SNR}{3}\left(|h_{r1d}|^2 + |h_{r2d}|^2 + |h_{r3d}|^2\right)\right)\right\} \quad (6.6)$$

elde edilir. h_{r1d} , h_{r2d} ve h_{r3d} birbirlerinden bağımsız olduklarından

$$P_b \leq E\left\{\exp\left(-\frac{SNR}{3}|h_{r1d}|^2\right)\right\} E\left\{\exp\left(-\frac{SNR}{3}|h_{r2d}|^2\right)\right\} E\left\{\exp\left(-\frac{SNR}{3}|h_{r3d}|^2\right)\right\} \quad (6.7)$$

olarak yazılabilir. Eşitlik (6.7) hesaplanırsa, birleştirme merkezindeki BER üst sınırı

$$P_b \leq \left(\frac{3}{(SNR + 3)}\right)^3 \quad (6.8)$$

olarak bulunur. Herhangi bir sayıdaki aktif sensör için BER üst sınırı

$$P_b \leq \left(\frac{n}{(SNR + n)}\right)^n \quad (6.9)$$

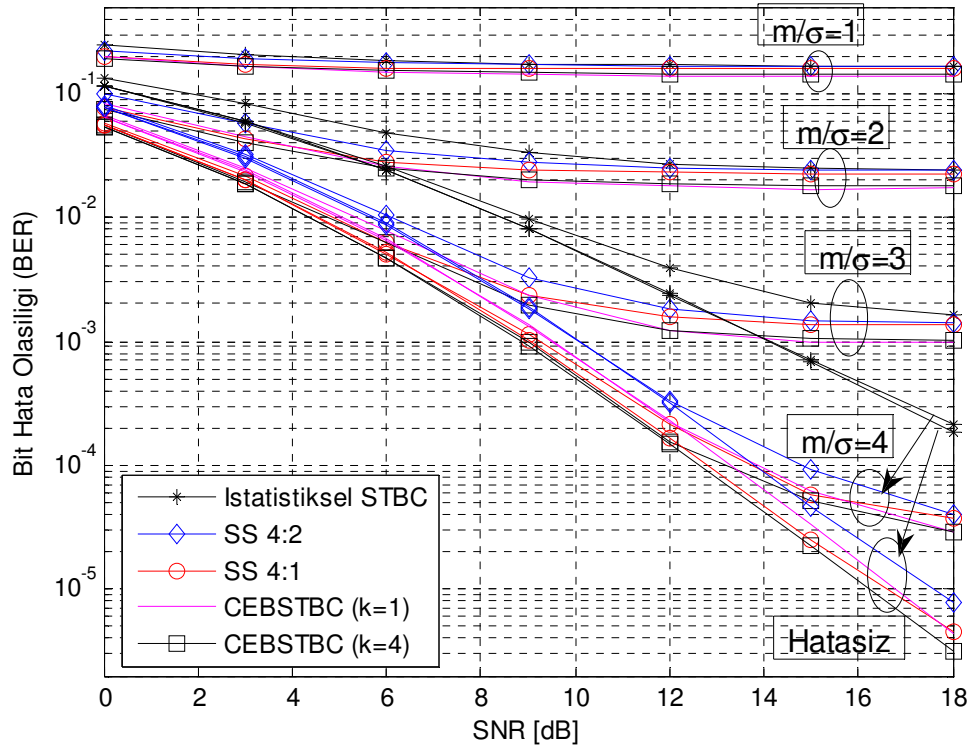
olarak elde edilir. Eşitlik (6.9)'dan m/σ değeri yüksek olduğunda çeşitleme derecesi n olur.

6.3 Başarım Değerlendirilmesi

Sensör haberleşmesinde CEBSTBC'ye alternatif bir yaklaşım da sensör seçimidir. Eniyi anlık sensör-birleştirme merkezi kanal kazancına sahip aktif sensör seçilir ve sensör seçimi olarak (SS $n:1$) adlandırılır [31]. Birleşim merkezindeki SNR'ı enbüyüklemek için bütün aktif sensörler arasından iki aktif sensör seçilir ve seçilen sensörler aldıkları işaretleri Alamouti kodunu kullanarak iletirler [74]. Benzetimlerde, eniyi anlık sensör-birleştirme merkezi kanalına sahip iki sensör

seçilir. Buna sensör-seçimli Alamouti (SS $n:2$) denir [31]. CEBSTBC, sensör seçimi, sensör seçimli Alamouti ve işbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC'nin [103] bilgisayar benzetimleriyle bit hata olasılıkları bulunmuştur.

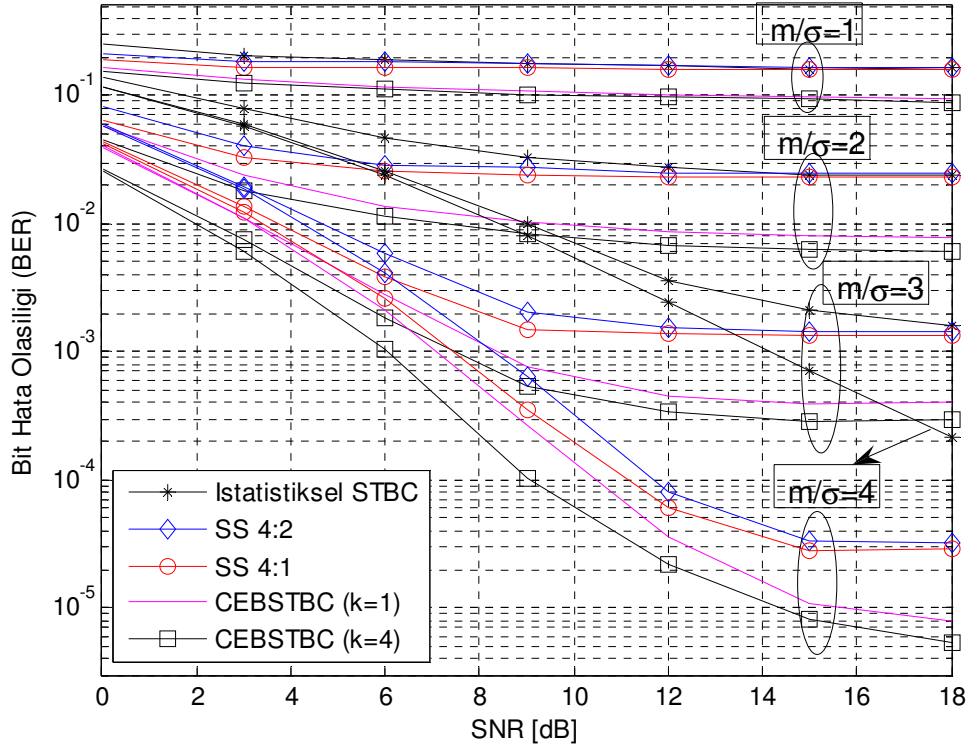
Bir çerçevenin uzunluğu 100 simge süresi olarak seçilmiş, toplam iletilen güç ve bant genişliği sabitlenmiştir. Bu nedenle, iletim gücü eşit olarak aktif sensörler arasında paylaşılır. Her aktif sensör ya H_0 olayını ya da H_1 olayını eşit olasılıkla gözlemler. Her sensördeki gözlem, ortalaması $\pm m$ ve varyansı σ^2 olan Gauss rasgele değişken olarak kabul edilmiştir. Her aktif sensör diğer aktif sensörlerden bağımsız olarak gürültülü gözlemi kuantalar. Kuantalanmış gözlem seçilen iletim tekniğine göre birleştirme merkezine iletilir.



Şekil 6.3 : Üç aktif sensörlü sistemin BER başarımı.

Şekil 6.3'te üç aktif sensör için bit hata olasılığı eğrileri verilmiştir. Her sensördeki gözlemin ortalamasının gözlemin standart değişimine oranı (m/σ) 1 ile 4 arasında değiştiği kabul edilmiş ve karşılaştırma amacıyla sensörde gözlem gürültüsünün olmadığı durum da eklenmiştir. Gözlem gürültüsü çeşitleme derecesini sınırlaması nedeniyle m/σ oranı 1 ve 2'ye eşit olduğunda bütün iletim protokolleri yaklaşık aynı başarımları gösterir. İşbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC (Istatistiksel STBC) ile sensör seçimli Alamouti (SS 3:2) karşılaştırılırsa, sensör seçimli Alamouti tekniği

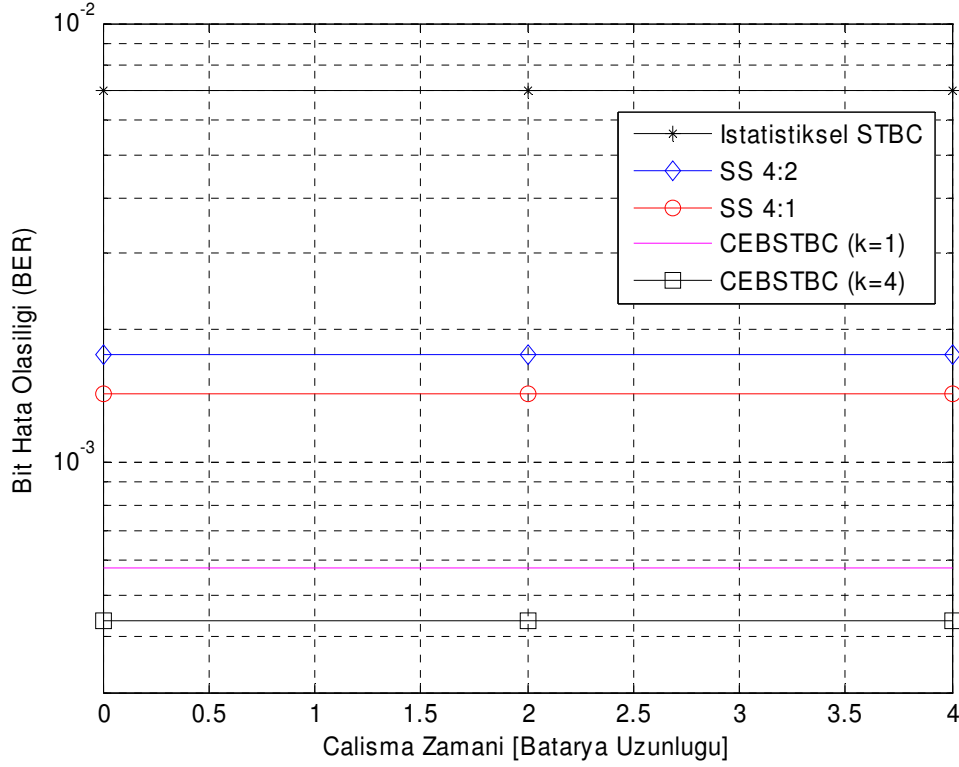
BER'in 2×10^{-3} değeri için yaklaşık 3.73dB SNR kazancı sağlar. Sensör seçimi, bir bit genişletilmiş CEBSTBC (CEBSTBC ($k=1$)) ve dört bit genişletilmiş CEBSTBC (CEBSTBC ($k=4$)), sensör seçimli Alamouti tekniğine göre sırasıyla 1.27dB, 1.77dB ve 2.50dB SNR kazancı sağlar. Eğer m/σ değeri artarsa, işbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC'nin çeşitleme derecesi 2'ye yaklaşır. Buna karşılık sınırlı geribeslemeli sistemlerin çeşitleme derecesi ise 3'e yaklaşır.



Şekil 6.4 : Dört aktif sensörlü sistemin BER başarımı.

Şekil 6.4'te dört aktif sensör için bit hata olasılığı eğrileri verilmiştir. Her sensördeki gözlemin ortalamasının gözlemin standart değişimine oranı (m/σ) 1 ile 4 arasında değiştiği kabul edilmiştir. Gözlem gürültüsü çeşitleme derecesini sınırlaması nedeniyle m/σ oranı 1'e eşit olduğunda bütün iletim protokolleri yaklaşık aynı başarımı gösterir. m/σ oranı 2'ye eşit olduğunda, işbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC (Istatistiksel STBC), sensör seçimi Alamouti (SS 4:2) ve sensör seçimi (SS 4:1) BER'in 2×10^{-3} değeri için hata katına ulaşırlar. Buna karşılık, bir bit genişletilmiş CEBSTBC (CEBSTBC ($k=1$)) ve dört bit genişletilmiş CEBSTBC (CEBSTBC ($k=4$)) hata katına sırasıyla BER'in 7.65×10^{-3} ve 5.97×10^{-3} değerlerinde ulaşırlar. İşbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC (Istatistiksel STBC) ile sensör seçimli Alamouti tekniği (SS 3:2) karşılaştırılırsa, sensör seçimli Alamouti tekniği sırasıyla BER'in

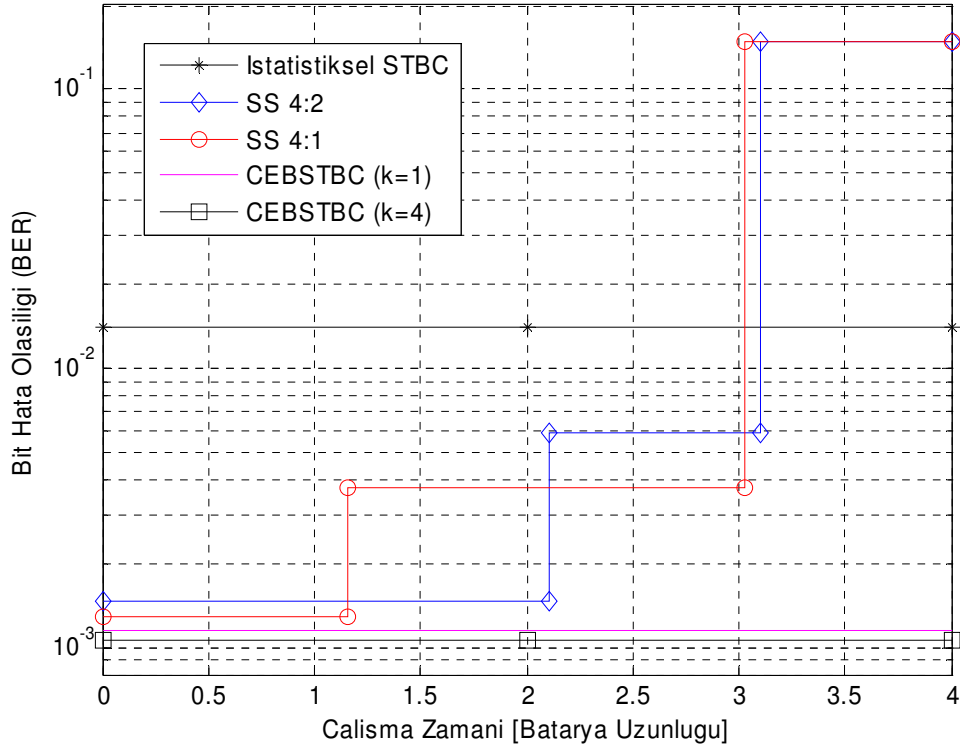
2×10^{-3} değeri için yaklaşık olarak 6.26dB SNR kazancı sağlar. Sensör seçimi, bir bit genişletilmiş CEBSTBC (CEBSTBC (k=1)) ve dört bit genişletilmiş CEBSTBC (CEBSTBC (k=4)), sensör seçimli Alamouti tekniğine göre sırasıyla 1.19dB, 2.54dB ve 3.46dB SNR kazancı sağlarlar. Eğer m/σ değeri artarsa, dört aktif sensör bulunmasına rağmen işbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC'nin çeşitleme derecesi 2'ye yaklaşır. Buna karşılık sınırlı geribeslemeli sistemlerin çeşitleme derecesi ise 4'e yaklaşır.



Şekil 6.5 : Dört aktif sensörlü sistemin BER başarımı. Sensör-birleştirme merkezi kanallarının SNR'ları 10dB ve paralel kanallar düzgün.

