

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ FAZLI FREKANS KAYDIRMALI ANAHTARLAMA
MODÜLASYONU KULLANAN İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME SİSTEMLERİ**

DOKTORA TEZİ

Ali Serdar DEMİROĞLU

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

EKİM 2014

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**SÜREKLİ FAZLI FREKANS KAYDIRMALI ANAHTARLAMA
MODÜLASYONU KULLANAN İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME SİSTEMLERİ**

DOKTORA TEZİ

**Ali Serdar DEMİROĞLU
(504042312)**

Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı

Telekomünikasyon Mühendisliği Programı

**Tez Danışmanı: Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ
Eş Danışman: Prof. Dr. M. Ertuğrul ÇELEBİ**

EKİM 2014

İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü'nün 504042312 numaralı Doktora Öğrencisi **Ali Serdar DEMİROĞLU**, ilgili yönetmeliklerin belirlediği gerekli tüm şartları yerine getirdikten sonra hazırladığı “**SÜREKLİ FAZLI FREKANS KAYDIRMALI ANAHTARLAMA MODÜLASYONU KULLANAN İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME SİSTEMLERİ**” başlıklı tezini aşağıda imzaları olan jüri önünde başarı ile sunmuştur.

Tez Danışmanı : **Prof. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Eş Danışman : **Prof. Dr. M. Ertuğrul ÇELEBİ**
İstanbul Teknik Üniversitesi

Jüri Üyeleri : **Prof. Dr. Erdal PANAYIRCI**
Kadir Has Üniversitesi

Prof. Dr. H. Ümit AYGÖLÜ
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Tuncay ERTAŞ
Uludağ Üniversitesi

Prof. Dr. Hakan A. ÇIRPAN
İstanbul Teknik Üniversitesi

Prof. Dr. Murat UYSAL
Özyeğin Üniversitesi

Teslim Tarihi : **31 Temmuz 2014**

Savunma Tarihi : **13 Ekim 2014**

Kızım Naz'a ve eşim Zeynep'e,

ÖNSÖZ

Eylül 1998’de Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü’nde lisans öğrencisi olarak başladığım İTÜ öğrencilik hayatımın sonuna, Telekomünikasyon Mühendisliği Bölümü’ndeki yüksek lisans çalışmalarının ardından yine aynı bölümde tamamladığım, bu doktora tezi ile gelmiş bulunuyorum.

Doktora tez çalışmam boyunca bana destek olan ve yol gösteren danışmanlarım Prof.Dr. İbrahim ALTUNBAŞ ve Prof.Dr. M. Ertuğrul ÇELEBİ’ye, önerileriyle tez ilerlemesine katkıda bulunan tez izleme komitesi üyeleri Prof.Dr. Erdal PANAYIRCI, Prof.Dr. H. Ümit AYGÖLÜ ve Prof.Dr. Tuncay ERTAŞ’a, tezin bazı kısımlarındaki çalışmalara 107E022 numaralı araştırma projesi kapsamında destek veren TÜBİTAK’a, manevi desteklerinden dolayı aileme ve sevgili eşim S. Zeynep DEMİROĞLU’ya çok teşekkür ederim.

Bu çalışmanın, sürekli faz modülasyonları ve işbirlikli çeşitleme konularında çalışan araştırmacılara faydalı olmasını dilerim.

Temmuz 2014

Ali Serdar Demiroğlu

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	vii
İÇİNDEKİLER	ix
KISALTMALAR	xi
ÇİZELGE LİSTESİ.....	xiii
ŞEKİL LİSTESİ.....	xv
SEMBOL LİSTESİ	xvii
ÖZET.....	xix
SUMMARY	xxiii
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	1
1.2 Literatür Araştırması	1
1.3 Tez ile Getirilen Yenilikler ve İzlenen Yol	6
2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI VE ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ	9
2.1 Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü	9
2.2 Sönümlemeli Kanallar	11
2.2.1 Gecikme yayılımı	12
2.2.2 Uyumluluk bandgenişliği	12
2.2.3 Doppler kayması	12
2.2.4 Uyumluluk zamanı	13
2.2.5 Frekans seçici olmayan sönümleme.....	13
2.2.6 Frekans seçici sönümleme	14
2.2.7 Yavaş sönümleme	14
2.2.8 Hızlı sönümleme	14
2.2.9 Rayleigh sönümlemeli kanal	15
2.2.10 Rice sönümlemeli kanal	16
2.3 Temel Çeşitleme Yöntemleri	17
2.3.1 Zaman çeşitlemesi	18
2.3.2 Frekans çeşitlemesi	18
2.3.3 Uzay çeşitlemesi	18
2.3.3.1 Alıcı anten çeşitlemesi	19
Seçmeli birleştirme.....	20
Anahtarlama birleştirme.....	20
En büyük oran birleştirmesi (MRC).....	21
Eşit kazanç birleştirmesi (EGC).....	22
2.3.3.2 Verici anten çeşitlemesi	22
Duruğumsu sönümlemeli kanallarda hata başarımları ölçütleri.....	23
Rank ölçütü	24
Determinant ölçütü.....	25
İz ölçütü.....	25
2.4 İşbirlikli Çeşitleme	25
2.4.1 Kuvvetlendir ve aktar (AF) yöntemi	26

2.4.2 Çöz ve aktar (DF) yöntemi.....	27
2.4.3 Kodlamalı işbirliği.....	27
2.4.4 İşbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kodlama	29
2.4.5 Rôle seçimli sistemler	30
3. SÜREKLİ FAZ MODÜLASYONU (CPM).....	33
3.1 Genel Bilgiler	34
3.2 Minimum Kaydırmalı Anahtarlama (MSK).....	36
3.3 Dört Düzeyli Sürekli Fazlı Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (4CPFSK)	36
3.3.1 4CPFSK, $h=1/2$	37
3.3.2 4CPFSK, $h=1/4$	41
3.4 CPM Verici Yapıları.....	43
4. DAĞITILMIŞ UZAY-ZAMAN CPFSK KAFES KOD KULLANAN İŞBİRLİKLİ SİSTEM TASARIMI	47
4.1 Sistem Modeli.....	47
4.2 Kod Tasarım Ölçütleri.....	50
4.3 Dağıtılmış Uzay-Zaman MSK Kafes Kodları	51
4.3.1 MSK kafes kod tasarımı	51
4.3.2 Benzetim sonuçları	55
4.4 Dağıtılmış Uzay-Zaman 4CPFSK, $h=1/2$ Kafes Kodları	63
4.4.1 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kod tasarımı	63
4.4.2 Benzetim sonuçları	65
4.5 Dağıtılmış Uzay-Zaman 4CPFSK, $h=1/4$ Kafes Kodları	70
4.5.1 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kod tasarımı	70
4.5.2 Benzetim sonuçları	72
5. DAĞITILMIŞ UZAY-ZAMAN CPFSK KAFES KOD KULLANAN RÖLE SEÇİMLİ İŞBİRLİKLİ SİSTEM TASARIMI.....	77
5.1 Sistem Modeli.....	77
5.2 Rôle Seçim Ölçütü.....	78
5.2.1 Protokol A/B için $M=2$ durumu	79
5.2.2 Protokol C için $M=2$ durumu	80
5.2.3 Protokol A için $M=3$ durumu.....	80
5.2.4 Protokol B için $M=3$ durumu	81
5.2.5 Protokol C için $M=3$ durumu	82
5.3 Benzetim Sonuçları	82
6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	87
KAYNAKLAR.....	89
ÖZGEÇMİŞ	97

KISALTMALAR

4CPFSK	: Dört Düzeyli Sürekli Fazlı Frekans Kaydırmalı Anahtarlama
AF	: Kuvvetlendir ve Aktar
APS	: Ortalama Güç Ölçeklemesi
AWGN	: Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü
BFNAF	: Blok Sönümlemeli Kanallar için Dik Olmayan AF
CDF	: Birikimsel Dağılım İşlevi
CDMA	: Kod Bölmeli Çoklu Erişim
CE	: Katlamalı Kodlayıcı
CF	: Sıkıştır ve Aktar
CPE	: Sürekli Faz Kodlayıcısı
CPFSK	: Sürekli Fazlı Frekans Kaydırmalı Anahtarlama
CPM	: Sürekli Faz Modülasyonu
CRC	: Çevrimsel Fazlalık Kontrol
CSI	: Kanal Durum Bilgisi
CHO	: Çerçeve Hata Olasılığı
DECT	: Geliştirilmiş Sayısal Kablosuz İletişim
DF	: Çöz ve Aktar
EEEAG	: Elektrik, Elektronik ve Enformatik Araştırma Destek Grubu
EGC	: Eşit Kazanç Birleştirmesi
FDMA	: Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
GSM	: Avrupa 2. Nesil Hücresel Sayısal İletişim Sistemi
IPS	: Ani Güç Ölçeklemesi
IS-136	: Zaman Bölmelemeli Çoklu Erişim Standardı
LoS	: Doğrudan Görüş Yolu
MIMO	: Çok Girişli Çok Çıkışlı
MM	: Belleksiz Modülatör
MRC	: En Büyük Oran Birleştirmesi
MSK	: Minimum Kaydırmalı Anahtarlama
NAF	: Dik Olmayan Kuvvetlendir ve Aktar
PDF	: Olasılık Yoğunluk İşlevi
PEP	: Çiftsel Hata Olasılığı
PF	: Faz Aktarma
Ph.D.	: Felsefe Doktoru
PSK	: Faz Kaydırmalı Anahtarlama
QAM	: Dik Genlik Modülasyonu
QPSK	: Dikgen Faz Kaydırmalı Anahtarlama
RF	: Radyo Frekansı
S/P	: Seri-Paralel Dönüştürücü
SC-FDMA	: Tek Taşıyıcılı Frekans Bölmeli Çoklu Erişim
SCI	: Bilim Atıf Dizini
SNR	: İşaret-Gürültü Oranı
TÜBİTAK	: Türkiye Bilimsel ve Teknolojik Araştırma Kurumu

ÇİZELGE LİSTESİ

Sayfa

Çizelge 3.1 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/2$ sürekli zaman işaretleri.	37
Çizelge 3.2 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/2$ sürekli zaman işaretlerinin vektörel karşılıklarını elde etmek için kullanılan baz işlevleri.	38
Çizelge 3.3 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/2$ sürekli zaman işaretlerinin vektörel karşılıkları.	39
Çizelge 3.4 : Rayleigh sönümlemesine uğramış eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/2$ sürekli zaman işaretlerinin vektörel karşılıkları.	40
Çizelge 3.5 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/4$ sürekli zaman işaretleri.	41
Çizelge 3.6 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/4$ sürekli zaman işaretlerinin vektörel karşılıklarını elde etmek için kullanılan baz işlevleri.	42
Çizelge 3.7 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/4$ sürekli zaman işaretlerinin vektörel karşılıkları.	43
Çizelge 3.8 : Rayleigh sönümlemesine uğramış eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/4$ sürekli zaman işaretlerinin vektörel karşılıkları.	44
Çizelge 4.1 : İletişim protokolleri.	48
Çizelge 4.2 : İletişim protokolleri için kanal matrisleri.	49
Çizelge 4.3 : Dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları.	52
Çizelge 4.4 : Dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodları.	64
Çizelge 4.5 : Dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodları.	70
Çizelge 4.6 : Klasik uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodları.	74

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 2.1 : Gauss dağılımlı X rastlantı değişkeni için örnek PDF eğrileri.	10
Şekil 2.2 : Gauss dağılımlı X rastlantı değişkeni için örnek CDF eğrileri.	11
Şekil 2.3 : Beyaz süreç için güç spektrumu.	11
Şekil 2.4 : Rayleigh dağılımlı X rastlantı değişkeni için örnek PDF eğrileri.	16
Şekil 2.5 : Rayleigh dağılımlı X rastlantı değişkeni için örnek CDF eğrileri.	16
Şekil 2.6 : Rice dağılımlı X rastlantı değişkeni için örnek PDF eğrileri.	17
Şekil 2.7 : Seçmeli birleştirme blok yapısı.	20
Şekil 2.8 : MRC blok yapısı.	21
Şekil 2.9 : Uzay-zaman kodlamalı sistem yapısı.	23
Şekil 2.10 : Röleli sistem yapısı.	26
Şekil 2.11 : İki kullanıcı işbirlikli sistem yapısı.	28
Şekil 2.12 : Röle seçimli sistem yapısı.	30
Şekil 3.1 : Eğik fazlı MSK için faz kafesi ve işaret kümesi.	37
Şekil 3.2 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/2$ için faz kafesi.	38
Şekil 3.3 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/4$ için faz kafesi.	42
Şekil 3.4 : CPM işaretleri için verici yapısı.	45
Şekil 3.5 : CPE yapıları.	45
Şekil 4.1 : NAF röle sistemi.	47
Şekil 4.2 : Tek röleli sistemler için 4 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları.	52
Şekil 4.3 : Çift röleli sistemler için 4 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları.	53
Şekil 4.4 : Üç ve dört röleli sistemler için 4 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları.	54
Şekil 4.5 : Tek ve çift röleli sistemler için 8 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları.	54
Şekil 4.6 : Üç ve dört röleli sistemler için 8 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları.	55
Şekil 4.7 : ST1, ST2 ve ST3'ün Protokol A için hata başarımı.	56
Şekil 4.8 : ST1, ST2 ve ST3'ün Protokol C için hata başarımı.	56
Şekil 4.9 : ST4 ve ST5'in Protokol A için hata başarımı.	57
Şekil 4.10 : ST4 ve ST5'in Protokol B için hata başarımı.	58
Şekil 4.11 : ST4 ve ST5'in Protokol C için hata başarımı.	58
Şekil 4.12 : ST6 ve ST7'nin $E_{SR}/N_0=5$ dB için diğer 4 durumlu MSK kodlarla hata başarım karşılaştırmaları.	59
Şekil 4.13 : ST8'in Protokol A için hata başarımı.	59
Şekil 4.14 : ST8'in Protokol C için hata başarımı.	60
Şekil 4.15 : ST9'un Protokol A için hata başarımı.	60
Şekil 4.16 : ST9'un Protokol B için hata başarımı.	61
Şekil 4.17 : ST9'un Protokol C için hata başarımı.	61

Şekil 4.18 : ST10 ve ST11'in $E_{SR}/N_0=5$ dB için diğer 8 durumlu MSK kodlarla hata başarımlarını karşılaştırmaları.	61
Şekil 4.19 : ST5 üzerinden Protokol A ve B için hata başarımlarını karşılaştırmaları.	62
Şekil 4.20 : ST9 üzerinden Protokol A ve B için hata başarımlarını karşılaştırmaları.	62
Şekil 4.21 : MSK kullanan ST3 ile QPSK kullanan kodun güç spektrumu karşılaştırmaları.	63
Şekil 4.22 : Tek röleli sistemler için dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodları.	64
Şekil 4.23 : Çift röleli sistemler için dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodları.	65
Şekil 4.24 : Üç röleli sistemler için dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodları.	65
Şekil 4.25 : ST12 klasik uzay-zaman kafes kodunun hata başarımları.	66
Şekil 4.26 : ST12 ve ST15'in Protokol A için hata başarımları.	67
Şekil 4.27 : ST12 ve ST15'in Protokol C için hata başarımları.	67
Şekil 4.28 : ST13 ve ST16'nın Protokol A için hata başarımları.	68
Şekil 4.29 : ST13 ve ST16'nın Protokol B için hata başarımları.	68
Şekil 4.30 : ST13 ve ST16'nın Protokol C için hata başarımları.	69
Şekil 4.31 : ST14 ve ST17'nin Protokol C için hata başarımları ve diğer 4CPFSK, $h=1/2$ kodlarıyla başarımlarını karşılaştırmaları.	69
Şekil 4.32 : Tek röleli sistemler için dağıtılmış 16 durumlu uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodları.	71
Şekil 4.33 : Çift röleli sistemler için dağıtılmış 16 durumlu uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodu ST20.	71
Şekil 4.34 : Üç röleli sistemler için dağıtılmış 16 durumlu uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodu ST21.	72
Şekil 4.35 : Dört röleli sistemler için dağıtılmış 16 durumlu uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodu ST22.	72
Şekil 4.36 : Tek ve çift röleli sistemler için dağıtılmış 64 durumlu uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodları.	73
Şekil 4.37 : STM ve STH klasik uzay-zaman kafes kodlarının hata başarımları.	74
Şekil 4.38 : ST18, ST19, ST20, ST21 ve ST22'nin $E_{SR}/N_0=35$ dB iken Protokol A ve B için hata başarımları.	75
Şekil 4.39 : Protokol A, B ve C için ST24 kodu üzerinden hata başarımlarını karşılaştırmaları.	76
Şekil 5.1 : Röle seçimli NAF sistemi.	78
Şekil 5.2 : $M=2$ ve Protokol A/B için röle seçimli NAF sistemlerde hata başarımları.	84
Şekil 5.3 : $M=3$ için röle seçimli NAF sistemlerde hata başarımları.	85
Şekil 5.4 : Röle seçimli ve seçimsiz NAF sistemlerde hata başarımlarını karşılaştırmaları.	86

SEMBOL LİSTESİ

$(.)^{-1}$	: Matris tersi
$(.)^T$	: Matris devriği
$(.)^H$	: Matris devrik eşleniği
A	: İletişim protokolü A
$A(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}})$	: $\mathbf{B}\mathbf{B}^H$ matrisi
α_l	: CPM’de l . bilgi simgesi
B	: İletişim protokolü B
$\mathbf{B}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}})$	: İletilen ve karar verilen çerçeveler arası fark matrisi
B_c	: Uyumluluk bandgenişliği
B_s	: İşaret bandgenişliği
β_l	: CPM’de değiştirilmiş l . bilgi simgesi
C	: İletişim protokolü C
d^2	: Karesel Öklid uzaklığı
$d^2(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}})$	: Doğru ve hatalı diziler arası değiştirilmiş Öklid uzaklığı
d_{PrA}^2	: Protokol A için Öklid uzaklığı
d_{PrB}^2	: Protokol B için Öklid uzaklığı
d_{PrC}^2	: Protokol C için Öklid uzaklığı
d_{cl}^2	: Klasik Öklid uzaklığı
D	: Hedef
D	: Bellek elemanı
E	: Simge enerjisi
$E(.)$	: Beklenen değer
f_1	: Değiştirilmiş taşıyıcı frekansı
f_c	: Taşıyıcı frekansı
f_d	: Doppler kayması
$f_X(x)$	: X rastlantı değerşkeni için olasılık yoğunluk işlevi
$F_X(x)$	: X rastlantı değerşkeni için birikimsel dağılım işlevi
$\mathbf{G}$	: Üreteç matrisi
$\phi(t, \alpha)$	: Sürekli zaman CPM işaretinde bilgi taşıyan faz terimi
h	: Modülasyon indeksi (J/P şeklinde ortak böleni olmayan iki tamsayının oranı)
$\mathbf{H}_n$	: n . alıcı anten için kanal matrisi
η_n^l	: l . zaman aralığında, n . alıcı antenden alınan işarete etki eden gürültü rastlantı değerşkeni
$\mathbf{I}(l)$	: Bilgi bitleri
$I_0(.)$	: Birinci tür ve sıfırıncı dereceden değiştirilmiş Bessel işlevi
I_M	: $M \times M$ ’lik birim matris
$\mathcal{I}$	: Karşılıklı bilgi miktarı
$\mathbf{J}(l)$	: Kod matrisi
φ_l	: $(l-1)T$ anına kadar oluşan toplamsal faz değerı
K	: Röle seçimli sistemlerde toplam röle sayısı
K_R	: Rice parametresi

κ	: Boltzmann sabiti
κ_m	: $\mathbf{A}$ matrisinin sıfırdan farklı özdeğerleri
L	: Verici anten/zaman aralığı başına bir çerçevedeki simge sayısı
Λ_L^m	: m . verici antenden/zaman aralığında iletilen bir çerçevedeki tüm simgeler ile karar verilen simgeler arasındaki karesel uzaklıkların toplamı
M	: Verici anten sayısı/Zaman aralığı sayısı
$M-1$	: Röle seçimsiz sistemlerde toplam röle sayısı
$\mathbb{M}$	: $\{1, \dots, K\}$ kümesinin $M-1$ elemanlı olası alt kümelerinden her biri
μ	: Ortalama
N	: Alıcı anten sayısı
$N_0/2$	: Isıl gürültü için spektrum genliği/Boyut başına gürültü varyansı
$\mathbb{N}_n$	: n . alıcı antenden alınan çerçevelere etki eden gürültü matrisi
ν	: Bellek mertebesi
ω_n	: n . alıcı anten için kullanılan ağırlık katsayısı (MRC ve EGC için)
$\mathbf{P}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}})$	: Çiftsel hata olasılığı
$Q(\cdot)$	: Q işlevi
r_n	: n . alıcı antenden alınan işaret
r_n^l	: l . zaman aralığında n . alıcı anten tarafından alınan işaret
$\mathbf{R}$	: Röle
$\mathbf{R}_m$	: m . röle
$\mathbb{R}_n$	: n . alıcı antenden alınan çerçeveler matrisi
$ \rho $	: Karmaşık sönümleme katsayısı genliği
$\rho_{m,n}^l$	: m . verici anten ile n . alıcı anten arasındaki yolun l . zaman aralığındaki karmaşık sönümleme katsayısı
$s(t, \boldsymbol{\alpha})$	: Sürekli zaman CPM işareti
$s(t, \boldsymbol{\beta})$	: Eğik fazlı sürekli zaman CPM işareti
$\mathbf{s}_m$	: m . röleye (ve kullanılan iletişim protokolüne göre hedefe de) iletilen çerçeve
$\mathbf{s}_M$	: Hedefe iletilen çerçeve
s_m^l	: l . zaman aralığında, m . verici antenden iletilen modülasyonlu işaret
$\mathbf{S}$	: Kaynak
$\mathbb{S}$	: İletilen çerçeveler matrisi
$\hat{\mathbb{S}}$	: Karar verilen çerçeveler matrisi
σ^2	: Varyans
σ_τ	: Gecikme yayılımı
T	: Simge süresi
T_c	: Uyumluluk zamanı
θ_l	: $t=lT$ anında fazın başlangıç değeri
Θ	: °K cinsinden sıcaklık
U	: CPM için düzey sayısı
ς	: $\mathbf{A}$ matrisinin rankı
$W_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}}^{\text{opt}}$	: Optimum röle seçim ölçütü
ξ	: Düzgün dağılımlı faz sönümlemesi terimi
$\psi(t, \boldsymbol{\alpha})$	: Sürekli zaman CPM işareti eğişik faz terimi
$\zeta(t)$	: Frekans biçimlendirme işlevi

SÜREKLİ FAZLI FREKANS KAYDIRMALI ANAHTARLAMA MODÜLASYONU KULLANAN İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME SİSTEMLERİ

ÖZET

Telsiz kanallardan iletişim, girişim, gölgeleme, yol kaybı ve çok yollu sönmüleme gibi birçok olumsuz etki altında gerçekleşir. Özellikle çok yollu sönmüleme etkisi, istenilen nitelikte iletişim yapılmasını zorlaştırır. İletilen işaretin bağımsız sönmülemelerden etkilenmiş birden fazla kopyasının alıcıya ulaştırılması çeşitleme olarak adlandırılır. Çeşitleme ve kanal kodlama, çok yollu sönmüleme etkisini en aza indirmek için kullanılan başlıca yöntemlerdir. Önemli çeşitleme yöntemlerinden birisi anten çeşitlemesidir. Çok girişli çok çıkışlı (*multiple input multiple output*, MIMO) sistemler, alıcı ve vericide birden çok anten içerirler. Bu yolla kanal kapasitesinin arttırılabileceği gösterilmiştir. Kanal kodlama ve verici anten çeşitlemesi yöntemlerinin MIMO sistemlerde bir arada kullanılmasını sağlayan uzay-zaman kodlama yöntemi, tek antenli durumlara göre daha yüksek bir iletim hızı ve sönmülemeli kanallarda daha iyi bir hata başarımı sağlar. Uzay-zaman kodlama, bellekli yapıda olan uzay-zaman kafes kodlama ve belleksiz yapıda olan uzay-zaman blok kodlama olarak ikiye ayrılabilir.

Hücrel sistemlerin baz istasyonlarında boyut ve enerji kısıtı olmadığından burada verici anten çeşitlemesi kullanılması uygundur. Bununla beraber, boyut ve maliyet kısıtları ile donanım karmaşıklığı açısından hücrel telefon gibi gezgin birimlerde verici anten çeşitlemesi gerçekleştirilebilir. Bu soruna bir çözüm olarak işbirlikli çeşitleme (*cooperative diversity*) önerilmiştir. İşbirlikli çeşitlemenin temelleri, röleli kanallar üzerine 1971'de yapılan çalışmalara kadar uzanmaktadır. Kullanıcılara ait bilgilerin hedefe sadece ilgili kullanıcıya ait anten üzerinden değil, çevredeki uygun diğer gezgin (veya sabit) birime (röleye) ait antenler üzerinden de iletilmesi, bu yöntemin temel mantığını oluşturur. Bu yöntemde, kullanıcı (kaynak) tek verici antene, kaynak-röle ve röle-hedef arası kanallar bozucu etkilere sahip olsa bile; söz konusu yardımlaşma dolayısıyla bilgi farklı yollar üzerinden alıcıya ulaştığı için verici anten çeşitlemesi elde edilmiş olur ve sistemin hata başarımı yükselir.

“Kuvvetlendir ve aktar” (*amplify and forward*, AF), rölede çok kullanılan aktarma yöntemlerinden bir tanesidir. Bu yöntemde, alınan işaret röle tarafından kuvvetlendirilerek hedefe aktarılır. Dik ya da dik olmayan iletim kullanmak, işbirlikli sistem tasarımı için iki olası seçenektir. Kaynak ile rölelerin farklı zaman aralıklarında iletim yaptığı sistemler dik iletim yapan işbirlikli sistemlerdir. Bu yöntem, iletim hızının önemli ölçüde düşmesine neden olur. Diğer taraftan dik olmayan iletim kullanılarak daha iyi bir çeşitleme-çoklama dengesi (*diversity-multiplexing tradeoff*) kurulabilir.

İşbirlikli uzay-zaman kodlamada bir kodun kısımlarının farklı birimlerde çalışmasına “işbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kodlama” denir ve uzay-zaman blok ya da kafes kodları için kullanılabilir. Klasik uzay-zaman kafes kodlamada tek kullanıcının farklı antenlerinden iletilecek olan kod kafesinin dallarındaki işaretler, işbirlikli dağıtılmış

uzay-zaman kafes kodlamada farklı kullanıcıların tek antenlerinden iletilir ve böylece çeşitleme kazancı elde edilmiş olur.

Röle seçim yöntemleri de işin içine katılırsa, işbirlikli sistemlerde iletim için gerekli olan kanal sayısı azaltılabilir, girişim etkisi hafifletilebilir, sistemin güç tüketimi düşürülebilir ve kaynak-röle-hedef arası en iyi iletim kanalları seçilerek zayıf kaynak-röle ve röle-hedef kanallarının olumsuz etkileri önlenmiş olur. Bir veya birden çok rölenin anılan yöntemlerle işbirliği için seçilmesi olasıdır. Birden çok röle seçmenin tek röle seçmeye göre daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir. Dik veya dik olmayan iletim, röle seçimli işbirlikli sistemlerde de kullanılabilir. Beklendiği gibi, dik olmayan iletim yapan röle seçimli işbirlikli sistemler dik iletim yapan sistemlere göre daha yüksek iletim hızı sağlar.

Röle seçimli olsun ya da olmasın işbirlikli sistemler üzerine yapılan çalışmaların büyük bir kısmında doğrusal modülasyon kullanılmıştır. Bu modülasyonlar ile yapılan uygulamalar göz önünde bulundurulduğunda iletilen işaretlerin zarfının zamanla değiştiği görülür. Sürekli faz modülasyonu (*continuous phase modulation*, CPM), doğrusal olmayan, çok boyutlu, bellekli bir modülasyon yöntemidir. CPM’de vericiden iletilen işaretler arasında faz atlaması olmadığı için, frekans veya güç spektrumundaki yan kulakçıkların genlikleri hızla azalmakta ve böylece diğer modülasyonlara kıyasla daha dar ve/veya düzgün bir frekans spektrumu sağlanmaktadır. CPM’nin iç yapısındaki kafes kod (bellek), faz sürekliliği sağlar. Alıcıya gelen işaretler bu bellek sayesinde, örneğin Viterbi Algoritması gibi kod çözme algoritmaları ile çözülebilmekte ve spektral verimliliğin yanında, güç verimliliği, yani hata başarımında artış da elde edilmektedir. Bu, sönümlemeli kanallarda önemli bir üstünlüktür. CPM ayrıca, pratikte sabit zarflı işaretlere ve düşük maliyetli doğrusal olmayan kuvvetlendiricilerin kullanılmasına olanak tanır. Bu özellikleri nedeniyle, Avrupa 2. nesil hücresel sayısal iletişim (*groupe spéciale mobile*, GSM) ve geliştirilmiş sayısal kablosuz iletişim (*digital enhanced cordless telecommunications*, DECT) standartlarında kullanılan modülasyon türü olmuştur.

CPM’nin sahip olduğu, özellikle doğrusal olmayan kuvvetlendirici kullanımına ilişkin üstünlükler onu dağıtılmış yapıdaki telsiz iletişim sistemlerinde doğrusal modülasyonlara iyi bir alternatif yapmaktadır. Sağladığı spektral üstünlükler ve enerji verimli sistem tasarımına olanak tanınması da göz önüne alındığında, CPM’nin, işbirlikli haberleşmeye dayalı olarak dağıtık yapıda çalışacak olan gelecek nesil iletişim sistemlerinde kullanılmasının olası olduğu görülecektir. Oysa işbirlikli haberleşme literatürü incelendiğinde, CPM kullanımıyla ilgili çalışmaların azlığı dikkat çekmektedir. Hem bu boşluğu doldurmak hem de yukarıda bahsedilen üstünlüklere sahip işbirlikli sistem tasarımı yapmak amacıyla, bu doktora tezinde, röleli/işbirlikli sistemler için belirli ölçütlere dayanarak CPM’nin özel bir biçimi olan sürekli fazlı frekans kaydırmalı anahtarlama (*continuous phase frequency phase shift keying*, CPFSK) modülasyonlu dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlar tasarlanmış ve bu kodlar için hata başarım analizleri yapılmıştır. Kod tasarımlarında, CPFSK çeşitleri arasından, en küçük kaydırmalı anahtarlama (*minimum shift keying*, MSK), modülasyon indeksi $\frac{1}{2}$ olan 4CPFSK ve modülasyon indeksi $\frac{1}{4}$ olan 4CPFSK modülasyonları kullanılmıştır. Literatürde yer alan ve doğrusal modülasyonlar için verilen bir takım ölçütlerin CPFSK için de kullanılabileceği anlaşılmış ve kod tasarımları bu ölçütlere dayandırılmıştır. Kullanılan modülasyonlara ait sürekli zaman işaretlerinin vektörel karşılıkları, hem ölçütlerde yer alan Öklid uzaklığı benzeri değerlerin belirlenebilmesi, hem Rayleigh sönümleme etkisinin iletilen CPFSK işaretlere yansıtılabilmesi, hem de alıcıda Viterbi Algoritması’nda

kullanılacak metriklerin hesaplanabilmesi amacıyla literatürde yer alan bir takım yöntemlerden yola çıkarak bulunmuştur. Ele alınan kod tasarım ölçütleri ile birden dörde kadar röle içeren sistemler için tasarlanan dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kodlarının literatürde var olan referans kodlara göre daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir. Ayrıca hata başarımını daha da iyileştirmek amacıyla, bu tezde tasarlanan dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kodları kullanan ve dik olmayan AF iletim yapan röle seçimli yeni sistemler tasarlanmış ve yeni bir genelleştirilmiş röle seçim ölçütü önerilmiştir. Röle seçimli sistem kullanılması durumunda SNR kazançlarının önemli oranda arttığı gözlenmiştir. Bildiğimiz kadarıyla, röleli/işbirlikli sistemler için, bir ölçüte göre dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kod tasarımları ve CPFSK kullanan röle seçimli sistemler ilk kez bu tez kapsamında yapılan çalışmalarla gerçekleştirilmiş olmaktadır.

Bu tezde yapılan çalışmaların bir kısmı TÜBİTAK 107E022 numaralı EEEAG Projesi tarafından desteklenmiş ve 2010'da yayımlanan ilgili proje raporunda yer almıştır.

COOPERATIVE DIVERSITY SYSTEMS WITH CONTINUOUS PHASE FREQUENCY SHIFT KEYING MODULATION

SUMMARY

Communication over wireless channels is subject to several adverse effects such as interference, shadowing, path loss, and multipath propagation. Especially, multipath propagation limits the quality of wireless communication. Receiving multiple copies of the transmitted signal, which passes through independent fading channels, generates diversity. Diversity and channel coding are the main methods to overcome multipath propagation effects. Antenna diversity is one of the major diversity techniques. Wireless communication systems, which include more than one antenna in either one or both of the transmitter and the receiver, are called multiple input multiple output (MIMO) systems. It was previously shown that wireless channel capacity increases with the help of such systems. Space-time coding method combines the channel coding and the transmit antenna diversity techniques for MIMO systems, and provides higher transmission rate and better error performance over fading channels. Space-time codes may be split into two main types: space-time trellis codes which utilize memory elements in the encoder and space-time block codes which do not contain memory elements in the encoder.

Even though the transmit antenna diversity method is suitable for base stations of the cellular systems, it may not be practical to mount several antennas on mobile devices such as cellular phones because of the size and cost limitations and hardware complexity. Cooperative diversity, whose initial work is based on the relay channel studies in about 1971, is proposed as a solution to this problem. The main idea of cooperative transmission is to send user (source) information not only directly to the receiver (destination), but also over different nodes such as fixed or mobile terminals (relays). Consequently, transmission to the destination over these different paths maintains a kind of transmit antenna diversity and increases error curbing performance, although the source has single transmit antenna and source-relay, relay-destination channels are subject to negative impacts.

One popular relaying method is to amplify the received signal at the relay and transmit it to the destination. This method is called amplify and forward (AF). Cooperative systems may be implemented as either orthogonal or non-orthogonal. The source and the relays of orthogonal cooperative systems transmit on different time slots. This causes a significant drop in transmission rate. On the other hand, it is possible to constitute a better diversity-multiplexing tradeoff using non-orthogonal transmission methods.

It is possible to further improve the performance of cooperative systems using ‘coded cooperation’. The method where different parts of a code operate on different terminals is called ‘distributed space-time coding’, which may be realized by making an analogy to space-time block coding or space-time trellis coding. It is possible to benefit from cooperative diversity by using space-time trellis codes in a distributed fashion on relay networks. Symbols are transmitted over the different transmit

antennas of the same user for a classical space-time trellis code, whereas they are transmitted over the single transmit antenna of the different users for distributed space-time trellis codes.

Using relay selection methods on cooperative systems, it is possible to decrease the number of necessary channels for transmission, mitigate the interference effect, reduce power consumption of the system, and select the best source-relay-destination channel to prevent transmission over weak source-relay or relay-destination channels. It is possible to select one or more relays during the selection process. It was previously shown that selection of more than one relay increases error performance. Cooperative systems with relay selection can also be implemented as either orthogonal or non-orthogonal. As expected, non-orthogonal relay selection systems provide higher transmission rate compared to orthogonal relay selection systems.

A vast majority of the efforts extending the cooperative transmission method with or without relay selection have focused on linear modulations. Linear modulations are bandwidth-efficient, but they have the deficiency that the output envelope varies over time even in the case of phase shift keying (PSK), when practical implementations are considered. This implies that either expensive linear amplifiers are necessary, or the transmission power must be significantly backed off. On the other hand, continuous phase modulation (CPM) is a non-linear multi-dimensional modulation with memory which maintains phase continuity between the transmitted consecutive signals, thus it has rapidly decreasing side lobes in its power spectrum. Intrinsic memory elements in CPM transmitters imply a trellis and enabling Viterbi decoding at the receiver. Therefore it is possible to achieve both power and spectral efficiency. Since CPM signals have a constant envelope, it is also possible to use inexpensive non-linear power amplifiers operating at peak output power on CPM transmitters. These facts make CPM an attractive modulation for power and band-limited communications such as satellite/terrestrial mobile radio. Owing to the advantages mentioned above, CPM is the standard modulation type of Europe 2nd generation cellular digital communications (groupe spécial mobile, GSM) and digital enhanced cordless telecommunications (DECT) specifications.

CPM is a good alternative to linear modulations in collocated multiple or distributed-antenna wireless communication systems, thanks to the advantages related to non-linear power amplifiers. It is possible to consider CPM as the modulation for next generation distributed cooperative telecommunication systems because of its spectral efficiency and compatibility on energy-efficient system design. Yet it is noteworthy that the effort on CPM utilization is relatively less when the research on cooperative communications is reviewed. In order both to fill this gap and to constitute cooperative/relay systems with aforementioned advantages, we design distributed space-time trellis codes with continuous phase frequency phase shift keying (CPFSK) modulation, which is a special case of CPM, based on some particular design criteria for cooperative/relay systems and analyze error performance of the proposed codes within this Ph.D. thesis. We select and use minimum shift keying (MSK), 4CPFSK with modulation index of $\frac{1}{2}$, and 4CPFSK with modulation index of $\frac{1}{4}$ as the CPFSK modulation types during the design of the distributed space-time trellis codes. Based on the design criteria previously proposed in the literature for linear modulations, new distributed space-time CPFSK trellis codes are designed by conducting an exhaustive code search. In order to calculate Euclidean type distance values of the design criteria, simulate the effect of Rayleigh fading on CPFSK

signals, and compute metrics of the Viterbi algorithm at the receiver, vector components of the signals of the utilized CPFSK modulation types are derived stimulated by some existing methods. It is shown that the distributed space-time CPFSK trellis codes designed for one to four relay systems based on the design criteria perform better than the reference codes in the literature. We then design a novel non-orthogonal AF system, which employs distributed CPFSK codes, with relay selection, to further improve the error performance and propose a new generalized relay selection criterion. For the case of relay selection, SNR gains significantly increase. To the best of our knowledge, distributed space-time CPFSK trellis codes are initially designed based on a particular design criterion, and relay selection systems with CPFSK are introduced for the first time as a result of the work completed for this thesis.

In this work, 16 new distributed space-time CPFSK trellis codes are designed and proposed as the best codes according to the employed design criteria. It is also discovered that 4 existing classical space-time CPFSK trellis codes are also optimum in terms of distributed coding. We have published one national, two international conference papers and one international journal paper. Another international journal paper is submitted. Some parts of this thesis were supported by TÜBİTAK EEEAG 107E022 Project and related parts were published within the project report in 2010.

1. GİRİŞ

1.1 Tezin Amacı

Bu tezin amacı, röleli/işbirlikli sistemler için sürekli faz modülasyonu (*continuous phase modulation*, CPM) kullanan dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlar tasarlamak ve bu kodların hata başarımlarını incelemektir. Ayrıca, tasarlanan yeni kodları röle seçimli sistemlerde kullanarak hata başarımının daha da iyileştirilebileceğini göstermektir.

1.2 Literatür Araştırması

Telsiz kanallardan iletişim; girişim, gölgeleme, yol kaybı ve çok yollu sönmüleme gibi birçok olumsuz etki altında gerçekleşir. Özellikle çok yollu sönmüleme etkisi, istenilen nitelikte iletişim yapılmasını zorlaştırır. Çeşitleme, yani iletilen işaretin bağımsız sönmülemelerden etkilenmiş birden fazla kopyasının alıcıya ulaştırılması, bu olumsuz etkiyi en aza indirmek için kullanılan başlıca yöntemdir. Anten çeşitlemesi, önemli çeşitleme yöntemlerinden biridir ve alıcı ile verici anten çeşitlemesi olarak ikiye ayrılır. Alıcı ve vericide birden çok anten içeren sistemlere çok girişli çok çıkışlı (*multiple input multiple output*, MIMO) sistemler denir.

Haberleşme sistemlerinin alıcı ve/veya verici kısımlarındaki anten sayılarını çoğaltarak kanal kapasitesinin artırılabilceği Telatar [1] ve ayrıca Foschini ve Gans [2] tarafından gösterilmiştir. İlk olarak Tarokh vd. [3] ve Alamouti [4] tarafından önerilmiş uzay-zaman kodlama yöntemi, MIMO sistemler için kanal kodlama ve verici anten çeşitlemesi yöntemlerini birleştirerek tek antenli durumlara göre daha yüksek bir iletim hızı ve sönmülemeli kanallarda daha iyi bir hata başarımı sağlar. Bellekli bir kodlama yöntemi olan uzay-zaman kafes kodlama birtakım kod tasarım ölçütleriyle beraber [3]'te, belleksiz bir kodlama yöntemi olan uzay-zaman blok kodlama ise [4]'te önerilmiştir. Genel olarak uzay-zaman kafes kodlama daha iyi hata başarımı, uzay-zaman blok kodlama ise daha basit verici ve alıcı yapısı sağlar. [3]'te duruğumsu sönmülemeli kanallar ve hızlı sönmülemeli kanallar için ayrı ayrı

olmak üzere kod tasarım ölçütleri geliştirilmiştir. Duruğumsu sönümlemeli kanallar için verilen kod tasarım ölçütleri rank ölçütü ve determinant ölçütüdür. Buradaki rank ve determinant, kafes kodda verici antenlerden iletilen ve alıcıda hatalı olarak çözülen simge dizilerinin yardımıyla hesaplanan bir matrisin rank ve determinant değerlerini göstermektedir. Rankın büyük olması çeşitleme kazancının, determinantın büyük olması ise kodlama kazancının yüksek olduğunu gösterir. Yan ve Blum [5] ve Băro vd. [6], [3]'tekilerle aynı rank değerlerine sahip ancak daha yüksek determinantlı kodlar tasarlamıştır. Chen vd. [7], [3]'te duruğumsu sönümlemeli kanallar için kullanılan rank ve determinant ölçütlerinin sadece rank değeriyle alıcı anten sayısının çarpımının 4'ten küçük olduğu durumlarda geçerli olduğunu göstermişlerdir. Belirtilen değerin 4'e eşit veya 4'ten büyük olması durumunda Öklid uzaklığına dayalı olan iz ölçütü geçerlidir. Burada belirtilen iz yukarıda sözü edilen matrisin iz değeridir. Hızlı sönümlemeli kanallar için [3]'te belirtilen kod tasarım ölçütleri, simge dizileri arası Hamming uzaklığına dayalı uzaklık ölçütü ve çarpım ölçütüdür. Yuan vd. [8] bu ölçütlerin antenlerden iletilen simge dizileri arasındaki Hamming uzaklıklarının en küçük değeri ile alıcı anten sayısının çarpımının 4'ten küçük olduğu durumlarda geçerli olduğunu göstermiştir. Belirtilen değerin 4'e eşit veya 4'ten büyük olması durumunda yine iz ölçütü geçerlidir. Uzaklık kafes kodlarının tasarımı doğrudan kafes koda dayalı olarak yapılabildiği gibi [3, 8], cebirsel yöntemlerle de yapılabilir [9-11]. Jafarkhani vd. [12] uzaklık kafes kodlarının (Alamouti'nin dik yapısından farklı) dik yapılarla bir arada kullanılmasını önererek, üstün-dik uzaklık kafes kodlarını tasarlamışlar ve hem tam çeşitleme, hem de klasik kodlara göre önemli oranda kodlama kazancı elde etmişlerdir.

Verici anten çeşitlemesi, hücreli sistemlerin baz istasyonları için uygun olmasına karşın, boyut ve maliyet kısıtları ile donanım karmaşıklığı açısından hücreli telefon gibi gezgin birimler üzerinde gerçekleştirilemez. İşbirlikli çeşitleme (*cooperative diversity*) bu soruna bir çözüm olarak önerilmiştir [13-17]. İşbirlikli çeşitlemenin temelleri röleli kanallar üzerine yapılan ilk yayınlar olan van der Meulen [18] ve Cover ve Gamal'ın [19] çalışmalarına kadar uzanmaktadır. İşbirlikli çeşitlemedeki temel mantık, kullanıcılara ait bilgilerin sadece ilgili kullanıcıya ait anten üzerinden değil, çevredeki uygun diğer gezgin (veya sabit) birime veya birimlere ait antenler üzerinden de iletilmesidir. Böylece kullanıcılar kendi bilgileri yanında "ortaklarının"

bilgilerini de iletmekte ve gezgin birim tek verici antene, kullanıcılar arası kanal bozucu etkilere sahip olsa bile; söz konusu yardımlaşma dolayısıyla bilgi farklı yollar üzerinden alıcıya ulaştığı için verici anten çeşitlemesi elde edilmekte ve sistemin hata başarımı yükselmektedir.

Çok kullanılan işbirlikli iletim yöntemlerinden bir tanesi “kuvvetlendir ve aktar”dır (*amplify and forward*, AF) [13, 16, 17, 20, 21]. Bu yöntemde işbirliği yapan gezgin ya da sabit birim (röle) aldığı işareti kuvvetlendirerek hedefe aktarır. Bir diğer iletim yöntemi ise işbirliği yapan birimlerin aldıkları işareti çözüp tekrar kodlayarak hedefe aktardığı “çöz ve aktar”dır (*decode and forward*, DF) [13, 16, 17, 22]. Bahsedilen [13, 16, 17, 20-22] araştırmaları kodlamasız işbirlikli sistemlere örnek olarak sayılabilir. Kodlamalı işbirlikli sistemler için öne çıkan çalışmalar ise [16, 23-28]’dir. İşbirlikli uzay-zaman kodlamada bir kodun bazı kısımları farklı birimlerde çalışabilir. Buna “işbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kodlama” [20, 29, 30] denir ve hem uzay-zaman blok, hem de uzay-zaman kafes kodları için kullanılabilir. İşbirlikli dağıtılmış uzay-zaman blok kodlamada [29-32] blok kodun iletim matrisindeki sütunların her biri farklı bir kullanıcı tarafından iletilir. İşbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlamada [28, 33-35] ise klasik uzay-zaman kodlamada tek kullanıcının farklı antenlerinden iletilecek olan kod kafesinin dallarındaki işaretler, farklı kullanıcıların tek antenlerinden iletilir ve böylece çeşitleme kazancı elde edilmiş olur. Klasik uzay-zaman kafes kodları için kullanılan rank ve determinant tasarım ölçütlerinin bir takım güç kısıtları altında dağıtılmış uzay-zaman kafes kodları için de geçerli olduğu [28]’de gösterilmiştir. Bu ölçütler [35]’te tekrar incelenmiş ve yüksek sayıda röle içeren sistemler için Öklid uzaklığı benzeri yeni bir ölçüt kullanılması gerektiği belirtilmiştir. İşbirlikli sistemler dik [13-17, 26, 30] ya da dik olmayan [28, 35-37] iletim yapacak şekilde tasarlanabilirler. Dik iletim yapan işbirlikli sistemlerde kullanıcılar (asıl kaynak ile röleler) farklı zaman aralıklarında iletim yaparlar. Bu da iletim hızının önemli ölçüde düşmesine neden olur. Diğer taraftan dik olmayan iletim kullanılarak daha iyi bir çeşitleme-çoklama dengesi (*diversity-multiplexing tradeoff*) kurulabilir [38].

İşbirlikli sistemlerde röle seçim yöntemleri kullanılarak iletim için gerekli olan kanal sayısı azaltılabilir, girişim etkisi hafifletilebilir, sistemin güç tüketimi düşürülebilir ve kaynak-röle-hedef arası en iyi iletim kanalları seçilerek zayıf kaynak-röle ve röle-hedef kanallarının olumsuz etkileri önlenmiş olur [39]. Röle seçim yöntemleri, çok

röleli sistemlerde tüm rölelerin iletimde kullanılmasından dolayı oluşan bandverimliliği azalmasını da engeller. Bu yöntemler ile bir veya birden çok röle işbirliği için seçilebilir. [39]'daki tek röle seçimli sistemde, hedef alıcısındaki işaret/gürültü oranını (*signal to noise ratio*, SNR) en yüksek yapan röle seçilerek, iletimde tüm rölelerin kullanıldığı sistemler ile aynı çeşitleme derecesine ulaşılmıştır. [39]'daki sistemde, en iyi rölenin yerine alıcısındaki SNR açısından daha kötü bir röle seçilmesi durumunda, çeşitleme derecesinin seçilen röle kötüleştikçe azaldığı gösterilmiştir [40, 41]. [42]'de birden fazla rölenin seçilerek işbirliğine katılmasının tek röle seçmeye göre daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir. AF ve DF yöntemleri için röle seçimli işbirlikli sistemlerde farklı kanal durumlarını ele alan çalışmalar da vardır [43-45]. Röle seçimli işbirlikli sistemler de dik [39, 43, 46-48] ve dik olmayan [42, 49, 50] iletim yapacak şekilde çalışabilir. Beklendiği gibi, dik olmayan iletim yapan röle seçimli işbirlikli sistemler dik iletim yapan sistemlere göre daha yüksek iletim hızı sağlar. Uçtan uca hata başarımı dışında sadece kaynak-röle veya röle-hedef arası SNR değerlerini ya da kanal sönümleme katsayılarını göz önünde bulundurarak da röle seçimi yapılabilir [51-53]. Bu şekilde röle seçimi yapmak hata başarımını bir miktar azaltsa da sistemlerin gerçekleşmesini kolaylaştırmaktadır. Ayrıca röle ve anten seçim yöntemlerinin bir arada kullanılarak her iki yöntemin üstünlüklerinden yararlanılan sistemler de tasarlanmıştır [54].

Röle seçimli olsun ya da olmasın işbirlikli sistemler üzerine yapılan çalışmaların büyük bir kısmı faz kaydırmalı anahtarlama (*phase shift keying*, PSK) ya da dik genlik modülasyonu (*quadrature amplitude modulation*, QAM) gibi doğrusal modülasyonlara odaklanmıştır. Bu modülasyonlar ile yapılan uygulamalar göz önünde bulundurulduğunda iletilen işaretlerin zarfının zamanla değiştiği görülür. Doğrusal olmayan, çok boyutlu, bellekli bir modülasyon yöntemi olan CPM'de vericiden iletilen işaretler arasında faz atlaması olmadığı için, frekans veya güç spektrumundaki yan kulakçıkların genlikleri hızla azalmakta ve böylece diğer modülasyonlara kıyasla daha dar ve/veya düzgün bir frekans spektrumu sağlanmaktadır [55]. Burada faz sürekliliği, modülasyonun iç yapısındaki kafes kod (bellek) yardımıyla sağlanmaktadır. Bu nedenle alıcıya gelen işaretler, örneğin Viterbi Algoritması gibi kod çözme algoritmaları ile çözülebilmekte ve spektral verimliliğin yanında, güç verimliliği, yani hata başarımında artış da elde edilmektedir. Bu, sönümlemeli kanallarda önemli bir üstünlüktür. Ayrıca, pratikte

sabit zarflı işaretlere ve düşük maliyetli doğrusal olmayan kuvvetlendiricilerin kullanılmasına olanak tanımaktadır. CPM'nin burada bahsedilen üstünlükleri onu dağıtılmış telsiz iletişim sistemlerinde doğrusal modülasyonlara iyi bir alternatif yapmaktadır. CPM günümüzde Avrupa 2. nesil hücreli sayısal iletişim sisteminde (*groupe spécial mobile*, GSM) ve geliştirilmiş sayısal kablosuz iletişimde (*digital enhanced cordless telecommunications*, DECT) kullanılan [56] yaygın bir modülasyon türüdür. CPM, son yıllardaki yayınlarda da incelenmeye devam edilmektedir. Tam veya kısmi yanıtı CPM uzay-zaman kodları için tam çeşitleme kazancı ve geliştirilmiş kodlama kazancı sağlayacak rank ve kodlama kazancı ölçütleri [57]'de önerilmiştir. Çok modülasyon indeksli CPM için kanal denkleştirmesi, [58]'de iki farklı alıcı yapısı ele alınarak araştırılmıştır. [59]'da tek taşıyıcılı frekans bölmeli çoklu erişim (*single carrier frequency division multiple access*, SC-FDMA) yöntemi ile CPM birleştirilerek CPM-SC-FDMA adlı yeni bir çoklu erişim yöntemi geliştirilmiş ve bu yeni yöntemin doğrusal modülasyonlar kullanan SC-FDMA'ya göre daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir. Çok modülasyon indeksli CPM vericilerinde iletilen her bir simge çerçevesi sonunda yer alan ve vericideki bellekleri başlangıç durumuna çeken simge dizisinin mümkün olan en kısa uzunlukta olması için üç farklı yeni yöntem, matematikteki doğrusal Diyofantus denklemlerinden ve öncesinde [60]'ta yapılan çalışmalardan da yararlanılarak, [61]'de türetilmiştir. [62]'de, CPM için yeni bir kanal önkodlama yöntemi önerilmiştir. [63]'te, spektral verimliliği yüksek, FDMA yöntemi kullanan, çok kullanıcı CPM sistemler tasarlanmıştır.

Çok antenli sistemler için klasik uzay-zaman CPM kod tasarım ölçütleri, Rimoldi'nin [64, 65] ve Laurent'in [66, 67] ayrıştırma yöntemleri ile belirlenmiştir ve [68-73]'te en iyi klasik uzay-zaman CPM kodlarını tasarlamak için kullanılmıştır. Literatürde, AF yöntemi kullanan röleli/işbirlikli sistemlerde dağıtılmış uzay-zaman CPM kafes kodlarının kullanılmasına ilk örneklerden biri [74]'tür. [75]'te ise DF yöntemi kullanan röleli/işbirlikli bir sistemde dağıtılmış uzay-zaman CPM blok kod kullanılmıştır. Röleli/işbirlikli sistemler ve bilgiyi iletilen işaretin fazında taşıyan modülasyonlar için yapılan çalışmalardan biri de daha yeni bir aktarma yöntemi olan faz aktarma (*phase forwarding*, PF) üzerinedir [76-78].

Röleli/işbirlikli sistemlerde CPM kullanılmasıyla ilgili çalışmaların azlığı, CPM'nin sağladığı doğrusal olmayan kuvvetlendirici kullanımına ilişkin üstünlükler ve

spektral üstünlükler nedeniyle bu doktora tezinde röleli/işbirlikli sistemler için belirli ölçütlere dayanarak dağıtılmış uzay-zaman CPM kafes kodlar tasarlanmış ve bu kodlar için hata başarımları analizleri yapılmıştır. Sonrasında CPM kod kullanan, dik olmayan iletim yapan röle seçimli sistemler tasarlanmış ve yeni bir geliştirilmiş röle seçim ölçütü önerilmiştir. Bildiğimiz kadarıyla, röleli/işbirlikli sistemler için, bir ölçüte göre dağıtılmış uzay-zaman CPM kafes kod tasarımları ve CPM kullanan röle seçimli sistemler ilk kez bu tez kapsamında yapılan çalışmalarla gerçekleştirilmiştir.

1.3 Tez ile Getirilen Yenilikler ve İzlenen Yol

Röleli/işbirlikli sistemler için dağıtılmış uzay-zaman sürekli fazlı frekans kaydırmalı anahtarlama (*continuous phase frequency phase shift keying*, CPFSK) modülasyonlu kafes kodlar ilk kez bu tez kapsamında yapılan çalışmalarla belirli ölçütlere dayanarak tasarlanmıştır. CPFSK, CPM'nin frekans biçimlendirme işlevi dikdörtgen şeklinde olan özel bir türüdür. CPFSK kafes kod tasarımı için ölçüt araştırması yapılırken [35]'teki doğrusal modülasyonlar için verilen ölçütlerin CPFSK için de kullanılabileceği anlaşılmış ve kod tasarımları bu ölçütlere dayandırılmıştır. Tasarlanan kodlar için Rayleigh sönümlemeli kanal modeli kullanılarak hata başarımları analizleri yapılmış ve bu kodların literatürde var olan karşılaştırma amaçlı kullandığımız klasik uzay-zaman CPFSK kafes kodlara göre daha iyi hata başarımları sağladığı gösterilmiştir. İletim hızının düşmemesi amacıyla analizler sırasında, kaynak ve rölelerin aynı zaman aralığında iletim yapabildiği, dik olmayan AF (*non-orthogonal amplify and forward*, NAF) röle sistemleri kullanılmıştır. Bu tez kapsamında kullanılan sürekli zaman CPFSK işaretlerinin vektörel karşılıkları, hem ölçütlerde yer alan Öklid uzaklığı benzeri değerlerin belirlenebilmesi, hem Rayleigh sönümleme etkisinin iletilen CPFSK işaretlere yansıtılabilmesi, hem de alıcıda Viterbi Algoritması'nda kullanılacak metriklerin hesaplanabilmesi amacıyla, [79, 80]'deki yöntemler takip edilerek bulunmuştur.

Bu tezde ayrıca, kullandığımız NAF röle sistemlerine hata başarımlarını daha da iyileştirmek için röle seçimi eklenmiştir. Tek röle seçilen durumlarda [50]'de verilen optimum seçme ölçütü kullanılırken, birden çok röle seçebilmek için yeni bir ölçüt bu tez kapsamında yapılan çalışmalarda önerilmiştir.

Tezin ikinci bölümünde, iletişim kanalları ve çeşitleme yöntemleri tanıtılmaktadır. Bölüm 3'te ise CPM, CPM için vektör uzayları, CPM ile uzay-zaman kafes kodlama ve işbirlikli çeşitleme hakkında bilgiler verilmektedir.

Bölüm 4'te NAF yöntemi kullanan röleli bir sistem ele alınmıştır. Bu sistemde kullanılmak üzere yeni dağıtılmış uzay-zaman CPFSK modülasyonlu kafes kodlar tasarlanmıştır. Değişik zaman paylaşımları (iletişim protokolleri) için kullanılan, Öklid uzaklığı türü farklı ölçütler yine bu bölümde verilmiştir. Her bir iletişim protokolü için en iyi kodu bulma işi bilgisayar desteğiyle yapılmış, uzay-zaman CPFSK kafes kodlar için olası tüm üreteç matrisleri göz önünde bulundurulmuş ve hesaplanan ölçüt değerlerini en yüksek yapan kodlar seçilmiştir. Yeni tasarlanan kodlar için bilgisayar benzetimleri yardımıyla hata başarımları analizleri yapılmış ve yeni kodların literatürde var olan referans kodlardan daha iyi hata başarımları sağladığı gösterilmiştir.

Bölüm 5'te NAF yöntemi kullanan röle seçimli bir sistem tasarlanmıştır. Bu sistemde yeni tasarlanan ve/veya literatürde var olan dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kodlar çalıştırılarak kullanılan tüm iletişim protokolleri için hata başarımının daha da iyileştirilebildiği gösterilmiştir. Tek röle seçmek için literatürde var olan bir ölçüt kullanılırken; birden çok röle seçebilmek için yeni bir ölçüt belirlenmiş ve ele alınan sistemde kullanılmıştır. Birden çok röle seçerken rölelerin nasıl sıralandığı yine bu bölümde anlatılmıştır.

Bu tez çalışmasında elde edilen sonuçlar SCI'ya giren uluslararası bir dergide yayınlanmış [81, 82], ulusal [83] ve uluslararası [84, 85] konferanslarda sunulmuş ve bir kısmı ile 107E022 numaralı TÜBİTAK proje raporunda [86] yer almıştır. Söz konusu yayınların listesi aşağıda verilmektedir:

- **Dergi Yayınları**

Demiroğlu, A.S. & Altunbaş, İ. (2013). Distributed space-time trellis codes with continuous phase modulation for amplify and forward relaying, *IET Communications*, 52(2), 362–371.

Demiroğlu, A.S., Altunbaş, İ., & Çelebi M.E. (2014). Non-orthogonal amplify and forward relay selection systems with distributed space-time trellis coded continuous phase modulation, *Wireless Personal Communications*, Hakem değerlendirmesinde.

- **Konferans Yayınları**

Altunbaş, İ., Demiroğlu, A.S., & Çelebi M.E. (2008). Röleli sistemler için dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları, *II. Haberleşme Teknolojileri ve Uygulamaları Sempozyumu*, İstanbul, Türkiye, 22–24 Ekim.

Demiroğlu, A.S., Altunbaş, İ., & Çelebi, M. E. (2009). Distributed space-time MSK trellis codes for amplify & forward relaying, *17th European Signal Processing Conference*, Glasgow, Scotland, 24–28 Ağustos.

Demiroğlu, A.S., Altunbaş, İ., & Çelebi, M. E. (2010). Distributed Space-Time 4CPFSK Trellis Codes for Amplify & Forward Relaying, *3rd International Conference on Communication Theory, Reliability, and Quality of Service*, Atina, Yunanistan, 13–19 Haziran.

- **Proje**

Altunbaş, İ., Aygölü, Ü., & Çelebi M.E. (2010). İşbirlikli iletişimde başarımlı artırıcı kanal kodlama ve modülasyon teknikleri, *İş Paketi 2.1: İşbirlikli çeşitlemede sürekli faz modülasyonunun kullanılması, TÜBİTAK EEEAG Proje 107E022*, 51–82.

2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI VE ÇEŞİTLEME YÖNTEMLERİ

Telsiz iletişim sistemlerinde vericiden iletilen radyo dalgası alıcıya, ev, bina, ağaç gibi çeşitli engellerden yansıyarak, genliği ve fazı değişmiş şekilde, çok sayıda yoldan ulaşır. Radyo dalgalarının çevredeki nesnelerden yansıyarak alıcıya değişik yönlerden ve değişik gecikmelerle ulaşmasına çok yollu yayılım [87] denir. Alıcının antenine ulaşan çok yollu işaretlerin oluşturduğu toplam işaretin genliğindeki düzensiz ani değişimlere ise sönümleme denir [88]. Zamanla değişen çok yollu kanal özellikleri sönümlemeye neden olur.

Çeşitleme teknikleri, iletim gücünü artırmadan ve/veya band genişliğinden feda etmeden çok yollu sönümlemenin etkilerini azaltmak ve iletimin başarısını artırmak için telsiz iletişimde çokça kullanılır [89, 90]. İletilen işaretin bağımsız sönümlemelere maruz kalan birden çok kopyasının alıcıya ulaşması çeşitlemeyi sağlar. Böylece alıcıdaki işaretin gücü belli bir düzeyin üstünde kalmış ve sönümleme etkisi azaltılmış olur. Bu da iletimin kalitesini artırır.

Bu bölümde gürültü, sönümleme gibi iletişimdeki bozucu etkiler ile bu etkileri azaltmak için kullanılan çeşitleme yöntemlerinden bahsedilmektedir.

2.1 Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü

İletişim sistemlerinde en sık karşılaşılan gürültü kaynaklarından olan alıcıdaki ısı gürültü, Gauss dağılımlıdır ve toplamsal beyaz Gauss gürültüsü (*additive white Gaussian noise*, AWGN) olarak adlandırılır. Ortalaması μ , varyansı σ^2 ve $-\infty < x < \infty$ olmak üzere olasılık yoğunluk işlevi (*probability density function*, PDF),

$$f_X(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(x-\mu)^2}{2\sigma^2}} \quad (2.1)$$

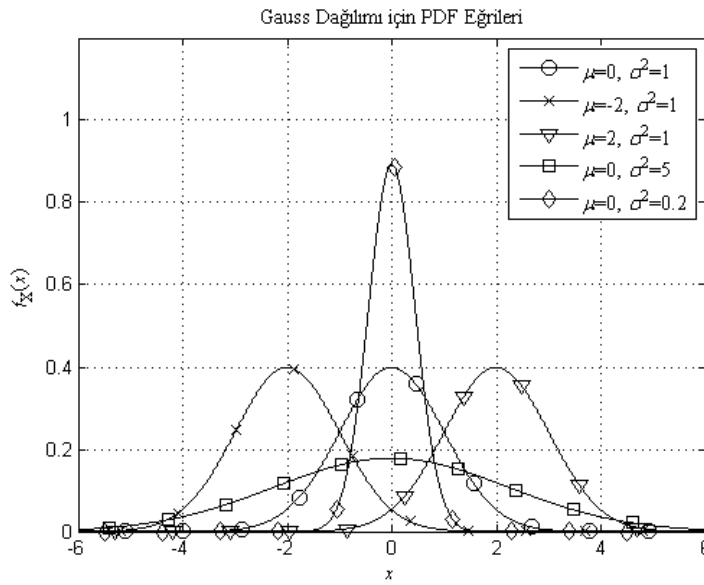
olan X rastlantı değişkeni Gauss dağılımlıdır. X 'in birikimsel dağılım işlevi (*cumulative distribution function*, CDF),

$$F_X(x) = \int_{-\infty}^x \frac{1}{\sqrt{2\pi}\sigma} e^{-\frac{(y-\mu)^2}{2\sigma^2}} dy = 1 - Q\left(\frac{x-\mu}{\sigma}\right) \quad (2.2)$$

integrali ile verilir [87]. Burada $Q(\cdot)$ işlevi,

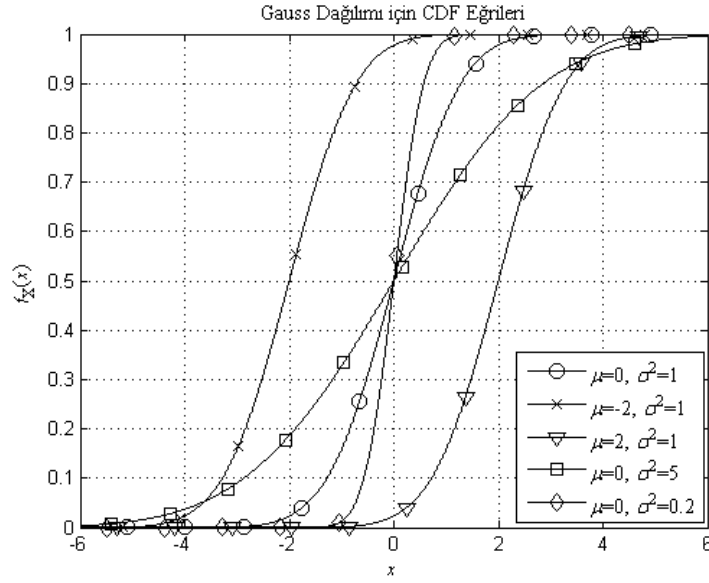
$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{y^2}{2}} dy \quad (2.3)$$

şeklinde tanımlanır [90]. Gauss dağılımlı X rastlantı değişkeninin çeşitli μ ve σ^2 değerleri için PDF ve CDF eğrileri sırasıyla Şekil 2.1 ve Şekil 2.2’de verilmiştir.

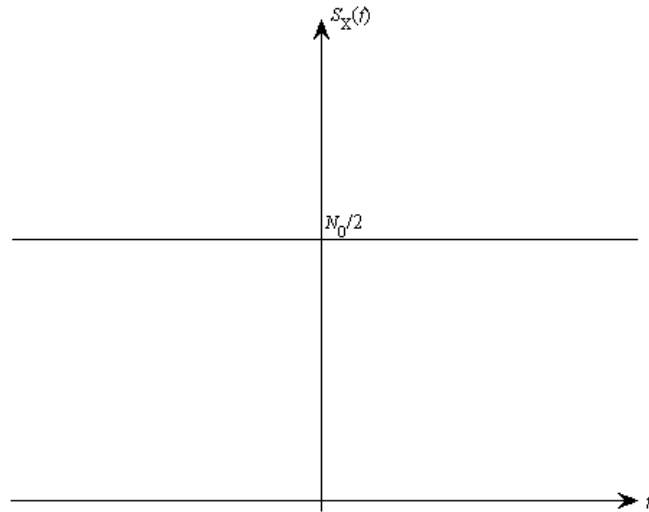


Şekil 2.1 : Gauss dağılımlı X rastlantı değişkeni için örnek PDF eğrileri.

Şekil 2.1’den görüldüğü gibi ortalamaya yakın değerler için PDF yükselirken, ortalamadan uzaklaştıkça azalır. Her frekans bileşeninin eşit güçte olduğu, yani güç spektrumu düz olan süreçler beyaz rastlantı süreçleri olarak tanımlanırlar. Isıl gürültü ya da AWGN’nin güç spektrumu, $N_0/2$ genlikli düz bir spektrum olarak modellenir ve Şekil 2.3’teki gibi verilir. κ Boltzmann sabiti ($1,38 \times 10^{-23}$ Joule/Kelvin), Θ Kelvin cinsinden sıcaklık olmak üzere $N_0 = \kappa \Theta$ olarak tanımlanır.



Şekil 2.2 : Gauss dağılımlı X rastlantı değişkeni için örnek CDF eğrileri.



Şekil 2.3 : Beyaz süreç için güç spektrumu.