Şekil 6.5-6'daki benzetimlerde sensörlerin bataryaları sınırlı olduğu varsayılmıştır. Bölüm 6.1.1'de açıklanan lineer batarya modeli kullanılmıştır. Şekil 6.5-6'da kablosuz ortamda 4 sensör bulunduğu ve hepsinin aktif olduğu varsayılmıştır. Ayrıca, herbir aktif sensördeki gözlemlerin ortalamalarının varyanslarına oranı 3'e eşit olduğu ($m/\sigma=3$) ve sensör-birleştirme merkezi kanallarının SNR'larının 10dB olduğu varsayılmıştır. Şekil 6.5'te kablosuz ortamda dört düzgün sensör-birleştirme merkezi kanalı bulunduğu ve varyanslarının 1'e eşit olduğu kabul edilmiştir. İşbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC, BER'in 7×10^{-3} değerini elde eder. Buna karşılık sınırlı geribesleme sistemlerinden olan sensör seçimli Alamouti (SS 4:2) ve

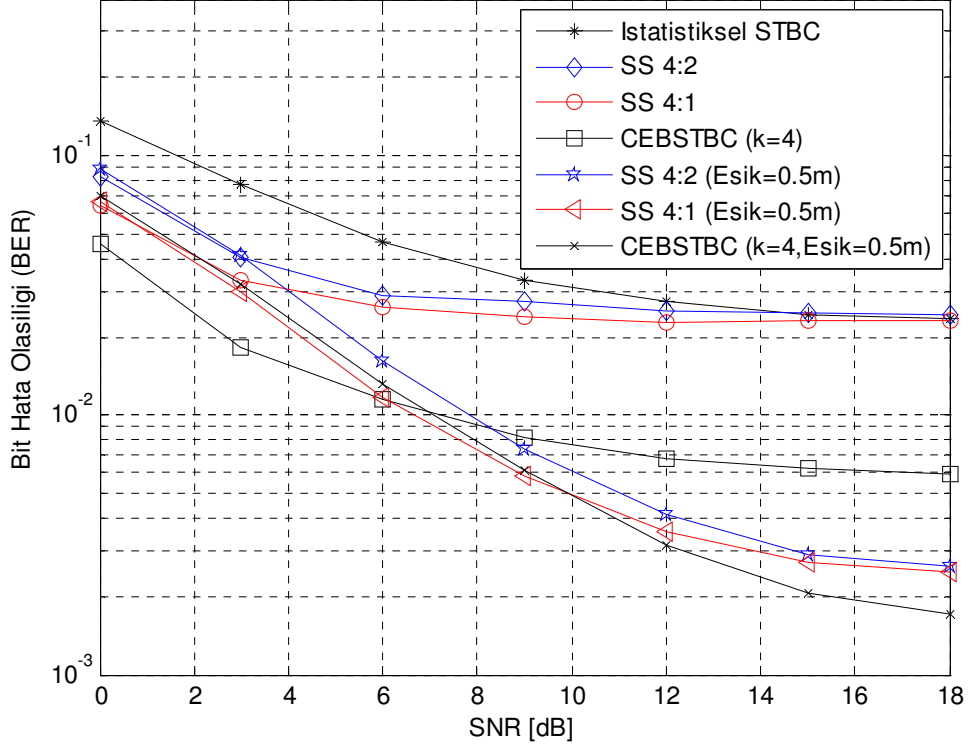
sensör seçimi (SS 4:1) sırasıyla BER'in 1.8×10^{-3} ve 1.4×10^{-3} değerlerini elde ederler. Bir ve dört bit genişletilmiş CEBSTBC sırasıyla BER'in 5.74×10^{-4} ve 4.36×10^{-4} değerlerini elde ederler. Bütün kanallar düzgün olduğundan bütün iletim teknikleri WSN'nin ömrü bitene kadar hizmet niteliğini sağlarlar.



Şekil 6.6 : Dört aktif sensörlü sistemin BER başarımı. Sensör-birleştirme merkezi kanallarının SNR'ları 10dB ve paralel kanallar düzgün değil.

Şekil 6.6'da iki düzgün, bir "daha iyi" ve bir "daha kötü" sensör-birleştirme merkezi kanalı kablosuz ortamda bulunmaktadır. Kanalların varyansları sırasıyla 1, 10 ve 0.1'dir. Sensör seçimi (SS 4:1) genellikle "daha iyi" sensör-birleştirme merkezi kanalına sahip aktif sensörü seçer ve ilk sensörün bataryası bitene kadar sensör seçimi BER'in 1.3×10^{-3} değerini elde eder. Aynı sensörün çok fazla seçilmesiyle enerji deliği problemi ortaya çıkar. Daha sonra sensör seçimi genellikle düzgün sensör-birleştirme merkezi kanallarına sahip sensörleri seçer ve BER değeri 3.7×10^{-3} 'ye yükselir. Sonunda "daha kötü" sensör-birleştirme kanalına sahip aktif sensörün bataryası tükenir. Bu durumda BER'in 0.1477 değeri elde edilir. Enerji deliği problemi nedeniyle benzer bir durum sensör seçimli Alamouti (SS 4:2) içinde geçerlidir. İşbirlikli çeşitlemeye sahip istatistiksel STBC, BER'in 1.4×10^{-2} değerini elde eder. Bir ve dört bitle genişletilmiş CEBSTBC sırasıyla BER'in 1.2×10^{-3} ve

1.1×10^{-3} değerlerini elde ederler. Düzgün olmayan kablosuz paralel kanallarda CEBSTBC hizmet niteliğini bütün sensörlerin bataryaları bitene kadar destekler. Bu durum iletim enerjisinin aktif sensörler içerisinde en iyi şekilde dağıtılmasıyla gerçekleşir.

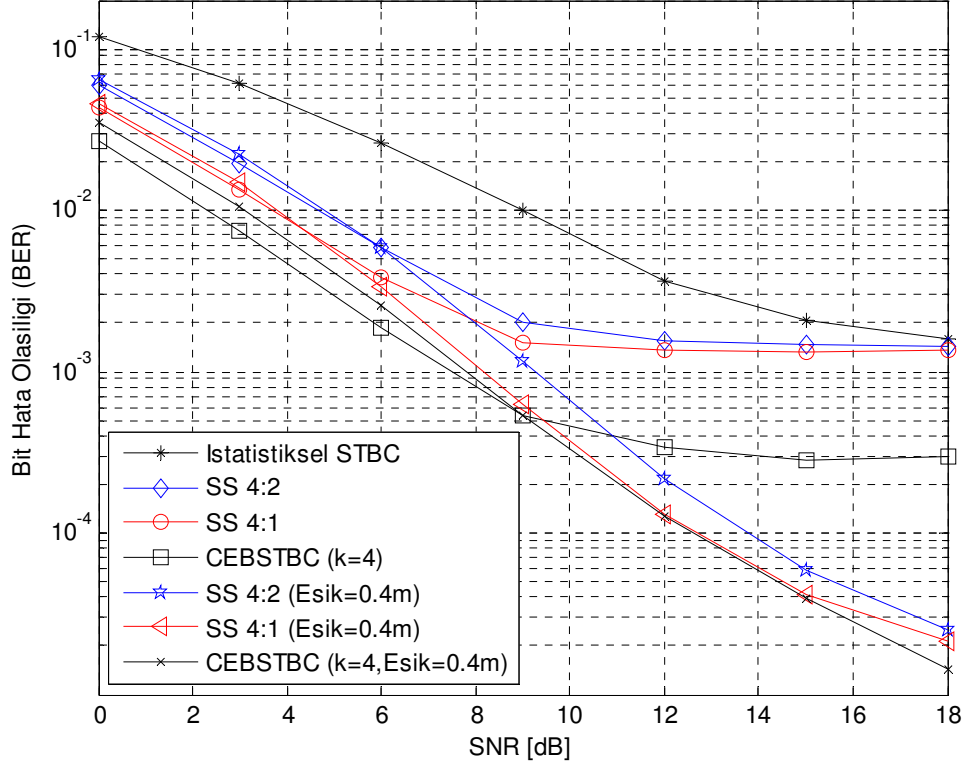


Şekil 6.7 : $m/\sigma=2$ olduğunda dört aktif sensörlü sistemin BER başarımı.

Şekil 6.7-8’de dört adet aktif sensör kablosuz ortamda bulunmaktadır ve her aktif sensör 1 bitlik gözlem gürültü bilgisini hedefe iletir. Bu durumda [115]’te önerilen karma sensör seçimli CEBSTBC yöntemi kullanılabilir. Birleştirme merkezine gelen bir bitlik bilgi, aktif sensörün gözlem gürültüsünün belirlenen eşiğin üstünde veya altında olduğu bilgisini içerir. Eğer eşiğin altında bir gözlem gürültü, o aktif sensör işbirliği için seçilir [30]. Eğer bütün aktif sensörlerin gözlem gürültüleri belirlenen eşiğin üstündeyse bütün aktif sensörler işbirliği için kullanılır. Eğer iki aktif sensörün gözlem gürültüsü eşiğin altındaysa işbirliği yapan aktif sensörler Alamouti kodunu kullanarak gözlemlerini iletirler. Uyarlamalı sensör seçim teknikleri de gözlem gürültüsü eşiğin altında kalan aktif sensörler arasından seçimlerini gerçekleştirirler.

Şekil 6.7-8’de, her bir aktif sensördeki gözlemlerin ortalamalarının varyanslarına oranı (m/σ) sırasıyla 2 ve 3 seçilmiştir. Şekil 6.7’de görüldüğü gibi işbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC (Istatistiksel STBC), sensör seçimli Alamouti (SS 4:2) ve

sensör seçimi (SS 4:1) BER'in 2.3×10^{-2} değerinde hata katına ulaşmaktadırlar. Dört bit genişletilmiş CEBSTBC (CEBSTBC (k=4)) ise BER'in 7.65×10^{-3} değerinde hata katına ulaşmaktadır. Buna karşılık, karma teknikte eşik $0.5m$ olarak seçilirse, hem



Şekil 6.8 : $m/\sigma=3$ olduğunda dört aktif sensörlü sistemin BER başarımı.

dört bit genişletilmiş CEBSTBC (CEBSTBC (k=4, Esik=0.5m)) hem de sensör seçimi (SS 4:1 (Esik=0.5m)) ve sensör seçimli Alamouti (SS 4:2 (Esik=0.5m)) hata katına daha düşük BER değerlerinde ulaşırlar. Şekil 6.8'de m/σ oranı 3 olarak seçilmiş ve işbirlikli çeşitlenmeli istatistiksel STBC (Istatistiksel STBC), sensör seçimli Alamouti (SS 4:2) ve sensör seçimi (SS 4:1) BER'in 1×10^{-3} değerine ulaşamazlar. Dört bit genişletilmiş CEBSTBC (CEBSTBC (k=4)) ise BER'in 3×10^{-4} değerinde hata katına ulaşmaktadır. Buna karşılık, karma teknikte eşik $0.4m$ olarak seçilirse, hem dört bit genişletilmiş CEBSTBC (CEBSTBC (k=4, Esik=0.4m)) hem de sensör seçimi (SS 4:1 (Esik=0.4m)) ve sensör seçimli Alamouti (SS 4:2 (Esik=0.4m)) hata katına sinyal-gürültü oranı 18dB olmasına rağmen ulaşmamışlardır.

6.4 Sonuç

Bu bölümde, işbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC'nin başarımı sınırlı geribesleme kullanılarak artırılmıştır. Hem sensör seçim teknikleri hem de CEBSTBC istatistiksel STBC'nin başarımını sınırlı geribesleme ile artırmışlardır. Fakat CEBSTBC'nin sağladığı SNR kazancı sensör seçim tekniklerine göre daha fazladır. İkili kuantalama kullanılmış ve kuantalama ve gözlem gürültüleri de dikkate alınmışlardır. Gözlem gürültüsünün BER başarımını sınırlandırdığı yapılan benzetimlerden kolayca görülebilir.

Bunlara ek olarak, bütün sensör-birleştirme merkezi kanalları düzgün veya sensörlerde limitsiz bataryanın bulunması halinde WSN'de enerji deliği problemi meydana gelmez. Bu durumlar kablosuz ortamda her zaman gerçekleşemez ve sensör seçim teknikleri kullanıldığında enerji deliği problemi oluşur. WSN'de çok önemli olan bu problem hizmet niteliğinin ağın ömrü boyunca sağlanmasına engel olur. Sensör seçimi tekniklerine karşılık CEBSTBC enerji deliği problemini doğası gereği çözen çok yararlı bir araçtır. Bunun nedeni CEBSTBC'nin bütün aktif sensörleri kullanarak iletim enerjisini eşit olarak dağıtması ve WSN'nin QoS gereksinimlerini bütün aktif sensörler düzgün olmayan kablosuz kanallarda bulunsalar bile sağlamasıdır.

Ayrıca, CEBSTBC ve SS tekniklerinin gözlem gürültüsünün BER başarımını sınırlandırması nedeniyle başarımı olumsuz etkilediği görülmüş ve problemin çözümü için CEBSTBC ile SS tekniği BER başarımını arttırmak için birleştirilmişlerdir. Önerilen karma teknik, CEBSTBC'nin ve SS tekniğinin tek başına kullanımıyla elde edilecek başarımı artırmıştır. Benzer bir başarıım artışı SS tekniklerinin uyarlamalı uygulanması sonucu da elde edilmiştir.

7. KABLOSUZ AĞLARDA EBSTBC İLE TAM HIZLI TAM ÇEŞİTLEMELİ SAHİP ÇOĞA GÖNDERİMİN (MULTICAST) GERÇEKLENMESİ

Bilindiği üzere çoğa gönderim (multicast) grup haberleşmesinde verimli bir metoddur. Bunun nedeni farklı hedeflere iletilen paketlerin daha az ağ kaynağını kullanmasıdır [113]. Telsiz ağlarının yaygın olarak kurulması ve gezgin terminallerin yeteneklerinin hızla gelişmesi nedeniyle içerik ve servis sağlayıcılar telsiz ağlarında çoğa gönderim haberleşmesini artan bir ilgiyle desteklemektedirler. Tezin bu bölümünde EBSTBC ile tam hıza ve tam çeşitlemeli sahip çoğa gönderimin MISO [41,126] ve işbirlikli haberleşmede [125] nasıl gerçekleştirilebildiği açıklanacaktır.

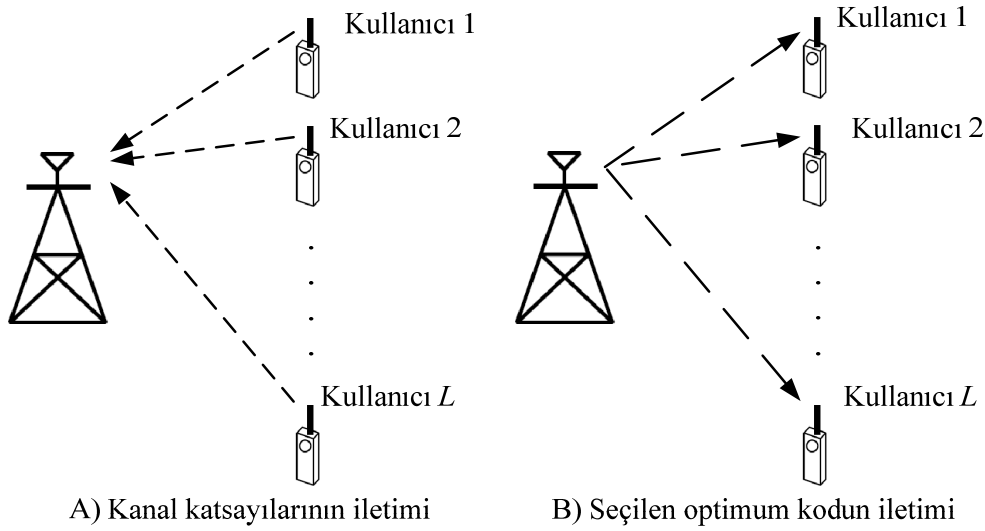
7.1 MISO Çoğa Gönderim Sistem Modeli

MISO çoğa gönderim sistem modeli bir baz istasyonu ve L adet gezgin kullanıcıdan oluşmaktadır. Baz istasyonuna N adet anten yerleştirilmiştir. Gezgin kullanıcılarda ise bir adet anten bulunmaktadır. Bütün kanallar duruğumsu ve birbirinden istatistiksel olarak bağımsız dairesel karmaşık Gauss değişkeni olarak modellenen Rayleigh düz sönümlenmeli kanal olarak kabul edilmiştir. $i=1,2,...,N$ ve $j=1,2,...,L$ için h_{ij} , baz istasyonunun i . anteni ile j . gezgin kullanıcı arasındaki kanal katsayısıdır. Kanal katsayıları bir çerçeve boyunca değişmedikleri, ancak bir çerçeveden diğerine istatistiksel bağımsız olarak değiştiği varsayılmıştır. Gezgin kullanıcıların kanalları tam olarak kestirebildiği kabul edilmiştir. Gürültü, sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı dairesel karmaşık rasgele değişken olan toplamsal beyaz Gauss olarak modellenmiştir. P ise baz istasyonunun ortalama iletim gücünü göstermektedir. M -PSK modülasyonu kullanılmıştır. Gezgin kullanıcılarda kod çözme işlemi için en büyük olasılık (maximum likelihood) karar metriği kullanılmıştır.

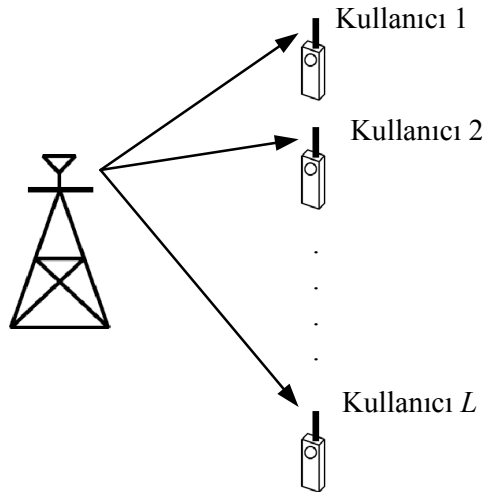
7.2 Çoğa Gönderim Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama

Çoğa Gönderim Genişletilmiş Dengeli Uzay Zaman Blok Kodlama (Multicast Extended Balanced Space-Time Block Coding, MEBSTBC) ise EBSTBC'nin çoğa

gönderim haberleşmesine uygulanmasıyla elde edilir [41]. Çoğa gönderim çerçeve başlangıç evresinde gezgin kullanıcılar kanal katsayılarını baz istasyonuna iletirler. Baz istasyonu kanal katsayılarına göre çerçeve boyunca kullanılacak optimum EBSTBC'yi seçerek çoğa gönderim kullanıcılarına iletir. Şekil 7.1'de çerçeve başlangıç evresi gösterilmiştir. Seçilen EBSTBC'ye uygun olarak baz istasyonu çerçeve boyunca verileri çoğa gönderim kullanıcılarına iletir. Şekil 7.2'de ise çoğa gönderim iletim evresi gösterilmiştir.



Şekil 7.1 : MISO çoğa gönderim çerçeve başlangıç evresi.



Şekil 7.2 : MISO çoğa gönderim iletim evresi.

7.2.1 Üç verici anten için MEBSTBC

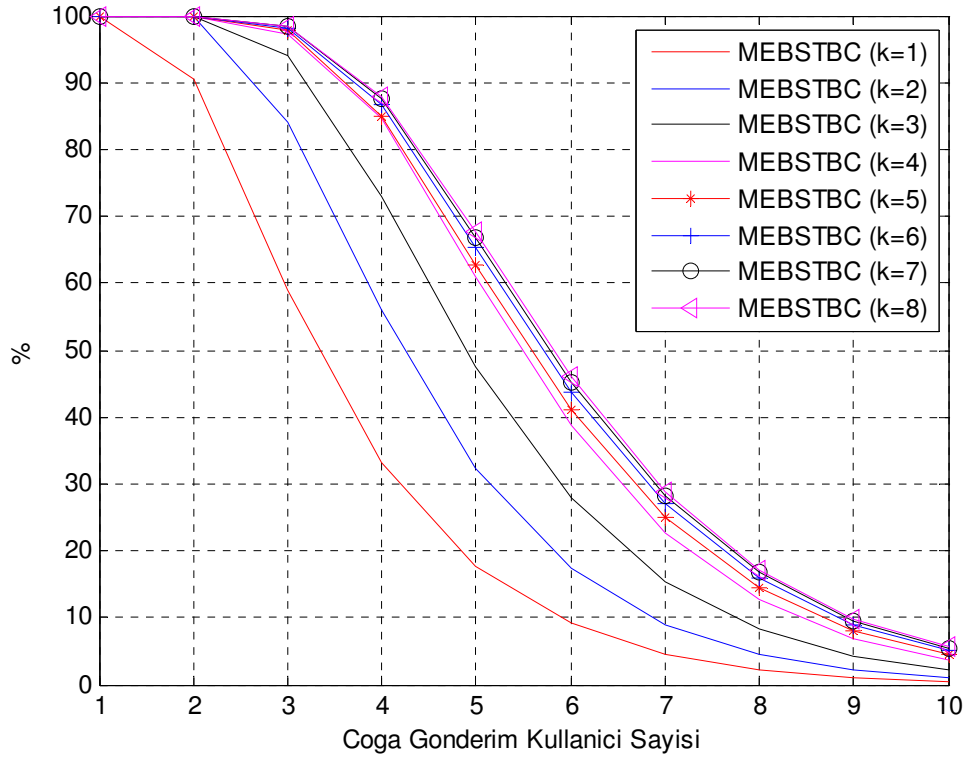
Kablosuz ortamda üç verici anten bulunduğunda kullanılabilecek EBSTBC matrisleri Eşitlik 4.8’de gösterilmiştir. Bu matrislerden seçilen optimum EBSTBC kullanıldığında j . gezgin kullanıcıda lineer işleme sonucunda s_1 ve s_2 simgeleri

$$\hat{s}_{i,j} = \sqrt{\frac{P}{3}} \left[\left| h_{1j} \right|^2 + \left| h_{2j} \right|^2 + \left| h_{3j} \right|^2 + 2 \max \left(\begin{array}{l} \min \left(\operatorname{Re} \{ a h_{21}^* h_{31} \}, \operatorname{Re} \{ a h_{22}^* h_{32} \}, \dots, \operatorname{Re} \{ a h_{2L}^* h_{3L} \} \right), \\ \min \left(\operatorname{Re} \{ a h_{11}^* h_{31} \}, \operatorname{Re} \{ a h_{12}^* h_{32} \}, \dots, \operatorname{Re} \{ a h_{1L}^* h_{3L} \} \right), \\ \min \left(\operatorname{Re} \{ a h_{11}^* h_{21} \}, \operatorname{Re} \{ a h_{12}^* h_{22} \}, \dots, \operatorname{Re} \{ a h_{1L}^* h_{2L} \} \right) \end{array} \right) \right] s_i + \eta_{i,j}, \quad i = 1, 2 \quad (7.1)$$

olarak elde edilir. Burada $\eta_{1,j}$ ve $\eta_{2,j}$ j . gezgin kullanıcıdaki lineer işleme sonucundaki gürültüyü göstermektedir. Eşitlik 7.1’den görülebileceği gibi bütün olası kanal katsayıları için aşağıdaki eşitsizlik gerçekleşiyorsa; diğer bir deyişle, bütün çoğa gönderim kullanıcıları için uygun a katsayısı ve iletim matrisi bulunabiliyorsa tam çeşitleme her zaman sağlanır.

$$\max \left(\begin{array}{l} \min \left(\operatorname{Re} \{ a h_{21}^* h_{31} \}, \operatorname{Re} \{ a h_{22}^* h_{32} \}, \dots, \operatorname{Re} \{ a h_{2L}^* h_{3L} \} \right), \\ \min \left(\operatorname{Re} \{ a h_{11}^* h_{31} \}, \operatorname{Re} \{ a h_{12}^* h_{32} \}, \dots, \operatorname{Re} \{ a h_{1L}^* h_{3L} \} \right), \\ \min \left(\operatorname{Re} \{ a h_{11}^* h_{21} \}, \operatorname{Re} \{ a h_{12}^* h_{22} \}, \dots, \operatorname{Re} \{ a h_{1L}^* h_{2L} \} \right) \end{array} \right) \geq 0 \quad (7.2)$$

Bütün olası kanal katsayıları ve üç verici anten için yapılan benzetimlerde elde edilen sonuçlar Şekil 7.3’de gösterilmiştir. Aynı değerler işbirlikli haberleşme için de geçerlidir. Bir bitle genişletilmiş EBSTBC (EBSTBC ($k=1$)), diğer bir deyişle BSTBC, sadece 1 kullanıcı (teke gönderim) için her zaman tam çeşitlemeyi sağlar. İki veya daha fazla bitle genişletilmiş EBSTBC ise 2 kullanıcı için her zaman tam çeşitlemeyi sağlar. Üç verici anten ve 5 ve daha fazla çoğa gönderim kullanıcısının bulunduğu ortamlarda tam çeşitleme bütün olası kanal koşullarının %70 ve altında sağlar.



Şekil 7.3 : Üç verici anten/röle için haberleşmede tam çeşitlemeyi sağlama yüzdeleri.

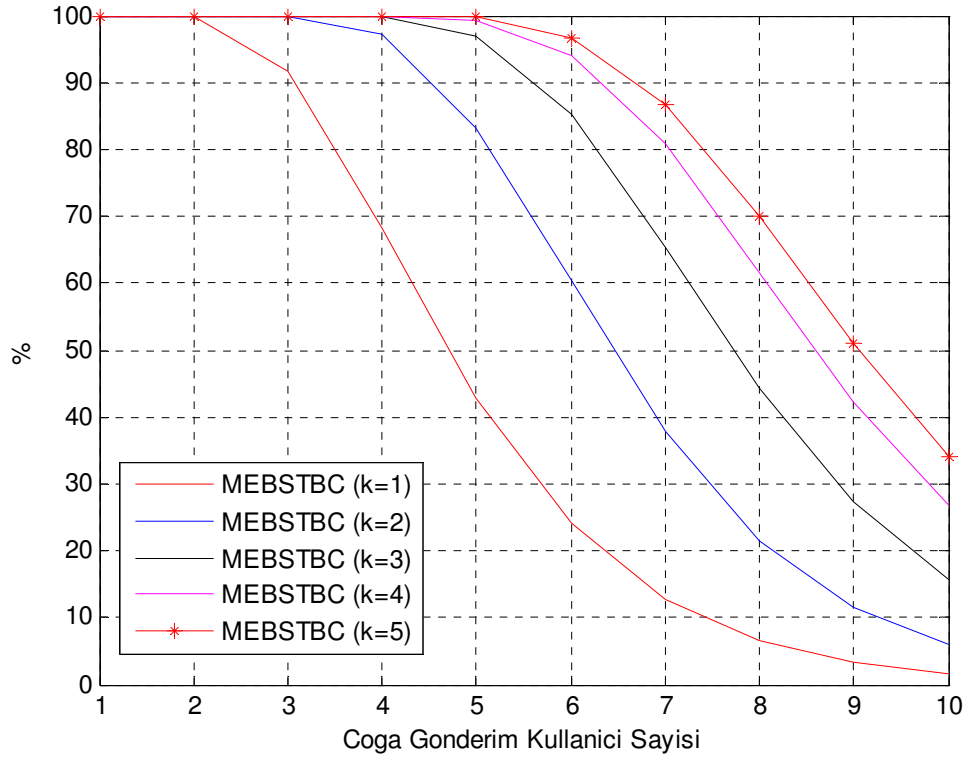
7.2.2 Dört verici anten için MEBSTBC

Kablosuz ortamda dört verici anten bulunduğunda kullanılacak EBSTBC matrisleri Eşitlik 4.10'da gösterilmiştir. Bu matrislerden seçilen optimum EBSTBC kullanıldığında j . gezgin kullanıcıda lineer işleme sonucunda s_1 ve s_2 simgeleri Eşitlik 7.3'te gösterilmiştir. Burada $\eta_{1,j}$ ve $\eta_{2,j}$ j . gezgin kullanıcıdaki lineer işleme sonucundaki gürültüyü göstermektedir. Eşitlik 7.3'den görülebileceği gibi bütün olası kanal katsayıları için Denklem 7.4'deki eşitsizlik gerçekleşiyorsa tam çeşitleme her zaman sağlanır.

Bütün olası kanal katsayıları ve dört verici anten için yapılan benzetimlerde elde edilen sonuçlar Şekil 7.4'de gösterilmiştir. Bir bitle genişletilmiş EBSTBC (EBSTBC (k=1)), 2 kullanıcı için her zaman tam çeşitlemeyi sağlar. Dört verici anten ve 5 bitle genişletilmiş EBSTBC (EBSTBC (k=5)), 8 ve daha fazla çoğa gönderim kullanıcının bulunduğu ortamlarda tam çeşitlemeyi bütün olası kanal koşullarının %70 ve altında sağlar.

$$\hat{s}_{i,j} = \frac{\sqrt{P}}{2} \left[\begin{array}{l} |h_1|^2 + |h_2|^2 + |h_3|^2 + |h_4|^2 \\ +2 \max \left(\begin{array}{l} \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{11}^* h_{21} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{11}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{21}^* h_{31} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{1L}^* h_{2L} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{1L}^* h_{3L} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{2L}^* h_{3L} \} \right] \right), \\ \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{11}^* h_{21} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{11}^* h_{41} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{21}^* h_{41} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{1L}^* h_{2L} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{1L}^* h_{4L} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{2L}^* h_{4L} \} \right] \right), \\ \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{11}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{11}^* h_{41} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{31}^* h_{41} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{1L}^* h_{3L} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{1L}^* h_{4L} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{3L}^* h_{4L} \} \right] \right), \\ \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{21}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{21}^* h_{41} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{31}^* h_{41} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{2L}^* h_{3L} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{2L}^* h_{4L} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{3L}^* h_{4L} \} \right] \right), \\ \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{11}^* h_{21} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{31}^* h_{41} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{1L}^* h_{2L} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{3L}^* h_{4L} \} \right] \right), \\ \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{11}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{21}^* h_{41} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{11}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{21}^* h_{41} \} \right] \right), \\ \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{21}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{11}^* h_{41} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{21}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{11}^* h_{41} \} \right] \right) \end{array} \right) \end{array} \right] s_i + \eta_{i,j} \quad , \quad i = 1, 2 \quad (7.3)$$

$$\max \left(\begin{array}{l} \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{11}^* h_{21} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{11}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{21}^* h_{31} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{1L}^* h_{2L} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{1L}^* h_{3L} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{2L}^* h_{3L} \} \right] \right), \\ \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{11}^* h_{21} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{11}^* h_{41} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{21}^* h_{41} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{1L}^* h_{2L} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{1L}^* h_{4L} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{2L}^* h_{4L} \} \right] \right), \\ \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{11}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{11}^* h_{41} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{31}^* h_{41} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{1L}^* h_{3L} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{1L}^* h_{4L} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{3L}^* h_{4L} \} \right] \right), \\ \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{21}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{21}^* h_{41} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{31}^* h_{41} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{2L}^* h_{3L} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{2L}^* h_{4L} \} + \operatorname{Re} \{ a^* bh_{3L}^* h_{4L} \} \right] \right), \\ \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{11}^* h_{21} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{31}^* h_{41} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{1L}^* h_{2L} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{3L}^* h_{4L} \} \right] \right), \\ \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{11}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{21}^* h_{41} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{11}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{21}^* h_{41} \} \right] \right), \\ \min \left(\left[\operatorname{Re} \{ ah_{21}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{11}^* h_{41} \} \right], \dots, \left[\operatorname{Re} \{ ah_{21}^* h_{31} \} + \operatorname{Re} \{ bh_{11}^* h_{41} \} \right] \right) \end{array} \right) \geq 0 \quad (7.4)$$



Şekil 7.4 : Dört verici anten/röle için haberleşmede tam çeşitlemeyi sağlama yüzdeleri.