2.2 Sönümlmeli Kanallar

AWGN kanal, iletim özellikleri zamanla değişen kanallar üzerinden işaret iletimini modellemek için yetersizdir. Zamanla değişen kanal davranışını yansıtabilmek için daha genel matematiksel modellere ihtiyaç duyulur [87]. Bunlardan biri, çok yollu sönümlmeyi hesaba katan kanal modelidir [91]. Sönümlmeli kanallar, gecikme yayılımı, uyumluluk bandgenişliği, Doppler kayması ve uyumluluk süresi gibi parametreler yardımıyla sınıflandırılabilir [87-92].

2.2.1 Gecikme yayılımı

Kanal bandgenişliği ve işaret bandgenişliği karşılaştırmasından sönümlemeli kanal sınıflandırmasında yararlanır. Kanal bandgenişliği, gecikme yayılımı ile tanımlanabilir. Çok yollu bir kanalda I yol olduğunu, i . yol için gücün p_i ve gecikmenin τ_i ile gösterildiğini varsayarsak; gecikmenin ağırlıklı ortalaması,

$$\bar{\tau} = \frac{\sum_{i=1}^I p_i \tau_i}{\sum_{i=1}^I p_i} \quad (2.4)$$

ile verilir. Ayrıca,

$$\overline{\tau^2} = \frac{\sum_{i=1}^I p_i \tau_i^2}{\sum_{i=1}^I p_i} \quad (2.5)$$

olmak üzere, gecikme yayılımı aşağıdaki şekilde ifade edilir [92]:

$$\sigma_\tau = \sqrt{\overline{\tau^2} - (\bar{\tau})^2}. \quad (2.6)$$

2.2.2 Uyumluluk bandgenişliği

Uyumluluk bandgenişliği B_c , iletilen bir işaretin tüm frekans bileşenlerinin benzer sönümlemeye uğradığı frekans aralığıdır [87, 88] ve yaklaşık olarak aşağıdaki gibi verilir [92]:

$$B_c = \frac{1}{5\sigma_\tau}. \quad (2.7)$$

Bandgenişliği B_c 'den daha büyük olan işaretler kanaldan geğerken, işaretin değişik frekanslardaki bileşenleri değişik sönümlemelere uğrar.

2.2.3 Doppler kayması

Alıcı ve verici arasındaki bağlı hareketten dolayı, her çok yollu işaretin frekansı bir miktar değişir. v hızıyla hareket eden bir alıcıya, hareket doğrultusu ve dalga geliş yönü arasında θ açısı kalacak şekilde varan λ dalga boylu işaretler için Doppler kayması,

$$f_d = \frac{v}{\lambda} \cos \theta \quad (2.8)$$

ile verilir. Değişik yollardan gelen işaretler, değişik varış açlarına sahip olacaklarından alıcıda farklı Doppler kayması değerleri gözlenir [92]. (2.8) ifadesi c ışık hızı, f_c iletilen işaretin frekansı olmak üzere,

$$f_d = \frac{vf_c}{c} \cos \theta \quad (2.9)$$

şeklinde de yazılabilir. En büyük Doppler kayması ise

$$f_{d_{max}} = \frac{vf_c}{c} \quad (2.10)$$

ile ifade edilir [88].

2.2.4 Uyumluluk zamanı

Uyumluluk zamanı T_c , kanalın dürtü yanıtının değişken olmadığı süredir. Bu süreden daha kısa bir aralıkta, sönümlemeli bir kanaldan alınacak iki örnek arasında yüksek bir ilişki vardır. Hangi değerlerin “yüksek ilişki”yi gösterdiği kabulüne göre T_c tanımlaması değişmektedir. İlişki eşiği 0.5 seçilirse, uyumluluk zamanı,

$$T_c = \frac{9}{16\pi f_{d_{max}}} \quad (2.11)$$

ile verilir [92].

2.2.5 Frekans seçici olmayan sönümleme

İletilen işaretin bandgenişliği B_s ’den daha geniş bir bandda sabit kazanç ve doğrusal faz yanıtına sahip olan kanallardaki sönümlemeye, frekans seçici olmayan ya da düz sönümleme denir. Frekans seçici olmayan sönümlemeli kanallarda iletilen işaretin frekans bölgesindeki spektral özellikleri alıcıda aynen korunur [92]. Bu kanallar için

$$B_c > B_s \quad (2.12)$$

ya da eşdeğer olarak,

$$\sigma_\tau < T \quad (2.13)$$

koşulları sağlanır [87]. Burada T , simge süresini göstermektedir.

2.2.6 Frekans seçici sönümleme

Sönümlemeli kanalın sabit kazanç ve doğrusal faza sahip olduğu bandgenişliği, iletilen işaretin bandgenişliğine göre daha darsa, bu kanallardaki sönümlemeye frekans seçici sönümleme denir. Bu kanallar üzerinden yapılan iletimde, alınan işaretle simgelerarası girişim oluşur [92]. Alınan işaretin değişik frekanstaki bileşenleri değişik kazançlara sahiptir. Bu tipteki sönümlemeli kanallar için

$$B_c < B_s \quad (2.14)$$

ya da eşdeğer olarak,

$$\sigma_\tau > T \quad (2.15)$$

koşulları sağlanır [87].

2.2.7 Yavaş sönümleme

Simge süresi kanalın uyumluluk zamanından daha darsa, bu çeşit kanallar yavaş sönümlemeli kanallar olarak adlandırılır [92]. Bu tipteki sönümlemeli kanallar için

$$T < T_c \quad (2.16)$$

ya da eşdeğer olarak,

$$B_s > f_{d_{max}} \quad (2.17)$$

koşulları sağlanır [87].

2.2.8 Hızlı sönümleme

Simge süresi kanalın uyumluluk zamanından daha genişse, iletilen işaretin değişik kısımları kanalda değişik sönümlemelere uğrar. Bu çeşit kanallar, hızlı sönümlemeli kanallar olarak adlandırılır [92]. Bu tipteki sönümlemeli kanallar için

$$T > T_c \quad (2.18)$$

ya da eşdeğer olarak,

$$B_s < f_{d_{max}} \quad (2.19)$$

koşulları sağlanır [87].

2.2.9 Rayleigh sönümlemeli kanal

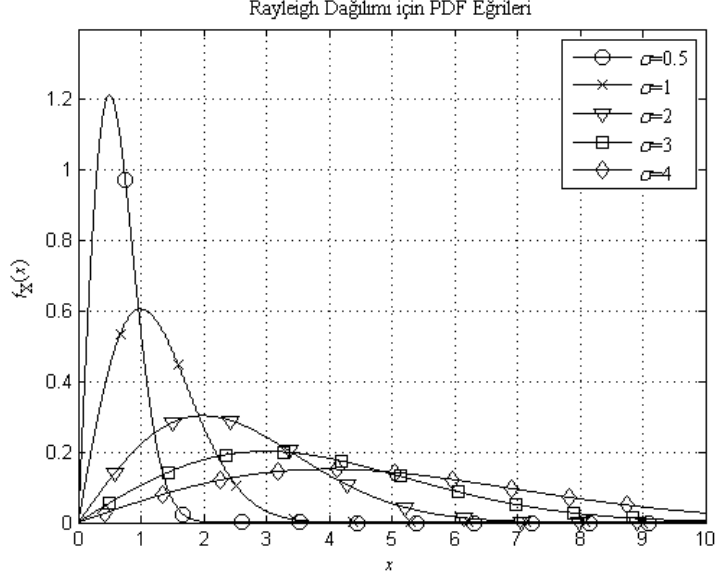
Gezgin bir radyo kanalında, verici ile alıcı arasında doğrudan görüş yolu (*line of sight*, LoS) olmadığı varsayılırsa, alıcıdaki işaret sadece yansıyan dalgaların bileşiminden oluşur. Yansıyan dalgaların sayısı fazlaysa, merkezi limit teoremi gereği alınan işaretin bileşenleri birbirine dik, ilişkisiz, sıfır ortalamalı ve σ^2 varyanslı Gauss rastlantı süreçleridir. Bu da alınan işaretin genliğinin Rayleigh, fazının ise $[-\pi, \pi]$ aralığında düzgün dağılımlı olmasını sağlar. Bu çeşit kanallara Rayleigh sönümlemeli kanallar denir. Rayleigh dağılımlı X rastlantı değişkeni için PDF,

$$f_X(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{\frac{-x^2}{2\sigma^2}}, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (2.20)$$

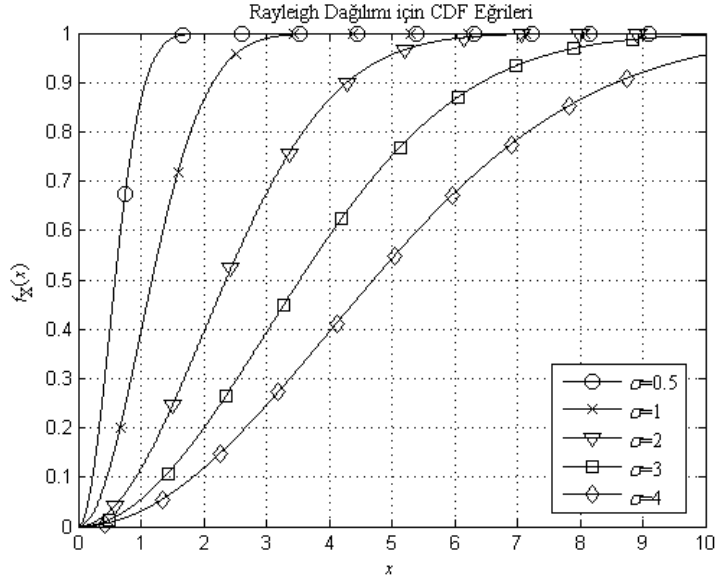
ile verilir. Rayleigh dağılımı için beklenen değer $\mu_X = E[X] = \sigma\sqrt{\pi/2}$, varyans $\sigma_X^2 = (2 - \pi/2)\sigma^2$ ve ortalama güç $E[X^2] = 2\sigma^2$ değerlerini alır [88]. Rayleigh dağılımlı X rastlantı değişkeni için CDF,

$$F_X(x) = \begin{cases} 1 - e^{\frac{-x^2}{2\sigma^2}}, & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (2.21)$$

şeklindedir. Rayleigh dağılımlı X rastlantı değişkeninin çeşitli σ değerleri için PDF ve CDF eğrileri sırasıyla Şekil 2.4 ve Şekil 2.5'te verilmiştir.



Şekil 2.4 : Rayleigh dağılımlı X rastlantı değişkeni için örnek PDF eğrileri.



Şekil 2.5 : Rayleigh dağılımlı X rastlantı değişkeni için örnek CDF eğrileri.

2.2.10 Rice sönümlmeli kanal

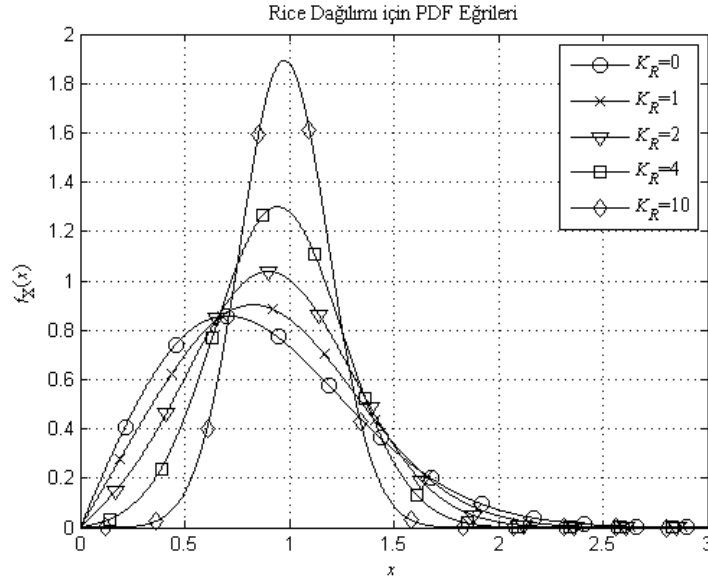
Alıcıdaki işaret, hem LoS üzerinden iletilen sabit genlikli işaret, hem de yansıtılarak gelen dalgaların toplamından oluşuyorsa, işaretin zarfı Rice dağılımlı olur. Rice dağılımında yansıyan dalgalar, merkezi limit teoremi gereği birbirine dik, ilişkisiz, sıfırdan farklı ortalamalı ve σ^2 varyanslı Gauss rastlantı süreçleri olarak modellenir. Buna göre, $I_0(\cdot)$, birinci tür ve sıfırıncı dereceden değiştirilmiş Bessel işlevi; Y , LoS üzerinden gelen bileşenin genlik değeri olmak üzere, Rice dağılımlı bir X rastlantı değişkeni için PDF,

$$f_X(x) = \begin{cases} \frac{x}{\sigma^2} e^{-\frac{(x+Y)^2}{2\sigma^2}} I_0\left(\frac{xy}{\sigma^2}\right), & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (2.22)$$

şeklinde verilir. Vericiden alıcıya doğrudan ulaşan işaretin gücü Y^2 ve yansiyarak ulaşan işaretlerin gücü $2\sigma^2$ olmak üzere, Rice parametresi $K_R = Y^2/2\sigma^2$ olarak tanımlanır. Rice dağılımı için güç $E[X^2] = Y^2 + 2\sigma^2$ olarak verilir. Bu durumda $E[X^2] = 1$ için PDF,

$$f_X(x) = \begin{cases} 2x(1 + K_R)e^{-(K_R+x^2(1+K_R))} I_0\left(2x\sqrt{K_R(1 + K_R)}\right), & x \geq 0 \\ 0, & x < 0 \end{cases} \quad (2.23)$$

şeklinde yeniden yazılabilir [88]. Şekil 2.6'da, $E[X^2] = 1$ için Rice dağılımlı X rastlantı değişkeninin çeşitli K_R değerleri için PDF eğrileri verilmiştir. $K_R=0$ durumu Rayleigh sönümlemeli kanala, $K_R \rightarrow \infty$ durumu ise AWGN kanala karşılık gelmektedir [88].



Şekil 2.6 : Rice dağılımlı X rastlantı değişkeni için örnek PDF eğrileri.

2.3 Temel Çeşitleme Yöntemleri

Temel çeşitleme yöntemleri, çeşitlemenin yapıldığı bölgeye göre zaman, frekans ve uzay çeşitlemesi olarak üçe ayrılır.

2.3.1 Zaman çeşitlemesi

Zaman çeşitlemesi, aynı işaretin vericiden değişik zaman aralıklarında iletilmesi ve alıcıda ilişkisiz sönümlemelere uğramış işaret kopyalarının elde edilmesiyle sağlanır. Gönderimler arasında en az kanalın uyumluluk zamanı kadar ayırım olmalıdır.

Telsiz iletişimde, hata kontrol kodlaması [93], serpiştirme ile beraber kullanılarak zaman çeşitlemesi elde edilir. Serpiştirme ile, iletilen işaretin kopyaları arasında zaman ayırımı sağlanır ve kodçözücü girişinde ilişkisiz sönümleme elde edilir. Serpiştirme, kodçözme gecikmelerine neden olduğundan, bu teknik kanal uyumluluk zamanının kısa olduğu hızlı sönümlmeli kanallar için uygundur. Yavaş sönümlmeli kanallarda serpiştirme işlemi büyük gecikmelere neden olacağından, ses iletimi gibi gecikmeye duyarlı sistemlerde kullanılması uygun değildir [88].

2.3.2 Frekans çeşitlemesi

Aynı işareti iletmek için birkaç farklı frekansın kullanılmasıyla frekans çeşitlemesi elde edilir. Burada, değişik iletim frekanslarından iletilen işaretlerin bağımsız sönümlemelere uğraması için frekanslar birbirlerinden uygun biçimde ayrılmalıdır. Frekans ayırımının, kanal uyumluluk bandgenişliğinin birkaç kat fazlası olacak şekilde yapılması, alıcıda ilişkisiz sönümlmeleri olanaklı kılar. Frekans çeşitlemesinde birden fazla frekans kullanıldığı için bandverimliliği yüksek olmaz ve alıcının da iletim yapılan birden çok frekansı algılamak için ayarlanmış olması gereklidir [88, 92].

2.3.3 Uzay çeşitlemesi

Anten çeşitlemesi olarak da adlandırılan uzay çeşitlemesi telsiz iletişimde çokça kullanılır. Verici ve/veya alıcıda birden çok anten kullanılarak kolayca uygulanır. Bu şekilde elde edilen anten çeşitlemesi ile yüksek hızlarda veri iletimi sağlanır [1]. Farklı antenlere karşılık gelen işaretlerin bağımsız sönümlemelere maruz kalması için uygun miktarda anten aralığı bırakılmalıdır. Bırakılacak aralık, anten yüksekliği, sönümleme ortamı ve iletim frekansına bağlı olarak değişmekle birlikte genelde iletim dalga boyunun birkaç kat fazlası aralıklar bağımsız sönümlenmiş işaretler elde etmek için yeterlidir. Bırakılacak aralık için alt sınır dalga boyunun yarısıdır. Bu çeşitleme yönteminde iletilen işaretlerin uzay bölgesinde birden çok kopyası vardır. Uzay çeşitlemesi, zaman ve frekans çeşitleme yöntemlerinin aksine bandverimliliğini

olumsuz etkilemez. Bu özellik, yüksek veri hızlarındaki telsiz iletişim için tercih sebebidir [88, 92].

Polarizasyon çeşitlemesi, bir uzay çeşitlemesi türüdür. Yatay ve dikey polarizasyondaki işaretler, farklı polarizasyona sahip verici antenlerden iletilir ve yine farklı polarizasyona sahip alıcı antenlerden alınır. Farklı polarizasyon sayesinde antenler arası aralık bırakmadan da bağımsız sönümlemelere uğramış işaretler elde etmek mümkündür; ancak polarizasyon çeşitlemesi için çeşitleme derecesi 2'yi geçmez [88, 92, 94].

Açı çeşitlemesi de bir uzay çeşitlemesi türüdür ve genelde 10 GHz'den yüksek taşıyıcı frekanslarda yapılan iletimler için yönlü antenler yardımıyla gerçekleştirilir. İletilen işaretler uzayda yüksek oranda saçılacağından, alıcıya değişik yönlerden gelen sönümlenmiş işaretler birbirinden bağımsız olacaktır. Alıcıya, değişik yönlere bakan iki veya daha fazla anten yerleştirilerek ilişkisiz işaret kopyaları elde edilebilir. Açı çeşitlemesinde de antenler arası aralık bırakma zorunluluğu yoktur [88, 92].

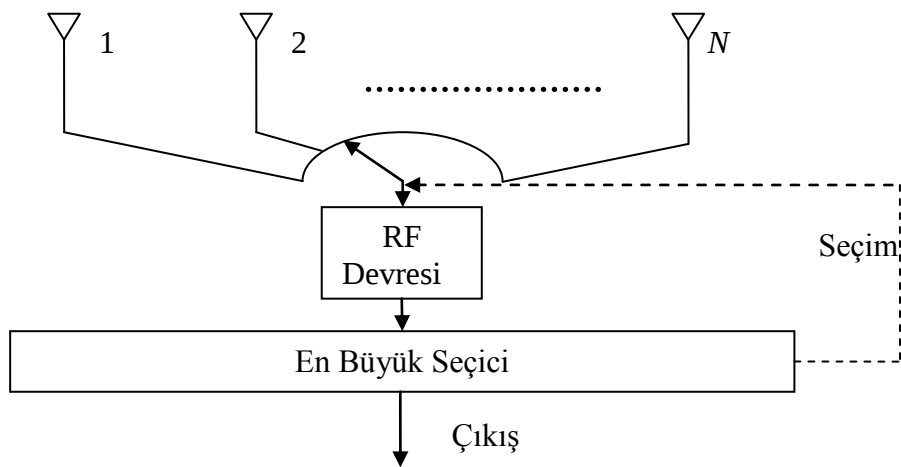
Uzay çeşitlemesi, verici veya alıcı anten çeşitlemesi olarak ikiye ayrılabilir. Alıcı anten çeşitlemeli sistemlerde, sönümlemenin etkisini azaltmak amacıyla alıcıda birden çok anten kullanılıp, iletilen işaretin birden çok kopyası uygun yöntemlerle bir araya getirilir. Gezgin birimlerden baz istasyonları yönüne yapılan iletimlerin başarımını artıran bu çeşitleme yöntemi, GSM ve IS-136 standartlarında yer almaktadır. Verici anten çeşitlemesi ise vericide birden çok anten kullanarak elde edilir. Bu çeşitleme de baz istasyonundan gezgin birimlere doğru yapılan iletimlerde kullanılmak için daha uygundur [95].

2.3.3.1 Alıcı anten çeşitlemesi

Çeşitleme yöntemleri kullanılan iletişim sistemlerinin başarımı, alıcıdaki işaret kopyaları birleştirildiğinde toplam SNR değerinin ne kadar artırılabilmesine bağlıdır. Bu yüzden alıcı anten çeşitlemesi teknikleri alıcıdaki birleştirme yöntemlerine göre de sınıflandırılabilir. Seçmeli birleştirme (*selection combining*), anahtarlamalı birleştirme (*switched combining*), en büyük oran birleştirmesi (*maximum ratio combining*, MRC) ve eşit kazanç birleştirmesi (*equal gain combining*, EGC) olmak üzere alıcı anten çeşitlemesinde kullanılan dört temel birleştirme yöntemi vardır [88-90].

Seçmeli birleştirme

En basit birleştirme yöntemi olan seçmeli birleştirmede, N alıcı antenli, alıcı çeşitlemeli bir sistem kullanılır. Her simge aralığında, alıcı antenlere bağlı radyo frekansı (RF) devresindeki işaretler arasından anlık SNR değeri en yüksek olanı seçilerek alıcı çıkışına gönderilir [88, 92]. Şekil 2.7’de seçmeli birleştirme kullanan bir alıcı için blok yapısı verilmiştir. Bu birleştirme yönteminde çıkış işareti alınan işaretlerden en yüksek SNR’ye sahip olana eşittir. Bu yöntem için kanal durum bilgisine (*channel state information*, CSI) gerek yoktur. Hem eş zamanlı, hem de eş zamanlı olmayan sezme için uygun bir yöntemdir [89].



Şekil 2.7 : Seçmeli birleştirme blok yapısı.

Anahtarlama birleştirme

Anahtarlama birleştirme yöntemini kullanan sistemlerde, çeşitlemeyi sağlayan alıcı anten dallarından bir tanesi, anlık SNR değerinin önceden belirlenmiş bir eşik SNR değerinden yüksek olması koşuluyla seçilir ve bu daldan gelen işaret alıcı çıkışına gönderilir. Kullanılan daldaki SNR değerinin, eşik SNR değerinin altına düşmesi durumunda diğer dallar taranarak eşik SNR değerinden daha yüksek bir SNR değerine sahip olan dal belirlenir ve bu yeni belirlenen daldaki işaret alıcı çıkışına gönderilmeye başlanır. Bu yöntem tarama çeşitlemesi (*scanning diversity*) de denir. Anahtarlama birleştirme yöntemi, her simge aralığında en güçlü anlık işareti seçmediği için, seçmeli birleştirme yöntemine göre başarımı daha düşük olan bir yöntemdir; ancak tüm çeşitleme dallarının eş zamanlı ve sürekli olarak kontrol edilmesi gerekmediğinden uygulanması daha kolaydır [88, 96]. Şekil 2.7’deki blok yapısı anahtarlama birleştirme için de kullanılabilir. Bu yöntem için de CSI’ya

gerek yoktur. Hem eş zamanlı, hem de eş zamanlı olmayan sezme için uygun bir yöntemdir [89].

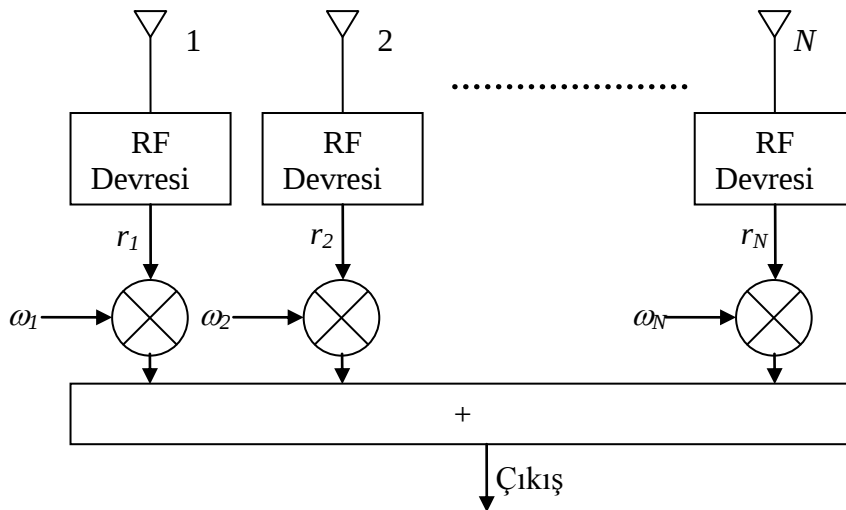
En büyük oran birleştirmesi (MRC)

MRC, bir doğrusal birleştirme yöntemidir. Doğrusal birleştirme yöntemlerinde, giriş işaretleri belli oranlarda ağırlıklandırıldıktan sonra toplanarak çıkış işareti elde edilir. Ağırlık katsayıları birçok yöntemle belirlenebilir. Şekil 2.8’de MRC blok yapısı verilmiştir. Alıcıdaki çıkış işareti, alıcı girişine gelen işaretlerin belli ağırlıklardaki toplamından elde edilir. Alıcı çıkışındaki toplam işaret,

$$r = \sum_{n=1}^N \omega_n r_n \quad (2.24)$$

ile ifade edilebilir. Burada r_n , n . alıcı antenden alınan işareti, ω_n ise n . alıcı anten için kullanılan ağırlık katsayısını göstermektedir. MRC yönteminde, her alıcı anten için ağırlık katsayısı, o antendeki anlık SNR ile orantılı olarak seçilir. n . alıcı antenden alınan işaret için, $|\rho_n|$ ve ξ_n sırasıyla kanala ilişkin genliği ve fazı göstermek üzere ağırlık katsayısı,

$$\omega_n = |\rho_n| e^{-j\xi_n} \quad (2.25)$$



Şekil 2.8 : MRC blok yapısı.

ile verilir. Burada $\rho_n = |\rho_n| e^{j\xi_n}$ kanala ilişkin karmaşık sönümleme katsayısıdır. Bu yöntem, çıkış SNR değerini en büyük yaptığı için optimum birleştirme yöntemidir. Gösterilmiştir ki çıkış SNR’ı için en büyük değer, her antendeki SNR değerlerinin

toplamına eşittir [88, 90]. (2.25)'ten de anlaşılacağı gibi bu yöntemi uygulayabilmek için alıcıda kanal sönümleme genlikleri ve işaret fazlarının bilgisine ihtiyaç vardır. Bu nedenle, bu yöntem eş zamanlı sezme için uygundur [89].

Eşit kazanç birleştirilmesi (EGC)

EGC en iyi doğrusal birleştirme yöntemi olmamakla birlikte uygulanması MRC'ye göre daha basit olan bir yöntemdir. Her işaret için sönümleme genliğinin bilinmesine gerek yoktur, çünkü alıcı bu yöntemde her işaret için birim genlik kullanır. EGC için alıcıdaki işaret yine (2.24)'teki gibi verilmek üzere ağırlık katsayısı,

$$\omega_n = e^{-j\xi_n} \quad (2.26)$$

şeklinde ifade edilir. Böylece işaretler aynı faza getirilerek eşit kazanç ile toplanır ve çıkış işareti elde edilir. EGC'nin başarımı MRC'ye göre biraz daha kötüdür [88].

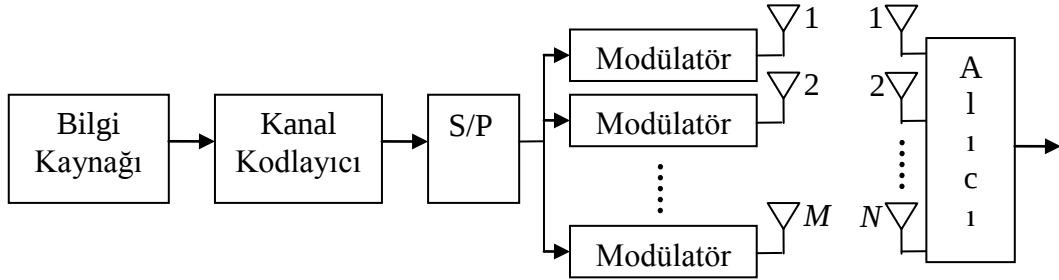
2.3.3.2 Verici anten çeşitlemesi

Verici anten çeşitlemesi konusunda yapılan ilk düzenli çalışmalar, Tarokh vd. [3] tarafından önerilen uzay-zaman kafes kodları ve Alamouti [4] tarafından önerilen uzay-zaman blok kodları üzerinedir. Kafes yapıların kullanıldığı uzay-zaman kafes kodlama yöntemi ile uzay ve zaman çeşitliliği gerçekleştirilmektedir. Böylece tam çeşitleme kazancının yanı sıra belirli bir miktar da kodlama kazancı sağlanmaktadır. Alamouti ise iki verici antenli sistemler için, dik bir yapı kullanan ve alınan işaretlerin birbirlerinden bağımsız olarak çözülebildiği, basit bir kodlama yöntemi önermiştir [4]. Bu yöntemde tam çeşitleme kazancı sağlanmasına karşın kodlanma kazancı sağlanmaz. Alamouti'nin önerdiği yöntem daha sonra genişletilerek uzay-zaman blok kodlama adını almıştır [97]. Bu tez çalışmasında, uzay-zaman kafes kodlama yöntemi kullanılmıştır.

Uzay-zaman kodlama kullanılan telsiz bir iletişim sisteminde en genel durumda, Şekil 2.9'da da gösterildiği gibi, M verici ve N alıcı anten vardır ($M \geq 1$, $N \geq 1$). Bilgi kaynağından gelen veri bitleri, bir kanal kodlayıcı ile kodlanır. Kodlanmış bit dizileri seri-paralel dönüştürücü yardımıyla M dala ayrılırlar. Her daldaki kodlanmış bit dizisi modülatörden geçerek modülasyonlu işaretleri oluşturur. Her bir alıcı antene ulaşan işaret, sönümleme ile bozulmuş M adet modülasyonlu işaretin gürültü ile toplamıdır. l . zaman aralığında n . alıcı anten tarafından alınan işaret,

$$r_n^l = \sum_{m=1}^M s_m^l \rho_{m,n}^l \sqrt{E} + \eta_n^l \quad (2.27)$$

şeklinde ifade edilebilir [3]. Burada, L anten başına çerçeve uzunluğunu göstermek üzere $1 \leq m \leq M$, $1 \leq n \leq N$ ve $1 \leq l \leq L$ 'dir. E simge enerjisini, s_m^l l . zaman aralığında, m . verici antenden iletilen modülasyonlu işareti, η_n^l l . zaman aralığında, n . alıcı antenden alınan işarete etki eden, sıfır ortalamalı, boyut başına $N_0/2$ varyanslı Gauss dağılımlı rastlantı değişkenini, $\rho_{m,n}^l$ ise m . verici anten ile n . alıcı anten arasındaki yolun l . zaman aralığındaki karmaşık sönümleme katsayısını göstermektedir. $\rho_{m,n}^l$ bir çerçeve süresi boyunca sabit kalıyor ve bir çerçeveden diğerine bağımsız olarak değişiyorsa bu kanala duruğumsu (*quasi-static*) sönümlemeli kanal, bir simge süresi boyunca sabit kalıyor ve bir simgeden diğerine değişiyorsa bu kanala hızlı sönümlemeli kanal denir. Duruğumsu sönümlemeli kanallar için $\rho_{m,n}^l = \rho_{m,n}$ olarak yazılabilir. Bu tez çalışmasında duruğumsu sönümlemeli kanallar kullanılmıştır.



Şekil 2.9 : Uzay-zaman kodlamalı sistem yapısı.

Duruğumsu sönümlemeli kanallarda hata başarımlı ölçütleri

Değişik verici antenlerden kanala iletilen işaretler bağımsız sönümlemelerden etkileniyorsa, $\rho_{m,n}$ rastlantı değişkenleri sıfır (veya sıfırdan farklı) ortalamalı ve boyut başına varyansı σ^2 olan karmaşık Gauss rastlantı süreci olarak modellenir. Bu varsayım altında, $(.)^T$ matris devriği işlemini göstermek üzere,

$$\mathbb{S} = [\mathbf{s}^1, \mathbf{s}^2, \dots, \mathbf{s}^L] = [[s_1^1, \dots, s_M^1]^T [s_1^2, \dots, s_M^2]^T \dots [s_1^L, \dots, s_M^L]^T] \quad (2.28)$$

matrisi iletilmişken

$$\hat{\mathbb{S}} = [\hat{\mathbf{s}}^1, \hat{\mathbf{s}}^2, \dots, \hat{\mathbf{s}}^L] = [[\hat{s}_1^1, \dots, \hat{s}_M^1]^T [\hat{s}_1^2, \dots, \hat{s}_M^2]^T \dots [\hat{s}_1^L, \dots, \hat{s}_M^L]^T] \quad (2.29)$$

matrisine karar verilmesi, başarımlı ölçütü hesaplanmasında kullanılacak olan hata olayıdır. Buna çiftsel hata (*pairwise error*) denir. Buna göre fark matrisi

$$\mathbf{B}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}}) = \mathbb{S} - \hat{\mathbb{S}} = \begin{bmatrix} s_1^1 - \hat{s}_1^1 & s_1^2 - \hat{s}_1^2 & \cdots & s_1^L - \hat{s}_1^L \\ s_2^1 - \hat{s}_2^1 & s_2^2 - \hat{s}_2^2 & \cdots & s_2^L - \hat{s}_2^L \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ s_M^1 - \hat{s}_M^1 & s_M^2 - \hat{s}_M^2 & \cdots & s_M^L - \hat{s}_M^L \end{bmatrix} \quad (2.30)$$

ile verilir. Alıcıda CSI biliniyor ise belli bir $\rho_{m,n}$ için alıcıdaki çiftsel hata olasılığı (*pairwise error probability*, PEP)

$$\mathbf{P}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}} | \rho_{m,n}) \leq e^{-\frac{E \cdot d^2(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}})}{4N_0}} \quad (2.31)$$

eşitsizliği ile üstten sınırlıdır. $d^2(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}})$ değeri doğru ve hatalı diziler arası değiştirilmiş Öklid uzaklığını gösterir ve

$$d^2(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}}) = \sum_{n=1}^N \sum_{l=1}^L \left| \sum_{m=1}^M \rho_{m,n} (s_m^l - \hat{s}_m^l) \right|^2 \quad (2.32)$$

ile hesaplanır [3]. Kanaldaki sönümlenme Rayleigh dağılımlı ise PEP üst sınırı,

$$\mathbf{P}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}}) \leq \left(\prod_{m=1}^{\varsigma} \kappa_m \right)^N \left(\frac{E}{4N_0} \right)^{-\varsigma N} \quad (2.33)$$

ile de verilebilir [3, 98]. $\mathbf{B}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}}) \mathbf{B}^H(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}}) = \mathbf{A}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}})$ olmak üzere ς ve κ_m sırasıyla $\mathbf{A}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}})$ matrisinin rankını ve sıfırdan farklı m . özdeğerini göstermektedir. $(.)^H$, matris devrik eşleniği işlemidir. (2.33)'ten görüldüğü gibi ςN kadar çeşitleme kazancı ile $(\kappa_1 \kappa_2 \cdots \kappa_{\varsigma})^{1/\varsigma}$ kadar kodlama kazancı elde edilebilir [3]. (2.33)'teki PEP üst sınırı ile Rayleigh dağılımlı bağımsız sönümlenmeli kanallar için uzay-zaman kodlarının tasarım ölçütleri elde edilmiştir.

Rank ölçütü

Eğer $\mathbf{B}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}})$ matrisi tüm $\mathbb{S}$ ve $\hat{\mathbb{S}}$ çiftleri için tam ranklı ise elde edilecek çeşitleme kazancı en yüksek değer olan MN değerine ulaşır. Kafes kod tasarlanırken $\mathbf{B}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}})$ matrisinin tam ranklı olmasına çalışılmalıdır. Eğer $\mathbf{B}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}})$ matrisi, tüm yol çiftleri için en az rankı ς ise çeşitleme kazancı ςN olur [3].

Determinant ölçütü

En yüksek çeşitleme kazancı MN 'ye ulaşmak için tüm $\mathbb{S}$ ve $\hat{\mathbb{S}}$ çiftleri için $\mathbf{A}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}})$ matrisinin özdeğerlerinin çarpımı veya eşdeğer olarak determinanı olabildiğince büyük yapılmalıdır [3].

İz ölçütü

[3]'te önerilen ve yukarıda verilen rank ve determinant ölçütlerinin $\zeta N < 4$ koşulu için geçerli olduğu; $\zeta N \geq 4$ koşulu için başka ölçütler kullanılması gerektiği gösterilmiştir [7]. Duruğumsu sönümlemeli kanallar ve $\zeta N \geq 4$ koşulu için PEP üst sınırı

$$\mathbf{P}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}}) \leq e^{-N \cdot \frac{E}{4N_0} \cdot \sum_{m=1}^M \kappa_m} \quad (2.34)$$

ile verilir [7]. PEP üst sınırının olabildiğince küçük olması için $\sum_{m=1}^M \kappa_m$ toplamının olabildiğince büyük olması gerekir. Bu toplam ifadesi aynı zamanda $\mathbf{A}(\mathbb{S}, \hat{\mathbb{S}})$ matrisinin özdeğerlerinin toplamıdır. Bir matrisin özdeğerlerinin toplamı izine eşit olduğundan PEP üst sınırının olabildiğince küçük olması için

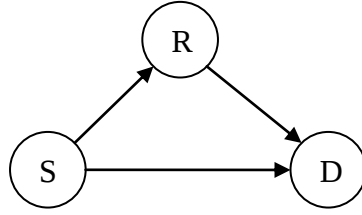
$$d^2 = \sum_{m=1}^M \sum_{l=1}^L |(s_m^l - \hat{s}_m^l)|^2 \quad (2.35)$$

karese Öklid uzaklığı değerinin olabildiğince büyük seçilmesi gerekir. Bu ölçüte iz ölçütü ya da karese Öklid uzaklığı ölçütü denir [88].

2.4 İşbirlikli Çeşitleme

İşbirlikli çeşitleme, telsiz iletişim kanallarındaki sönümleme ile mücadele etmek için önerilmiş önemli bir yöntemdir [15, 99]. Telsiz haberleşmenin doğası gereği yapılan radyo dalgası yayını temel alan işbirlikli çeşitleme, tek antenli cihazların da uzay çeşitlemesinden yararlanabilmesini sağlar [100]. Bilgi kuramında, işbirliği fikrini ilk öneren van der Meulen, röleli kanalın temellerini oluşturmuştur [18]. Röleli kanal, Şekil 2.10'da da görüldüğü gibi üç düğümlü bir ağ yapısıdır. Bu ağda, kaynak (*source*, S) ileteceği veriyi, röle (*relay*, R) yardımıyla hedefe (*destination*, D) gönderir. İşbirlikli çeşitlemede en çok kullanılan aktarım yöntemleri, rölelerin kaynaktan aldıkları işaretleri kuvvetlendirerek hedefe ilettikleri AF ve rölelerin

kaynaktan aldığı işaretlere kodçözme uyguladıktan sonra algıladığı bitleri yeniden kodlayıp hedefe ilettiği DF olarak ikiye ayrılır [100].



Şekil 2.10 : Röleli sistem yapısı.

[18]'de bazı özel durumlar için kapasite hesabı yapılan röleli kanallar için iletişimin genel kuralları Cover ve El Gamal tarafından verilmiştir [19]. Aynı zamanda DF ve sıkıştır ve aktar (*compress and forward*, CF) yöntemleri de bu makalede anlatılmıştır [19]. Cover ve Gamal'ın sağladığı önemli gelişmeye rağmen genel röle kanalının kapasitesi otuz yıl boyunca hesaplanmadan kalmıştır. Son onbeş yıl içinde yapılan çalışmalar ise röleli sistemlerin telsiz uygulamalara uygun olması sayesinde hızlanmış ve artmıştır [100]. Willems vd.'nin genelleştirilmiş geribeslemeli çoklu erişim kanalından [101] esinlenen Sendonaris vd., sönmülemeli kanallarda karşılıklı işbirliğini ve işbirliğinin kod bölmeli çoklu erişim (*code division multiple access*, CDMA) ile nasıl beraber kullanılacağını ortaya koymuştur [15, 99]. Laneman vd. ise basit olmasına rağmen yüksek başarımlı olan röle protokolleri önermiştir [17]. Bu makalelerde öne sürülen, önemli kazançlar sağlayan ve çok çeşitli uygulama alanları bulunan fikirler, işbirlikli iletişim sistemleri üzerine başka birçok makale yazılmasını tetiklemiştir [100]. Daha sonra Kramer vd., DF ve CF yöntemlerini çok sayıda röle içeren sistemler için genelleştirmişlerdir [22]. Bu makale, rölelerin yerine bağlı olarak DF ve CF'nin kapasite artırıcı yöntemler olduğunu kanıtlamıştır. Literatürde çok sayıda röle içeren başka çalışmalar da yer almaktadır [102-104].

2.4.1 Kuvvetlendir ve aktar (AF) yöntemi

AF yönteminde röleler kaynaktan aldıkları işareti kuvvetlendirir ve başka bir işaret işleme yöntemi uygulamaksızın hedefe iletirler. Kuvvetlendirme işlemi, basitçe, röle tarafından alınan zayıflamış işaretin bir kuvvetlendirme katsayısı ile çarpılarak, işaret gücünün birim güce getirilmesi olarak düşünülebilir. AF yöntemi, rölelerde kodçözme gerektirmediğinden, DF yöntemine göre daha az karmaşıktır ve tasarsız

(*ad hoc*) ağlar için daha uygun bir yöntemdir [100]. Çeşitleme kazancı düşünüldüğünde AF yönteminin başarımı, asimptotik olarak DF yönteminin başarımına yakınsamaktadır [17, 28]. Hatta AF yöntemi kullanarak, DF yönteminde karşılaşılan ve rölede yayılması olası olan kodçözme hataları da engellenmiş olur [104].

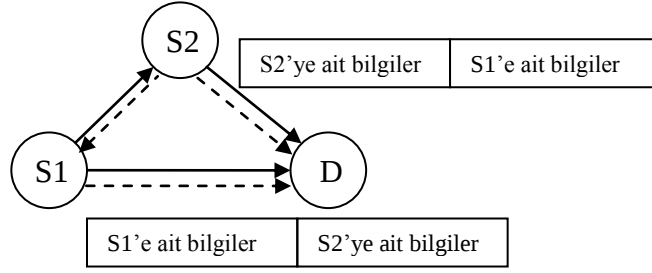
[15] ve [99]'da düğümlerin aynı anda iletim ve alım yapabildiği, yani tam çift yönlü (*full duplex*) iletim kullandığı varsayılmıştır. Oysa pratikte düğümler yarı çift yönlü (*half duplex*) iletim yapabilirler. Bu kısıtı göz önünde bulunduran, kaynak ve röle iletimlerinde zaman bölmeli çoğullama kullanan AF işbirlikli iletim protokolleri ilk kez Laneman vd. tarafından önerilmiştir [17, 30, 105]. Ancak bu yaklaşımda kaynak iletim zamanının yarısında sustuğu için veri hızı kaybı olmaktadır. Veri hızı kaybını engellemek için NAF röle sistemleri önerilmiştir [28]. Böylece kaynak, röle aldığı işaretleri aktardığı anda da iletimine devam etmektedir. Blok sönmülemeli kanallar için dik olmayan AF (*block fading non-orthogonal amplify and forward*, BFNAF) sistemler ise [36]'da önerilmiştir. Bu tez çalışmasında, NAF röle sistemleri kullanılmıştır.

2.4.2 Çöz ve aktar (DF) yöntemi

DF yönteminde röleler kaynaktan aldığı işaretlere kodçözme işlemi uygular, algıladığı veri bitlerini yeniden kodlar ve hedefe iletir. Rölede alınan işaretler kodçözme ve yeniden kodlama sonrası iletilirken S-R kanalındaki gürültünün etkisi azaltılmış olur; ancak bu yöntemde veri bitleri yanlış algılanırsa, hata yayılımı problemi ortaya çıkar ve işbirliği olumsuz etki de yapabilir [100]. Bu durumla özellikle kaynak ile röle arası kanal kötü iken karşılaşılır.

2.4.3 Kodlamalı işbirliği

Klasik röleli model, sistemde birden fazla kullanıcı (kaynak) olması durumuna kolayca genelleştirilebilir. Bu, kullanıcıların hem kaynak, hem de diğer kullanıcılar için röle görevi üstlendiği bir duruma karşılık gelir [14]. İçinde iki kullanıcı bulunan bir işbirlikli iletişim modeli Şekil 2.11'de görülmektedir. Burada, S1 ve S2 kullanıcıları, D ise hedef alıcıyı göstermektedir.



Şekil 2.11 : İki kullanıcıli işbirlikli sistem yapısı.

Burada, klasik röle yapısından farklı olarak, her iki kullanıcı da birbirlerine bilgi gönderdiği için iletişim protokolü zaman, frekans veya kod bölmeli olmalıdır. Bu genelde S1'e ilişkin bilginin bir kısmının doğrudan S1 tarafından, kalan kısmının da S2 üzerinden iletilmesi şeklinde gerçekleşir. Klasik röleli yapı için tanımlanan AF ve DF aktarma yöntemleri burada da geçerlidir. AF yönteminde S1, S2'den aldığı bilgiyi kuvvetlendirerek kendi bilgisi ile beraber D'ye aktarır. S2 de, S1'den aldığı bilgiyi kuvvetlendirerek kendi bilgisi ile beraber D'ye aktarır. DF yönteminde de her kullanıcı, kendi bilgileri ile beraber diğer kullanıcıların bilgilerini D'ye aktarır.

Röleli veya işbirlikli sistemlerin hata başarımı, kodlama da işin içine katılarak daha da iyileştirilebilir. Bu yöntem, “kodlamalı işbirlikli çeşitleme” olarak adlandırılır [27, 106]. Bu yöntemde, her kullanıcı kendi bilgi bitlerini kodlar ve bu kodlanmış bitlere ilişkin işaretlerin bir kısmını kendi anteni üzerinden, kalan kısmını da diğer kullanıcılar üzerinden iletir. Böyle bir sistemin çalışma modeli de, kullanıcılar arasında paylaşılan bilginin, kodlanmış bitler (veya karşı düşen modülasyonlu işaretler) olması varsayımı ile Şekil 2.11'deki gibidir. Sistem verimini artırmak amacıyla, eğer bir kullanıcı diğer kullanıcıya ilişkin bilgileri başarılı bir şekilde alabilmişse D'ye aktarması, aksi halde kendi bilgilerini iletmeye devam etmesi mantığı kullanılabilir [24]. Bilginin diğer kullanıcı tarafından başarılı bir şekilde alınıp alınmadığı, kullanıcılar arasında bir geribesleme yoluna gerek kalmaksızın doğrudan kodlama teknikleri ile test edilebilir. Bu amaçla, çevrimsel fazlalık kontrol (*cyclic redundancy check*, CRC) kodlama tekniğinden yararlanılır [93]. İki kullanıcı içeren kodlamalı işbirlikli sistemlerin hata başarım analizi [107]'de yapılmış ve kullanıcılar arası kanalların kalitesi arttıkça, çok kullanıcıli işbirliğinin daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir.

2.4.4 İşbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kodlama

Kodlamalı işbirlikli çeşitleme yöntemleri, kullanıcıların birden fazla antene sahip olabildiği durum için kolayca genelleştirilebilir. Bu teknik “işbirlikli uzay-zaman kodlama” olarak adlandırılır. Bu tür bir çalışma [108]’de önerilmiştir.

İşbirlikli uzay-zaman kodlama, kullanıcıların birden fazla antene sahip olmasına gerek kalmadan, röle görevi yapan kullanıcıların antenleri bir uzay-zaman koduna ilişkin “dağıtılmış” (*distributed*) antenler gibi düşünülerek de gerçekleştirilebilir [20, 29, 30]. Bu teknik, “işbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kodlama” olarak adlandırılır. Bu yöntemde antenler klasik uzay-zaman kodlamadaki gibi verici ve/veya alıcıda yan yana bulunmaz; uzay-zaman kodlamalı iletimi gerçekleştirmek için rölelere dağıtılmış halde bulunur [29]. [30]’da yüksek SNR’lar için yapılan servis kesilme kapasitesi (*outage capacity*) analizleri, kullanılan dağıtılmış uzay-zaman kodlamalı sistemde tam çeşitleme kazancı sağlandığını göstermiştir. [30]’daki sistem, [17]’de seçimli aktarım (*selection relaying*) ve artımlı aktarım (*incremental relaying*) yöntemleri de eklenerek geliştirilmiştir. Seçimli aktarımda kaynak ve işbirliği yapılacak düğüm arasındaki SNR değerlerine göre, artımlı aktarımda hedeften gelen geribeslemeye göre işbirliği yapılıp yapılmayacağına karar verilir.

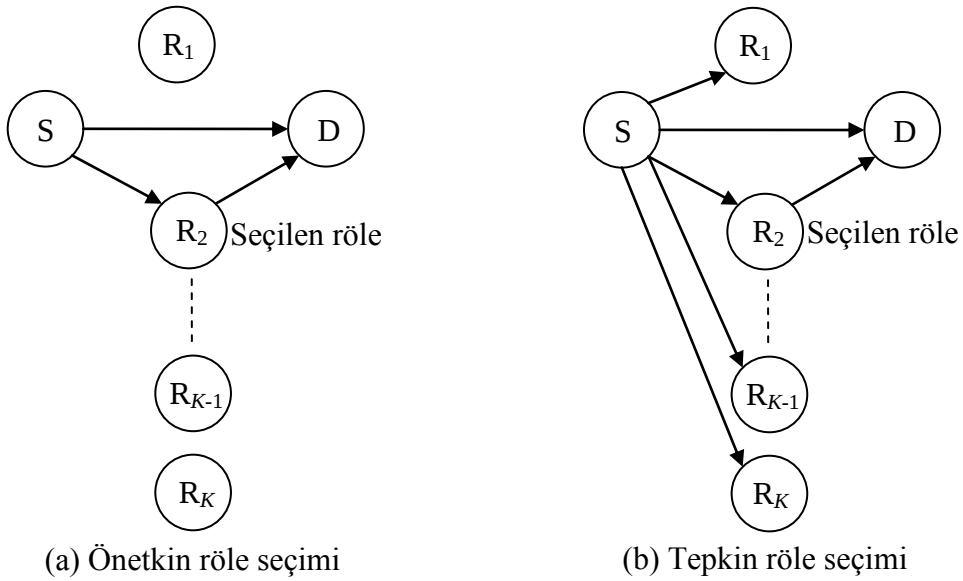
İşbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kodlama yöntemi hem uzay-zaman blok kodlarına, hem de uzay-zaman kafes kodlarına uygulanabilir. İşbirlikli dağıtılmış uzay-zaman blok kodlamada, blok kodun iletim kural matrisindeki sütunların her biri farklı bir kullanıcı tarafından iletilir [29-32, 109, 110]. İşbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlamada ise, klasik uzay-zaman kafes kodlamadaki tek kullanıcının farklı antenlerinden iletilecek işaretleri, farklı kullanıcıların tek antenlerinden iletilir ve böylece çeşitleme kazancı sağlanır [28, 33-35]. Bu tez çalışmasında, işbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlama yöntemi kullanılmıştır.

Dağıtılmış uzay-zaman kodlarının AF aktarma yöntemiyle çalışması durumunda klasik tek röleli kanal için hata başarımları analizleri [28]’de yapılmış ve klasik uzay-zaman kodları için duruğumsu kanallarda geçerli olan rank ve determinant ölçütünün [3] özel bir protokol için uygun güç kontrolü altında yine geçerli olduğu gösterilmiştir. [28]’de ele alınan sistem, röle sayısının arttığı durum için [35]’te yeniden analiz edilmiş ve bu durumda rank ve determinant ölçütünün artık geçerli olmadığı, belli iletişim protokolleri için Öklid türü ölçütlerin kullanılması gerektiği

gösterilmiştir. Ayrıca bu ölçütlere dayalı olarak hata başarımı yüksek, dağıtılmış yeni uzay-zaman kafes kodları tasarlanmıştır. Bu tez çalışmasında, [28]'deki ölçütlerden yararlanarak hata başarımı yüksek, dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kodları tasarlanmıştır.

2.4.5 Röle seçimli sistemler

Kaynak etrafında, kaynağın iletim için işbirliğine girebileceği birçok röle varsa, bu röleler arasından belirli ölçütlere dayanarak, başarımı artırmak amacıyla seçilen bir veya birden çok röle üzerinden iletim yapılması yöntemine röle seçimi denir. K adet röle arasından seçim yapılan örnek röle seçimli sistemlerin yapısı Şekil 2.12'de verilmiştir. Röle seçim yöntemi, kaynak iletme başlamadan işbirliği yapacağı röle(ler) belirlenmişse önetkin (*proactive*), kaynak iletimini yaptıktan sonra işbirliği yapacağı röle(ler) belirlenmişse tepkin (*reactive*) olarak nitelendirilir [50].



Şekil 2.12 : Röle seçimli sistem yapısı.

İletim için gerekli olan kanal sayısını azaltması, girişim etkisini hafifletmesi, sistemin güç tüketimini düşürmesi ve S-R-D arası en iyi iletim kanallarını seçerek, zayıf S-R ve R-D kanallarının olumsuz etkilerini önlemesi, röle seçim yöntemlerinin kazanımları arasında sayılabilir [39]. Birden çok röle seçmenin tek röle seçmeye göre daha iyi hata başarımı sağladığı gösterilmiştir [42]. Röle seçimli işbirlikli sistemleri de dik [39, 43-48] ve dik olmayan [42, 49, 50] iletim yapan sistemler olarak ikiye ayırmak mümkündür. Dik olmayan iletim yapan röle seçimli işbirlikli sistemler dik

iletim yapan sistemlere göre daha yüksek iletim hızı sağlar. Bu tez çalışmasında ele alınan röle seçimli sistemlerde dik olmayan iletim kullanılmıştır.

3. SÜREKLİ FAZ MODÜLASYONU (CPM)

Doğrusal olmayan ve çok boyutlu bir modülasyon türü olan CPM’de, vericiden iletilen işaretler arasında faz atlamaı olmadığı için, frekans veya güç spektrumundaki yan kulakçıkların genlikleri hızla azalmakta ve böylece diğer modülasyonlara kıyasla daha dar ve/veya düzgün bir frekans spektrumu elde edilmektedir [55, 111]. CPM’de faz sürekliliğı, modülasyonun iç yapısındaki kafes kod (bellek) yardımıyla sağlandığından alıcıya gelen işaretler, örneğın Viterbi Algoritması gibi kodçözme algoritmaları ile çözülebilmekte ve spektral verimliliğın yanında, güç verimliliğı, yani hata başarımında artış da elde edilmektedir. Bu, özellikle telsiz iletişimde karşılaşılan sönümlemeli kanallarda önemli bir üstünlüktür. CPM, bunun yanında, pratikte sabit zarflı işaretlere ve düşük maliyetli doğrusal olmayan kuvvetlendiricilerin kullanılmasına da olanak tanımaktadır. Bu nedenle, örneğın telsiz sensör ağıları gibi enerji kısıtlamalı yapılar için önemli bir üstünlük sağlamaktadır [75]. Sürekli faz modülasyonunun sağladığı iyi hata başarımı, kanal kodlama yoluyla daha da artırılabilir.

Bu tez çalışmasında, sürekli faz modülasyonunun röleli veya işbirlikli iletişimde kullanılması önerilmiş ve böylece CPM’nin sağladığı, yukarıda sıralanan üstünlüklerin bu sistemlere de taşınabilmesi hedeflenmiştir. Bu amaçla, ilk olarak, dik doğrusal bir modülasyon gibi de bakılabildiğinden dolayı uzay-zaman kod tasarımı ve analizini kolaylaştıran, sürekli faz modülasyonunun en basit biçimi olan minimum kaydırmalı anahtarlama (*minimum shift keying*, MSK) modülasyonu ele alınmış ve bu modülasyonu kullanan dağıtılmış yapıda işbirlikli çeşitlemeli uzay-zaman kafes kodları araştırılmış ve literatürde var olanlardan farklı kodlar elde edilmiştir. Ardından, MSK’dan daha genel bir yapıda olan, 1/2 ve 1/4 modülasyon indeksli, dört düzeyli sürekli fazlı frekans kaydırmalı anahtarlama (*4-ary continuous phase frequency phase shift keying*, 4CPFSK) modülasyonu için dağıtılmış uzay-zaman kafes kodları tasarlanmıştır.

Sürekli faz modülasyonunu klasik uzay-zaman kodlamada kullanan çalışmalara örnek olarak [67-73] verilebilir. Sürekli faz modülasyonunun dağıtılmış uzay-zaman

kafes kodlamada kullanılması üzerine yapılan ilk çalışmalar ise [74] ve [83]'tür. Dağıtılmış sürekli fazlı uzay-zaman blok kodlama ise [75]'te verilmiştir. Ayrıca hızlı sönümlemeli kanallar [76] ve turbo kodlama kullanan sürekli fazlı yapılar [112] üzerine yapılmış çalışmalar da literatürde mevcuttur.

3.1 Genel Bilgiler

E simge enerjisini, T simge süresini, f_c taşıyıcı frekansını göstermek üzere, bir CPM işareti genel olarak aşağıdaki biçimde verilir [55, 86, 111]:

$$s(t, \alpha) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_c t + \phi(t, \alpha)). \quad (3.1)$$

Burada α bilgi dizisini göstermekte olup bilgi taşıyan faz terimi,

$$\phi(t, \alpha) = 2\pi h \int_{-\infty}^t \sum_{l=-\infty}^{\infty} \alpha_l \zeta(\tau - lT) d\tau \quad (3.2)$$

şeklindedir. U düzeyli bir CPM işareti için α_l bilgi simgeleri $\pm 1, \pm 3, \dots, \pm(U-1)$ değerlerini $1/U$ eş olasılığı ile alırlar. Modülasyon indeksi $h=J/P$ şeklinde ortak böleni olmayan iki tamsayının oranı olarak verilir. $\zeta(t)$ frekans biçimlendirme işlevidir ve değişik $\zeta(t)$ 'ler ile birçok farklı CPM türü elde edilebilir. Frekans biçimlendirme işlevi,

$$\zeta(t) = \begin{cases} 1/2T; & 0 \leq t \leq T \\ 0; & \text{diğer} \end{cases} \quad (3.3)$$

biçiminde verilen CPM türü CPFSK olarak adlandırılır. $lT \leq t \leq (l+1)T$ aralığında CPFSK işaretleri,

$$s(t, \alpha) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \pi h \alpha_l \frac{(t - lT)}{T} + \phi_l\right) \quad (3.4)$$

olarak gösterilebilir. Burada,

$$\varphi_l = \left(\pi h \sum_{k=-\infty}^{l-1} \alpha_k \right)_{\text{mod } 2\pi} \quad (3.5)$$

şeklinde verilir ve $(l-1)T$ anına kadar oluşan toplamsal faz değerini gösteren bellek terimidir. CPFSK (veya daha genel olarak CPM) modülasyonunda bellek teriminin olması, bu modülasyonun iç yapısında, katlamalı kodlarda olduğu gibi bir kafes barındırdığını gösterir. Gerçekten de bir CPM modülatörünün, bir katlamalı kodlayıcı olan sürekli faz kodlayıcısı (*continuous phase encoder*, CPE) ve belleksiz bir modülatör (*memoryless modulator*, MM) olarak iki kısma ayrıştırılabileceği ispatlanmıştır [64]. (3.4) ifadesi ile verilen işaretlere ait kafes zamanla değişen türden bir kafestir ve özellikle CPM'nin bir dış kodlayıcı ile kodlandığı durumlardaki kimi analizleri zorlaştırmaktadır. Bu nedenle kodlama tekniği açısından CPM modülasyonunun zamanla değişmeyen türden bir kafes diyagramına sahip olması daha uygun sayılmaktadır. CPM modülasyonunun bu özelliği sağlayan bir türü [64]'te önerilmiştir ve “eğik (*tilted*) fazlı CPM” olarak adlandırılmaktadır. Bu amaçla (3.4) ifadesi,

$$s(t, \alpha) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_1 t + \psi(t, \alpha)) \quad (3.6)$$

biçiminde yeniden yazılır. Burada $f_1 = f_c - h(U-1)/2T$ değiştirilmiş taşıyıcı frekansını göstermektedir. Eğik faz terimi,

$$\psi(t, \alpha) = \phi(t, \alpha) + \frac{\pi h(U-1)t}{T} \quad (3.7)$$

olarak yazılabilir. (3.4) ve (3.6)'dan yararlanarak eğik fazlı CPFSK işaretleri,

$$s(t, \beta) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left(2\pi f_1 t + 2\pi h \beta_l \frac{(t - lT)}{T} + \theta_l \right) \quad (3.8)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $\beta_l = (\alpha_l + U-1)/2$ biçiminde “değiştirilmiş” l . bilgi simgesidir ve $\{0, 1, 2, \dots, U-1\}$ kümesinden değer alır.

$$\psi(lT, \beta) = \varphi_l + l\pi h(U-1) \quad (3.9)$$

olmak üzere,

$$\theta_l = [\psi(lT, \beta)]_{\text{mod}2\pi} \quad (3.10)$$

şeklinde tanımlıdır ve $t=lT$ anında fazın başlangıç değeri, yani modülasyonun faz sürekliliğini sağlayan bellek terimidir. Ayrıca

$$\theta_{l+1} = [\theta_l + 2\pi h \beta_l]_{\text{mod}2\pi} \quad (3.11)$$

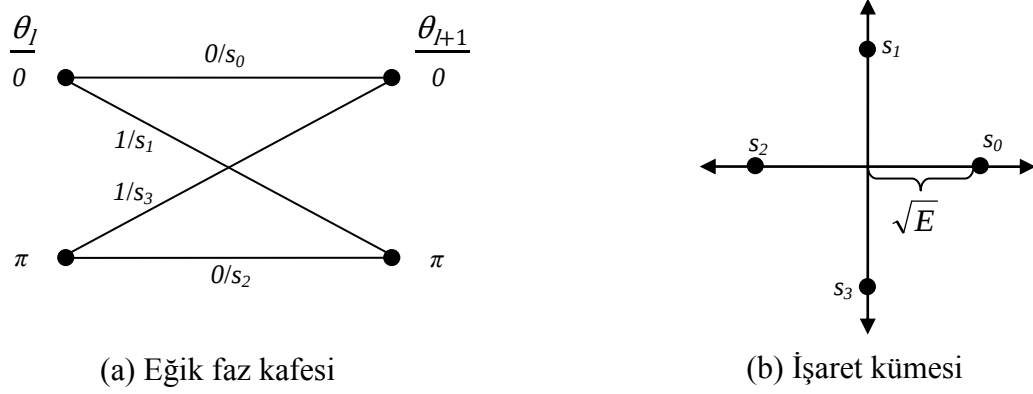
olduğu kolaylıkla gösterilebilir. θ_l ve θ_{l+1} , $\{0, (2\pi h)_{\text{mod}2\pi}, (4\pi h)_{\text{mod}2\pi}, \dots\}$ kümesinden P farklı değer alır ve bu faz değerleri P durumlu eğik fazlı bir kafesin durumlarına denk gelirler. Bu tezde kullanılan CPM sistemlerine ait eğik faz kafesleri sonraki alt bölümlerde verilecektir.

3.2 Minimum Kaydırmalı Anahtarlama (MSK)

MSK, CPFSK'nın $U=2$ ve $h=1/2$ seçilmiş halidir. MSK için bir önceki alt bölümde tanımlanan $\beta_l \in \{0,1\}$ ve $\theta_l \in \{0,\pi\}$ 'dir [68, 111, 113]. Eğik fazlı MSK'ya ilişkin kafes diyagram Şekil 3.1(a)'daki gibidir. Kafesin sol ve sağ yanında sırasıyla başlangıç ve bitiş fazları gösterilmektedir. Kafes üzerindeki MSK simgeleri, modülasyonlu işaretlere $[0,T]$ zaman aralığında $s_0 \rightarrow \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos 2\pi f_1 t$, $s_1 \rightarrow \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos 2\pi(f_1 + 1/2T)t$, $s_2 \rightarrow -\sqrt{\frac{2E}{T}} \cos 2\pi f_1 t$, $s_3 \rightarrow -\sqrt{\frac{2E}{T}} \cos 2\pi(f_1 + 1/2T)t$ biçiminde karşı düşer. MSK'nın vektör uzayı 2 boyutlu olup, E ortalama simge enerjisini göstermek üzere, s_0, s_1, s_2 ve s_3 MSK simgelerine karşı düşen vektörler, Gram-Schmidt dikleştirme yöntemi sonrası, Şekil 3.1(b)'deki gibi $s_0 \rightarrow (\sqrt{E}, 0)$, $s_1 \rightarrow (0, \sqrt{E})$, $s_2 \rightarrow (-\sqrt{E}, 0)$ ve $s_3 \rightarrow (0, -\sqrt{E})$ biçiminde bulunur.

3.3 Dört Düzeyli Sürekli Fazlı Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (4CPFSK)

Bu tez çalışmasında, 4CPFSK modülasyonunun, indeksi $h=1/2$ ve $h=1/4$ olmak üzere, iki farklı çeşidi kullanılmıştır.



Şekil 3.1 : Eğik fazlı MSK için faz kafesi ve işaret kümesi.

3.3.1 4CPFSK, $h=1/2$

4CPFSK, $h=1/2$ için değiştirilmiş taşıyıcı frekansı,

$$f_1 = f_c - \frac{3h}{2T} \quad (3.12)$$

ile verilir. Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/2$ modülasyonunun işaret kümesi sekiz ($PU=2 \times 4=8$) adet sürekli zaman işareti içerir ve bu işaretler $[0, T]$ aralığında Çizelge 3.1'deki gibidir [111].

Çizelge 3.1 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/2$ sürekli zaman işaretleri.

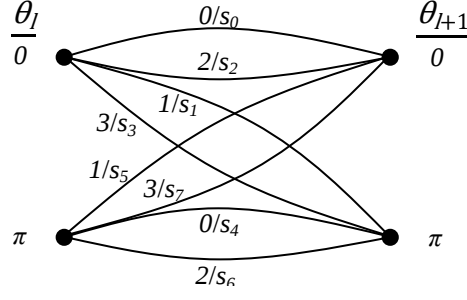
$$s_0(t) = -s_4(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2\pi f_1 t]$$

$$s_1(t) = -s_5(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_1 t + \frac{\pi t}{T}\right]$$

$$s_2(t) = -s_6(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_1 t + \frac{2\pi t}{T}\right]$$

$$s_3(t) = -s_7(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_1 t + \frac{3\pi t}{T}\right]$$

Bu işaretlere ilişkin eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/2$ modülasyonunun faz kafesi Şekil 3.2'deki gibidir. Görüldüğü gibi, faz kafesi sadece iki farklı duruma (0 ve π) sahiptir. Bu işaretler, [79]'daki yöntemle benzer şekilde 4 tane taban fonksiyonu kullanılarak, vektörel uzayda 4 boyutlu olarak gösterilebilir. Ancak bu durumda, işaret uzayının boyutlarının sönümleme etkisini göstermede yetersiz kaldığı görülmüştür. Bunun nedeni, vektör işaretlerin sönümlemeye uğramış hallerinin, sönümleme öncesi işaret uzayına sığmamasıdır.



Şekil 3.2 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/2$ için faz kafesi.