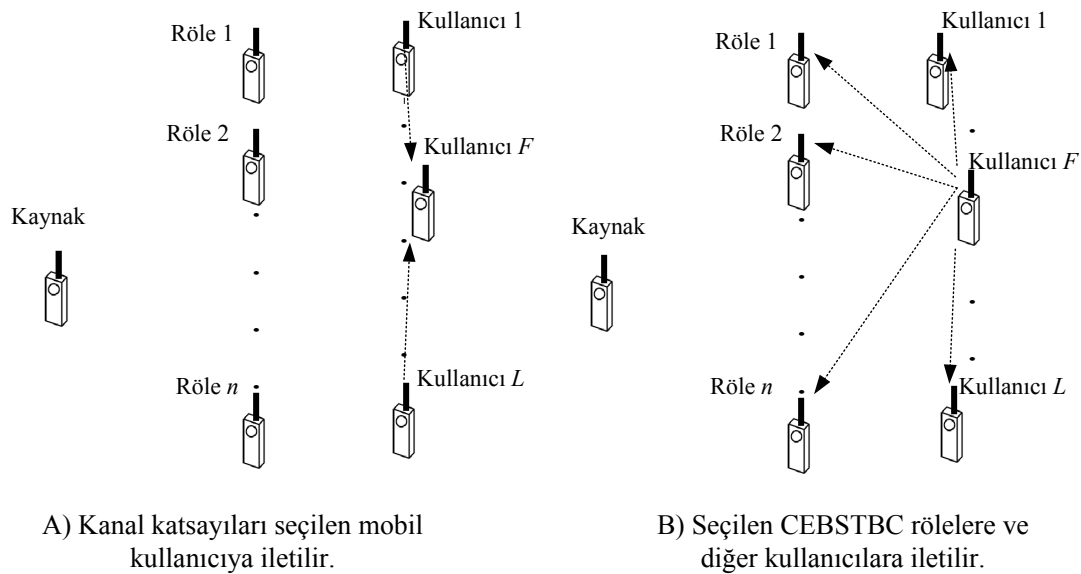
7.3 İşbirlikli Çoğa Gönderim Sistem Modeli

İşbirlikli çoğa gönderim sistem modeli bir kaynak, n adet röle ve L adet gezgin kullanıcıdan oluşmaktadır. Bütün terminallerde bir adet anten bulunmaktadır. Bütün kanallar duruğumsu ve birbirinden istatistiksel olarak bağımsız dairesel karmaşık Gauss değişkeni olarak modellenebilen Rayleigh düz sönümlemeli kanal olarak kabul edilmiştir. $i=1,2,...,n$ ve $j=1,2,...,L$ için h_{rij} , i . röle ile j . gezgin kullanıcı arasındaki kanal katsayısı ve h_{sri} ise kaynak ile i . röle arasındaki kanal katsayısıdır. Kanal katsayıları bir çerçeve boyunca sabit kalıyor, ancak bir çerçeveden diğerine istatistiksel bağımsız olarak değişiyor. Her gezgin kullanıcının kendisi ile röleler arasındaki kanalları ve her rölenin de kendisi ile kaynak arasındaki kanalı tam olarak kestirebildiği kabul edilmiştir. Bütün rölelerden iletilen toplam güç sabittir. Gürültü, sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı dairesel karmaşık rasgele değişken olan toplamsal beyaz Gauss olarak modellenmiştir. P ise bütün rölelerden iletilen ortalama iletim gücünü göstermektedir. M -PSK modülasyonu kullanılmıştır. Gezgin kullanıcılarda kod çözme işlemi için en büyük olabilirlik (maximum likelihood) karar metriği

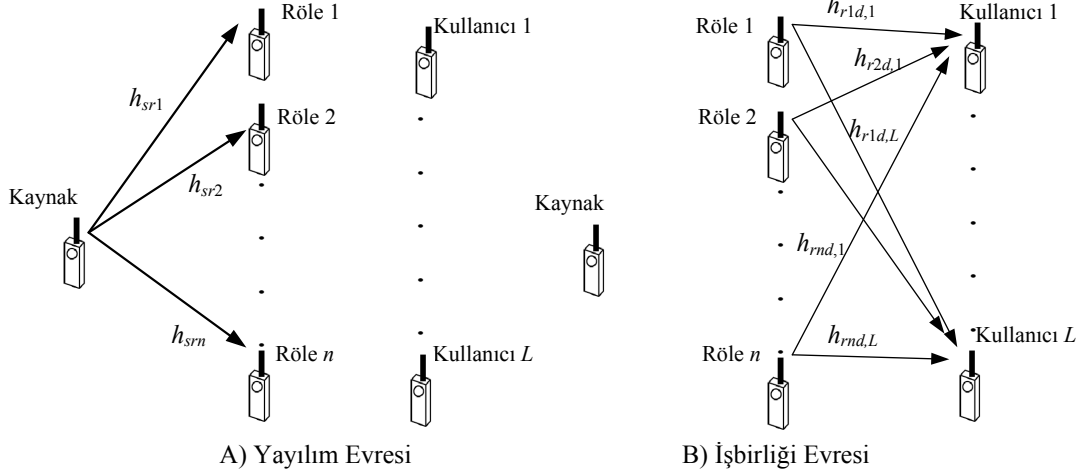
kullanılmıştır. Röleler AAF işbirliği protokolünü kullanmaktadırlar ve üç ve dört röleli sistem için DSNR 25dB olarak kabul edilmiştir.

7.4 Çoğa Gönderim CEBSTBC

Çoğa Gönderim İşbirlikli Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (Multicast Cooperative Extended Balanced Space-Time Coding, MCEBSTBC) ise CEBSTBC'nin çoğa gönderim haberleşmesine uygulanmasıyla elde edilir [125]. İşbirlikli çoğa gönderim çerçeve başlangıç evresinde gezgin kullanıcılar kanal katsayılarını daha önceden belirli bir kullanıcıya iletirler. Bu kullanıcı kanal katsayılarına göre çerçeve boyunca kullanılacak optimum CEBSTBC'yi seçerek çoğa gönderim kullanıcılarına ve rölelere iletir. Şekil 7.5'te işbirlikli çoğa gönderim çerçeve başlangıç evresi gösterilmiştir. Yayılım evresinde kaynak s_1 ve s_2 simgelerini rölelere iletir. İşbirliği evresinde ise röleler seçilen CEBTBC'ye uygun olarak verileri çoğa gönderim kullanıcılarına iletirler. Her bir çoğa gönderim kullanıcısı ise rölelerden gelen sinyallere lineer işlemler uygulayarak s_1 ve s_2 simgelerini kestirir. Şekil 7.6'da işbirlikli çoğa gönderim yayılım ve işbirliği evreleri gösterilmiştir.



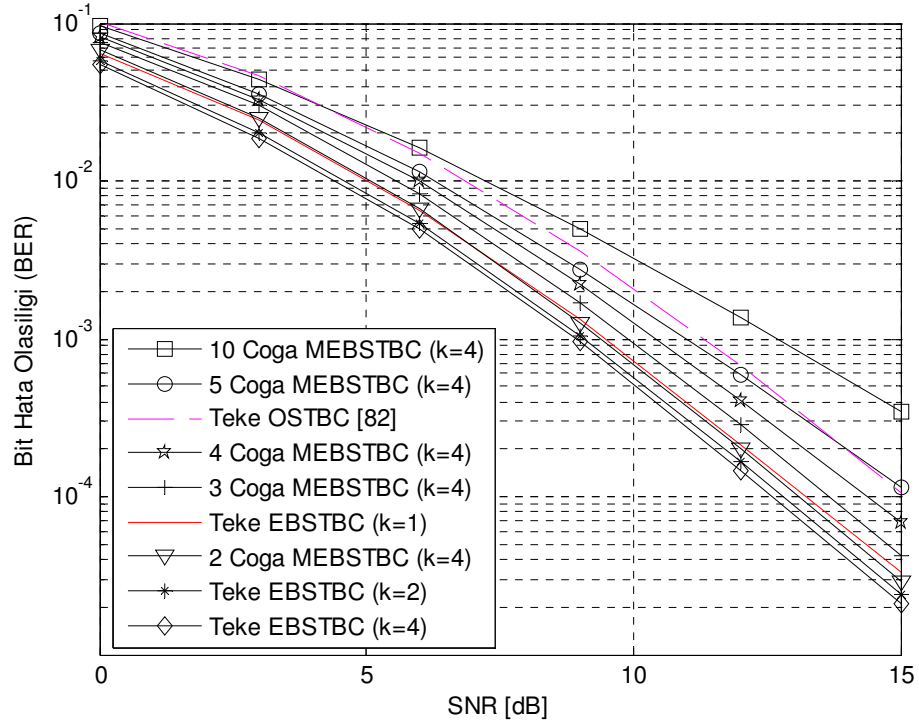
Şekil 7.5 : İşbirlikli çoğa gönderim çerçeve başlangıç evresi.



Şekil 7.6 : İşbirlikli çoğa gönderim yayılım ve işbirliği evreleri.

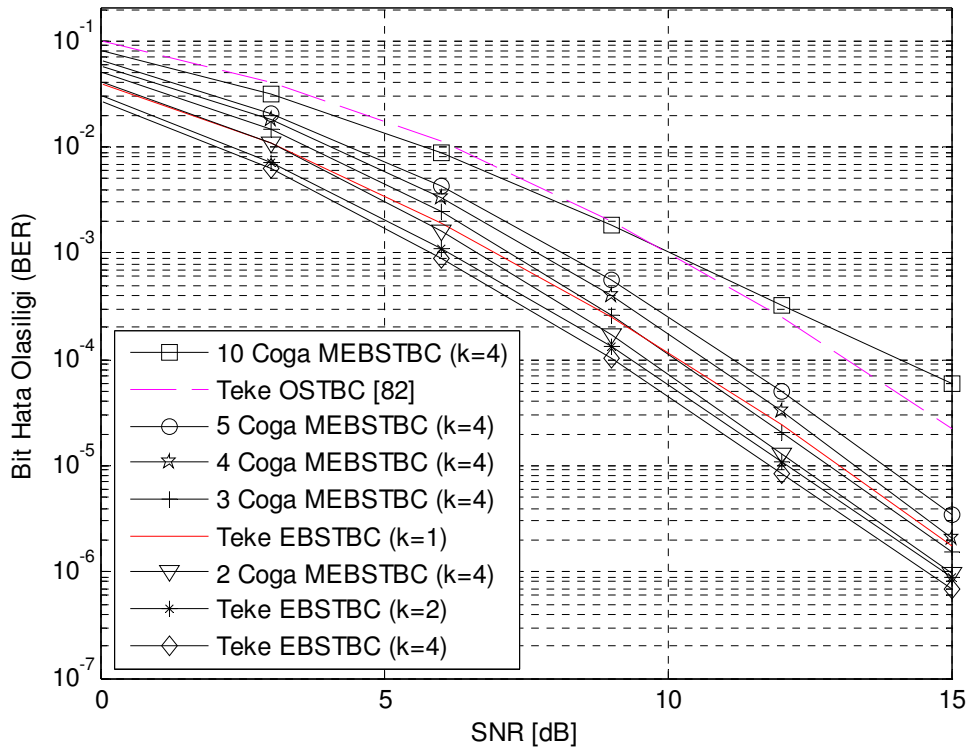
7.5 MEBSTBC'nin Başarım Analizi

Bilgisayar benzetimleriyle MEBSTBC'nin BER eğrileri QPSK modülasyonu kullanılarak çıkartılmıştır. Bir çerçevenin uzunluğu 128 simge süresi olarak seçilmiş, toplam iletilen güç ve bant genişliği sabitlenmiştir. Karşılaştırma amacıyla EBSTBC'nin BER eğrileri ve Eşitlik 4.24'de verilen teke gönderim OSTBC'nin analitik sonucuda Şekil 7.7-8'de eklenmişlerdir.



Şekil 7.7 : Üç verici anten için EBSTBC'nin çoğa ve teke gönderim BER başarımı.

Şekil 7.7’de üç verici antenli sistemde dört bitle genişletilmiş MEBSTBC’nin değişik sayıdaki çoğa gönderim kullanıcıları için BER eğrileri verilmiştir. Şekilden de kolayca görülebileceği gibi 5 ve daha fazla sayıdaki çoğa gönderim kullanıcısı tam çeşitlemeyi desteklememektedir. Dört bitle genişletilmiş EBSTBC (Teke EBSTBC ($k=4$)), 2 kullanıcılı MEBSTBC’den (2 Coga MEBSTBC ($k=4$)) BER’in 2×10^{-4} değeri için yaklaşık 0.5dB daha iyi başarımlar gösterir. İki kullanıcının çoğa gönderim haberleşmesi yaptığı MEBSTBC (2 Coga MEBSTBC ($k=4$)), bir bitle genişletilmiş EBSTBC’den daha iyi bir başarımları sistem iletim hızını 2 katına çıkararak sağlamıştır. Dört bitle genişletilmiş EBSTBC (Teke EBSTBC ($k=4$)), 3, 4 ve 5 çoğa gönderim kullanıcılarının bulunduğu haberleşmeden sırasıyla 1.06dB, 1.68dB, ve 2.47dB daha iyi SNR kazancı sağlar. Önerilen MEBSTBC ile kodlama kazancından birkaç dB ödün verilerek sistem kaynakları daha verimli kullanılmıştır.



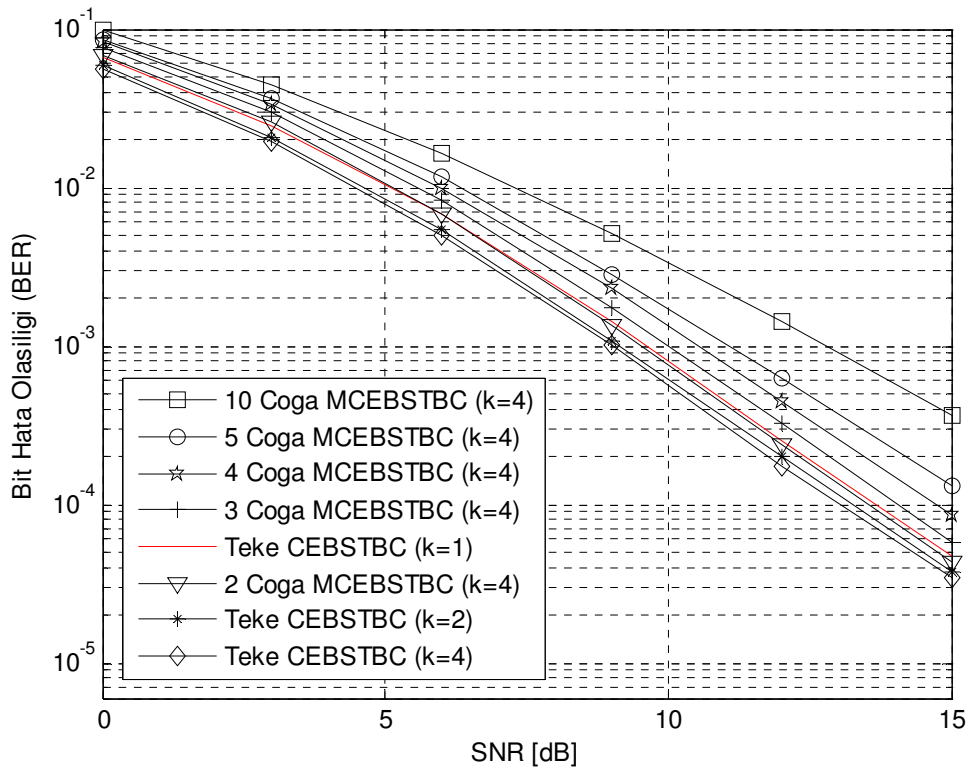
Şekil 7.8 : Dört verici anten için EBSTBC’nin çoğa ve teke gönderim BER başarımları.

Şekil 7.8’de dört verici antenli sistemde dört bitle genişletilmiş MEBSTBC’nin değişik sayıdaki çoğa gönderim kullanıcıları için BER eğrileri verilmiştir. Şekilden de kolayca görülebileceği gibi 5 çoğa gönderim kullanıcısı tam çeşitlemeyi desteklemektedir. Dört bitle genişletilmiş EBSTBC (Teke EBSTBC ($k=4$)), 2 kullanıcılı MEBSTBC’den (2 Coga MEBSTBC ($k=4$)) BER’in 1×10^{-5} değeri için

yaklaşık 0.48dB daha iyi başarımlar gösterir. Üç kullanıcının çoğa gönderim haberleşmesi yaptığı MEBSTBC (3 Coga MEBSTBC ($k=4$)), bir bitle genişletilmiş EBSTBC'den daha iyi bir başarımlar sağlamış ve sistem iletim hızını 3 katına çıkarmıştır. Dört bitle genişletilmiş EBSTBC (Teke EBSTBC ($k=4$)), 3, 4 ve 5 çoğa gönderim kullanıcılarının bulunduğu sistemden sırasıyla 1.03dB, 1.5dB, ve 2dB daha iyi SNR kazancı sağlar. Önerilen MEBSTBC ile kodlama kazancından birkaç dB ödün verilerek sistem kaynakları daha verimli kullanılmıştır.