Çizelge 3.2 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/2$ sürekli zaman işaretlerinin vektörel karşılıklarını elde etmek için kullanılan baz işlevleri.

$$\begin{aligned}
 f_1(t) &= \sqrt{2/T} \cos[2\pi(f_c + 1/4T)t] \\
 f_2(t) &= \sqrt{2/T} \sin[2\pi(f_c + 1/4T)t] \\
 f_3(t) &= (1/\sqrt{A_1}) \left\{ \sqrt{2/T} \cos[2\pi(f_c - 1/4T)t] - (2/\pi)f_2(t) \right\} \\
 f_4(t) &= (1/\sqrt{A_1}) \left\{ \sqrt{2/T} \sin[2\pi(f_c - 1/4T)t] + (2/\pi)f_1(t) \right\} \\
 f_5(t) &= \left(1/\sqrt{A_1 - 16/A_1\pi^4} \right) \left\{ \sqrt{2/T} \cos[2\pi(f_c + 3/4T)t] \right. \\
 &\quad \left. + (2/\pi)f_2(t) - (4/\pi^2\sqrt{A_1})f_3(t) \right\} \\
 f_6(t) &= \left(1/\sqrt{A_1 - 16/A_1\pi^4} \right) \left\{ \sqrt{2/T} \sin[2\pi(f_c + 3/4T)t] \right. \\
 &\quad \left. - (2/\pi)f_1(t) - (4/\pi^2\sqrt{A_1})f_4(t) \right\} \\
 f_7(t) &= (1/\sqrt{A_3}) \left\{ \sqrt{2/T} \cos[2\pi(f_c - 3/4T)t] - (2/\pi\sqrt{A_1})f_4(t) \right. \\
 &\quad \left. - (A_2/\sqrt{A_1 - 16/A_1\pi^4})f_6(t) \right\} \\
 f_8(t) &= (1/\sqrt{A_3}) \left\{ \sqrt{2/T} \sin[2\pi(f_c - 3/4T)t] + (2/\pi\sqrt{A_1})f_3(t) \right. \\
 &\quad \left. + (A_2/\sqrt{A_1 - 16/A_1\pi^4})f_5(t) \right\}
 \end{aligned}$$

Bu, aynı zamanda, 4 kollu ilişkili alıcı yapısının optimum olmayacağı anlamına da gelir. Bu probleme çözüm olarak, [80]'deki alıcı yapısından da yararlanarak, eğik fazlı olmayan sistemlerde olduğu gibi, taban fonksiyonu sayısının iki katına, yani 8'e çıkartılması düşünülmüştür. Bu durumda, $A_1 = 1 - 4/\pi^2$, $A_2 = 2/3\pi - 8/A_1\pi^3$, $A_3 = 1 - 4/A_1\pi^2 - (A_2^2/(A_1 - 16/A_1\pi^4))$ olmak üzere işaretlerin vektörel karşılıkları, Çizelge 3.2'deki baz işlevleri kullanılarak, Çizelge 3.3'teki gibi elde edilebilir. Çizelge 3.3'ten de görüldüğü gibi, bu modelde işaret uzayı 8 boyutludur. [80]'de verilen 8 kollu alıcı yapısı kullanılırsa, frekans seçici olmayan ve duruğumsu

Rayleigh sönümlemeli kanal varsayımı altında, ilişkili alıcı çıkışındaki vektörel bileşenler, Çizelge 3.4'teki gibi olacaktır. $\rho = |\rho|e^{j\xi}$ olmak üzere $|\rho|$ Rayleigh dağılımlı genlik, ξ düzgün dağılımlı faz sönümlemesini göstermektedir. Sözü edilen taban fonksiyonların en iyi alıcı tasarımında kullanılabilecek yeterli istatistikleri verebilmesi için, sönümlenmiş vektör bileşenleri ile taban fonksiyonlarının doğrusal bileşimlerinin Çizelge 3.1'de verilen sürekli zaman işaretlerine denk gelmesi lazımdır. Bu amaçla $s_1(t)$ işaretini göz önünde bulunduralım. Bu işaretin genlik ve faz sönümlenmiş biçimi aşağıdaki şekilde gösterilebilir:

$$s'_1(t) = |\rho| \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left[2\pi f_1 t + \frac{\pi t}{T} + \xi \right]. \quad (3.13)$$

Çizelge 3.3 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/2$ sürekli zaman işaretlerinin vektörel karşılıkları.

Sürekli Zaman İşaretleri	Vektörel Karşılıkları
$s_0(t) = -s_4(t)$	$s_0 = -s_4 = \left(0, 0, 0, \frac{2\sqrt{E}}{\pi\sqrt{A_1}}, 0, \frac{A_2\sqrt{E}}{\sqrt{A_1 - \frac{16}{A_1\pi^4}}}, \sqrt{EA_3}, 0 \right)$
$s_1(t) = -s_5(t)$	$s_1 = -s_5 = \left(0, \frac{2\sqrt{E}}{\pi}, \sqrt{EA_1}, 0, 0, 0, 0, 0 \right)$
$s_2(t) = -s_6(t)$	$s_2 = -s_6 = (\sqrt{E}, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$
$s_3(t) = -s_7(t)$	$s_3 = -s_7 = \left(0, -\frac{2\sqrt{E}}{\pi}, \frac{4\sqrt{E}}{\pi^2\sqrt{A_1}}, 0, \sqrt{E \left(A_1 - \frac{16}{A_1\pi^4} \right)}, 0, 0, 0 \right)$

O halde s'_1 vektörü ile taban fonksiyonlarının doğrusal bileşimi (3.13)'e eşit olmalıdır. $f = (f_1(t), f_2(t), f_3(t), f_4(t), f_5(t), f_6(t), f_7(t), f_8(t))$ taban fonksiyonlarından oluşan vektör, $a=2\pi(f_c+1/4T)$, $b=2\pi(f_c-1/4T)$ ve $(.)^T$ devrik işlemi olmak üzere,

$$\begin{aligned}
s'_1 f^T &= \frac{2|\rho|\sqrt{E}}{\pi} \sin \xi \sqrt{\frac{2}{T}} \cos a + \frac{2|\rho|\sqrt{E}}{\pi} \cos \xi \sqrt{\frac{2}{T}} \sin a + |\rho|\sqrt{E} \left\{ \sqrt{\frac{2}{T}} \cos b \cos \xi - \right. \\
&\quad \left. \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{2}{T}} \sin a \cos \xi \right\} - |\rho|\sqrt{E} \left\{ \sqrt{\frac{2}{T}} \sin b \sin \xi - \frac{2}{\pi} \sqrt{\frac{2}{T}} \cos a \sin \xi \right\} \\
&= \frac{2|\rho|\sqrt{2E}}{\pi\sqrt{T}} \sin(a + \xi) + \frac{|\rho|\sqrt{2E}}{\sqrt{T}} \cos(b + \xi) - \frac{2|\rho|\sqrt{2E}}{\pi\sqrt{T}} \sin(a + \xi)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
&= \frac{|\rho|\sqrt{2E}}{\sqrt{T}} \cos(2\pi(f_c - 1/4T)t + \xi) \\
&= \frac{|\rho|\sqrt{2E}}{\sqrt{T}} \cos(2\pi(f_1 + 2/4T)t + \xi) \\
&= |\rho| \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_1 t + \frac{\pi t}{T} + \xi\right)
\end{aligned} \tag{3.14}$$

olarak elde edilir. Yani,

$$s'_1 f^T = s'_1(t) \tag{3.15}$$

olduğu gösterilmiştir. Diğer yedi işaret için de benzer yol izlenirse, $k \in \{0,1,2,3,4,5,6,7\}$ olmak üzere,

$$s'_k f^T = s'_k(t) \tag{3.16}$$

olduğu gösterilebilir. Buradan, işaretlerin simgelenmesinde kullanılan taban fonksiyonlarının, genlik ve faz sönümlemeli kanal durumunda yeterli istatistiği sağladığı sonucu çıkar.

Çizelge 3.4 : Rayleigh sönümlemesine uğramış eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/2$ sürekli zaman işaretlerinin vektörel karşılıkları.

$$\begin{aligned}
s'_0 = -s'_4 &= |\rho|\sqrt{E} \left(0, 0, \frac{2}{\pi\sqrt{A_1}} \sin \xi, \frac{2}{\pi\sqrt{A_1}} \cos \xi, -\frac{A_2}{\sqrt{A_1 - \frac{16}{A_1\pi^4}}} \sin \xi, \right. \\
&\quad \left. -\frac{A_2}{\sqrt{A_1 - \frac{16}{A_1\pi^4}}} \cos \xi, \sqrt{A_3} \cos \xi, -\sqrt{A_3} \sin \xi \right) \\
s'_1 = -s'_5 &= |\rho|\sqrt{E} \left(\frac{2}{\pi} \sin \xi, \frac{2}{\pi} \cos \xi, \sqrt{A_1} \cos \xi, -\sqrt{A_1} \sin \xi, 0, 0, 0, 0 \right) \\
s'_2 = -s'_6 &= |\rho|\sqrt{E} (\cos \xi, -\sin \xi, 0, 0, 0, 0, 0, 0) \\
s'_3 = -s'_7 &= |\rho|\sqrt{E} \left(-\frac{2}{\pi} \sin \xi, -\frac{2}{\pi} \cos \xi, \frac{4}{\pi^2\sqrt{A_1}} \cos \xi, -\frac{4}{\pi^2\sqrt{A_1}} \sin \xi, \right. \\
&\quad \left. \sqrt{\left(A_1 - \frac{16}{A_1\pi^4}\right)} \cos \xi, -\sqrt{\left(A_1 - \frac{16}{A_1\pi^4}\right)} \sin \xi, 0, 0 \right)
\end{aligned}$$

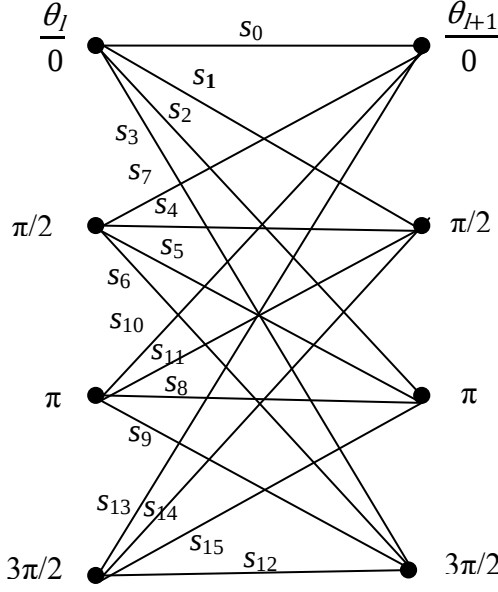
3.3.2 4CPFSK, $h=1/4$

4CPFSK, $h=1/4$ modülasyonu için de değiştirilmiş taşıyıcı frekansı (3.12)'deki gibidir. Bu durumda eğik fazlı sürekli zaman işaretleri $[0, T]$ aralığında Çizelge 3.5'teki gibi verilir [111].

Çizelge 3.5 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/4$ sürekli zaman işaretleri.

$$\begin{aligned}
 s_0(t) &= -s_8(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2\pi f_1 t] \\
 s_1(t) &= -s_9(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_1 t + \frac{\pi t}{2T}\right] \\
 s_2(t) &= -s_{10}(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_1 t + \frac{\pi t}{T}\right] \\
 s_3(t) &= -s_{11}(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_1 t + \frac{3\pi t}{2T}\right] \\
 s_4(t) &= -s_{12}(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_1 t + \frac{\pi}{2}\right] \\
 s_5(t) &= -s_{13}(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_1 t + \frac{\pi t}{2T} + \frac{\pi}{2}\right] \\
 s_6(t) &= -s_{14}(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_1 t + \frac{\pi t}{T} + \frac{\pi}{2}\right] \\
 s_7(t) &= -s_{15}(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left[2\pi f_1 t + \frac{3\pi t}{2T} + \frac{\pi}{2}\right]
 \end{aligned}$$

Bu işaretlere ilişkin eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/4$ modülasyonunun faz kafesi Şekil 3.3'teki gibidir. Görüldüğü gibi, faz kafesi dört farklı duruma $(0, \pi/2, \pi, 3\pi/2)$ sahiptir. Taban fonksiyonları, $A_4 = 1 - 8/\pi^2$, $A_5 = (8/\pi^2 - 2/\pi)/\sqrt{A_4}$, $A_6 = 2/3\pi - 4/\pi^2 + ((8/\pi^2 - 2/\pi) \cdot (2/\pi - 4/\pi^2))/A_4$, $A_7 = 1 - 4/\pi^2 - 2(2/\pi - 4/\pi^2)^2/A_4 - 2A_6$ olmak üzere Çizelge 3.6'daki gibi seçilebilir [80].



Şekil 3.3 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/4$ için faz kafesi.

Çizelge 3.6 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/4$ sürekli zaman işaretlerinin vektörel karşılıklarını elde etmek için kullanılan baz işlevleri.

$$f_1(t) = \sqrt{2/T} \cos[2\pi(f_c + 1/8T)t]$$

$$f_2(t) = \sqrt{2/T} \sin[2\pi(f_c + 1/8T)t]$$

$$f_3(t) = \left(\frac{1}{\sqrt{A_4}}\right) \left\{ \sqrt{2/T} \cos[2\pi(f_c - 1/8T)t] - (2/\pi)f_1(t) - (2/\pi)f_2(t) \right\}$$

$$f_4(t) = \left(\frac{1}{\sqrt{A_4}}\right) \left\{ \sqrt{2/T} \sin[2\pi(f_c - 1/8T)t] + (2/\pi)f_1(t) - (2/\pi)f_2(t) \right\}$$

$$f_5(t) = \left(1/\sqrt{A_4 - (A_5)^2}\right) \left\{ \sqrt{2/T} \cos[2\pi(f_c + 3/8T)t] - (2/\pi)f_1(t) \right. \\ \left. + (2/\pi)f_2(t) - A_5 f_4(t) \right\}$$

$$f_6(t) = \left(1/\sqrt{A_4 - (A_5)^2}\right) \left\{ \sqrt{2/T} \sin[2\pi(f_c + 3/8T)t] - (2/\pi)f_1(t) \right. \\ \left. - (2/\pi)f_2(t) + A_5 f_3(t) \right\}$$

$$f_7(t) = (1/\sqrt{A_7}) \left\{ \sqrt{2/T} \cos[2\pi(f_c - 3/8T)t] - (2/\pi)f_2(t) \right. \\ \left. - \left((2/\pi - 4/\pi^2)/\sqrt{A_4}\right) f_3(t) \right. \\ \left. - \left((2/\pi - 4/\pi^2)/\sqrt{A_4}\right) f_4(t) + (A_6)f_5(t) - (A_6)f_6(t) \right\}$$

$$f_8(t) = (1/\sqrt{A_7}) \left\{ \sqrt{2/T} \sin[2\pi(f_c - 3/8T)t] + (2/\pi)f_1(t) \right. \\ \left. + \left((2/\pi - 4/\pi^2)/\sqrt{A_4}\right) f_3(t) \right. \\ \left. - \left((2/\pi - 4/\pi^2)/\sqrt{A_4}\right) f_4(t) + (A_6)f_5(t) + (A_6)f_6(t) \right\}$$

Bu durumda 4CPFSK, $h=1/4$ için elde edilecek olan işaret vektörleri Çizelge 3.7'deki gibi olacaktır. Görüldüğü gibi, bu modelde de işaret uzayı 8 boyutludur.

Çizelge 3.7 : Eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/4$ sürekli zaman işaretlerinin vektörel karşılıkları.

Sürekli Zaman İşaretleri	Vektörel Karşılıkları
$s_0(t) = -s_8(t)$	$s_0 = -s_8 = \sqrt{E} \left(0, \frac{2}{\pi}, \frac{\left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi^2}\right)}{\sqrt{A_4}}, \frac{\left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi^2}\right)}{\sqrt{A_4}}, -A_6, A_6, \sqrt{A_7}, 0 \right)$
$s_1(t) = -s_9(t)$	$s_1 = -s_9 = \sqrt{E} \left(\frac{2}{\pi}, \frac{2}{\pi}, \sqrt{A_4}, 0, 0, 0, 0, 0 \right)$
$s_2(t) = -s_{10}(t)$	$s_2 = -s_{10} = \sqrt{E} (1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$
$s_3(t) = -s_{11}(t)$	$s_3 = -s_{11} = \sqrt{E} \left(\frac{2}{\pi}, -\frac{2}{\pi}, 0, A_5, \sqrt{A_4 - (A_5)^2}, 0, 0, 0 \right)$
$s_4(t) = -s_{12}(t)$	$s_4 = -s_{12} = \sqrt{E} \left(\frac{2}{\pi}, 0, \frac{\left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi^2}\right)}{\sqrt{A_4}}, -\frac{\left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi^2}\right)}{\sqrt{A_4}}, A_6, A_6, 0, -\sqrt{A_7} \right)$
$s_5(t) = -s_{13}(t)$	$s_5 = -s_{13} = \sqrt{E} \left(\frac{2}{\pi}, -\frac{2}{\pi}, 0, -\sqrt{A_4}, 0, 0, 0, 0 \right)$
$s_6(t) = -s_{14}(t)$	$s_6 = -s_{14} = \sqrt{E} (-1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$
$s_7(t) = -s_{15}(t)$	$s_7 = -s_{15} = \sqrt{E} \left(-\frac{2}{\pi}, -\frac{2}{\pi}, A_5, 0, 0, -\sqrt{A_4 - (A_5)^2}, 0, 0 \right)$

[80]'de verilen 8 kollu alıcı yapısı kullanılırsa, frekans seçici olmayan ve duruğumsu Rayleigh sönümlemeli kanal varsayımı altında, ilişkili alıcı çıkışındaki vektörel bileşenler, Çizelge 3.8'deki gibi olacaktır. Burada da ρ Rayleigh dağılımlı genlik, ξ düzgün dağılımlı faz sönümlemesini göstermektedir.

3.4 CPM Verici Yapıları

Bu tez çalışmasında, [64]'te verilen CPM ayırıştırma tekniği göz önünde bulundurularak, [72, 73]'teki çalışmalara benzer şekilde Şekil 3.4'te verilen CPM vericisi kullanılmıştır. Bu verici, bellek mertebesi ν ve üreteç matrisi $\mathbf{G}$ olan bir katlamalı kodlayıcı (*convolutional encoder*, CE), CPE'ler ve MM'lerden oluşur. M klasik uzay-zaman kodlamalı sistemler için verici anten sayısını, işbirlikli çeşitlemeli sistemler için kullanılan protokoldeki zaman aralığı sayısını göstermektedir.

Bilgi bitleri $\mathbf{I}(l)$, üreteç matrisi $\mathbf{G}$ ile çarpılarak kod matrisi $\mathbf{J}(l) = \mathbf{G} \cdot \mathbf{I}(l) = [\mathbf{J}_1(l), \mathbf{J}_2(l), \dots, \mathbf{J}_M(l)]$ 'yi oluşturur. $\mathbf{G}$, MSK ve 4CPFSK, $h=1/4$ için

Çizelge 3.8 : Rayleigh sönümlemesine uğramış eğik fazlı 4CPFSK, $h=1/4$ sürekli zaman işaretlerinin vektörel karşılıkları.

$s'_0 = -s'_8 =$ $ \rho \sqrt{E} \left(\frac{2}{\pi} \sin \xi, \frac{2}{\pi} \cos \xi, \frac{\left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi^2}\right)}{\sqrt{A_4}} (\cos \xi + \sin \xi), \frac{\left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi^2}\right)}{\sqrt{A_4}} (\cos \xi - \sin \xi), \right.$ $A_6(\sin \xi - \cos \xi), A_6(\sin \xi + \cos \xi), \sqrt{A_7} \cos \xi, -\sqrt{A_7} \sin \xi \Big)$
$s'_1 = -s'_9 =$ $ \rho \sqrt{E} \left(\frac{2}{\pi} (\cos \xi + \sin \xi), \frac{2}{\pi} (\cos \xi - \sin \xi), \sqrt{A_4} \cos \xi, -\sqrt{A_4} \sin \xi, \right.$ $0, 0, 0, 0 \Big)$
$s'_2 = -s'_{10} = \rho \sqrt{E} (\cos \xi, -\sin \xi, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$
$s'_3 = -s'_{11} =$ $ \rho \sqrt{E} \left(\frac{2}{\pi} (\cos \xi - \sin \xi), -\frac{2}{\pi} (\cos \xi + \sin \xi), A_5 \sin \xi, A_5 \cos \xi, \right.$ $\sqrt{A_4 - (A_5)^2} \cos \xi, -\sqrt{A_4 - (A_5)^2} \sin \xi, 0, 0 \Big)$
$s'_4 = -s'_{12} =$ $ \rho \sqrt{E} \left(\frac{2}{\pi} \cos \xi, -\frac{2}{\pi} \sin \xi, \frac{\left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi^2}\right)}{\sqrt{A_4}} (\cos \xi - \sin \xi), -\frac{\left(\frac{2}{\pi} - \frac{4}{\pi^2}\right)}{\sqrt{A_4}} (\cos \xi + \sin \xi), \right.$ $A_6(\sin \xi + \cos \xi), A_6(\cos \xi - \sin \xi), -\sqrt{A_7} \sin \xi, -\sqrt{A_7} \cos \xi \Big)$
$s'_5 = -s'_{13} =$ $ \rho \sqrt{E} \left(\frac{2}{\pi} (\cos \xi - \sin \xi), -\frac{2}{\pi} (\cos \xi + \sin \xi), -\sqrt{A_4} \sin \xi, -\sqrt{A_4} \cos \xi, \right.$ $0, 0, 0, 0 \Big)$
$s'_6 = -s'_{14} = \rho \sqrt{E} (-\sin \xi, -\cos \xi, 0, 0, 0, 0, 0, 0)$
$s'_7 = -s'_{15} =$ $ \rho \sqrt{E} \left(-\frac{2}{\pi} (\cos \xi + \sin \xi), -\frac{2}{\pi} (\cos \xi - \sin \xi), A_5 \cos \xi, -A_5 \sin \xi, \right.$ $-\sqrt{A_4 - (A_5)^2} \sin \xi, -\sqrt{A_4 - (A_5)^2} \cos \xi, 0, 0 \Big)$

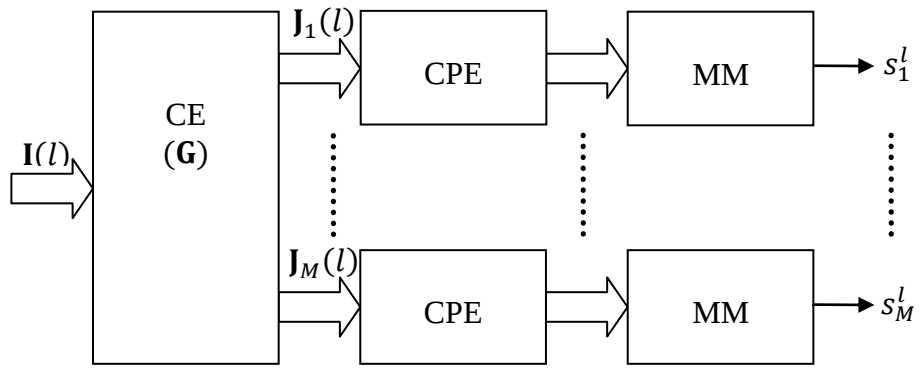
$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_0^0 & \dots & g_0^v \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{M-1}^0 & \dots & g_{M-1}^v \end{bmatrix}_{M \times (v+1)} \quad (3.17)$$

ifadesinde gösterildiği gibi $M \times (v+1)$ 'lik, 4CPFSK, $h=1/2$ için

$$\mathbf{G} = \begin{bmatrix} g_0^0 & \dots & g_0^{v+1} \\ \vdots & \ddots & \vdots \\ g_{2M-1}^0 & \dots & g_{2M-1}^{v+1} \end{bmatrix}_{2M \times (v+2)} \quad (3.18)$$

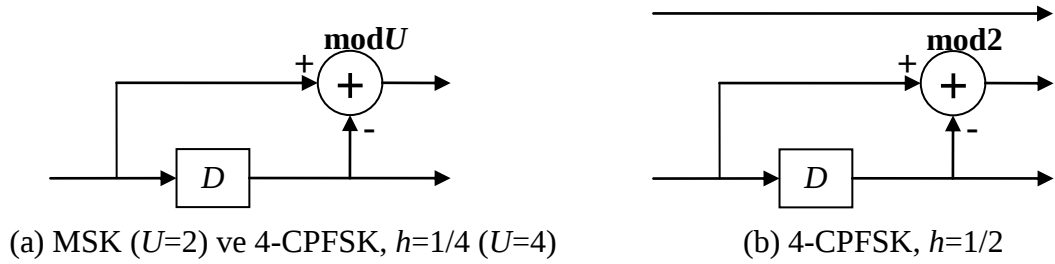
ifadesinde gösterildiği gibi $2M \times (\nu+2)$ 'lik bir matristir.

$\mathbf{I}(l)$, $\mathbf{G}$ ve $\mathbf{J}(l)$ 'nin elemanları MSK ve 4CPFSK, $h=1/2$ için $\{0,1\}$ kümesinden, 4CPFSK, $h=1/4$ için $\{0,1,2,3\}$ kümesinden değer alırlar. $\mathbf{I}(l)$, l anındaki 1 uzunluklu giriş olmak üzere MSK ve 4CPFSK, $h=1/4$ için bilgi vektörü $\mathbf{I}(l) = [I(l), I(l-1), \dots, I(l-\nu)]$ şeklindedir. Benzer şekilde $[I^{(2)}(l), I^{(1)}(l)]$, l anındaki 2 uzunluklu giriş olmak üzere 4CPFSK, $h=1/2$ için bilgi vektörü $\mathbf{I}(l) = [I^{(2)}(l), I^{(1)}(l), I^{(2)}(l-1), I^{(1)}(l-1), \dots, I^{(2)}(l-\nu/2), I^{(1)}(l-\nu/2)]$ ile verilir [72, 73].



Şekil 3.4 : CPM işaretleri için verici yapısı.

Kod matrisi $\mathbf{J}(l)$ 'nin elemanları CPE kısmına iletilir. Bu tez çalışmasında, MSK ve 4CPFSK, $h=1/4$ için Şekil 3.5(a)'da, 4CPFSK, $h=1/2$ için ise Şekil 3.5(b)'de görülen CPE yapısı kullanılmıştır. Burada D , bellek elemanını göstermektedir. Görüldüğü gibi CPE'ler, MSK ve 4CPFSK, $h=1/2$ için ikili, 4CPFSK, $h=1/4$ için dörtlü yapıdadır. CPE çıkışları, MM kısmında karşılık gelen CPM simgelerine (s_m^l) eşlenir.



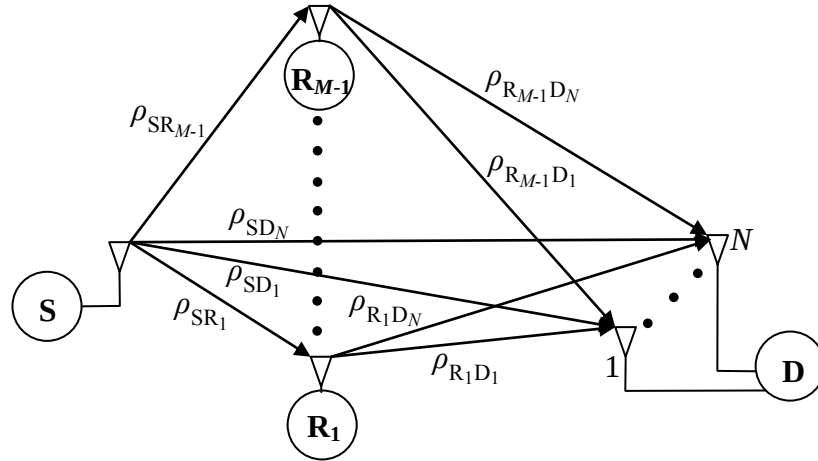
Şekil 3.5 : CPE yapıları.

4. DAĞITILMIŞ UZAY-ZAMAN CPFSK KAFES KOD KULLANAN İŞBİRLİKLİ SİSTEM TASARIMI

Bu bölümde, NAF yöntemi kullanan ve $M-1$ adet röle içeren işbirlikli sistemler için dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kodları tasarlanırken kullanılabilecek ölçütler araştırılmakta, bu ölçütlere dayanarak bu tez çalışması kapsamında tasarlanan yeni kodlar ve bu kodların başarımları gösterilmektedir.

4.1 Sistem Modeli

S'nin, bilgiyi çeşitli iletişim protokolleri ile doğrudan ve/veya $M-1$ adet R düğümü üzerinden D'ye gönderdiği sistem modeli Şekil 4.1'de verilmiştir. Burada R düğümlerinin sönmlemeye uğramış biçimde aldığı işaretleri AF yöntemine göre D'ye aktardığı; S ve R'lerde birer, D'de N adet anten olduğu ve tüm düğümlerin yarı çift yönlü iletim yaptığı varsayılmaktadır.



Şekil 4.1 : NAF röle sistemi.

R'ler üzerinden iletilen işaretler sabit zarf özelliğini kaybedecek olsa da duruğumsu sönmlemeli kanal varsayımı altında AF yönteminin kullanması uygundur [78]. Burada, ρ_{SR_m} , $\rho_{R_mD_n}$ ve ρ_{SD_n} sırasıyla S-R_m, R_m-D_n ve S-D_n arası kanalların sönmleme katsayılarını simgeleyen, özdeş ve bağımsız dağılımlı, sıfır ortalamalı, boyut başına varyansı 0.5 olan karmaşık Gauss rastlantı değişkenleridir

($n \in \{1,2,...,N\}$ ve $m \in \{1,2,...,M-1\}$). [28]'de verilen klasik iletişim protokolleri, [35]'te çok röleli sistemler için geliştirilmiş ve burada ele alınan protokoller Protokol A, Protokol B ve Protokol C olarak isimlendirilmiştir. Protokol A ve Protokol C, sırasıyla [28]'de verilen Protokol I ve Protokol III'ün çok röleli duruma geliştirilmiş halleridir. Verici anten çıkışlarında faz sürekliliği sağlanması gerektiği için, bu tez çalışmasında simge simge iletme uygun olan [35]'teki protokoller doğrudan kullanılmamıştır. Buna basit bir çözüm olarak, birimlerin çerçeve çerçeve iletim yapması düşünülmüştür. Çerçeve çerçeve iletim dışında [35]'tekilerle tamamen aynı yapıda olduğu için bu tezde kullanılan protokoller yine A, B ve C olarak etiketlenmiştir ve Çizelge 4.1'de verilmiştir.

Çizelge 4.1 : İletişim protokolleri.

	1. Zaman Aralığı	2. Zaman Aralığı	...	M-1. Zaman Aralığı	M. Zaman Aralığı
Protokol A	$S(s_1) \rightarrow R_1$	$S(s_2) \rightarrow R_2$	...	$S(s_{M-1}) \rightarrow R_{M-1}$	$R_1(s_1) \rightarrow D$
	$S(s_1) \rightarrow D$	$S(s_2) \rightarrow D$	...	$S(s_{M-1}) \rightarrow D$	$R_2(s_2) \rightarrow D$
					...
					$R_{M-1}(s_{M-1}) \rightarrow D$
Protokol B	$S(s_1) \rightarrow R_1$	$S(s_2) \rightarrow R_2$	...	$S(s_{M-1}) \rightarrow R_{M-1}$	$R_1(s_1) \rightarrow D$
	$S(s_1) \rightarrow D$	$R_1(s_1) \rightarrow D$	...	$R_1(s_1) \rightarrow D$	$R_2(s_2) \rightarrow D$
		$S(s_2) \rightarrow D$	...	$R_2(s_2) \rightarrow D$	...
			...	$R_{M-2}(s_{M-2}) \rightarrow D$	$R_{M-1}(s_{M-1}) \rightarrow D$
Protokol C	$S(s_1) \rightarrow R_1$	$S(s_2) \rightarrow R_2$	...	$S(s_{M-1}) \rightarrow R_{M-1}$	$S(s_M) \rightarrow D$
					$R_1(s_1) \rightarrow D$
					$R_2(s_2) \rightarrow D$
					...
					$R_{M-1}(s_{M-1}) \rightarrow D$
					$S(s_M) \rightarrow D$

Burada kaynaktan veya rölelerden bir zaman aralığında her çerçevede sürekli faz sağlanacak şekilde L adet CPM simgesinin iletildiği varsayılmaktadır. Bu durumda tüm zaman aralıkları için çerçevenin toplam uzunluğu ML olur. s_m^l , çerçevenin l . elemanı olmak üzere, m . röleye iletilen çerçeve $\mathbf{s}_m = [s_m^1, s_m^2, \dots, s_m^L]$ ile gösterilmektedir. Son, yani M . zaman aralığında hedefe kaynaktan iletilen çerçeve ise $\mathbf{s}_M = [s_M^1, s_M^2, \dots, s_M^L]$ ile gösterilmektedir. $S(\mathbf{s}_m) \rightarrow R_m$ ve $S(\mathbf{s}_m) \rightarrow D$ sırasıyla $\mathbf{s}_m$ 'nin kaynaktan m . röleye ve hedefe iletimini göstermektedir. Benzer şekilde $R_m(\mathbf{s}_m) \rightarrow D$ de $\mathbf{s}_m$ 'nin m . röleden hedefe iletimini göstermektedir.

$\mathbb{R}_n=[r_n^1, r_n^2, \dots, r_n^L]$, $\mathbb{S}=[s^1, s^2, \dots, s^L]$ ve $\mathbb{N}_n=[\eta_n^1, \eta_n^2, \dots, \eta_n^L]$ olmak üzere $M \times L$ 'lik $\mathbb{R}_n$, $\mathbb{S}$ ve $\mathbb{N}_n$ matrisleri tanımlanabilir. Burada $r_n^l=[r_{1,n}^l, r_{2,n}^l, \dots, r_{M,n}^l]^T$, $s^l=[s_1^l, s_2^l, \dots, s_M^l]^T$ ve $\eta_n^l=[\eta_{1,n}^l, \eta_{2,n}^l, \dots, \eta_{M,n}^l]^T$ M uzunluklu vektörleri, $(.)^T$ devrik işlemini, $\eta_{m,n}^l$ [35]'teki normalleştirme işlemi sonucu boyut başına varyansı $N_0/2$ olan karmaşık Gauss rastlantı değişkenini göstermektedir. Böylece D 'nin n . alıcı anteninde alınan işaretler aşağıdaki matris biçimini kullanarak yazılabilir:

$$\mathbb{R}_n = \mathbf{H}_n \mathbb{S} + \mathbb{N}_n. \quad (4.1)$$

Burada $\mathbf{H}_n$, $M \times M$ 'lik kanal matrisini göstermektedir. $\mathbb{S}$ 'nin her bir satırının s_m çerçevesine karşılık geldiği kolayca görülebilir. Kullanılan iletişim protokollerine karşılık gelen kanal matrisleri Çizelge 4.2'de verilmiştir.

Çizelge 4.2 : İletişim protokolleri için kanal matrisleri.

	Protokol A	Protokol B	Protokol C
$\mathbf{H}_n$	$\begin{bmatrix} \rho_D & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \rho_D & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \rho_D & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \rho_D & 0 \\ a\tilde{\rho}_1 & a\tilde{\rho}_2 & \dots & a\tilde{\rho}_{M-1} & a\rho_D \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} a_0\rho_D & 0 & \dots & 0 & 0 \\ a_1\tilde{\rho}_1 & a_1\rho_D & \dots & 0 & 0 \\ a_2\tilde{\rho}_1 & a_2\tilde{\rho}_2 & a_2\rho_D & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ a_{M-2}\tilde{\rho}_1 & a_{M-2}\tilde{\rho}_2 & \dots & a_{M-2}\rho_D & 0 \\ a_{M-1}\tilde{\rho}_1 & a_{M-1}\tilde{\rho}_2 & \dots & a_{M-1}\tilde{\rho}_{M-1} & a_{M-1}\rho_D \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & \dots & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ \vdots & \vdots & \vdots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 \\ a\tilde{\rho}_1 & a\tilde{\rho}_2 & \dots & a\tilde{\rho}_{M-1} & a\rho_D \end{bmatrix}$

Ortalama güç ölçeklemesi (*average power scaling*, APS) ve ani güç ölçeklemesi (*instantaneous power scaling*, IPS) AF yönteminde kuvvetlendirme için kullanılan iki farklı tekniktir. APS ortalama bir çıkış gücü sağlar, ancak anlık çıkış gücü değerleri ortalamanın çok üstünde olabilir. IPS'de, APS'nin aksine her ρ_{SR_m} kanal katsayısı gerçekleştirilmesinin bilinmesi/kestirilmesi gerekmektedir. Böylece IPS'de anlık çıkış güç değerleri aynı olur [21, 105]. Kuvvetlendirmenin ortalama güç ölçeklemesi APS yöntemine [21] göre yapıldığı varsayımı altında $a_0=1$, $\rho_D=\sqrt{E_{SD}}\rho_{SD_n}$

$$\tilde{\rho}_m = \sqrt{(E_{R_mD}E_{SR_m}/N_0)/(1+E_{SR_m}/N_0)}\rho_{SR_m}\rho_{R_mD_n}, \quad a = \left(1 + \sum_{m=1}^{M-1} \frac{E_{R_mD}/N_0}{1+E_{SR_m}/N_0} |\rho_{R_mD_n}|^2\right)^{-1/2}$$

$$\text{ve } a_k = \left(1 + \sum_{m=1}^k \frac{E_{R_mD}/N_0}{1+E_{SR_m}/N_0} |\rho_{R_mD_n}|^2\right)^{-1/2} \text{ şeklinde hesaplanabilir } (k \in \{1, 2, \dots, M-1\}) \text{ [35].}$$

E_{xy} , $xy \in \{SR_m, SD, R_mD\}$ olmak üzere y düğümündeki ortalama enerjiyi simgeler.

Bu tez çalışmasında basitlik açısından $E_{SD_n}=E_{SD}$, $\forall n$, $E_{R_mD_n}=E_{R_mD}$, $\forall n$, $E_{R_mD}=E_{RD}=E_{SD}$, $\forall m$ ve $E_{SR_m}=E_{SR}$, $\forall m$ olduğu varsayılmıştır.

4.2 Kod Tasarım Ölçütleri

[28]'de klasik uzay-zaman kodları için duruğumsu Rayleigh sönümlemeli kanallarda geçerli olan rank ve determinant ölçütünün, uygun güç kontrolü altında, dağıtılmış uzay-zaman kodlarının AF yöntemiyle çalışması durumunda da geçerli olduğu gösterilmiştir. [35]'te ise AF yöntemine göre çalışan röleli sistemde röle sayısının arttığı durum için kod tasarımında klasik rank ve determinant ölçütünün artık geçerli olmadığı; genel olarak önerdikleri Protokol A, Protokol B, Protokol C için Öklid uzaklığı türü bir ölçütün kullanılması gerektiği gösterilmiştir. İlgili makalede aslında S-R ve S-D arası tüm kanalların sönümleme katsayılarının Rayleigh dağılımlı, R-D arası kanalların sönümleme katsayılarının ise Rician dağılımlı olduğu duruma ilişkin analiz yapılmasına karşın, elde edilen ölçütler pratik olarak kullanılamayacak karmaşıklıkta olduğu için, R-D arası linklerin statik, yani sönümlemesiz (yalnızca AWGN) olduğu duruma ilişkin ölçütlerin kullanılması önerilmektedir. Mükemmel güç kontrolü ($E_{SD} = E_{RmD}$, $\forall m$) varsayımı altında, bu uzaklık ölçütleri Protokol A, B ve C için sırasıyla,

$$d_{PrA}^2 = \Lambda_L^M + 2 \sum_{m=1}^{M-1} \Lambda_L^m, \quad (4.2)$$

$$d_{PrB}^2 = \sum_{m=1}^M \Lambda_L^m + \sum_{m=1}^{M-1} (M-m) \Lambda_L^m, \quad (4.3)$$

$$d_{PrC}^2 = \sum_{m=1}^M \Lambda_L^m \quad (4.4)$$

şeklinde verilir. Burada,

$$\Lambda_L^m = \sum_{l=1}^L |s_m^l - \hat{s}_m^l|^2 \quad (4.5)$$

şeklindedir. $\hat{s}_m^l$, s_m^l iletildiği zaman yanlışlıkla karar verilen simgeyi göstermektedir. Gösterilebilir ki klasik karesel Öklid uzaklığı $d_{cl}^2 = \sum_{m=1}^M \Lambda_L^m$ eşitliğini sağlar. Yani Protokol C için ikisi aynıdır. $M=2$ iken $d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2$ olduğu da kolayca görülebilir. [35]'te bu ölçütlere dayalı dağıtılmış yeni uzay-zaman QPSK kafes kodları

tasarlanmıştır. Çok röleli sistemler için tasarlanmalarına karşın, bu kodların tek röleli durumda da klasik uzay-zaman kodlarından daha iyi hata başarımı sağladıkları gösterilmiştir. Kod araması yapılırken önce klasik Öklid uzaklığını sonra da ilgili protokole ait d^2 değerini en büyük yapan kodlar göz önüne alınmaktadır. Aksi halde başarımlar istenilen düzeyde olmamaktadır. Faz sürekliliğini sağlamak için basitçe değiştirilen protokoller, çerçeve çerçeve iletime uygun olmalarına karşın tüm çerçeve (L simge) boyunca kanal duruğumsu sayıldığı için (4.2)-(4.4)'teki ölçütler yine geçerlidir [83]. Bu tez çalışmasında, (4.2)-(4.4) arasında verilen ölçütler kullanılarak MSK, 4-CPFSK, $h=1/2$ ve 4-CPFSK, $h=1/4$ modülasyonları için etraflı kod arama programları kullanılmıştır. Kod arama işlemi sırasında ele alınan kodlayıcı yapıları için (3.17) ve (3.18) ile verilen olası tüm üreteç matrisleri göz önünde bulundurulmuştur.

4.3 Dağıtılmış Uzay-Zaman MSK Kafes Kodları

4.3.1 MSK kafes kod tasarımı

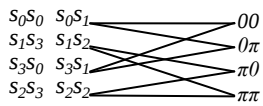
Tez çalışmasının bu kısmında, öncelikle bir, iki, üç ve dört röleli sistemler için 4 veya 8 durumlu uzay-zaman MSK kafes kodları araştırılmıştır. Bu tez kapsamında tasarlanan tüm dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları ve literatürde klasik sistemler için önerilmiş olan uzay-zaman MSK kafes kodları, üreteç matrislerinin devrikleri ve Öklid uzaklığı değerleri ile birlikte Çizelge 4.3'te verilmiştir. Burada v MSK koda ait vericide CE kısmı için bellek mertebesidir.

Tüm kodlar için ortalama simge enerjisi $E=1$ alınmıştır. İletişim protokolü olarak Protokol A, B ve C kullanılmıştır. [35]'te belirtildiği gibi, tek röleli durumda Protokol A, Protokol B ile ve [28]'de verilen Protokol I ile tamamen aynı olur. Bu durumda gösterilebilir ki, (4.2) ve (4.3) ile verilen kod tasarımında kullanılan uzaklık ölçütleri de aynı olur. Tek röleli sistemler için optimum kod araması yapılırken, kafes üzerindeki faz sürekliliği kısıtlaması nedeniyle toplam 24 adet 4 durumlu uzay-zaman MSK kafes kodun var olduğu bulunmuştur. Bu kodlar arasında da, iç uzaklıklardaki denklikler nedeniyle ele alınan röleli sistemde farklı hata başarımı sağlayabilen yalnızca üç tür kodun olduğu gözlemlenmiştir. Çizelge 4.3'te de görülen ve ST1, ST2, ST3 biçiminde etiketlenmiş bu uzay-zaman kodlarının kafesleri Şekil 4.2'de gösterilmektedir. Kafeslerin sol yanındaki işaretler klasik uzay-zaman kafes kodları için değişik verici antenlerden, röleli sistemler için ise değişik

zaman aralıklarında gönderilen işaretlere denk gelmektedir. Sağ yandaki değerler ise durumları/fazları göstermektedir.

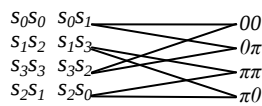
Çizelge 4.3 : Dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları.

Kod	Durum Sayısı	ν	M	$\mathbf{G}^T$	d_{cl}^2	d_{PrA}^2	d_{PrB}^2
ST1 [68], [70]	4	1	2	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	8	12	12
ST2 [68]	4	1	2	$\begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	12	16	16
ST3 [Yeni, 83]	4	1	2	$\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	12	20	20
ST4 [68]	4	1	3	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	20	32	36
ST5 [Yeni, 84]	4	1	3	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	20	36	44
ST6 [Yeni, 81]	4	1	4	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	28	52	76
ST7 [Yeni, 81]	4	1	5	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	36	68	116
ST8 [68]	8	2	2	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 0 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$	20	32	32
ST9 [68]	8	2	3	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	28	48	60
ST10 [Yeni, 81]	8	2	4	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	40	72	104
ST11 [Yeni, 81]	8	2	5	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	48	88	156



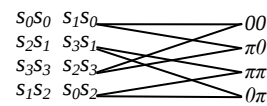
ST1 [68], [70]
 $d_{cl}^2 = 8, d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2 = 12$

(a)



ST2 [68]
 $d_{cl}^2 = 12, d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2 = 16$

(b)



ST3 [Yeni, 83]
 $d_{cl}^2 = 12, d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2 = 20$

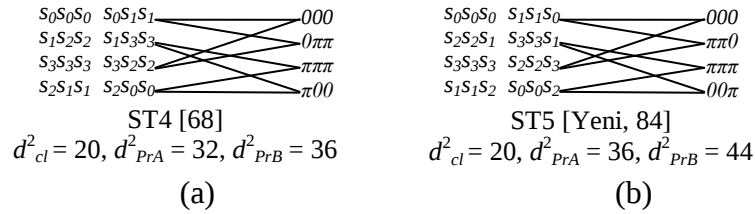
(c)

Şekil 4.2 : Tek röleli sistemler için 4 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları.

Şekil 4.2(a)'daki kod (ST1), birbirinden bağımsız olarak [68] ve [70]'te verilen ve gecikme çeşitlemesine sahip olan koddur. Bu koda ilişkin değerler $d_{cl}^2 = 8$ ve

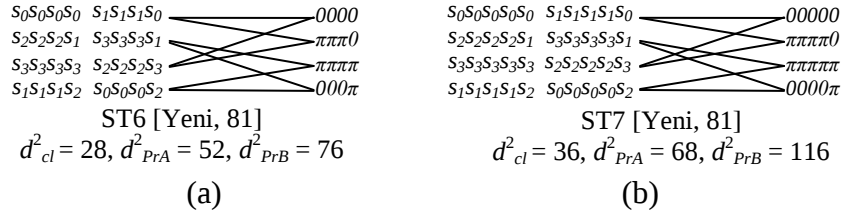
$d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2 = 12$ 'dir. Şekil 4.2(b)'deki kod (ST2), [68]'de klasik uzay-zaman yapıları için önerilmiş olan ve alıcı anten sayısının fazla olduğu durumlar için optimum olan koddur ve $d_{cl}^2 = 12$ ve $d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2 = 16$ değerlerine sahiptir. Şekil 4.2(c)'deki kod (ST3), ST2 koduna ilişkin antenlerden iletilen simgelerin yer değiştirmiş biçimidir [83]. Dolayısıyla, klasik yapılarda ST2 ile tamamen aynı hata başarımı sağlar ve yukarıda sözü edilen anlamda optimumdur. Ancak röleli yapılarda, bu yer değiştirmede farklı kanallar ile karşılaşıldığı için farklı başarımlar sağlanır. Bu kod, $d_{cl}^2 = 12$ ve $d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2 = 20$ değerlerine sahiptir ve bundan dolayı, tek röleli sistemler için 4 durumlu uzay-zaman MSK kafes kodları arasında optimum koddur. Ayrıca gösterilebilir ki, Şekil 4.2'de verilen her üç kod için de klasik anlamdaki rank ve determinant değerleri sırasıyla 2 ve 12'dir.

Çift röleli sistemler için Protokol A ve Protokol B'ye göre ayrı ayrı kod araması yapıldığında, 4 durumlu kodlar arasında elde edilen en yüksek Öklid uzaklıkları $d_{PrA}^2 = 36$ ve $d_{PrB}^2 = 44$ olmuştur. Bu iki uzaklık da $d_{cl}^2 = 20$ değerine sahip olan ve kafesi Şekil 4.3(b)'de gösterilen ST5 koduna aittir [84]. [68]'de belirtilen $d_{cl}^2 = 20$, $d_{PrA}^2 = 32$ ve $d_{PrB}^2 = 36$ değerlerine sahip olan kod ST4'ün kafesi ise Şekil 4.3(a)'da gösterilmiştir.



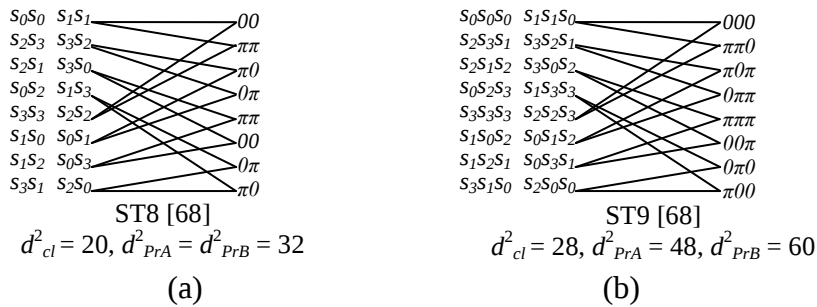
Şekil 4.3 : Çift röleli sistemler için 4 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları.

Üç veya dört röleli sistemler için Protokol A ve Protokol B'ye göre ayrı ayrı kod araması yapıldığında, 4 durumlu kodlar arasında elde edilen en yüksek Öklid uzaklıkları sırasıyla $d_{cl}^2 = 28$, $d_{PrA}^2 = 52$, $d_{PrB}^2 = 76$ ve $d_{cl}^2 = 36$, $d_{PrA}^2 = 68$, $d_{PrB}^2 = 116$ olmuştur. Bu değerlere sahip ST6 ve ST7 kodlarının kafesleri Şekil 4.4'te gösterilmiştir.



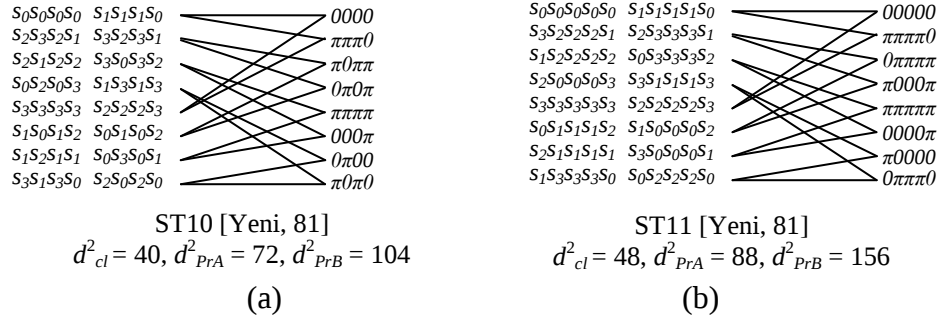
Şekil 4.4 : Üç ve dört röleli sistemler için 4 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları.

Protokol A veya Protokol B'ye göre kod araması yapıldığında tek röleli sistemler için 8 durumlu kodlar arasında elde edilen en yüksek Öklid uzaklığı $d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2 = 32$ 'dir. Aynı Öklid uzaklığı değerlerine sahip başka kodlar da bulunmasına karşın, kafesi Şekil 4.5(a)'da gösterilen 8 durumlu ST8 kodu, [68]'de verilen 8 durumlu iki verici antenli klasik uzay-zaman MSK kafes koduyla aynı çıktığı için, bu tezde tek röleli sistemde kullanılmak üzere seçilmiştir. ST8 için $d_{cl}^2 = 20$ 'dir. Protokol A ve Protokol B'ye göre ayrı ayrı kod araması yapıldığında, çift röleli sistemler için 8 durumlu kodlar arasında elde edilen en yüksek Öklid uzaklıkları $d_{PrA}^2 = 48$ ve $d_{PrB}^2 = 60$ 'tır. Bu iki uzaklık da $d_{cl}^2 = 28$ değerine sahip olan ve kafesi Şekil 4.5(b)'de gösterilen ST9 koduna aittir [84]. Aramada, aynı Öklid uzaklığı değerlerine sahip başka kodlar da bulunmasına rağmen, ST9 [68]'de verilen 8 durumlu üç verici antenli klasik uzay-zaman MSK kafes koduyla aynı çıktığından, bu tezde çift röleli sistemler üzerinde dağıtılmış uzay-zaman kodu olarak kullanılmıştır.



Şekil 4.5 : Tek ve çift röleli sistemler için 8 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları.

Üç veya dört röleli sistemler için Protokol A ve Protokol B'ye göre ayrı ayrı kod araması yapıldığında, 8 durumlu kodlar arasında elde edilen en yüksek Öklid uzaklıkları sırasıyla $d_{cl}^2 = 40$, $d_{PrA}^2 = 72$, $d_{PrB}^2 = 104$ ve $d_{cl}^2 = 48$, $d_{PrA}^2 = 88$, $d_{PrB}^2 = 156$ olmuştur. Bu değerlere sahip ST10 ve ST11 kodlarının kafesleri Şekil 4.5'te gösterilmiştir.



Şekil 4.6 : Üç ve dört röleli sistemler için 8 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları.

4.3.2 Benzetim sonuçları

Özellikleri yukarıda verilen MSK modülasyonlu dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlarına ilişkin hata başarımlar eğrileri bilgisayar benzetimi ile araştırılmıştır. Başarımlar eğrileri çerçeve hata olasılığının (CHO) E_{SD}/N_0 'a göre değişimine göre, belli E_{SR}/N_0 değerleri için hedef alıcıda Viterbi Algoritması kullanılarak elde edilmiştir.

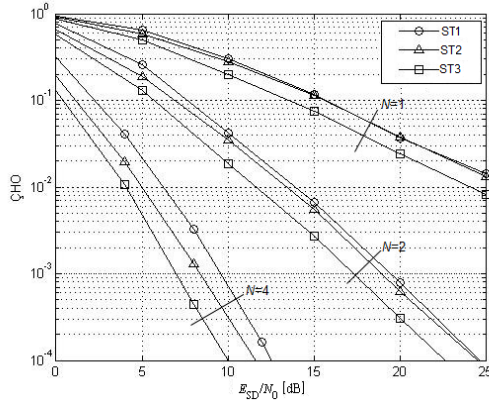
Viterbi Algoritması metrikleri, bu tez çalışmasındaki tüm benzetimlerde 3. Bölüm'de anlatılan sönmülmüş vektör bileşenleri yardımıyla [35]'teki gibi hesaplanmıştır:

$$\arg \min_{\mathbf{S}} \|\mathbf{R}_n - \mathbf{H}_n \mathbf{S}\|^2. \quad (4.6)$$

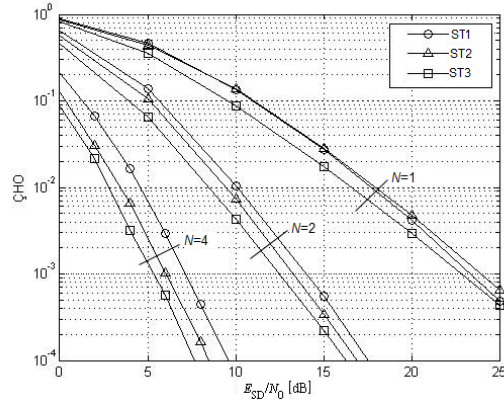
(4.6)'da verilen metrik değeri hesaplanırken alıcıda CSI'nın bilindiği varsayılmıştır. Benzetimlerde, hedefte $N=1, 2$ ve 4 alıcı anten olduğu durumlar ele alınmıştır. Tüm kanallar duruğumsu Rayleigh olarak modellenmiştir. Bir çerçevede anten (ya da zaman aralığı) başına 130 MSK simgesi olduğu varsayılmıştır. S-D ve R-D arasındaki kanallara ilişkin işaret/gürültü oranının aynı olduğu ($E_{SD}/N_0 = E_{RD}/N_0$) ve kaynak ile her bir röle arasındaki işaret/gürültü oranının aynı olduğu ($E_{SRm}/N_0 = E_{SR}/N_0, \forall m$) varsayılmıştır [83].

İletişim protokolü olarak Protokol A (tek röle olduğu için Protokol B'ye eşdeğer) kullanıldığı durumda $E_{SR}/N_0 = 5$ dB ve $E_{SR}/N_0 = 35$ dB için elde edilen eğriler Şekil 4.7'de gösterilmektedir. Şekillerden görüldüğü gibi, D'deki alıcı anten sayısı arttıkça ve ayrıca S-R arasındaki kanalın işaret/gürültü oranı arttıkça hata başarımları iyileşmektedir. ST3 kodu en yüksek d_{PrA}^2 değerine sahip olduğu için, Protokol A için en iyi başarımları sağlamaktadır. S-R arasındaki kanalın işaret/gürültü oranı arttıkça ST3'ün, ST2 ve ST1'e göre sağladığı kazanç göreceli olarak azalmaktadır. ST3'ün $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST2'ye göre sağladığı kazançlar, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB iken $N = 2$ ve $N = 4$

için sırasıyla 1.85 ve 1.63; $E_{SR}/N_0 = 35$ dB iken $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 0.67 ve 0.79 dB'dir.



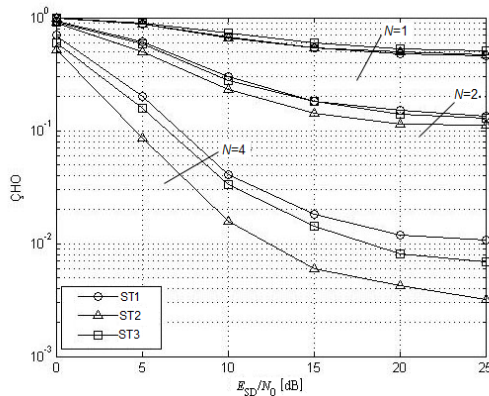
(a) $E_{SR}/N_0=5$ dB



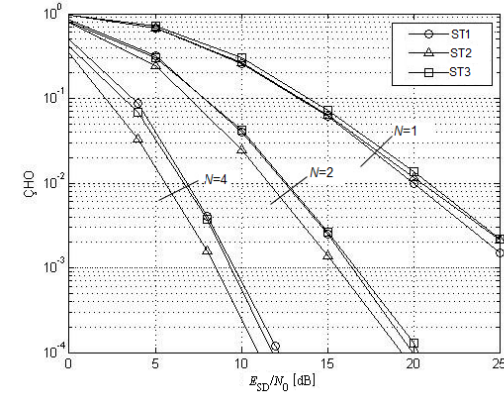
(b) $E_{SR}/N_0=35$ dB

Şekil 4.7 : ST1, ST2 ve ST3'ün Protokol A için hata başarımı.

İletişim protokolü olarak Protokol C kullanıldığı durumda $E_{SR}/N_0 = 5$ dB ve $E_{SR}/N_0 = 35$ dB için elde edilen eğriler ise Şekil 4.8'de gösterilmektedir. Protokol C'de kaynaktan hedefe sadece son zaman aralığında iletim yapıldığı için, Protokol A'ya (veya Protokol B'ye) göre daha kötü bir hata başarımı elde edildiği görülmektedir. Röleli sistemde Protokol C kullanılması durumunda ST2 kodunun ST3'e göre hata başarımı daha iyi olan bir kod olduğu gözlenmiştir [83]. ST2'nin $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST3'e göre sağladığı kazançlar, $E_{SR}/N_0 = 35$ dB iken $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 0.62 ve 0.73 dB'dir. Protokol C kullanılırken son zaman aralığı haricinde S-D arası iletim olmadığı için düşük E_{SR}/N_0 değerleri için hata katı oluşur. Bu, örneğin [35]'te dağıtılmış uzay-zaman PSK kafes kodlarında da görüldüğü gibi, beklenen bir durumdur. E_{SR}/N_0 yüksekse hata katı gözlenmez.



(a) $E_{SR}/N_0=5$ dB

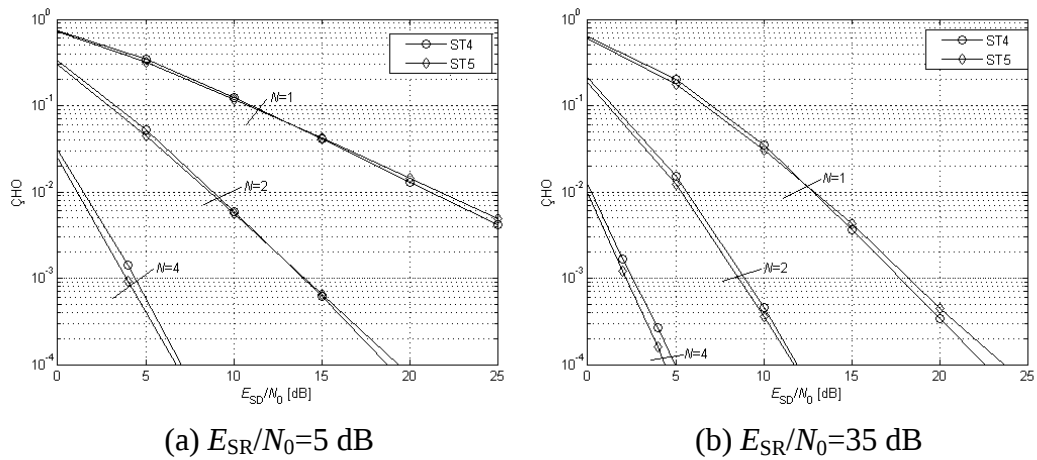


(b) $E_{SR}/N_0=35$ dB

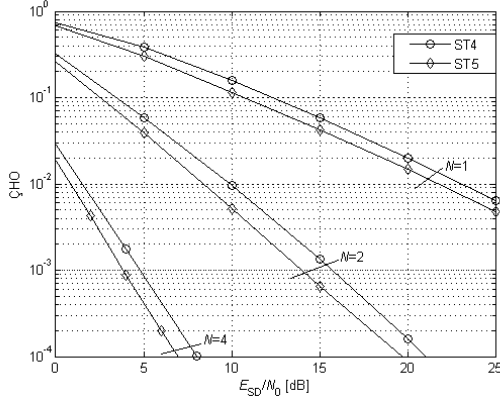
Şekil 4.8 : ST1, ST2 ve ST3'ün Protokol C için hata başarımı.

ST4 ve ST5 kodlarının Protokol A için ÇHO eğrileri Şekil 4.9'da gösterilmiştir. Protokol A için 5 ve 35 dB'lik ara kanal durumlarında alıcı anten sayısı arttıkça ST5'in ST4'e göre daha iyi hata başarımı sağladığı gözlenmiştir. ST4'ün ÇHO = 10^{-4} , $E_{SR}/N_0 = 5$ dB ve $N = 2$ için ST5'e göre sağladığı kazanç 0.67 dB iken ST5'in aynı ÇHO, E_{SR}/N_0 değerleri ve $N = 4$ için ST4'e göre sağladığı kazanç 0.28 dB'dir. ST5'in ÇHO = 10^{-4} için ST4'e göre sağladığı kazançlar, $E_{SR}/N_0 = 35$ dB iken $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 0.28 ve 0.67 dB'dir. Protokol B için ÇHO eğrileri Şekil 4.10'da gösterilmiştir. Protokol B için 5 ve 35 dB'lik ara kanal durumlarında ST5'in, ST4'e göre daha iyi hata başarımı sağladığı görülmektedir. ST5'in ÇHO = 10^{-4} için ST4'e göre sağladığı kazançlar, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB iken $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 1.35 ve 1.07; $E_{SR}/N_0 = 35$ dB iken $N = 1$, $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 0.73, 0.84 ve 0.79 dB'dir. Protokol C için yapılan incelemede ise Şekil 4.11'deki ÇHO eğrileri elde edilmiştir. ST5'in ÇHO = 10^{-4} , $E_{SR}/N_0 = 35$ dB ve $N = 2$ için ST4'e göre sağladığı kazanç 1.24 dB iken ST4'ün aynı ÇHO, E_{SR}/N_0 değerleri ve $N = 4$ için ST5'e göre sağladığı kazanç 0.56 dB'dir.

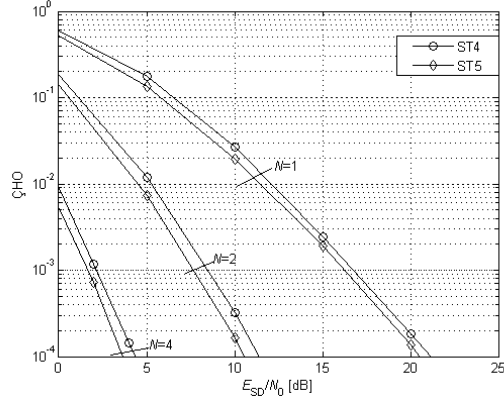
Daha yüksek d_{PrA}^2 ve d_{PrB}^2 değerlerine sahip kodlar, birbirine daha uzak yol çifti değerlerini sağlayacak simgeleri röle üzerinden iletirler. Protokol C için 5 ve 35 dB'lik ara kanal durumlarında ST4'ün, aynı d_{cl}^2 değerlerine sahip olmalarına rağmen, ST5'e göre daha iyi hata başarımı sağladığı gözlenmiştir. Bunun nedeni Protokol C'de M . zaman aralığına kadar rölelerden hedefe iletim yapılmaması ve uzak yol çifti sağlayacak olan simge değerlerinin M . zaman aralığına kadar hata olasılığı hesaplanmasında kullanılacak olan metriklere etki etmemesidir [84].



Şekil 4.9 : ST4 ve ST5'in Protokol A için hata başarımı.



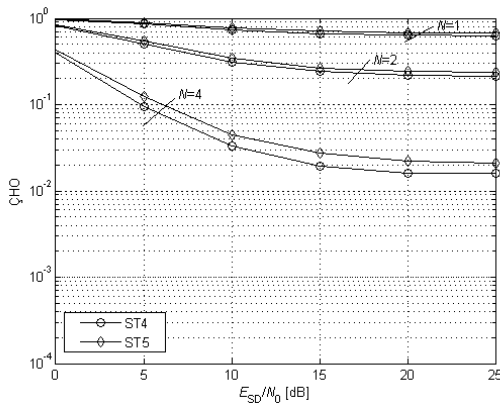
(a) $E_{SR}/N_0=5$ dB



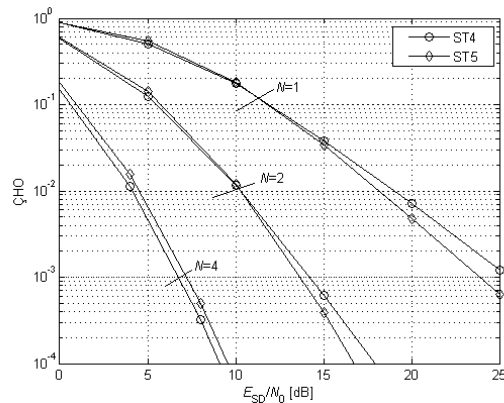
(b) $E_{SR}/N_0=35$ dB

Şekil 4.10 : ST4 ve ST5'in Protokol B için hata başarımı.

Sırasıyla üç ve dört röleli sistemler için tasarlanan dört durumlu ST6 ve ST7 kafes kodları, beklendiği gibi daha düşük sayıda röle içeren sistemler için tasarlanan MSK kodlara göre daha iyi hata başarımı göstermektedir. Protokol A veya B'de tüm S-R arası kanallar için $E_{SR}/N_0=5$ dB durumunda ST6 ve ST7'nin diğer 4 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodlara kıyasla daha iyi hata başarımı sağladığı Şekil 4.12'de görülmektedir [81]. ST6'nın Protokol A ve $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST5'e göre sağladığı kazançlar, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB iken $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 4.1 ve 5.73 dB'dir. ST7'nin Protokol A ve $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST5'e göre sağladığı kazanç, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB iken $N = 2$ için 5.51 dB'dir. ST6'nın Protokol B ve $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST5'e göre sağladığı kazanç, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB iken $N = 2$ için 5.45 dB'dir. ST7'nin Protokol B ve $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST5'e göre sağladığı kazanç, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB iken $N = 2$ için 8.31 dB'dir.

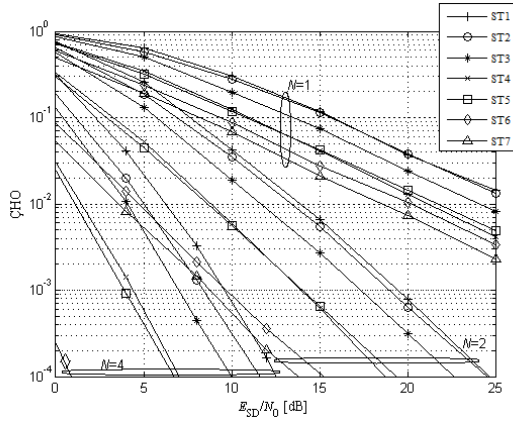


(a) $E_{SR}/N_0=5$ dB

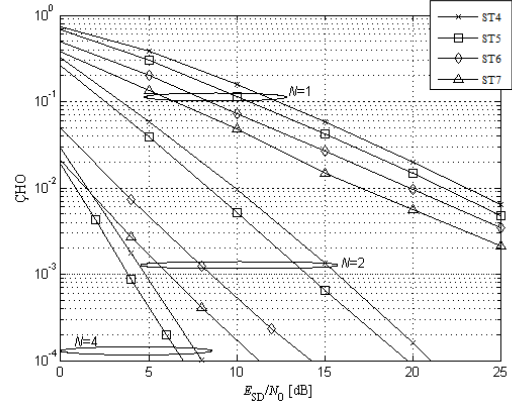


(b) $E_{SR}/N_0=35$ dB

Şekil 4.11 : ST4 ve ST5'in Protokol C için hata başarımı.