7.6 Çoğa Gönderim CEBSTBC'nin Başarım Analizi

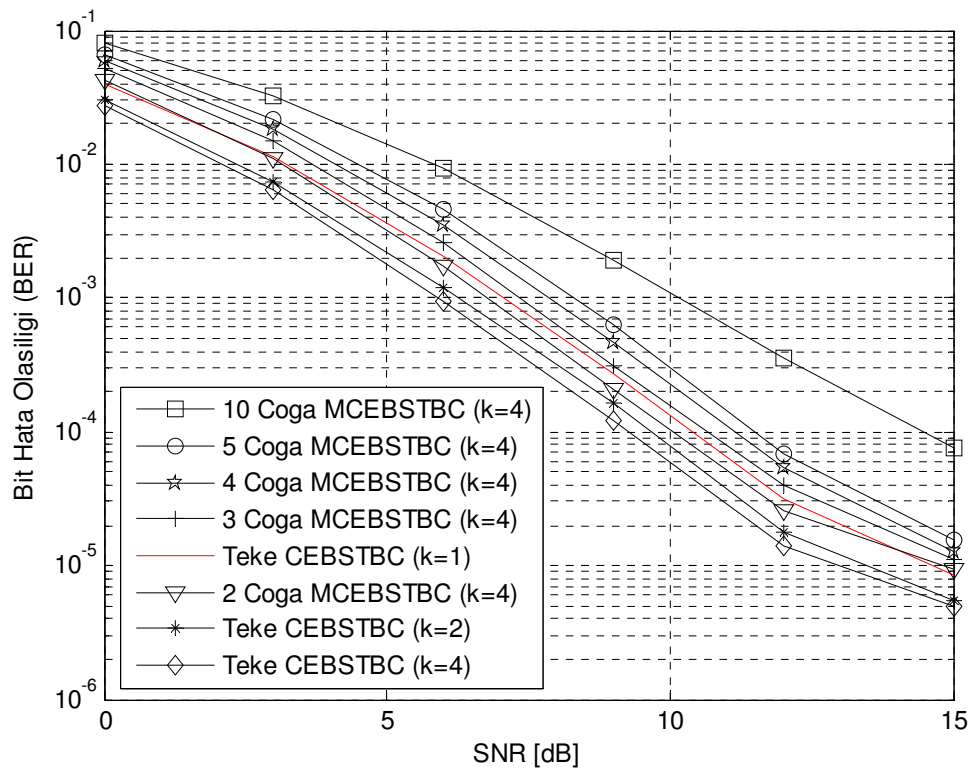
Bilgisayar benzetimleriyle çoğa gönderim CEBSTBC'nin BER eğrileri QPSK modülasyonu kullanılarak çıkartılmıştır. Bir çerçevenin uzunluğu 128 simge süresi olarak seçilmiş, toplam iletilen güç ve bant genişliği sabitlenmiştir. Karşılaştırma amacıyla teke gönderim CEBSTBC'nin BER eğrileri de Şekil 7.9-10'a eklenmiştir.



Şekil 7.9 : Üç rölelinin bulunduğu ve 25dB DSNR'lı bir sistemde CEBSTBC'nin çoğa ve teke gönderim BER başarımları.

Şekil 7.9'da üç röleli sistemde dört bitle genişletilmiş çoğa gönderim CEBSTBC'nin değişik sayıdaki çoğa gönderim kullanıcıları için BER eğrileri verilmiştir. Şekilden de kolayca görülebileceği gibi 5 çoğa gönderim kullanıcısı tam çeşitlemeyi

desteklemektedir. Dört bitle genişletilmiş CEBSTBC (Teke CEBSTBC ($k=4$)), 2 kullanıcı MCEBSTBC'den (2 Coga MCEBSTBC ($k=4$)) BER'in 2×10^{-4} değeri için yaklaşık 0.54dB daha iyi başarımlar gösterir. 2 kullanıcının çoğa gönderim haberleşmesi yaptığı MCEBSTBC (2 Coga MCEBSTBC ($k=4$)), bir bitle genişletilmiş CEBSTBC'den daha iyi bir başarımlar sağlamış ve sistem iletim hızını 2 katına çıkarmıştır. Dört bitle genişletilmiş EBSTBC (Teke EBSTBC ($k=4$)), 3, 4 ve 5 çoğa gönderim kullanıcılarının bulunduğu sistemden sırasıyla 1.1dB, 1.7dB, ve 2.45dB daha iyi SNR kazancı sağlar. Önerilen MCEBSTBC ile kodlama kazancından birkaç dB ödün verilerek sistem kaynakları daha verimli kullanılmıştır.



Şekil 7.10 : Dört rölelinin bulunduğu ve 25dB DSF'li bir sistemde CEBSTBC'nin çoğa ve teke gönderim BER başarımları.

Şekil 7.10'da dört röleli sistemde dört bitle genişletilmiş MCEBSTBC'nin değişik sayıdaki çoğa gönderim kullanıcıları için BER eğrileri verilmiştir. Şekilden de kolayca görülebileceği gibi 5 çoğa gönderim kullanıcısı tam çeşitlemeyi desteklemektedir. Dört bitle genişletilmiş CEBSTBC (Teke CEBSTBC ($k=4$)), 2 kullanıcı MCEBSTBC'den (2 Coga MCEBSTBC ($k=4$)) BER'in 1×10^{-4} değeri için yaklaşık 0.77dB daha iyi başarımlar gösterir. Üç kullanıcının çoğa gönderim haberleşmesi yaptığı MCEBSTBC (3 Coga MCEBSTBC ($k=4$)), bir bitle

genişletilmiş CEBSTBC'den kodlama kazancından sadece 0.25dB kaybederek sistem iletim hızını 3 katına çıkarmıştır. Dört bitle genişletilmiş CEBSTBC (Teke EBSTBC ($k=4$)), 3, 4 ve 5 çoğa gönderim kullanıcılarının bulunduğu sistemden sırasıyla 1.37dB, 1.88dB, ve 2.21dB daha iyi SNR kazancı sağlar. Önerilen MCEBSTBC ile kodlama kazancından birkaç dB ödün verilerek sistem kaynakları daha verimli kullanılmıştır.

7.7 Sonuç

Bu bölümde, tam hızı ve tam çeşitileme birden fazla kullanıcı için EBSTBC kullanılarak MISO ve işbirlikli haberleşmede gerçeklenmiştir. Önerilen MEBSTBC ve MCEBSTBC ile kodlama kazancından birkaç dB ödün verilerek tam hızı ve tam çeşitilemeyi birden fazla kullanıcı için gerçeklenir ve sistem kaynakları daha verimli kullanılır.

8. SONUÇLAR

Bu bölümde doktora tezinden ortaya çıkan sonuçlar ve gelecekte çözüm bekleyen araştırma konuları özet olarak verilecektir.

İlk olarak, BSTBC, tam çeşitlemeyi ve tam hızı sınırlı sayıda geribesleme bitiyle sağlamak amacıyla tasarlandığından elde edilecek kodlama kazancı sınırlıdır. Özellikle vericide az sayıda anten bulunduğunda elde edilebilecek kod sayısı sınırlıdır. Örneğin vericide 3 adet anten bulunduğunda ve geribeslemede hata yapılmadığında veya geribesleme kanalının BER'i çok düşük seviyelerde ise verici anten seçiminin başarımı BSTBC'nin başarımından daha iyidir. Üç verici antenli sistem için verici anten seçimi, BSTBC'den yaklaşık 0.31dB daha iyi başarımla gösterir. Bunun nedeni BSTBC'nin yeteri kadar kodlama kazancı sağlamamasıdır. Bu problemin çözümü için Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (Extended Balanced Space-Time Block Coding, EBSTBC) önerilmiştir. Bu sayede istenilen sayıda farklı kod üretilebilir ve kodlama kazancı artırılır. Eğer geribesleme biti iki bit ile genişletilirse, anten seçiminden yaklaşık 0.21dB daha iyi başarımla gösterir. EBSTBC'de, BSTBC'nin kodlama kazancı arttırılmış ve anten seçiminden daha iyi başarımla sağlanmıştır. Eğer üç bitlik genişletme yapılırsa 0.13dB ekstra kodlama kazancı elde edilir. Geribesleme bilgisi dört bit ile genişletilirse ideal geribeslemeye yakın bir başarımla gösterir. Beklenildiği gibi, geribesleme bitinin genişletme bit sayısı arttıkça elde edilebilecek kod sayısı artmakta ve EBSTBC'nin BER başarımı artmaktadır. Ayrıca, EBSTBC'nin başarımının (özellikle geribeslemede hata yapıldığı durumda) TAS'tan daha iyi olduğu bilgisayar benzetimleriyle gösterilmiştir. EBSTBC için BER ve SER üst sınırlar çıkarılmıştır.

İkinci olarak ele alınan problem, türetilen BER ve SER üst sınırları bütün geribesleme bitleri için aynı sonucu vermektedirler ve geribesleme bit sayısı arttıkça gevşek bir üst sınır haline dönüşürler. Bu problemin çözümü için önerilen EBSTBC'nin ve BSTBC gibi tüm alt kümelerinin kodlama kazancını, ortalama Sinyal-Gürültü Oranından (Signal-to-Noise Ratio, SNR) hesaplayan yeni bir yöntem önerilmiş ve geribesleme bit sayısına göre değişen bir üst sınır ifadesi çıkarılmıştır.

Bu sayede geribeslemenin ortalama SNR üzerindeki etkisi analitik olarak gösterilmiştir. Örneğin üç verici antenli sistemde bir bit geribesleme yapılmış EBSTBC, BER'in 1×10^{-3} değeri için yaklaşık olarak 1.2855dB fazla kodlama kazancı sağlar (bkz. Şekil 4.4). Bu değer analitik olarak türetilen SNR alt sınırından hesaplanan kodlama kazancından sadece 0.0361dB fazladır. Eğer ideal geribesleme vericide elde edilebiliyorsa, EBSTBC yaklaşık olarak 2.5221dB kodlama kazancı sağlar. Bu değer analitik olarak türetilen SNR alt sınırından hesaplanan kodlama kazancından sadece 0.0075dB fazladır. Önerilen teknik, tam çeşitlemeye sahip Faz Geribesleme Tabanlı Genişletilmiş Uzay-Zaman Blok Kodlar ve Kapalı-Döngü Dik Uzay-Zaman Blok Kodlar gibi tüm tam çeşitlemeye sahip OSTBC'ye uygulanabilir. Bu teknik, herhangi bir sayıdaki verici anten ve herhangi bir sayıdaki geribesleme biti için kullanılabilir.

Üçüncü olarak, vericideki antenlerin birinin kanal kazancı diğer antenlerin kanal kazançlarına göre çok yüksekse ve sınırlı sayıda geribesleme biti vericide elde edilebiliyorsa, gücün verici antenlere eşit olarak paylaşılması (Örneğin, STBC kullanımı) alıcısındaki SNR değerini yeteri kadar. Bu durumda en iyi anteni kullanmak alıcısındaki SNR'ı arttırmak için en iyi çözümdür. Buna karşılık, antenlerin kanal kazançları birbirlerine yakın değerlerde ve sınırlı geribesleme yapılabiliyorsa bütün antenlerden EBSTBC ile iletim yapmak alıcısındaki SNR'ı artırır. Bu özellikten yararlanmak için alıcısındaki SNR'ı arttıran uyarlamalı kod ve anten seçimi önerilmiştir. Gezgin kullanıcı, kod seçimi ve anten seçimine göre fazladan 1 bitlik bilgiyi hedefe ileterek vericinin en iyi antenden veya bütün antenlerden en iyi EBSTBC'yi kullanarak iletim yapılmasını sağlar. Üç verici antenli sistemde uyarlamalı kod ve anten seçiminde eğer bir bitle genişletilmiş EBSTBC kullanılırsa, EBSTBC'nin ideal geribesleme başarımını yakalanmaktadır. Önerilen sistemde üç verici antenli sistemde kullanılacak sadece 4 bitlik geribeslemenin kullanılması EBSTBC'nin ideal BER/SER başarımını yakalamıştır. İdeal geribesleme başarımı ise sonsuz sayıda geribesleme bitinin kullanılmasıyla elde edilebilir. Üç verici antenli sistemde kod seçiminin başarımı ideal geribesleme ile sınırlı olduğundan alıcısındaki SNR'ı arttırmak için sınırlı geribeslemeli sistemlerde anten seçimiyle birlikte kullanılmalıdır.

Dördüncü olarak üzerinde çalışılan problem, işbirlikli haberleşmede kullanılan DSTBC'de her hangi bir röle sayısı için tam çeşitleme ve tam hız gerçekleşmesidir.

Bu problemin çözümü için BSTBC, işbirlikli haberleşmeye uygulanmış ve İşbirlikli Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (Cooperative Balanced Space-Time Block Coding, CBSTBC) olarak adlandırılmıştır. CBSTBC, bit hata olasılığını azaltarak başarıma olumlu etki sağlamıştır. CBSTBC dik yapıda olduğu için hedefteki kod çözme karmaşıklığı röle sayısı ile sadece lineer olarak artar. CBSTBC, telsiz ağda n adet röle bulunduğu durumda röle seçimli Alamouti'den daha iyi başarımla elde etmiştir ($n \geq 2$). Örneğin bir kaynak ve iki röleli sistemde bir bit geribesleme yapılırsa BER'in 1×10^{-3} değeri için Röle seçimli Alamouti metodu 2.68dB, CBSTBC ise 3.19dB kazanç sağlar (bkz Şekil 5.15). CBSTBC'de 2 bit geribesleme yapılırsa ekstra 0.32dB ve 3 bit yapılırsa 0.12dB daha kodlama kazancı elde edilir. Tahmin edilebileceği gibi en büyük katkı ilk geri besleme bitinden gelmektedir. Kaynak-hedef ve röle-hedef kanalları belli bir SNR değerine ulaştıklarında kaynak-röle kanalları sistemi domine eder. Bu durumda, CBSTBC ve röle seçimli Alamouti metodları hata katına (error floor) ulaşırlar ve daha düşük BER elde edilememesine neden olur. Ayrıca, CBSTBC'nin aksine röle sayısı arttıkça röle seçimli Alamouti'nin, kaynak-röle kanalları hakkında bir bilgiye sahip olmadığından tam çeşitleme sağlayamadığı detaylı benzetimlerle gösterilmiştir. Bunlara ek olarak, kablosuz ağdaki röleler genellikle o anda haberleşme yapmayan kullanıcılar olduğundan kaynak rölelerin bataryalarını kullanır. CBSTBC röleler arasındaki güç tüketimine bir eşitlik (fairness) getirmiştir. Diğer bir deyişle, kaynak her bir röleden maksimum gücün sadece $1/(n+1)$ 'lik kısmını kullanır.

Beşinci olarak ele alınan problem, işbirlikli haberleşmede özellikle kullanıcılar arası kanalın (kaynak-röle kanalı) SNR değeri düşükse röle olarak kullanılan kullanıcılar, kullanılan tekniğe bağlı olarak kullanıcılar arası kanalın gürültüsünü ya da hatalı olarak kestirilen simgeleri hedefe iletmesidir. Bu nedenle hedefte hata katı (error floor) oluşur. Bu sorunun çözümü için CBSTBC ile röle seçimi (HRCST) birleştirilmiştir. Bu teknikte, röleler 1 bitlik ileri besleme yaparak kullanıcılar arası kanalın belirlenen eşikten yüksek veya alçak olduğu hakkındaki bilgiyi hedefe iletirler. Hedef belirlenen eşik üzerinde kullanıcılar arası kanala sahip rölelere uygun kodu seçer. Örneğin, kaynak-röle kanalının SNR değeri 10dB olduğunda, kaynak ve dört rölenin bulunduğu sistemde, kaynak-hedef ve röle hedef kanallarının SNR değerleri 9dB'e ulaştığında, CBSTBC hata katına ulaşmaktadır ve SNR artmasına rağmen sistem BER'in 1×10^{-3} değerine ulaşamamaktadır (bkz. Şekil 5.18).

Kaynak-hedef kanalının SNR değeri 18dB olduğunda işbiriksiz BPSK, CBSTBC'yi geçmektedir. HRCST`de kaynak-röle kanalı için eşik değeri 0.25 olarak ayarlandığında hata katı, bit hata olasılığının 2×10^{-4} değerinde oluşmaktadır. Kaynak-röle kanalları için eşik değeri 0.5 olarak ayarlanırsa, çeşitleme kazancından biraz fedakârlık ederek hata katı bit hata olasılığının 10^{-5} değerlerinde oluşmaktadır. Eğer eşik değeri 0.75 veya 1 olarak seçilirse hata katının çok düşük bit hata olasılığı değerlerinde oluşacağı gösterilmiştir. Önerilen teknik için yapılan detaylı benzetimler göstermiştir ki, düşük SNR'lı kaynak-röle kanallarında eşik değeri olarak seçilen 0.25, 0.50, 0.75 ve 1'den eşik değerinin 0.5 olarak seçilmesi, çeşitleme kazancından fazla ödün vermeden hata katı oluşumunu önlemektedir. Yüksek SNR'lı kaynak-röle kanallarında ise eşik değerinin 0.25 veya daha küçük seçilmesi, çeşitleme kazancından fazla ödün vermeden hata katına ulaşma problemini çok yüksek SNR değerlerine ötelemekte ve başarımda önemli bir artış sağlanmaktadır.

Altıncı olarak üzerinde çalışılan problem CBSTBC'nin kodlama kazancının arttırılmasıdır. Kodlama kazancını işbirlikli haberleşmede de arttırmak için EBSTBC işbirlikli haberleşmeye uygulanmış ve İşbirlikli Genişletilmiş Dengeli Uzay-Zaman Blok Kodlama (Cooperative Extended Balanced Space-Time Block Coding, CEBSTBC) önerilmiştir. MISO kanallarda olduğu gibi geribeslemeyi genişletmek için kullanılacak bit sayısı arttıkça kodlama kazancı artmaktadır. Beklenildiği üzere, CEBSTBC'nin, kullanıcılararası kanal hakkında hiç yada sınırlı bir bilgiye sahip olduğu durumlarda röle seçim tekniklerinden ve CBSTBC'den daha iyi başarımlar sağladığı gösterilmiştir. Ayrıca, Yükselt ve Aktar (Amplify and Forward, AAF) işbirliği protokolü için PEP üst sınırı ve çeşitleme derecesi çıkarılmış ve çeşitli SNR değerleri için bir bitlik geribesleme için uygun eşik değerleri bulunmuştur. Örneğin, röle-hedef kanalları 10dB, kaynak-röle kanallarının 10dB, 15dB, 20dB ve 25dB değerleri için optimum eşik değerlerinin sırasıyla 0.125, 0.05, 0.02 ve 0.006 olduğu yapılan detaylı benzetimlerle görülmüştür (bkz. Şekil 5.23-24).

Yedinci olarak üzerinde çalışılan problem geribesleme bit sayısını fazla arttırmadan nasıl CEBSTBC'nin başarımlarını arttırılabilir problemidir. Bu problem için hedef kullanıcıdaki anlık SNR değeri ölçülerek RS ile CEBSTBC'yi birleştiren karma bir yöntem önerilmiştir. Bu yöntemde hedef kullanıcı fazladan 1 bit geribesleme yaparak hedef kullanıcıdaki SNR'ı eniyilemeye çalışır. Benzetimler göstermiştir ki, MISO sisteminde olduğu gibi başarımlarını arttırmak için anlık SNR'a göre uyarlamalı kod ve

röle seçimi, sadece kod seçimi ve sadece röle seçimine göre daha iyi bir başarıml elde etmiştir. Örneğin, dört röleli sistem için DSNR 5dB olarak kabul edildiğinde uyarlamalı kod ve röle seçimi eğer bir bitle genişletilmiş CEBSTBC kullanırsa, iki bit ile genişletilmiş CEBSTBC ile yaklaşık aynı başarımlı göstermektedir. Uyarlamalı kod ve röle seçiminde iki bitle genişletilmiş CEBSTBC kullanılırsa, CEBSTBC'nin iki bitle genişletilmiş başarımlından yaklaşık 0.3dB daha iyi başarıml sağlanır.

Sekizinci olarak üzerinde çalışılan konu WSN'de işbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC'nin başarımlının sınırlı geribesleme kullanılarak artırılmasıdır. Hem sensör seçim teknikleri hem de CEBSTBC istatistiksel STBC'nin başarımlının sınırlı geribesleme ile artırmışlardır. Örneğin dört aktif sensör için her sensördeki gözlemin ortalamasının gözlemin standart değişimine oranı (m/σ) 2'ye eşit olduğunda, işbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC, sensör seçimi Alamouti ve sensör seçimi BER'in 2×10^{-3} değeri için hata katına ulaşırlar (bkz. Şekil 6.4). Buna karşılık, bir bit genişletilmiş CEBSTBC ve dört bit genişletilmiş CEBSTBC hata katına sırasıyla BER'in 7.65×10^{-3} ve 5.97×10^{-3} değerlerinde ulaşırlar. Eğer m/σ değeri artarsa, dört aktif sensör bulunmasına rağmen işbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC'nin çeşitleme derecesi 2'ye yaklaşır. Buna karşılık sınırlı geribeslemeli sistemlerin çeşitleme derecesi ise 4'e yaklaşır.

Dokuzuncu olarak ele alınan problem WSN'de enerji deliği problemidir. Bütün sensör-birleştirme merkezi kanallarının kazançları düzgün (aynı ortalamalı ve varyanslı) veya sensörlerde limitsiz bataryanın bulunması halinde WSN'de enerji deliği problemi meydana gelmez. Bu durumlar kablosuz ortamda gerçekçi değildir ve sensör seçim teknikleri kullanıldığında enerji deliği problemi oluşur. WSN'de çok önemli olan bu problem hizmet niteliğinin ağırlık ömrü boyunca sağlanmasına engel olur. Sensör seçimi tekniklerine karşılık CEBSTBC enerji deliği problemini doğası gereği çözen çok yararlı bir araçtır. Bunun nedeni CEBSTBC'nin bütün aktif sensörleri kullanarak iletim enerjisini eşit olarak dağıtması ve WSN'nin QoS gereksinimlerini bütün aktif sensörler düzgün olmayan kablosuz kanallarda bulunsalar bile sağlamasıdır. Örneğin, sensör-birleştirme merkezi kanallarının SNR'ları 10dB ve ikisi düzgün, biri "daha iyi" ve biri "daha kötü" sensör-birleştirme merkezi kanalına sahip 4 aktif sensör kablosuz ortamda bulunsun. Kanalların varyansları sırasıyla 1, 10 ve 0.1 seçilsin. Sensör seçimi genellikle "daha iyi" sensör-birleştirme merkezi kanalına sahip aktif sensörü seçer ve ilk sensörün bataryası

bitene kadar sensör seçimi BER'in 1.3×10^{-3} değerini elde eder (bkz. Şekil 6.6). Aynı sensörün çok fazla seçilmesiyle enerji deliği problemi ortaya çıkar. Daha sonra sensör seçimi genellikle düzgün sensör-birleştirme merkezi kanallarına sahip sensörleri seçer ve BER değeri 3.7×10^{-3} 'ye yükselir. Sonunda “daha kötü” sensör-birleştirme kanalına sahip aktif sensörün bataryası tükenir. Bu durumda BER'in 0.1477 değeri elde edilir. Enerji deliği problemi nedeniyle benzer bir durum sensör seçimli Alamouti için de geçerlidir. İşbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC, BER'in 1.4×10^{-2} değerini elde eder. Bir ve dört bitle genişletilmiş CEBSTBC sırasıyla BER'in 1.2×10^{-3} ve 1.1×10^{-3} değerlerini elde ederler. Düzgün olmayan kablolu paralel kanallarda CEBSTBC hizmet niteliğini bütün sensörlerin bataryaları bitene kadar destekler. Bu durum iletim enerjisinin aktif sensörler içerisinde en iyi şekilde dağıtılmasıyla gerçekleşir.

Onuncu olarak üzerinde çalışılan problem, CEBSTBC ve SS tekniklerinin başarımının gözlem gürültüsü nedeniyle sınırlanmasıdır. Bu problemin çözümü için CEBSTBC ile SS tekniği BER başarımını arttırmak için birleştirilmişlerdir. Örneğin 4 aktif sensörlü ortamda m/σ oranı 3 olarak seçilirse; işbirlikli çeşitlemeli istatistiksel STBC, sensör seçimli Alamouti ve sensör seçimi BER'in 1×10^{-3} değerine ulaşamazlar (bkz. Şekil 6.8). Dört bit genişletilmiş CEBSTBC ise BER'in 3×10^{-4} değerinde hata katına ulaşmaktadır. Buna karşılık, önerilen teknikte eşik $0.4m$ olarak seçilirse, hem dört bit genişletilmiş CEBSTBC hem de sensör seçimi ve sensör seçimli Alamouti hata katına BER'in 2×10^{-5} 'ten daha düşük bir değerinde ulaşırlar.

Son olarak ele alınan problem sınırlı geribeslemeli sistemlerde STBC kullanılarak tam hızlı ve tam çeşitlemeye sahip çoğa gönderimin gerçekleşmesidir. EBSTBC'de istenilen sayıda farklı kod oluşturulabildiğinden tam hız ve tam çeşitleme birden fazla kullanıcı için gerçekleşmiştir. Örneğin, dört verici antenli sistemde dört bitle genişletilmiş EBSTBC ile çoğa gönderim yapılırsa, üç kullanıcının çoğa gönderim haberleşme başarımı, bir bitle genişletilmiş teke gönderim EBSTBC'den daha iyidir ve sistem iletim hızını 3 katına çıkarır. Dört bitle genişletilmiş EBSTBC ile teke gönderim yapılırsa; 3, 4 ve 5 çoğa gönderim kullanıcılarından sırasıyla 1.03dB, 1.5dB, ve 2dB daha iyi SNR kazancı sağlar (bkz. Şekil 7.8). Önerilen çoğa gönderim EBSTBC ile kodlama kazancından birkaç dB ödün verilerek sistem kaynakları hem MISO hem de işbirlikli haberleşme için daha verimli kullanılmıştır.

8.1 Gelecekte Çözüm Bekleyen Araştırma Konuları

Doktora çalışmasında elde edilenler ışığında aşağıdaki problemler ileride bu konuda çalışacak araştırmacılar için olası araştırma konuları olabilir:

- 1) Pratik uygulamalarda rölelerdeki saatlerin ve frekans sentezleyicilerin birbirlerinden bağımsız olması ve rölelerin konumları nedeniyle hedefte alınan işarete zaman gecikmesi ve faz ve frekans kayması olur. EBSTBC işbirlikli haberleşmede kullanıldığında (CEBSTBC) oluşacak bu problemin çözümü üzerine ileride araştırmalar yapılabilir.
- 2) Bu tez çalışmasında kanal modeli olarak duruğumsu kanal alınmıştır. EBSTBC'nin hızlı ve yavaş sönmülemeli kanallarındaki başarımı gelecekteki çalışma konularından biri olabilir.
- 3) İşbirlikli haberleşmenin doğası gereği iletim hızı yarıya düşmektedir. CEBSTBC'nin iletim hızını iki katına çıkarmak için çift yönlü iletim teknikleri üzerinde araştırma yapılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Vucetic, B., and Yuan, J.,** 2003: *Space-Time Coding*. Wiley Press.
- [2] **Liu, L., and Lim, M.-S.,** 2008: Selective receiver switching scheme for space time block coding with full code rate and non-orthogonal design. *IET Commun.* Vol. **2**, no. 5, pp. 664–672.
- [3] **Yousafzai, A.K., and Nakhai, M.R.,** 2009: Reduced complexity detection technique for layered space time block coded multiple-input multiple-output orthogonal frequency division multiplexing. *IET Commun.* Vol. **3**, no. 1, pp. 115–122.
- [4] **Çelebi, M.E., Şahin, S., and Aygölü, Ü.,** 2006: Increasing diversity with feedback: Balanced space-time block coding. *Proceedings of the ICC*, Istanbul, Turkey, June 2006, pp. 4836-4841.
- [5] **Tarokh, V., Jafarkhani, H., and Calderbank, A.R.,** 1999: Space-time block codes from orthogonal designs. *IEEE Transactions on Information Theory*. Vol. **45**, no. 5, pp. 1456-1467.
- [6] **Jafarkhani, H.,** 2001: A quasi-orthogonal space-time block code. *IEEE Trans. Commun.* Vol. **49**, no. 1, pp. 1-4.
- [7] **Tirkkonen, O., and Hottinen, A.,** 2000: Complex space-time block codes for four Tx antennas. *Proceedings of the GLOBECOM*, San Fransisco, USA, December 2000, pp. 1005-1009.
- [8] **Su, W., and Xia, X.G.,** 2003: On space-time block codes from complex orthogonal designs. *Wirel. Pers. Commun.* Vol. **25**, no. 1, pp. 1-26.
- [9] **Çelebi, M.E., Şahin, S., and Aygölü, Ü.,** 2006: Balanced space-time block coding: An efficient way to increase diversity with feedback. *IEE Proc-Commun.Special issue MIMO Wireless and Mobile Commun.* Vol. **153**, no. 3, pp. 519-524.
- [10] **Çelebi, M.E., Şahin, S., and Aygölü, Ü.,** 2007: Full Rate Full Diversity Space Time Block Codes for More Than Two Transmit Antennas. *IEEE Transaction on Wireless Commun.* Vol. **6**, no. 1, pp. 16-19.
- [11] **Laneman, J.N., Wornell, G.W., and Tse, D.N.C.,** 2001: An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks. *Proc. IEEE ISIT*, Washington D.C., USA, June 2001, pp. 294.
- [12] **Sendonaris, A., Erkip, E., and Aazhang, B.,** 2003: User cooperation diversity part I: System description. *IEEE Trans. Commun.* Vol. **51**, no. 11, pp. 1927-1938.
- [13] **Sendonaris, A., Erkip, E., and Aazhang, B.,** 2003: User cooperation diversity part II: Implementation aspects and performance analysis. *IEEE Trans. Commun.* Vol. **51**, no. 11, pp. 1939-1948.