(a) Protokol A

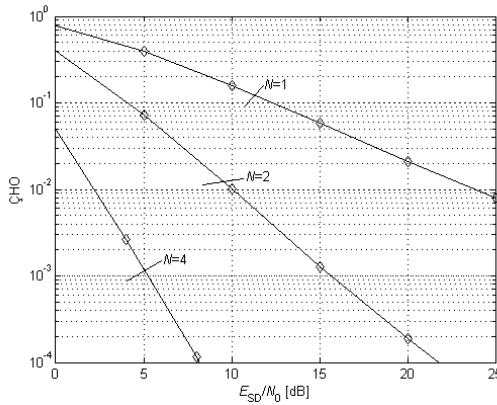


(b) Protokol B

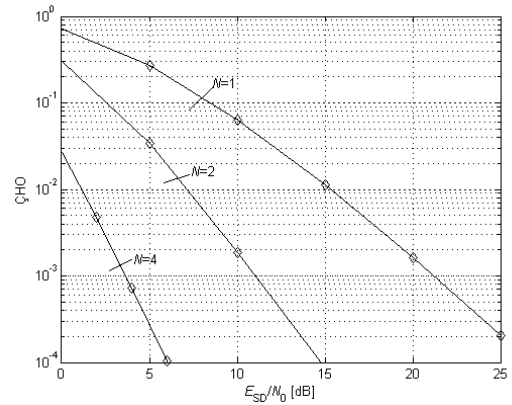
Şekil 4.12 : ST6 ve ST7'nin $E_{SR}/N_0=5$ dB için diğer 4 durumlu MSK kodlarla hata başarımlarını karşılaştırmaları.

8 durumlu olan ST8'in 5 ve 35 dB'lik ara kanal durumlarında Protokol A (Protokol B) için elde edilen hata başarımlarını Şekil 4.13'te, Protokol C için elde edilen hata başarımlarını ise Şekil 4.14'te gösterilmiştir.

8 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodu olan ST9'un 5 ve 35 dB'lik ara kanal durumlarında Protokol A, B ve C için elde edilen hata başarımlarını sırasıyla Şekil 4.15, Şekil 4.16 ve Şekil 4.17'de gösterilmiştir.

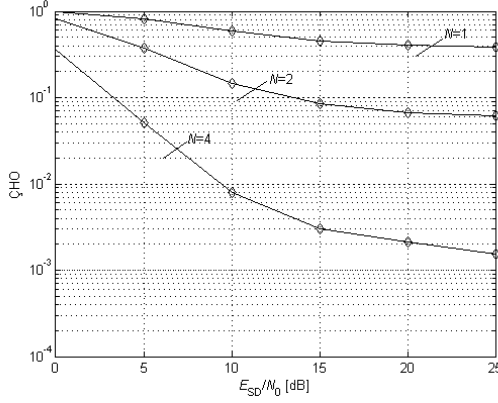


(a) $E_{SR}/N_0=5$ dB

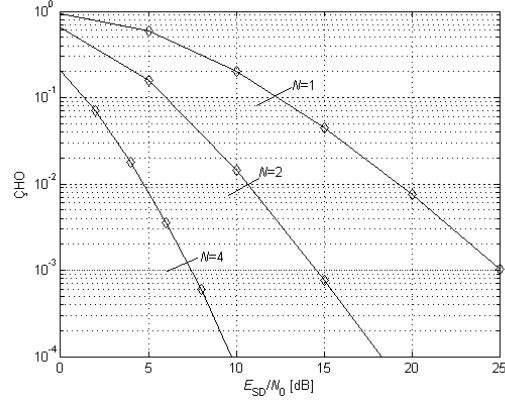


(b) $E_{SR}/N_0=35$ dB

Şekil 4.13 : ST8'in Protokol A için hata başarımlarını.

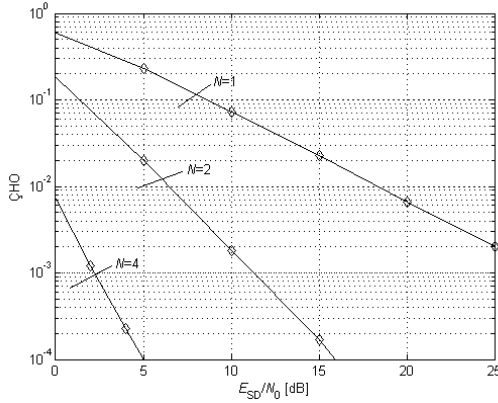


(a) $E_{SR}/N_0=5$ dB

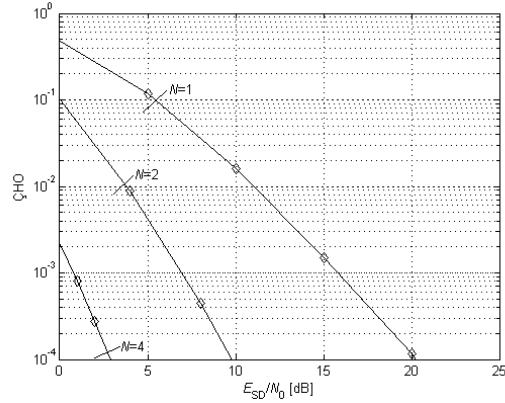


(b) $E_{SR}/N_0=35$ dB

Şekil 4.14 : ST8'in Protokol C için hata başarımı.



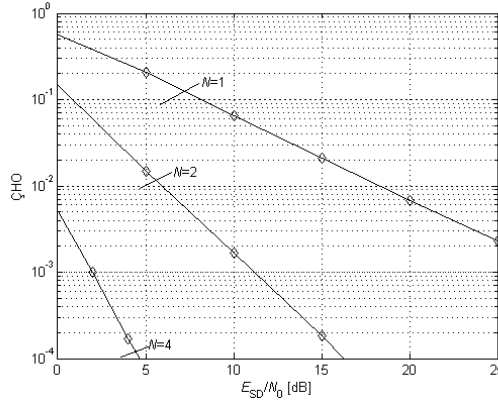
(a) $E_{SR}/N_0=5$ dB



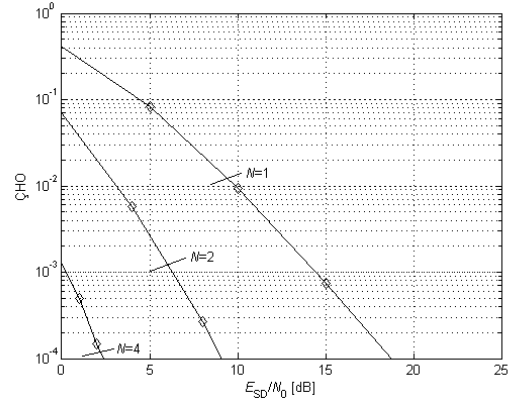
(b) $E_{SR}/N_0=35$ dB

Şekil 4.15 : ST9'un Protokol A için hata başarımı.

Sırasıyla üç ve dört röleli sistemler için tasarlanan sekiz durumlu ST10 ve ST11 kafes kodları, daha düşük sayıda röle içeren sistemler için tasarlanan sekiz durumlu MSK kodlara göre daha iyi hata başarımı göstermektedir. İletişim protokolü olarak Protokol A veya B kullanılırken, $E_{SR}/N_0=5$ dB durumu için ST10 ve ST11'in diğer 8 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodlara kıyasla daha iyi hata başarımı sağladığı Şekil 4.18'de görülmektedir [81]. ST10'un Protokol A ve $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST9'a göre sağladığı kazanç, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB iken $N = 2$ için 4.33 dB'dir. ST11'in Protokol A ve $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST9'a göre sağladığı kazanç, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB iken $N = 2$ için 5.73 dB'dir. ST10'un Protokol B ve $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST9'a göre sağladığı kazanç, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB iken $N = 2$ için 6.46 dB'dir. ST11'in Protokol B ve $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST9'a göre sağladığı kazanç, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB iken $N = 2$ için 9.61 dB'dir.

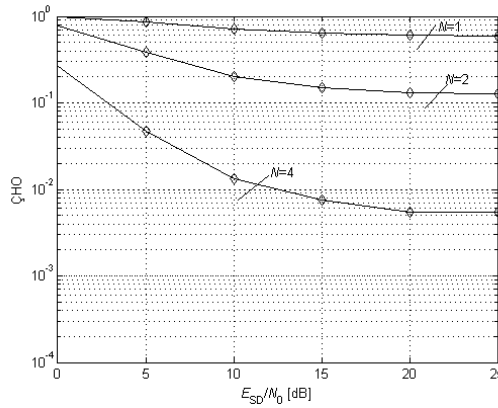


(a) $E_{SR}/N_0=5$ dB

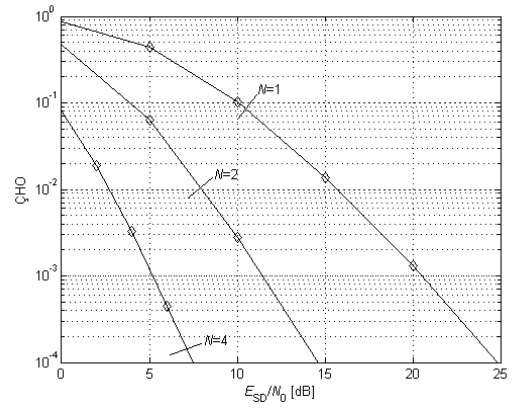


(b) $E_{SR}/N_0=35$ dB

Şekil 4.16 : ST9'un Protokol B için hata başarımları.

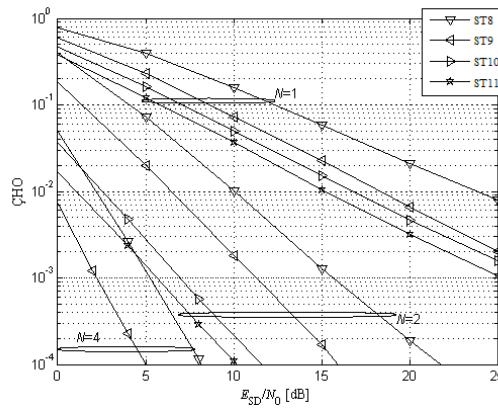


(a) $E_{SR}/N_0=5$ dB

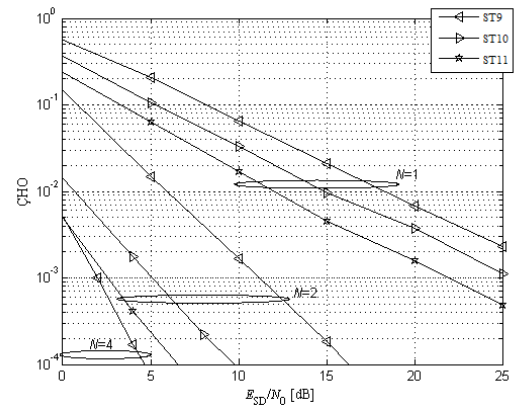


(b) $E_{SR}/N_0=35$ dB

Şekil 4.17 : ST9'un Protokol C için hata başarımları.



(a) Protokol A

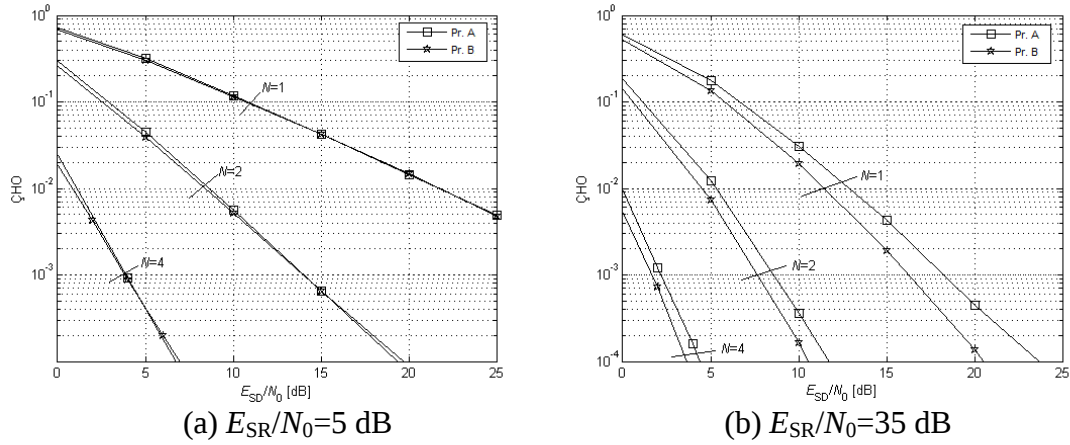


(b) Protokol B

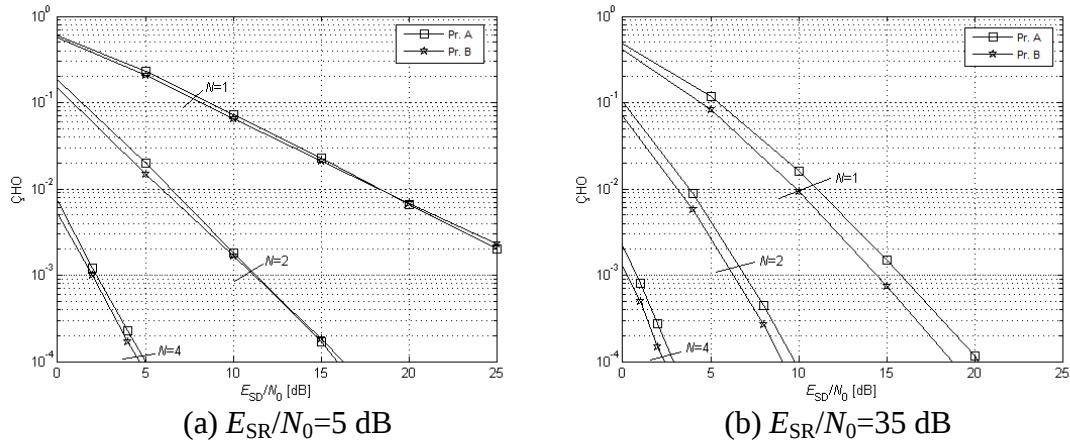
Şekil 4.18 : ST10 ve ST11'in $E_{SR}/N_0=5$ dB için diğer 8 durumlu MSK kodlarla hata başarımları karşılaştırmaları.

ST5 kodunun hata başarımları, ara kanallar 5 ve 35 dB iken Protokol A ve B için Şekil 4.19'da karşılaştırılmaktadır. Ara kanallar 5 dB iken Protokol A ve B yaklaşık olarak aynı başarımları göstermesine karşın, ara kanallar 35 dB iken Protokol B'nin,

daha iyi hata başarımı için tercih edilmesi gereken protokol olduğu görülmektedir. Aynı karşılaştırmalar ST9 için de yapılmış ve Şekil 4.20 elde edilmiştir. Protokol B'nin $\text{CHO} = 10^{-4}$ ve $E_{\text{SR}}/N_0 = 35$ dB için ST5 üzerinden yapılan benzetimlerde Protokol A'ya göre sağladığı kazançlar, $N = 1$, $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 3.15, 1.24 ve 0.84 dB'dir. Protokol B'nin $\text{CHO} = 10^{-4}$ ve $E_{\text{SR}}/N_0 = 35$ dB için ST9 üzerinden yapılan benzetimlerde Protokol A'ya göre sağladığı kazançlar, $N = 1$, $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 1.57, 0.73 ve 0.56 dB'dir.



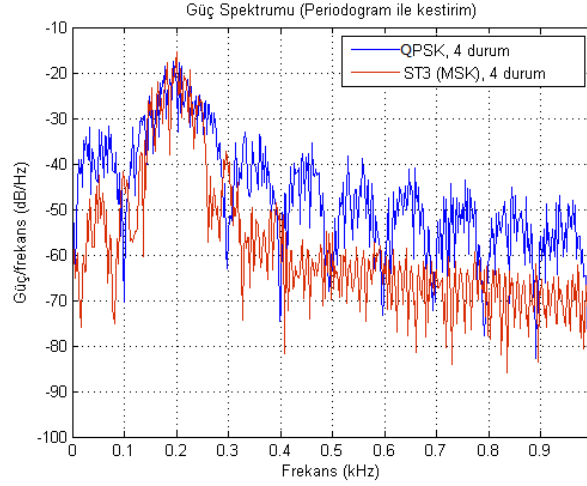
Şekil 4.19 : ST5 üzerinden Protokol A ve B için hata başarım karşılaştırmaları.



Şekil 4.20 : ST9 üzerinden Protokol A ve B için hata başarım karşılaştırmaları.

Yukarıda verilen CHO karşılaştırmalarının yanında, önerilen kodların spektral açıdan da karşılaştırılması yapılabilir. Şekil 4.21'de, bu tezde önerilen ST3 MSK kodu ile [35]'te önerilen $\mathbf{G}^T = \begin{bmatrix} 3 & 2 & 3 & 2 \\ 3 & 2 & 2 & 0 \end{bmatrix}$ üreteç matrisine sahip QPSK kodunun güç spektrum karşılaştırılması verilmektedir. Burada, taşıyıcı frekansı $f_c = 200$ Hz, çerçeve uzunluğu 130 simge seçilerek periyodogram yöntemi ile güç spektrumu elde

edilmiştir. Görüldüğü gibi MSK kullanan ST3'e ait güç spektrumunda yan kulakçıklar çok daha hızlı sönümlenmektedir. Bu, önerilen kodun bandverimliliğinin QPSK kullanan koda göre daha yüksek olduğunu göstermektedir.



Şekil 4.21 : MSK kullanan ST3 ile QPSK kullanan kodun güç spektrumu karşılaştırması.

4.4 Dağıtılmış Uzay-Zaman 4CPFSK, $h=1/2$ Kafes Kodları

4.4.1 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kod tasarımı

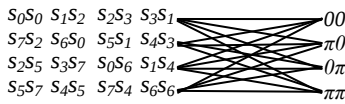
Bu tez çalışmasında tasarlanan tüm dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodları ve literatürde klasik sistemler için önerilmiş olan uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodları, üreteç matrislerinin devrikleri ve Öklid uzaklığı değerleri ile birlikte Çizelge 4.4'te verilmiştir. (4.2)-(4.4)'te verilen tasarım ölçütleri kullanılarak en iyi 4 ve 8 durumlu uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodları bilgisayar programı yardımıyla araştırılmıştır. Buna göre tek röleli sistemlerde Protokol A ve C için elde edilen en iyi 4 durumlu kod, [72]'de verilen klasik uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kodu (ST12) ile aynı bulunmuştur. Benzer biçimde, tek röleli sistemlerde Protokol A ve C için bulunan en iyi 8 durumlu kod, yine [72]'de önerilen (ST15) olmuştur. Hem ST12, hem de ST15 için $d_{cl}^2 = 8$ ve $d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2 = 12$ 'dir. ST12 ve ST15 kodlarına ait kafesler Şekil 4.22'de gösterilmiştir. Çift röleli sistemler için elde edilen en iyi 4 ve 8 durumlu kodlar sırasıyla ST13 ve ST16, üç röleli sistemler için elde edilen en iyi 4 ve 8 durumlu kodlar sırasıyla ST14 ve ST17 olmuştur [81, 85]. ST13 ve ST16 kodlarına ait kafesler Şekil 4.23'te, ST14 ve ST17 kodlarına ait kafesler ise Şekil 4.24'te gösterilmiştir. ST13 için $d_{cl}^2 = 10$, $d_{PrA}^2 = 18$, $d_{PrB}^2 = 22$; ST16 için $d_{cl}^2 = 12$,

$d_{PrA}^2 = 20$, $d_{PrB}^2 = 24$; ST14 için $d_{cl}^2 = 14$, $d_{PrA}^2 = 26$, $d_{PrB}^2 = 38$ ve ST17 için $d_{cl}^2 = 16$, $d_{PrA}^2 = 28$, $d_{PrB}^2 = 40$ 'tır. Görüldüğü gibi, bu kodlar iki veya üç röleye göre tasarlandıkları için, daha yüksek d_{PrA}^2 , d_{PrB}^2 ve d_{cl}^2 değerlerine sahiptirler.

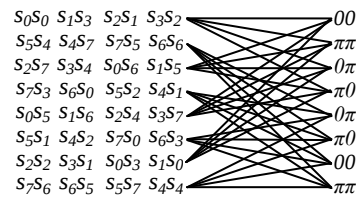
Çizelge 4.4 : Dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodları.

Kod	Durum Sayısı	ν	M	$\mathbf{G}^T$	d_{cl}^2	d_{PrA}^2	d_{PrB}^2
ST12 [72]	4	2	2	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 \\ 1 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	8	12	12
ST13 [Yeni, 85]	4	2	3	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	10	18	22
ST14 [Yeni, 81]	4	2	4	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	14	26	38
ST15 [72]	8	2	2	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	8	12	12
ST16 [Yeni, 85]	8	2	3	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 1 \end{bmatrix}$	12	20	24
ST17 [Yeni, 81]	8	2	4	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 1 & 0 & 1 & 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 & 0 & 1 & 1 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \\ 1 & 0 & 1 & 1 & 0 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	16	28	40

Dört röleli sistemler için en iyi dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodlarını bulabilmek için $2^{40}=1099511627776$ adet olası üreteç matrisini değerlendirmek gerektiğinden, bu kod arama adımından vazgeçilmiştir.

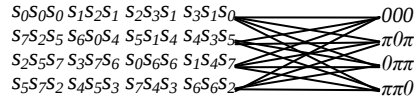


ST12 [72]
 $d_{cl}^2 = 8$, $d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2 = 12$
(a)

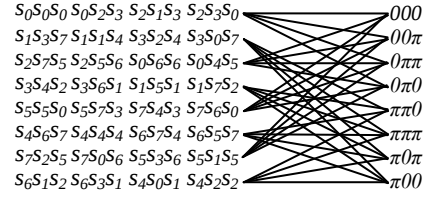


ST15 [72]
 $d_{cl}^2 = 8$, $d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2 = 12$
(b)

Şekil 4.22 : Tek röleli sistemler için dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodları.

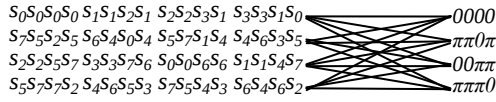


ST13 [Yeni, 85]
 $d_{cl}^2 = 10, d_{PrA}^2 = 18, d_{PrB}^2 = 22$
 (a)

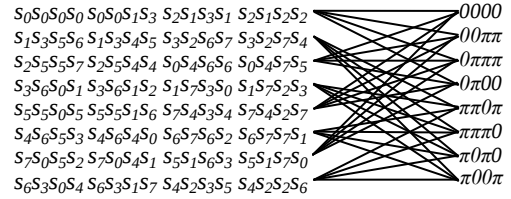


ST16 [Yeni, 85]
 $d_{cl}^2 = 12, d_{PrA}^2 = 20, d_{PrB}^2 = 24$
 (b)

Şekil 4.23 : Çift röleli sistemler için dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodları.



ST14 [Yeni, 81]
 $d_{cl}^2 = 14, d_{PrA}^2 = 26, d_{PrB}^2 = 38$
 (a)

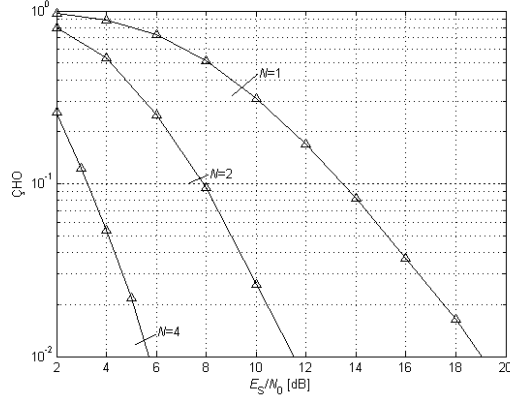


ST17 [Yeni, 81]
 $d_{cl}^2 = 16, d_{PrA}^2 = 28, d_{PrB}^2 = 40$
 (b)

Şekil 4.24 : Üç röleli sistemler için dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodları.

4.4.2 Benzetim sonuçları

Bu aşamada ilk olarak, Şekil 3.2’de verilen 4CPFSK, $h=1/2$ kafesinin belirlediği faz sürekliliği koşulu altında tasarlanmış olan, [72]’de yer alan ve kafesi Şekil 4.22’de verilen ST12 klasik uzay-zaman kafes kodunun çerçeve hata olasılıkları, vektör bileşenlerinden de yararlanarak bilgisayar benzetimleri ile bulunmuş ve bulunan sonuçlar literatürde var olan çerçeve hata olasılığı eğrileri ile karşılaştırılmıştır. Benzetimlerde frekans seçici olmayan duruğumsu Rayleigh sönümlemeli kanal varsayımı yapılmıştır. Bir çerçevede 130 adet 4CPFSK, $h=1/2$ simgesi olduğu varsayılmıştır. Alıcıda 1, 2 veya 4 alıcı anten olduğu düşünülmüş ve Viterbi Algoritması kullanılmıştır. Bu durumda elde edilen sonuçlar Şekil 4.25’te verilmiştir. Buradan, ST12 için sönümlemeli vektörel bileşenler yardımıyla bulunan hata başarımlarının, [72]’de elde edilen hata başarımlarıyla tamamen aynı olduğu görülmüştür. Bu sonuç, kullanılan vektör bileşenlerinin doğruluğunu göstermektedir.

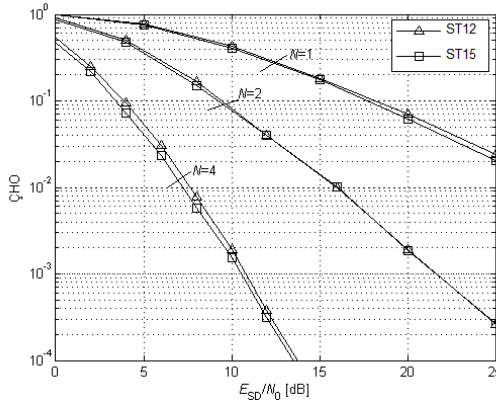


Şekil 4.25 : ST12 klasik uzay-zaman kafes kodunun hata başarımları.

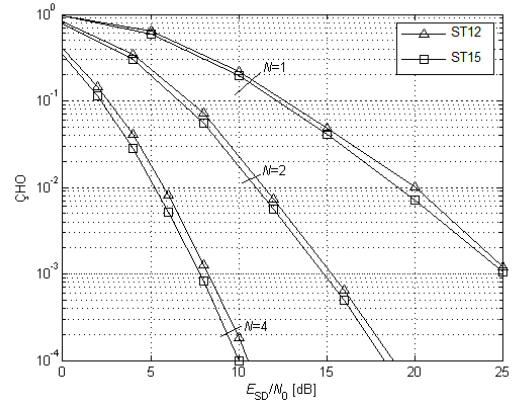
Daha sonra, 4CPFSK, $h=1/2$ modülasyonlu dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlarına ilişkin hata başarımlar eğrileri de bilgisayar benzetimi ile araştırılmıştır. Başarımlar eğrileri ÇHO'nun E_{SD}/N_0 'a göre değişimine göre, belli E_{SR}/N_0 değerleri için hedef alıcıda Viterbi Algoritması kullanılarak elde edilmiştir. Hedefte $N=1, 2$ ve 4 alıcı anten olduğu durumlar ele alınmıştır. Tüm kanallar duruğumsu Rayleigh olarak modellenmiştir. Bir çerçevede anten (ya da zaman aralığı) başına 130 4CPFSK, $h=1/2$ simgesi olduğu varsayılmıştır. S-D ve R-D arasındaki kanallara ilişkin işaret/gürültü oranının aynı olduğu ($E_{SD}/N_0 = E_{RD}/N_0$) varsayılmıştır [84].

ST12 ve ST15 kullanan tek röleli sistemlere ilişkin, ÇHO eğrileri Protokol A ve C için sırasıyla Şekil 4.26 ve Şekil 4.27'deki gibi elde edilmiştir. S-R arası kanalın işaret/gürültü oranının (E_{SR}/N_0) 5 ve 35 dB olduğu varsayılmıştır. Şekil 4.26(a) değerlendirildiğinde, düşük işaret/gürültü oranlı ara kanallarda Protokol A için 4 ve 8 durumlu kodların benzer başarımlar sağladığı görülmektedir. ST15'in Protokol A ve ÇHO = 10^{-4} için ST12'ye göre sağladığı kazanç, $E_{SR}/N_0 = 5$ dB ve $N = 4$ için 0.34 dB'dir. Şekil 4.26(b)'deki eğriler gözönünde bulundurulursa yüksek işaret/gürültü oranlı ara kanallarda Protokol A için 8 durumlu kodun, 4 durumlu koda göre biraz daha üstün olduğu görülebilir. ST15'in $E_{SR}/N_0 = 35$ dB iken Protokol A ve ÇHO = 10^{-4} için ST12'ye göre sağladığı kazançlar, hem $N = 2$, hem $N = 4$ için 0.63 dB'dir. Protokol C'de ilk zaman aralığında hedefe iletim olmadığından, Şekil 4.27(a)'da da görüldüğü gibi, düşük işaret/gürültü oranlı ara kanallarda hata katı oluşmaktadır. Ara kanalın işaret/gürültü oranı yükseldiğinde bu sorun ortadan kalkmakla beraber Şekil 4.26(b) ve Şekil 4.27(b) gözönüne alındığında Protokol A'nın, Protokol C'ye göre daha üstün olduğu görülmektedir [85]. ST15'in Protokol C ve ÇHO = 10^{-4} için

ST12'ye göre sağladığı kazançlar, $E_{SR}/N_0 = 35$ dB iken $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 0.91 ve 0.74 dB'dir.

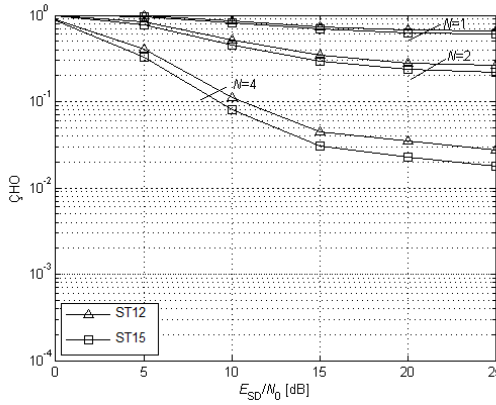


(a) $E_{SR}/N_0=5$ dB

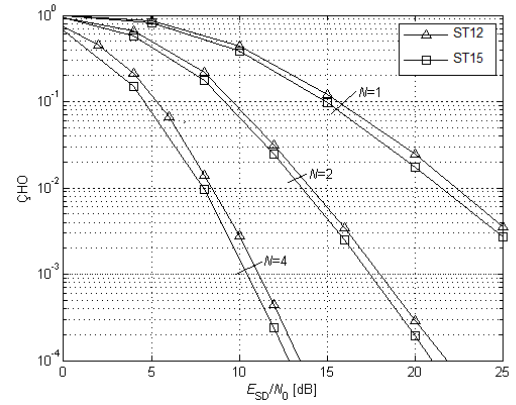


(b) $E_{SR}/N_0=35$ dB

Şekil 4.26 : ST12 ve ST15'in Protokol A için hata başarımları.



(a) $E_{SR}/N_0=5$ dB

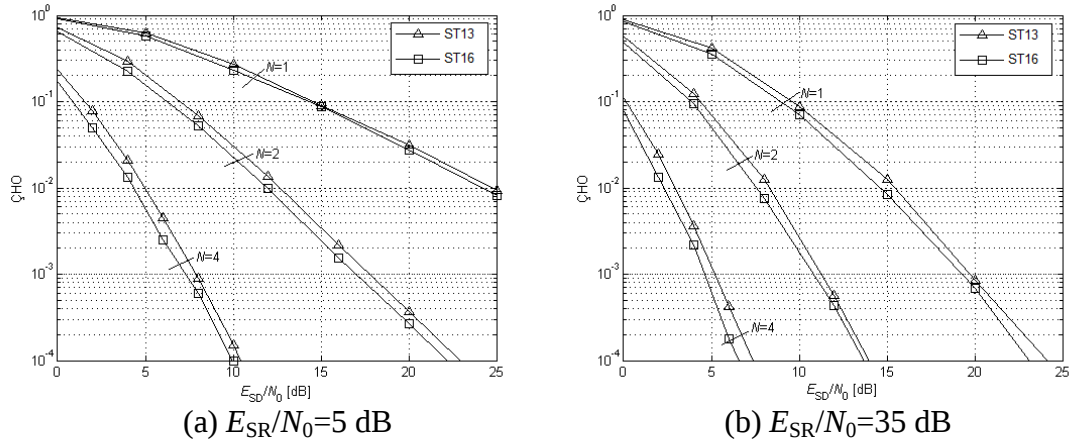


(b) $E_{SR}/N_0=35$ dB

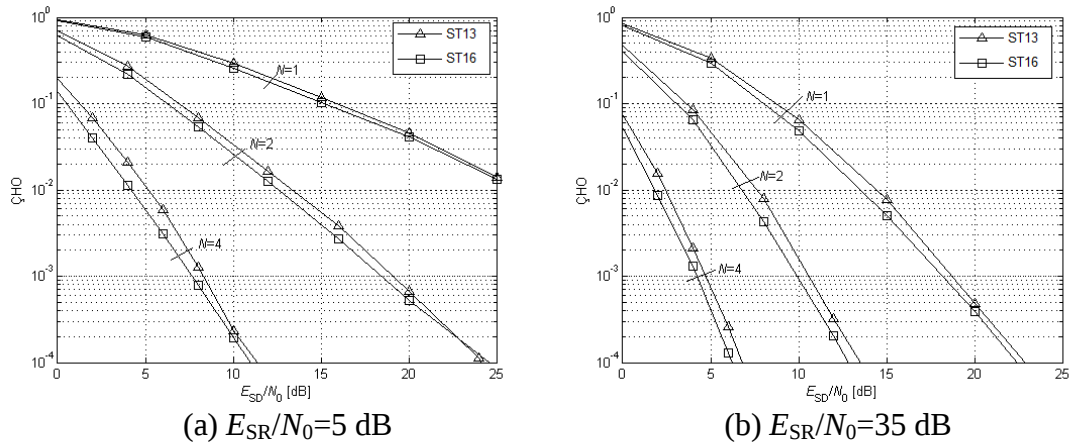
Şekil 4.27 : ST12 ve ST15'in Protokol C için hata başarımları.