- [14] **Nabar, R.U., Bolcskei, H., and Kneubuhler, F.W.**, 2004: Fading relay channels: Performance limits and space-time signal design. *IEEE J. Select. Areas Commun.* Vol. **22**, no. 6, pp. 1099-1109.
- [15] **Tang, Y., and Valenti, M.C.**, 2001: Coded transmit macrodiversity: Block space-time codes over distributed antennas. *Proc. 53rd IEEE Veh. Technol. Spring Conf. Rhodes*, Greece, 6-9 May, pp. 1435-1438.
- [16] **Da Costa, D.B., and Aissa, S.**, 2009: End-to-end performance of dual-hop semi-blind relaying systems with partial relay selection. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* Vol. **8**, no. 8, pp. 4306-4315.
- [17] **Vicario, J.L., Bel, A., Lopez-Salcedo, J.A., and Seco, G.**, 2009: Opportunistic relay selection with outdated CSI: outage probability and diversity analysis. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* Vol. **8**, no. 6, pp. 2872-2876.
- [18] **Jing, Y., and Hassibi, B.**, 2009: Single and multiple relay selection schemes and their achievable diversity orders. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* Vol. **8**, no. 3, pp. 1414-1423.
- [19] **Michalopoulos, D., and Karagiannidis, G.**, 2008: Performance analysis of single relay selection in rayleigh fading. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* Vol. **7**, no. 10, pp. 3718-3724.
- [20] **Madan, R., Mehta, N., Molisch, A., and Zhang, J.**, 2008: Energy-efficient cooperative relaying over fading channels with simple relay selection. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* Vol. **7**, no. 8, pp. 3013-3025.
- [21] **Zhihang, Yi, and Il-Min Kim**, 2008: Diversity order analysis of the decode-and-forward cooperative networks with relay selection. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* Vol. **7**, no. 5, pp. 1792-1799.
- [22] **Tannious, R., and Nosratinia, A.**, 2008: Spectrally efficient relay selection with limited feedback. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. Vol. **26**, no. 8, pp. 1419-1428.
- [23] **Bletsas, A., Khisti, A., Reed, D.P., and Lippman, A.**, 2006: A simple cooperative diversity method based on network path selection. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. Vol. **24**, no. 3, pp. 659-672.
- [24] **Jing, L., Kefei, L., Xiaodong, C., and Murthi, M.N.**, 2009: Regenerative cooperative diversity with path selection and equal power consumption in wireless networks. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* Vol. **8**, no. 8, pp. 3926-3932.
- [25] **He, T., Krishnamurthy, S., Stankovic, J.A., Abdelzaher, T, Luo, L., Stoleru, R., and et al.**, 2004: An energy-efficient surveillance system using wireless sensor networks. *Proc. MobiSYS'04*, Boston, Massachusetts, USA, June 2004, pp. 270-283.
- [26] **Akyildiz, A., Su, W., Sankarasubramaniam, Y., and Çayircı, E.**, 2002: A survey on sensor networks. *IEEE Commun. Mag.* Vol. **40**, no. 8, pp. 102-114.

- [27] **Ng, F., Hwu, M., Chen, M., and Li, X.,** 2005: Asynchronous space-time cooperative communications in sensor and robotic networks. *Proc. International Conference on Mechatronics and Automation*, Niagara Falls, Canada, July 2005, pp. 1624-1629.
- [28] **Heinzelman, W., Chandrakasan, A., and Balakrishnan, H.,** 2002: An application-specific protocol architectures for wireless microsensor networks. *IEEE Trans. Wirel. Commun.* Vol. **1**, no. 4, pp. 660-670.
- [29] **Li, J., and Mohapatra, P.,** 2007: Analytical modeling and mitigation techniques for the energy hole problem in sensor networks. *Pervasive and Mobile Computing*. Vol. **3**, no. 3, pp. 233-254.
- [30] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.,** 2009: Extended balanced space-time block coding for wireless communications. *IET Signal Processing. Special Issue: Advanced Signal Processing for Wireless and Mobile Communication*, Vol. **3**, no. 6, pp. 476-484.
- [31] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.,** 2009: Extended cooperative balanced space-time block coding for increased efficiency in wireless sensor networks (Work in Progress). *Proc. Networking 2009: LNCS*. Vol. **5550**, Aachen, Germany, 11-15 May, pp. 456-467.
- [32] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.,** 2009: Extended cooperative balanced space-time block coding in wireless networks for spectral efficiency. *Proc. of the 17th IEEE Signal Processing and Communications Conference*. Antalya, Turkey, 9-11 April.
- [33] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.,** 2010: On the performance analysis of the extended balanced space-time block coding. *Proc. of the 3rd International Conference on Intelligent & Advanced Systems (ICIAS2010)*, Kuala Lumpur, Malaysia, 15-17 June.
- [34] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.,** 2010: Received SNR based code and antenna selection for limited feedback communication. *Proc. of the 18th IEEE Signal Processing and Communications Conference*. Diyarbakır, Turkey, 22-24 April.
- [35] **Ekşim, A.,** 2010: Transmit antenna selection for extended balanced space-time block codes. *Proc. of the International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2010)*, Caen, France, June 28-July 2, 2010.
- [36] **Ekşim, A.,** 2010: Extended balanced space-time block coding with transmit antenna selection. *submitted to the European Transaction on Telecommunication*.
- [37] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.,** 2007: Diversity enhancement with cooperative balanced space-time block coding. *Proc. of the 18th IEEE Int'l Symposium on Personal, Indoor & Mobile Communications*. Athens, Greece, 3-6 September.
- [38] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.,** 2007: Cooperative balanced space-time block codes for relay networks. *Proc. of the IEEE Signal Processing and Communications Conference*. Eskişehir, Turkey, 11-13 June.

- [39] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.**, 2008: Improvement on cooperative balanced space-time block coding with relay selection. *Proc. of the IEEE 6th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing Conference*. Graz, Austria, 23-25 July.
- [40] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.**, 2008: Novel hybrid relay and code selection protocol. *Proc. of the IEEE Signal Processing and Communications Conference*. Didim, Turkey, 20-22 April.
- [41] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.**, 2010: Full diversity full rate wireless multicasting with extended balanced space-time block coding. *to appear Proc. of the International Conference on Information and Computer Applications (ICICA 2011)*.
- [42] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.**, 2007: Comparison of cooperative path selection techniques. *Proc. of the IEEE Signal Processing and Communications Conference*. Eskişehir, Turkey, 11-13 June.
- [43] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.**, 2010: Performance improvement of binary sensor based statistical STBC cooperative diversity using limited feedback. *IETE Technical Review*. Vol. **27**, no. 1, pp. 60-67.
- [44] **Sklar, B.**, 1997: Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems. *IEEE Commun. Mag.* Vol. **35**, no. 7, pp. 90-109.
- [45] **Stüber, G.L.**, 2000: *Principles of mobile communications*. Kluwer Academic Publishers.
- [46] **Proakis, J.G.**, 2001: *Digital communications*. McGraw-Hill, 4th Ed.
- [47] **Abderrahmane, A., Merouane, M., and Messaoud, B.**, 2008: Diversity techniques to combat fading in WIMAX. *WSEAS Transaction on Commun.* Vol. **7**, no. 2, pp. 43-51.
- [48] **Chandrasekaran, N.**, 2005: Diversity techniques in wireless communication systems. *Wireless communication technologies course*. Rutgers University.
- [49] **Hourani, H.**, 2005: An overview of diversity techniques in wireless communication systems. *Postgraduate course in Radio communications*. Helsinki University of Technology.
- [50] **Annamalai, A., Tellambura, C., ve Bhargava, V.K.**, 1998: A simple and accurate analysis of digital communication systems with diversity reception in different fading environments. *Proc. of the 9th IEEE PIMRC*, Vol. **3**, pp. 1055-1060.
- [51] **Foschini, G.J., and Gans, M.J.**, 1998: On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas. *Wireless Personal Commun.* Vol. **6**, no. 3, pp. 311-335.
- [52] **Paulraj, A.J., and et al.**, 2004: An overview of MIMO communications- a key to gigabit wireless. *Proceddings of the IEEE*. Vol. **92**, no. 2, pp. 198-218.

- [53] **Gesbert, D., Shafi, M., Shiu, D., Smith, P.J., and Naguib, A.,** 2003: From theory to practice: An overview of MIMO space-time coded wireless systems. *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*. Vol. **21**, no. 3, pp. 281-302.
- [54] **Golden, G.D., Foschini, G.J., Valenzuela, R.A., and Wolniansky, P.W.,** 1999: Detection algorithm and initial laboratory results using the V-BLAST spacetime communication architecture. *Electron. Lett.* Vol. **35**, no. 1, pp. 14-16.
- [55] **Alamouti, S.M.,** 1998: A simple transmit diversity technique for wireless communications. *IEEE J. Select. Areas Commun.* Vol. **16**, no. 8, pp. 1451-1458.
- [56] **Laneman, J.N.,** 2002: Cooperative diversity in wireless networks: Algorithms and architectures. *PhD Thesis*, MIT, Cambridge, MA.
- [57] **Laneman, J.N., and Wornell, G.W.,** 2003: Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks. *IEEE Transactions on Information Theory*. Vol. **49**, no. 10, pp. 2415-2425.
- [58] **Pabst, R., and et al.,** 2004: Relay-based deployment concepts for wireless and mobile broadband radio. *IEEE Communications Magazine*. Vol. **42**, no. 9, pp. 80-89.
- [59] **Nosratinia, A., and et al.,** 2004: Cooperative communication in wireless networks. *IEEE Communications Magazine*. Vol. **42**, no. 10, pp. 74-80.
- [60] **Anghel, P.A., and Kaveh, M.,** 2003: Relay assisted uplink communication over frequency-selective channels. *Proc. of 4th SPAWC*. Vol. **4**, Rome, Italy, pp. 125-129, 15-18 June.
- [61] **Barbarossa, S., and Scutari, G.,** 2003: Cooperative diversity through virtual array in multihop networks. *Proc. of IEEE ICASSP*. Vol. **6**, pp. 209-212, 6-10 April.
- [62] **Riberio, A., Cai, X., and Giannakis, G.B.,** 2004: Symbol error probabilities for general cooperative links. *Proc. of IEEE ICC*. Vol. **6**, Paris, France, pp. 3369-3373, 20-24 June.
- [63] **Çetinkaya, C.,** 2007: Improving the efficiency of multipath traffic via opportunistic traffic scheduling. *Computer Networks*. Vol. **51**, no. 8, pp. 2181-2197.
- [64] **İbrahim, A.S., Sadek, A.K., Su, W., and Liu, K.J.R.,** 2008: Cooperative communications with relay-selection: When to cooperate and whom to cooperate with?. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. Vol. **7**, no. 7, pp. 2814-2827.
- [65] **Kovacs, I.Z., Patrick, C.F., Eggers, C.F., Olesen, K., and Petersen, L.P.,** 2002: Investigations of outdoor-to-indoor mobile-to-mobile radio communication channels. *Proc. IEEE 56th VTC Fall 2002*, Vancouver, Canada, Vol. **1**, pp. 430-434, 24-28 September.

- [66] **Tarokh, V., Seshadri, N., and Calderbank, A.R.**, 1998: Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction. *IEEE Transactions on Information Theory*. Vol. **44**, no. 2, pp. 744-765.
- [67] **Wittneben, A.**, 1993: A new bandwidth efficient transmit antenna modulation diversity scheme for linear digital modulation. *Proc. IEEE ICC93*. Vol. **3**, Geneva, pp. 1630-1634, 23-26 May.
- [68] **Tarokh, V., Seshadri, N., and Calderbank, A.R.**, 1997: Space-time codes for high data rate wireless communication: Code construction. *Proc. IEEE VTC 1997*. Vol. **2**, pp. 637-641.
- [69] **Çelebi, M.E., Şahin, S., and Aygölü, Ü.**, 2005: Space-time block code selection for more than two transmit antennas. *Proceedings of the 2nd COST 289 Workshop: Special Topics on 4G Systems*, Antalya, Turkey, pp. 37-42
- [70] **Yu, Y., Keroueden, S., and Yuan, J.**, 2006: Closed-loop extended orthogonal space-time block codes for three and four transmit antennas. *IEEE Signal Processing Letters*. Vol. **13**, no. 5, pp. 273-276.
- [71] **Eltayeb, N.M., Lambbotharan, S., and Chambers, J.A.**, 2007: A phase feedback based extended space-time block codes for enhancement of diversity. *Proc. IEEE 65th VTC 2007-Spring.*, Dublin, Ireland, pp. 2296-2299, 22-25 April.
- [72] **Park, C.S., and Lee, K.B.**, 2008: Statistical Multimode Transmit Antenna Selection for Limited Feedback MIMO Systems. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. Vol. **7**, no. 11, pp. 4432-4438.
- [73] **Tao, M., Li, Q., and Garg, H.K.**, 2007: Extended Space-Time Block Coding with Transmit Antenna Selection over Correlated Fading Channels. *IEEE Transactions on Wireless Communications*. Vol. **6**, no. 9, pp. 3137-3141.
- [74] **Gore, D., and Paulraj, A.**, 2002: Antenna subset selection with space-time coding. *IEEE Transactions on Signal Processing*. Vol. **50**, no. 10, pp. 2580-2588.
- [75] **Ganesan, G., Stoica, P., and Larsson, E.G.**, 2004: Orthogonal space-time block codes with feedback. *Wirel. Pers. Commun.* Vol. **28**, no. 4, pp. 287-312.
- [76] **Heath, R.W., and Paulraj, A.**, 1998: A simple scheme for transmit diversity using partial channel feedback. *Conference Record of the 32nd Asilomar Conference on Signals, Systems & Computers.*, Pacific Grove, California, USA, pp. 1073-1078, 1-4 November.
- [77] **Andersen, J.B.**, 2000: Antenna arrays in mobile communications: Gain, diversity and channel capacity. *IEEE Antenna and Propagation Magazine*. Vol. **42**, no. 2, pp. 12-16.
- [78] **Love, D.J., Heath Jr, R.W., and Strohmer T.**, 2003: Grassmannian beamforming for multiple-input multiple-output wireless systems. *IEEE Transactions on Information Theory*. Vol. **49**, no. 10, pp. 2735-2747.

- [79] **Mondal, B., and Health Jr, R.W.**, 2004: Adaptive feedback for MIMO beamforming systems. *Proc. IEEE 5th Workshop on Signal Processing Advances in Wireless Communications.*, Lisbon, Portugal, pp. 213-217, 11-14 July.
- [80] **Mondal, B., Samanta, R., and Health Jr, R.W.**, 2005: Frame theoretic quantization for limited feedback MIMO beamforming systems. *Proc. International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing*. Vol. **2**, Maui, HI, pp. 1065-1070, 13-16 June.
- [81] **Mondal, B., and Health Jr, R.W.**, 2004: An upper bound on SNR for limited feedback MIMO beamforming systems. *Proc. International Theory Workshop.*, San Antonio, TX, pp. 408-412, 24-29 October.
- [82] **Simon, M.K.**, 2002: A moment generating function (MGF)-based approach for performance evaluation of space-time coded communication. *Wirel. Commun. Mob. Comput.* Vol. **2**, no. 7, pp. 667-692.
- [83] **J.G. Proakis, and M. Salehi**, 1994: *Communication Systems Engineering*. Prentice-Hall.
- [84] **Şahin, S.**, 2009: Dengeli uzay-zaman blok kod seçimi için bir bit hata olasılığı çözümlemesi. *UEKAE Journal*. Vol. **1**, no. 1, pp. 89-94.
- [85] **Gasenan, G., Stoica, P., and Larsson, E.G.**, 2004: Orthogonal space-time block codes with feedback. *Wirel. Pers. Commun.*, Vol. **28**, no. 4, pp. 287-312.
- [86] **Van der Meulen, E.C.**, 1971: Three-terminal communication channels. *Adv. Appl. Prob.* Vol. **3**, pp. 120-154.
- [87] **Cover, T.M., and El Gamal, A.**, 1979: Capacity theorems for the relay channel. *IEEE Trans. Inf. Theory*. Vol. **IT-25**, no. 9, pp. 572-584.
- [88] **Sendonaris, A., Erkip, E., and Aazhang, B.**, 1998: Increasing uplink capacity via user cooperation diversity. *Proc. IEEE ISIT*. Cambridge, MA, USA, pp. 156, 16-21 August.
- [89] **Stefanov, A., and Erkip, E.**, 2003: On the performance analysis of cooperative space-time coded systems. *Proc. IEEE WCNC*. Vol. **3**, New Orleans, LA, USA, pp. 729-734, 16-20 March.
- [90] **Hunter, T.E, and Nosratinia, A.**, 2002: Cooperative diversity through coding. *Proc. IEEE ISIT*. Laussane, Switzerland, pp. 220, 30 June-5 July.
- [91] **Hunter, T.E, and Nosratinia, A.**, 2002: Coded cooperation under slow fading, fast fading, and power control. *Conference Record on 36th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. Pacific Grove, CA, NJ, USA, pp. 118-122, 3-6 November.
- [92] **Hunter, T.E, and Nosratinia, A.**, 2003: Performance analysis of coded cooperation diversity. *Proc. IEEE ICC*. Vol. **5**, Anchorage, Alaska, USA, pp. 2688-2692, 11-15 May.
- [93] **Hunter, T.E, and Nosratinia, A.**, 2006: Diversity through coded cooperation. *IEEE Trans. on Wireless Commun.* Vol. **5**, no. 2, pp. 283-289.

- [94] **Khojastepour, M.A, Sabharwal, A., and Aazhang, B.,** 2004: Lower bounds on the capacity of Gaussian relay channel. *Proc. 38th Annu. Conf. Information Sciences and Systems*, Princeton, NJ, USA, March.
- [95] **King, R.C.,** 1978: Multiple access channels with generalized feedback. *PhD Thesis*, Stanford Univ., Stanford , CA.
- [96] **Wyner, A.D., and Ziv, J.,** 1976: The rate-distortion function for source coding with side information at the receiver. *IEEE Transactions on Information Theory*. Vol. **IT-22**, no. 1, pp. 1-11.
- [97] **Schein, B., and Gallager, R.G.,** 2000: The Gaussian parallel relay network. *Proc. IEEE Int. Symp. Information Theory*, Sorrento, Italy, pp. 22.
- [98] **Schein, B.E.,** 2001: Distributed coordination in network information theory. *PhD Thesis*, MIT, Cambridge, MA.
- [99] **Jing, Y., and Hassibi, B.,** 2006: Distributed space-time coding in wireless relay networks. *IEEE Trans. on Wirel. Commun.* Vol. **5**, no. 12, pp. 3524-3536.
- [100] **Akthar, J., and Gesbert, D.,** 2004: Extending orthogonal block codes with partial feedback. *IEEE Trans. on Wirel. Commun.* Vol. **3**, no. 6, pp. 1959-1962.
- [101] **Li, X., and Wu, N.E.,** 2003: Power efficient wireless sensor networks with distributed transmission-induced space spreading. *Conference Record on 37th Asilomar Conference on Signals, Systems and Computers*. Pacific Grove, CA, NJ, pp. 1698-1702, 9-12 November.
- [102] **Li, X., Chen, M., and Liu, W.,** 2005: Application of STBC-encoded cooperative transmissions in wireless sensor networks. *IEEE Signal Process. Lett.* Vol. **12**, no. 2, pp. 134-137.
- [103] **Ohtsuki, T.,** 2006: Performance analysis of statistical STBC cooperative diversity using binary sensors with observation noise. *IEICE Trans. Commun.* Vol. **E89-B**, no. 3, pp. 970-973.
- [104] **Park, S., Savvides, A., and Srivastava, M.B.,** 2001: Simulating networks of wireless sensors. *Proc. Winter Simulation Conference*. Arlington, VA, USA Vol. **2**, pp. 1330-1338.
- [105] **The network Simulator –ns-2,** URL: <http://www.isi.edu/nsnam/ns>, accessed November 2009.
- [106] **Lim, A., Srinivasan, V., and Tham, C-K.,** 2005: A comparative study of cooperative algorithms for wireless ad hoc networks. *Proc. REALMAN 2005*. Santorini, Greece, 14 July.
- [107] **Buttayan, L., and Hubaux, J.P.,** 2003: Stimulating cooperation in self-organizing mobile ad hoc networks. *Mobile Networks and Applications*. Vol. **8**, no. 5, pp. 579 - 592.
- [108] **Lal, D., Manjeshwar, A., Herrman, F., Biyikoglu, E.U., and Keshavarzian, A.,** 2003: Measurement and characterization of link quality metric in energy constrained wireless sensor networks. *Proc. IEEE Global Telecommunications Conference*, Vol. **7**, pp. 446–452, 1-5 December.

- [109] **Michalopoulos, D.S., Karagiannidis, G.K., Tsiftsis, T.A., and Mallik, R.K.,** 2008: Distributed transmit antenna selection (DTAS) under performance or energy consumption constraints. *IEEE Trans. Wireless Commun.* Vol. **7**, no. 4, pp. 1168-1173.
- [110] **Beres, E., and Adve, R.,** 2006: On selection cooperation in distributed networks. *Proceedings of the ICC*, Istanbul, Turkey, June 2006.
- [111] **Luo, J., Blum, R.S., Greenstein, L.J. and Haimovich, A.M.,** 2006: Link-failure probabilities for practical cooperative relay networks. *Proc. of the 61st IEEE vehicular Technology Conference (VTC'05 Spring)*, Stockholm, Sweden, 30 May- 1 June.
- [112] **Madan, R., Mehta, N.B., Molisch, A.F. and Zhang, J.,** 2006: Energy-efficient cooperative relaying over fading channels with simple relay selection. *Proc. of the IEEE Globecom 2006*, San Francisco, CA, USA, Nov. 27- Dec 1.
- [113] **Vanbey, U.,** 2002: Multicast over wireless networks. *Communications of the ACM*. Vol. **45**, no. 12, pp. 31-37.
- [114] **Salz, J., and Winters, J.H.,** 1994: Effect of fading correlation on adaptive arrays in digital mobile radio. *IEEE Trans. Vehicular Technology*. Vol. **43**, no. 4, pp. 1049-1057.
- [115] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.,** 2010: Performance Analysis of Binary Sensor-Based Cooperative Diversity Using Limited Feedback. *Smart Wireless Sensor Networks*, ISBN: 978-953-307-261-6, INTECH Press.
- [116] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.,** 2010: Received SNR Based Code and Antenna/Relay Selection for Limited Feedback Communication. *DEÜ Fen Bilimleri, Special Issue: Selected Papers from SIU 2010*. Vol. **12**, no. 3, pp. 63-75.
- [117] **Ekşim, A.,** 2011: Cooperative Extended Balanced Space-Time Block Coding with Relay Selection. *To appear Proc. of the 17th European Wireless (EW 2011)*, April 27-29, Vienna, Austria.
- [118] **Wang, T., Cano, A., Giannakis, G.B., and Laneman, J.N.,** 2007: High-Performance Cooperative Demodulation with Decode-and-Forward Relays. *IEEE Trans. Commun.* Vol. **55**, no. 7, pp. 1427-1438.
- [119] **Harshan, J., and Rajan, B.S.,** 2010: Distributed Space-Time Block Codes for Two-Hop Wireless Relay Networks. *Journal of Communications*. Vol. **5**, no. 4, pp. 282-296.
- [120] **Yiu, S., Schober, R. and Lampe, L.,** 2006: Distributed Space-Time Block Coding. *IEEE Trans. Commun.* Vol. **54**, no. 7, pp. 1195-1206.
- [121] **Unger, T., and Klein, A.,** 2006: Cooperative MIMO Relaying with Distributed Space-Time Block Codes. *Proc. of the PIMRC 2006*, pp.1-5.
- [122] **Yiu, S., Schober, R. and Lampe, L.,** 2005: Distributed Space-Time Block Coding. *Proc. of the IEEE Globecom 2005*, St. Louis, Missouri, USA, pp.1593-1597.

- [123] **Barbarossa, S., and Scutari, G.**, 2004: Distributed Space-Time Coding for Multihop Networks. *Proc. of the ICC 2004*, Vol. **2**, pp. 916-920.
- [124] **Yiu, S., Schober, R. and Lampe, L.**, 2005: Differential Distributed Space-Time Block Coding. *Proc. of the IEEE Pacrim 2005*, pp. 53-56.
- [125] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.**, 2011: Full Rate Full Diversity Cooperative Extended Balanced Space-Time Blok Coding for Wireless Multicasting. *submitted to 7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2011)*.
- [126] **Ekşim, A., and Çelebi, M.E.**, 2011: Tam hızlı tam çeşitlemeli çoğa gönderim: Genişletilmiş dengeli uzay-zaman blok kodlama. *submitted to the 19th IEEE Signal Processing and Communications Conference (SIU 2011)*.

ÖZGEÇMİŞ



Ad Soyad : Ali EKŞİM
Doğum Yeri ve Tarihi : Denizli - 24.02.1978
Lisans Üniversitesi : Elektrik-Elektronik Mühendisliği, 2001, Yeditepe Üniversitesi
Yüksek Lisans Üniversitesi : Elektronik-Bilgisayar Mühendisliği, 2004, Koç Üniversitesi

Yayın Listesi:

SCI/SCI-E İndekslerine Giren Dergi Yayın Listesi:

- **Ekşim, A.,** and Çelebi, M.E., 2010: Performance Improvement Of Binary Sensor Based Statistical STBC Cooperative Diversity Using Limited Feedback. *IETE Technical Review*. Vol. **27**, no. 1, pp. 60-67.
- **Ekşim, A.,** 2010: Extended Balanced Space-Time Block Coding With Transmit Antenna Selection. *submitted to the European Transaction on Telecommunication*.
- **Ekşim, A.,** and Çelebi, M.E., 2009: Extended Balanced Space-Time Block Coding For Wireless Communications. *IET Signal Processing. Special Issue: Advanced Signal Processing for Wireless and Mobile Communication*, Vol. **3**, no. 6, pp. 476-484.
- Sunay, M.O., and **Ekşim, A.,** 2004: Fair Scheduling For Spectrally Efficient Multi-Service Data Provisioning. *The International Journal on Communication Systems*. Vol. **17**, pp. 615-642.

Diğer Dergi Yayın Listesi:

- **Ekşim, A.,** and Çelebi, M.E., 2010: Received SNR Based Code and Antenna/Relay Selection for Limited Feedback Communication. *DEÜ Fen Bilimleri, Special Issue: Selected Papers from SIU 2010*. Vol. **12**, no. 3, pp. 63-75.
- **Ekşim, A.,** and Çelebi, M.E., 2009: Extended Cooperative Balanced Space-Time Block Coding For Increased Efficiency In Wireless Sensor Networks (Work in Progress). *Proc. Networking 2009: LNCS*. Vol. **5550**, Aachen, Germany, 11-15 May, pp. 456-467.

Kitap Bölümü:

- **Ekşim, A.,** and Çelebi, M.E., 2010: Performance Analysis of Binary Sensor-Based Cooperative Diversity Using Limited Feedback. *Smart Wireless Sensor Networks*, ISBN: 978-953-307-261-6, INTECH Press.

Uluslararası Konferans Yayın Listesi:

- **Ekşim, A.,** Kulaç, S., and Sazlı, M.H., 2011: DTV Spectrum Sensing With Using Pilot Tone. *Submitted to the URSI-GASS 2011*.
- **Ekşim, A.,** and Çelebi, M.E., 2011: Full Rate Full Diversity Cooperative Extended Balanced Space-Time Blok Coding for Wireless Multicasting. *Submitted to 7th International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2011)*.
- **Ekşim, A.,** and Çelebi, M.E., 2011: Full diversity full rate wireless multicasting with extended balanced space-time block coding. *To appear Proc. of the International Conference on Information and Computer Applications (ICICA 2011)*.
- **Ekşim, A.,** 2011: Cooperative Extended Balanced Space-Time Block Coding with Relay Selection. *To appear Proc. of the 17th European Wireless (EW 2011)*, April 27-29, Vienna, Austria.
- **Ekşim, A.,** 2010: Transmit Antenna Selection For Extended Balanced Space-Time Block Codes. *Proc. of the International Wireless Communications and Mobile Computing Conference (IWCMC 2010)*, June 28-July 2, Caen, France.
- **Ekşim, A.,** and Çelebi, M.E., 2010: On The Performance Analysis Of The Extended Balanced Space-Time Block Coding. *Proc. of the 3rd International Conference on Intelligent & Advanced Systems (ICIAS2010)*, June 15-17, Kuala Lumpur, Malaysia. **(Bu makale, Journal of Communication and Computers dergisi tarafından yayınlanmak için istenmiştir.)**
- **Ekşim, A.,** Kulaç, S., and Sazlı, M.H., 2009: Effective cooperative spectrum sensing in IEEE 802.22 standard with time diversity. *Proc. of the International Conference on Advances in Computational Tools for Engineering Applications (ACTEA '09)*, July 15-17, Zouk Mosbeh, Lebanon.
- **Ekşim, A.,** and Çelebi, M.E., 2008: Improvement On Cooperative Balanced Space-Time Block Coding With Relay Selection. *Proc. of the IEEE 6th International Symposium on Communication Systems, Networks and Digital Signal Processing Conference*, July 23-25, Graz, Austria. **(Bu makale, konferansta sunulan 135 makale arasından 8 Half Travel Grant'ten birini almıştır.)**
- **Ekşim, A.,** and Çelebi, M.E., 2007: Diversity Enhancement with Cooperative Balanced Space-Time Block Coding. *Proc. of the IEEE 18th International Symposium on Personal, Indoor & Mobile Communications*, September 3-6, Athens, Greece.
- Sunay, M.O., and **Ekşim, A.,** 2004: Wireless Multicast with Multi-User Diversity. *Proceedings of the IEEE VTC- Spring 2004 Conference*, May 17-19, Milan, Italy.
- Sunay, M.O., and **Ekşim, A.,** 2003: Wireless Multicast Packet Data Provisioning using Opportunistic Multiple Access. *Proceedings of the IEEE 10th Symposium on Communications & Vehicular Technology Conference*, November 13, Eindhoven, Netherlands.

- Sunay, M.O., and **Ekşim, A.**, 2003: (**Invited Paper**) On Scheduling for Spectrally Efficient Resource Allocation for Delay Tolerant Wireless Data Transmission. *Proceedings of the Informis 2003 Conference*, July, Istanbul, Turkey.
- **Ekşim, A.**, and Sunay, M.O., 2002: On Scheduling For Spectrally Efficient Resource Allocation For Delay Tolerant Wireless Data Transmission. *Proceedings of the IEEE International Conference on Advances in Wireless Communications*, September 23, Victoria, Canada.

Ulusal Konferans Yayın Listesi:

- Kulaç, S., **Ekşim, A.**, and Sazlı, M.H., 2011: DTV Spectrum Sensing With Using Pilot Tone. *To appear the 19th IEEE Signal Processing and Communications Conference (SIU 2011)*.
- **Ekşim, A.**, and Çelebi, M.E., 2011: Tam hızlı tam çeşitlemeli çoğa gönderim: Genişletilmiş dengeli uzay-zaman blok kodlama. *To appear the 19th IEEE Signal Processing and Communications Conference (SIU 2011)*.
- **Ekşim, A.**, and Çelebi, M.E., 2010: Received SNR Based Code And Antenna Selection For Limited Feedback Communication. *Proc. of the IEEE 18th Signal Processing and Communications Conference*, April 22-24, Diyarbakır, Turkey. (**Bu makale, DEÜ Fen Bilimleri dergisi tarafından konferansta sunulan 241 makale arasından en iyi 9 SİU2010 makalesinden biri olarak seçilmiş ve DEÜ Fen Bilimleri dergisinin Ekim 2010 sayısında genişletilmiş bir versiyonu yayınlanmıştır.**)
- **Ekşim, A.**, and Çelebi, M.E., 2009: Extended Cooperative Balanced Space Time Block Coding in Wireless Networks for Spectral Efficiency. *Proc. of the IEEE 17th Signal Processing and Communications Conference*, April 9-11, Antalya, Turkey.
- Kulaç, S., **Ekşim, A.**, and Sazlı, M.H., 2009: Cooperative Spectrum Sensing in IEEE 802.22 Standard. *Proc. of the IEEE 17th Signal Processing and Communications Conference*, April 9-11, Antalya, Turkey.
- **Ekşim, A.**, and Çelebi, M.E., 2008: Novel Hybrid Relay And Code Selection Protocol. *Proc. of the IEEE 16th Signal Processing and Communications Conference*, April 20-22, Didim, Turkey. (**Bu makale en iyi 10 SİU öğrenci makalesinden birisidir.**)
- **Ekşim, A.**, Kulaç, S., and Sazlı, M.H., 2008: Cooperative Spectrum Sensing For Mobile Users. *Proc. of the IEEE 16th Signal Processing and Communications Conference*, April 20-22, Didim, Turkey.
- **Ekşim, A.**, and Çelebi, M.E., 2007: Comparison Of Cooperative Path Selection Techniques. *Proc. of the IEEE 15th Signal Processing and Communications Conference*, June 11-13, Eskişehir, Turkey.
- **Ekşim, A.**, and Çelebi, M.E., 2007: Cooperative Balanced Space-Time Block Codes for Relay Networks. *Proc. of the IEEE 15th Signal Processing and Communications Conference*, June 11-13, Eskişehir, Turkey.
- **Ekşim, A.**, and Özkasap, Ö., 2002: Performance Comparison of Multicast Routing Protocols. *Proc. of the YPBS 2002*, October, Gebze, Kocaeli, Turkey.