Çift röleli sistemler için tasarlanan uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodlarının hata başarımlar eğrileri ise Protokol A, B ve C için sırasıyla Şekil 4.28, Şekil 4.29 ve Şekil 4.30'daki gibidir. S-R arası tüm kanalların işaret/gürültü oranının (E_{SR}/N_0) eşit olduğu varsayılmıştır. $E_{SR}/N_0=5$ ya da $E_{SR}/N_0=35$ dB durumları incelenmiştir. Şekil 4.28(a) ve Şekil 4.29(a) eğrileri beraber değerlendirildiğinde düşük işaret/gürültü oranlı ara kanallarda Protokol A ve B'nin benzer başarımlar sağladığı görülebilir. Şekil 4.28(b) ve Şekil 4.29(b) eğrileri gözönüne alınırsa, yüksek işaret/gürültü oranlı ara kanallar için Protokol B'nin biraz daha üstün olduğu görülebilir. Şekil 4.28(a)'daki eğriler incelendiğinde 8 durumlu kodun daha yüksek bir d_{PrA}^2 değeri olduğundan, röleler ve hedef arası kanalların her birinin işaret/gürültü oranının 5 dB olduğu durumda, Protokol A için daha iyi hata başarımları sağladığı görülmektedir. Şekil 4.30

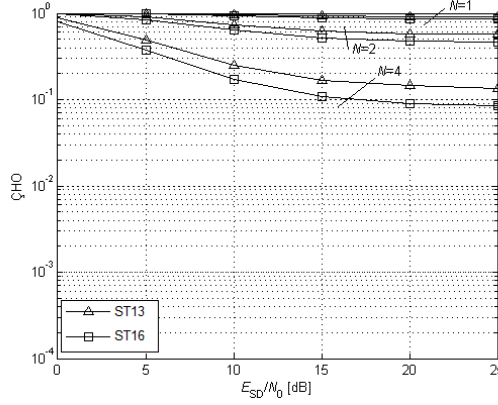
incelendiğinde Protokol C'nin diğer iki seçeneğe göre daha kötü bir iletim yöntemi olduğu görülmektedir. Tek röleli sistemlerde Protokol C için düşük işaret/gürültü oranlı ara kanal durumunda karşılaşılan hata katıyla, çift röleli sistemlerde de karşılaşılmıştır. ST16'nın Protokol A ve $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST13'e göre sağladığı kazançlar, $E_{\text{SR}}/N_0 = 5$ dB iken $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 0.8 ve 0.57; $E_{\text{SR}}/N_0 = 35$ dB iken $N = 1$, $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 1.08, 0.4 ve 0.85 dB'dir. ST16'nın Protokol B ve $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST13'e göre sağladığı kazançlar, $E_{\text{SR}}/N_0 = 5$ dB iken $N = 4$ için 0.45; $E_{\text{SR}}/N_0 = 35$ dB iken $N = 1$, $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 0.51, 0.8 ve 0.68 dB'dir. ST16'nın Protokol C ve $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST13'e göre sağladığı kazançlar, $E_{\text{SR}}/N_0 = 35$ dB iken $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 1.19 ve 1.02 dB'dir.



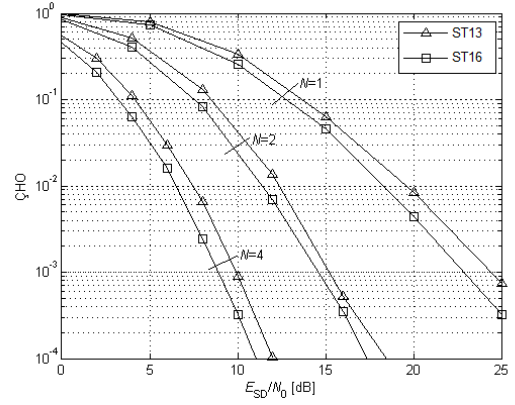
Şekil 4.28 : ST13 ve ST16'nın Protokol A için hata başarımları.



Şekil 4.29 : ST13 ve ST16'nın Protokol B için hata başarımları.



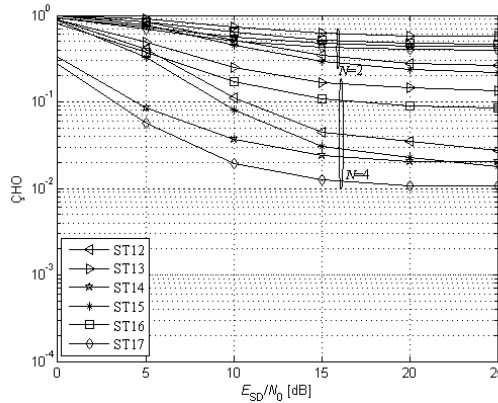
(a) $E_{SR}/N_0=5$ dB



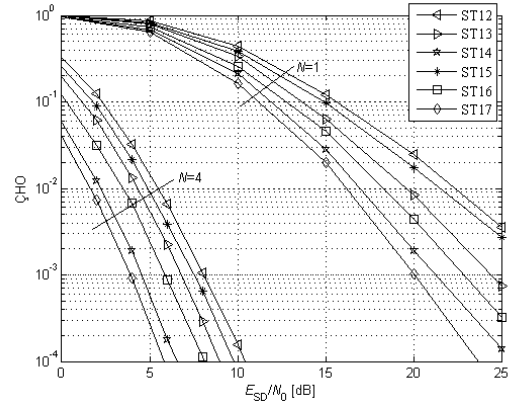
(b) $E_{SR}/N_0=35$ dB

Şekil 4.30 : ST13 ve ST16'nın Protokol C için hata başarımları.

Beklendiği gibi, üç röleli sistemler için tasarlanan sırasıyla dört ve sekiz durumlu ST14 ve ST17 kafes kodları, daha düşük sayıda röle içeren sistemler için tasarlanan 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodlara göre daha iyi hata başarımı göstermektedir. İletişim protokolü olarak Protokol C kullanılırken, tüm S-R arası kanallar için $E_{SR}/N_0=5$ veya 35 dB durumları için ST14 ve ST17'nin diğer dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodlara kıyasla daha iyi hata başarımı sağladığı Şekil 4.31'de görülmektedir [81]. Bu iki kod arasında ST17 daha yüksek bir d_{PrA}^2 değerine sahip olduğundan ST14'e göre daha iyi hata başarımı göstermektedir. Protokol C, $\text{CHO} = 10^{-4}$, $E_{SR}/N_0 = 35$ dB ve $N = 4$ için ST14 ve ST17'nin ST16'ya göre sağladığı kazançlar sırasıyla 1.65 ve 2.33 dB'dir.



(a) $E_{SR}/N_0=5$ dB



(b) $E_{SR}/N_0=35$ dB

Şekil 4.31 : ST14 ve ST17'nin Protokol C için hata başarımları ve diğer 4CPFSK, $h=1/2$ kodlarıyla başarımlar karşılaştırmaları.

4.5 Dağıtılmış Uzay-Zaman 4CPFSK, $h=1/4$ Kafes Kodları

4.5.1 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kod tasarımı

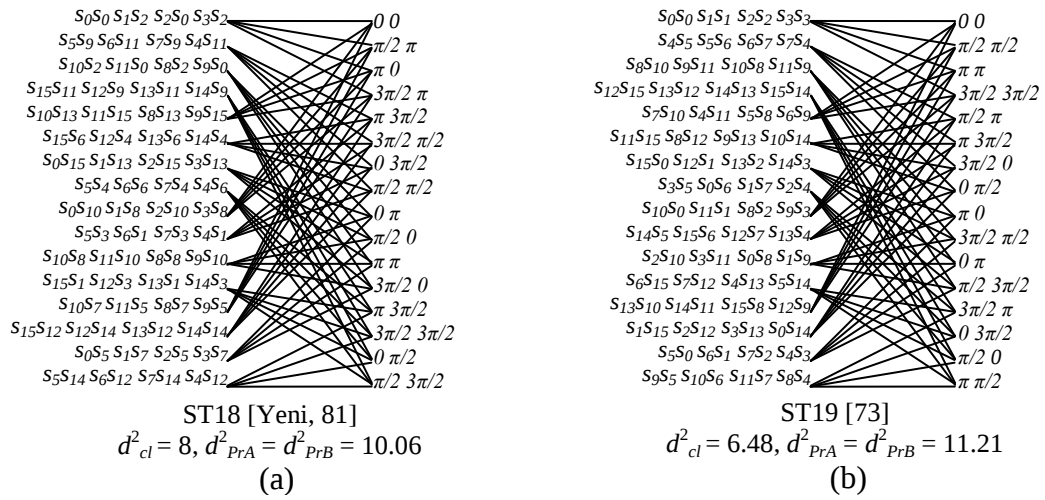
Bu tez çalışmasında tasarlanan tüm dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodları ve literatürde klasik sistemler için önerilmiş olan uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodları, üreteç matrislerinin devrikleri ve Öklid uzaklığı değerleri ile birlikte Çizelge 4.5’te verilmiştir.

Çizelge 4.5 : Dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodları.

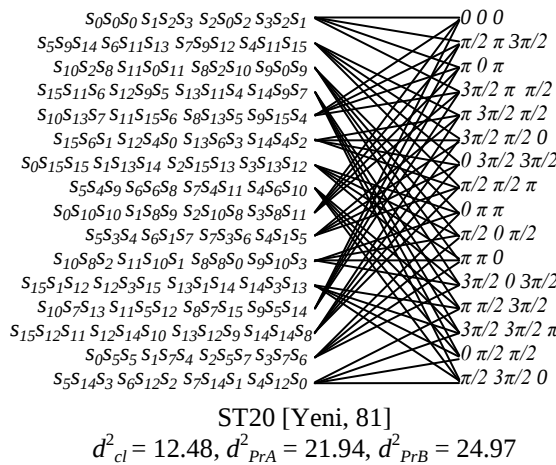
Kod	Durum Sayısı	v	M	$\mathbf{G}^T$	d_{cl}^2	d_{PrA}^2	d_{PrB}^2
ST18 [Yeni, 81]	16	1	2	$\begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 2 & 3 \end{bmatrix}$	8	10.06	10.06
ST19 [73]	16	1	2	$\begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix}$	6.48	11.21	11.21
ST20 [Yeni, 81]	16	1	3	$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 3 \\ 2 & 3 & 1 \end{bmatrix}$	12.48	21.94	24.97
ST21 [Yeni, 81]	16	1	4	$\begin{bmatrix} 2 & 3 & 1 & 2 \\ 1 & 2 & 1 & 3 \end{bmatrix}$	16.78	30.12	43.02
ST22 [Yeni, 81]	16	1	5	$\begin{bmatrix} 1 & 2 & 2 & 1 & 3 \\ 2 & 1 & 3 & 1 & 2 \end{bmatrix}$	24	42.12	68
ST23 [Yeni, 81]	64	2	2	$\begin{bmatrix} 1 & 2 \\ 2 & 3 \\ 2 & 3 \end{bmatrix}$	12	16	16
ST24 [Yeni, 81]	64	2	3	$\begin{bmatrix} 2 & 1 & 3 \\ 0 & 1 & 2 \\ 1 & 1 & 2 \end{bmatrix}$	19.21	30.12	35.57

(4.2)-(4.4)’te verilen tasarım ölçütleri kullanılarak bir, iki, üç ve dört röleli sistemler için en iyi 16 ve bir ile iki röleli sistemler için en iyi 64 durumlu uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodları bilgisayar programı yardımıyla araştırılmıştır. Buna göre tek röleli sistemlerde Protokol A için elde edilen en iyi 16 durumlu kod, [73]’te verilen klasik uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kodu (ST19) ile aynı bulunmuştur. Protokol C için elde edilen en iyi 16 durumlu kod ise ST18 olarak bulunmuştur [81]. Benzer biçimde, tek röleli sistemlerde Protokol A ve C için bulunan en iyi 64 durumlu kod ST23 olmuştur [81]. İki, üç ve dört röleli sistemlerde Protokol A, B ve C için en iyi 16 durumlu 4CPFSK, $h=1/4$ kodları sırasıyla ST20, ST21 ve ST22 olarak belirlenmiştir [81]. Çift röleli sistemlerde Protokol A, B ve C için bulunan en iyi 64 durumlu kod ise ST24 olmuştur [81]. Bu kodlara ilişkin kafesler Şekil 4.32-

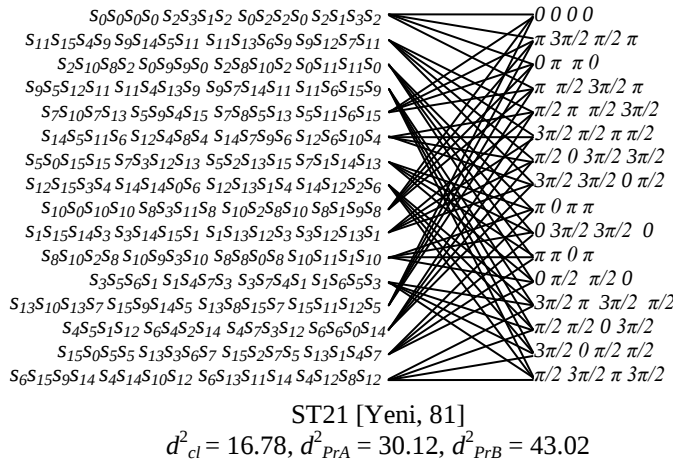
Şekil 4.36'da gösterilmiştir. ST18 için $d_{cl}^2 = 8$, $d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2 = 10.06$, ST19 için $d_{cl}^2 = 6.48$, $d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2 = 11.21$ ve ST23 için $d_{cl}^2 = 12$, $d_{PrA}^2 = d_{PrB}^2 = 16$ 'dır. Çift röleli sistemler için elde edilen en iyi 16 ve 64 durumlu kodlar olan ST20 ve ST24 için Öklid uzaklığı değerleri sırasıyla $d_{cl}^2 = 12.48$, $d_{PrA}^2 = 21.94$, $d_{PrB}^2 = 24.97$ ve $d_{cl}^2 = 19.21$, $d_{PrA}^2 = 30.12$, $d_{PrB}^2 = 35.57$ 'dir. Üç röleli sistemler için tasarlanan ST21 kodunun Öklid uzaklığı değerleri $d_{cl}^2 = 16.78$, $d_{PrA}^2 = 30.12$ ve $d_{PrB}^2 = 43.02$ 'dir. Dört röleli sistemler için tasarlanan ST22 için $d_{cl}^2 = 24$, $d_{PrA}^2 = 42.12$ ve $d_{PrB}^2 = 68$ 'dir.



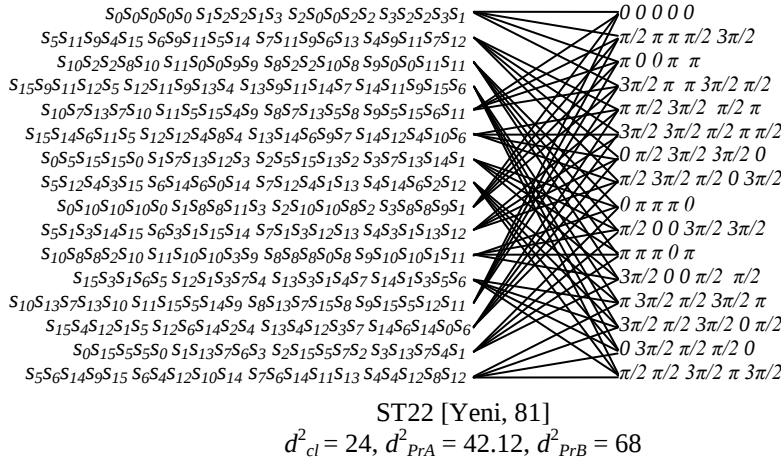
Şekil 4.32 : Tek röleli sistemler için dağıtılmış 16 durumlu uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodları.



Şekil 4.33 : Çift röleli sistemler için dağıtılmış 16 durumlu uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodu ST20.



Şekil 4.34 : Üç röleli sistemler için dağıtılmış 16 durumlu uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodu ST21.



Şekil 4.35 : Dört röleli sistemler için dağıtılmış 16 durumlu uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodu ST22.

4.5.2 Benzetim sonuçları

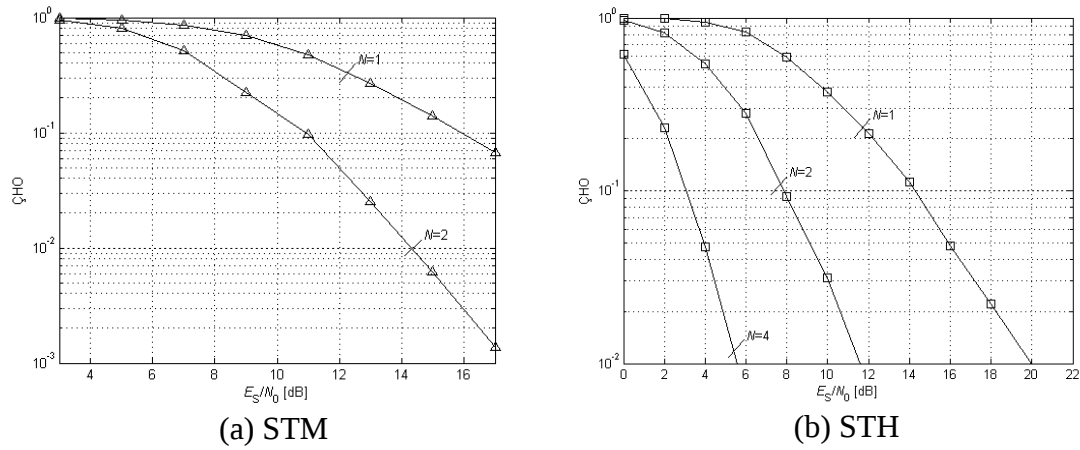
Bu aşamada öncelikle, Şekil 3.3 ile verilen 4CPFSK, $h=1/4$ kafesinin belirlediği faz sürekliliği koşulu altında tasarlanmış olan bazı klasik uzay-zaman kafes kodlarının CHO eğrileri vektör bileşenlerinden de yararlanarak bilgisayar benzetimleri ile bulunmuş ve bulunan sonuçlar literatürde var olan CHO eğrileri ile karşılaştırılmıştır. Bu amaçla [71] ve [73]'te yer alan ve üreteç matrisleri anılan yayınlarda kullanılan gösteriliş biçimleriyle Çizelge 4.6'da verilen sırasıyla 16 ve 32 durumlu iki farklı kafes kod (STM ve STH) kullanılmıştır. STH için [73]'te $d^2_{cl} = 12$ olarak verilmiş olmasına karşın, bu hesaplama yapılırken kafes üzerinde en fazla 3 adımda birleşen yol çiftlerinin hesaba katıldığı görülmüştür. Oysa bu hesap 4, 5 ve 6 adımda birleşen

yol çiftleri de hesaba katılıp yapılırsa bu değerin aslında 8.907 olduğu, bu tezde yapılan çalışmalar kapsamında anlaşılmıştır.

Çizelge 4.6 : Klasik uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodları.

Kod	Durum Sayısı	$\mathbf{G}$	d_{cl}^2	d_{PrA}^2	d_{PrB}^2
STM [71]	16	$[D \ 1] \equiv \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$	2.907	4.36	4.36
STH [73]	32	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 2 \\ 1 & 1 & 0 \end{bmatrix}$	8.907	11.267	11.267

Sözü edilen kodlar için, frekans seçici olmayan duruğumsu Rayleigh sönümlmeli kanal varsayımı altında, klasik uzay-zaman kafes kodlayıcı ve kodçözücüler kullanılarak CHO eğrileri bilgisayar benzetimleriyle hesaplanmıştır. Bir çerçevede 130 adet 4CPFSK, $h=1/4$ simgesi olduğu varsayılmıştır. Alıcıda 1, 2 veya 4 alıcı anten olduğu düşünülmüş ve Viterbi Algoritması kullanılmıştır. Bu durumda elde edilen sonuçlar Şekil 4.37’de verilmiştir. Buradan, sönümlmeli vektörel bileşenler yardımıyla hesaplanan hata başarımlarının, [71] ve [73]’te elde edilen hata başarımlarıyla tamamen aynı olduğu görülmüştür. Bu sonuç, kullanılan vektör bileşenlerinin doğruluğunu göstermektedir.

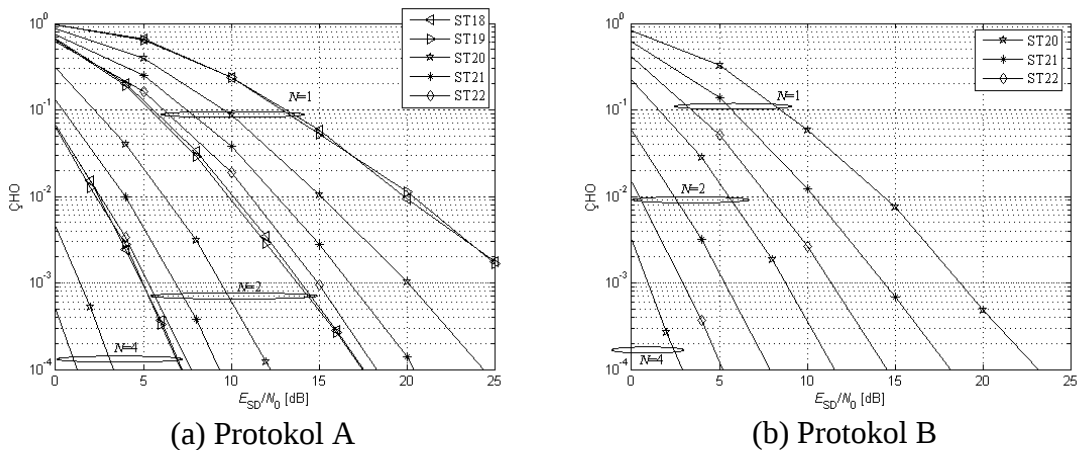


Şekil 4.37 : STM ve STH klasik uzay-zaman kafes kodlarının hata başarımları.

Daha sonra, 4CPFSK, $h=1/4$ modülasyonlu dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlarına ilişkin hata başarımlarının da bilgisayar benzetimi ile araştırılmıştır. Başarımların E_s/N_0 ’a göre değişimine göre, belli E_s/N_0 değerleri için hedef alıcıda Viterbi Algoritması kullanılarak elde edilmiştir. Hedefte $N=1, 2$ ve 4 alıcı anten olduğu durumlar ele alınmıştır. Tüm kanallar duruğumsu Rayleigh olarak

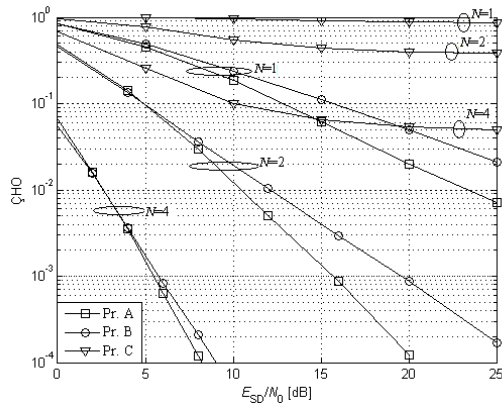
modellenmiştir. Bir çerçevede anten (ya da zaman aralığı) başına 130 4CPFSK, $h=1/4$ simgesi olduğu varsayılmıştır. S-D ve R-D arasındaki kanallara ilişkin işaret/gürültü oranının aynı olduğu ($E_{SD}/N_0 = E_{RD}/N_0$) varsayılmıştır [85].

Bir, iki, üç ve dört röle içeren sistemler için tasarlanan 16 durumlu dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodlarının Protokol A ve B için hata başarımları Şekil 4.38’de verilmiştir. Bu benzetimler için tüm S-R arası kanallar için işaret/gürültü oranının eşit ve 35 dB olduğu varsayılmıştır. ST22’nin hata başarımlarının hem Protokol A, hem de B için diğer 4CPFSK, $h=1/4$ kodlara oranla önemli ölçüde daha iyi olduğu görülmektedir. Bunun nedeni, ST22 kodunun daha fazla röle içeren sistemler için tasarlanması ve bu nedenle Öklid uzaklığı değerlerinin yüksek olmasıdır. ST22’nin Protokol A ve $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST21’e göre sağladığı kazançlar, $E_{SR}/N_0 = 35$ dB iken $N = 1$ ve $N = 2$ için sırasıyla 2.19 ve 1.63 dB’dir. ST22’nin Protokol B ve $\text{CHO} = 10^{-4}$ için ST21’e göre sağladığı kazançlar, $E_{SR}/N_0 = 35$ dB iken $N = 1$ ve $N = 2$ için sırasıyla 3.6 ve 2.64 dB’dir. Şekil 4.38(a) ve Şekil 4.38(b) beraber değerlendirildiğinde, Protokol B’nin iyi ara kanal durumunda Protokol A’ya göre daha iyi hata başarımları sağladığı görülmektedir. Röle sayısı arttıkça Protokol B’nin üstünlüğünün daha da ortaya çıkmasının nedeni, Protokol B’nin birden fazla röle içeren sistemlerin iletim zaman aralıklarında, Protokol A’ya göre daha fazla iletim yapan röle kullanarak çeşitlemeyi artırmasıdır. Tek röleli sistemlerde Protokol A ve B denk olduklarından Şekil 4.38(b)’de ST18 ve ST19’un başarımları tekrar çizilmemiştir.

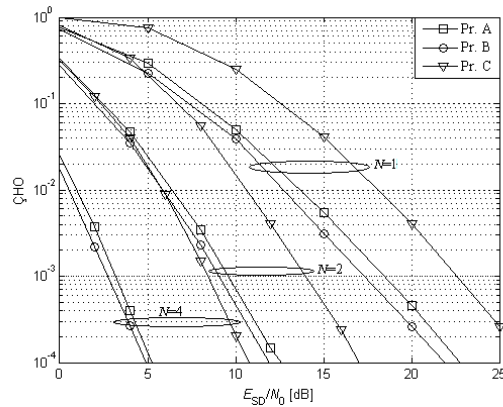


Şekil 4.38 : ST18, ST19, ST20, ST21 ve ST22’nin $E_{SR}/N_0=35$ dB iken Protokol A ve B için hata başarımları.

Protokol A, B ve C'yi karşılaştırmak amacıyla 64 durumlu dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodlarından ST24 kullanılarak Şekil 4.39 elde edilmiştir. Ara kanal işaret/gürültü oranı düşük ($E_{SR}/N_0=5$ dB) iken Protokol A'nın Protokol B'ye göre daha iyi hata başarımı sağladığı Şekil 4.39(a)'da görülmektedir. Diğer yandan ara kanal işaret/gürültü oranı yüksek ($E_{SR}/N_0=35$ dB) iken Şekil 4.39(b)'de görüldüğü gibi Protokol B daha iyi hata başarımı sağlamaktadır. Hem Protokol A, hem de B, tüm zaman aralıklarında S-D arası iletim yaptıklarından Protokol C'ye göre daha iyi hata başarımı sağlamaktadır. Protokol B'nin $\text{CHO} = 10^{-4}$ ve $E_{SR}/N_0 = 35$ dB için ST24 üzerinden yapılan benzetimlerde Protokol A'ya göre sağladığı kazançlar, $N = 1$, $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 0.84, 0.79 ve 0.45 dB'dir. Protokol B'nin $\text{CHO} = 10^{-4}$ ve $E_{SR}/N_0 = 35$ dB için ST24 üzerinden yapılan benzetimlerde Protokol C'ye göre sağladığı kazançlar, $N = 2$ ve $N = 4$ için sırasıyla 5.11 ve 5.45 dB'dir.



(a) Protokol A



(b) Protokol B

Şekil 4.39 : Protokol A, B ve C için ST24 kodu üzerinden hata başarım karşılaştırmaları.

5. DAĞITILMIŞ UZAY-ZAMAN CPFSK KAFES KOD KULLANAN RÖLE SEÇİMLİ İŞBİRLİKLİ SİSTEM TASARIMI

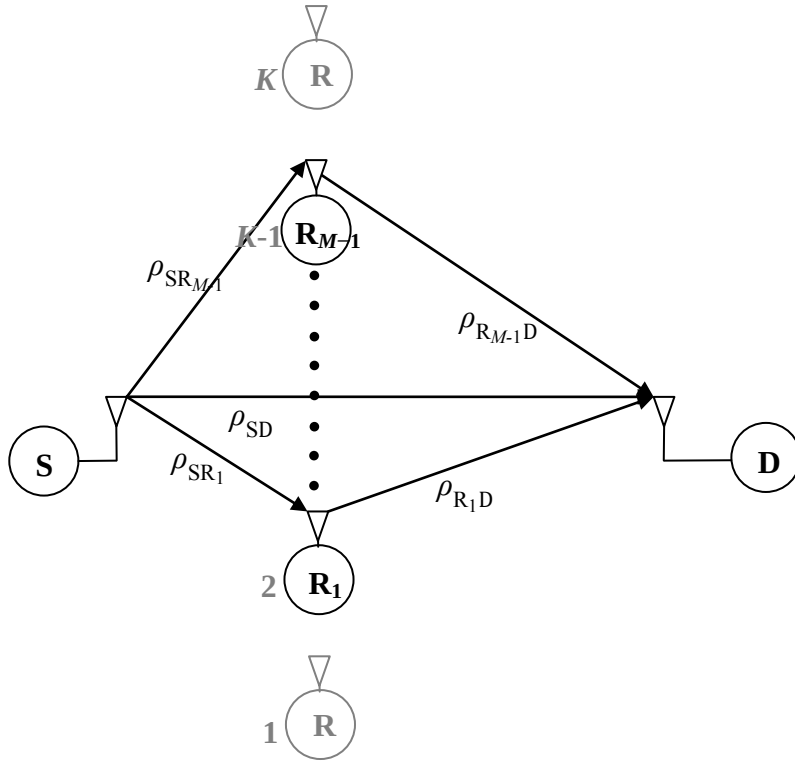
Bu bölümde, 4. Bölüm’de ele alınan sistemlere röle seçimi de eklenmiştir. Bu kapsamda, dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kodları ve NAF yöntemi kullanan, K adet röle içeren işbirlikli sistemlerde hata başarımını en iyi yapacak şekilde $M-1$ adet röleyi seçmek için kullanılabilecek ölçütler araştırılmış; [50]’de önerilen röle seçim ölçütü çok röle için genelleştirilmiş ve bu tez çalışması kapsamında tasarlanan yeni kodların, önerilen ölçütleri kullanan röle seçimli sistemler üzerinde başarımları incelenmiştir. Gösterilmiştir ki, röle seçimi yoluyla, dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kod kullanan işbirlikli sistemlerin hata başarımı daha da iyileştirilebilmektedir. Eşdeğer biçimde, röle seçimli sistemler daha az sayıda röle ile iletim yaparak, röle seçimi kullanmayan sistemlerle aynı başarımı sağlamaktadır.

5.1 Sistem Modeli

Dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kodlarıyla iletim için K adet röle arasından $M-1$ adet rölenin seçildiği NAF sistemi Şekil 5.1’de gösterilmiştir ($K \geq M-1$). S’de kullanılan verici yapıları Şekil 3.4’teki ile aynıdır.

Bu tez çalışmasında, rölelerdeki yükü azaltmak amacıyla, işbirliği yapılacak rölelerin S’den iletim başlamadan önce belirlendiği önetkin röle seçim yönteminin kullanıldığı varsayılmıştır [114]. İletim için seçilen röleler, bu bölümde ayrıntıları ileride anlatılacak bir sıralama işlemi sonrasında, $R_1, R_2, \dots, R_{M-1}$ şeklinde numaralanmıştır. İletimde işbirliği için tepkin röle seçim yöntemini de kullanmak mümkündür [39]. Çünkü bu yöntemin kullanılması, bir sonraki bölümde anlatılan röle seçim ölçütlerini değiştirmemektedir. Verilen sistemde S, D ve her bir R, yarı çift yönlü iletim yapmaktadır. Tüm düğümlerde tek anten olduğu varsayılmıştır. Burada, ρ_{SR_m}, ρ_{R_mD} ve ρ_{SD} sırasıyla S- R_m , R_m -D ve S-D arası kanalların sönmüleme katsayılarını simgeleyen, özdeş ve bağımsız dağılımlı, sıfır ortalamalı, boyut başına varyansı 0.5 olan karmaşık Gauss rastlantı değişkenleridir ($n \in \{1,2,\dots,N\}$ ve $m \in \{1,2,\dots,M-1\}$).

Ele alınan röle seçimli sistemde iletim için yine Çizelge 4.1’de yer alan protokoller kullanılmıştır.



Şekil 5.1 : Röle seçimli NAF sistemi.

5.2 Röle Seçim Ölçütü

Bu tez çalışmasında kullanılan röle seçim ölçütü, K adet röle arasından, aşağıdaki karşılıklı bilgi miktarı ifadesini en büyük yapacak $M-1$ adet röleyi belirlemektir:

$$\mathcal{J} = \max_{\mathbb{M} \subseteq \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \det \left[I_M + \mathbf{H} \mathbf{H}^H (E(\mathbf{N} \mathbf{N}^H))^{-1} \right]. \quad (5.1)$$

Burada I_M , $E(.)$, $(.)^{-1}$ ve $(.)^H$ sırasıyla $M \times M$ ’lik birim matrisi, beklenen değeri, matris tersini ve matris devrik eşleniğini göstermektedir. Kanal ve gürültü matrislerine ait ifadeler daha önce (4.1)’de verildiği gibidir.

$\mathbb{M} \subseteq \{1, \dots, K\}$ olmak üzere olası $M-1$ elemanlı $\mathbb{M}$ kümeleri arasından, $\mathcal{J}$ karşılıklı bilgi miktarı ifadesinin en büyük değere ulaşmasını sağlayan $\mathbb{M}$ kümesi, seçilen rölelere karşılık gelir. K röle arasından $M-1$ adet röle seçilmesi durumunda, $\binom{K}{M-1} = K! / (M-1)! (K-M+1)!$ adet olası $\mathbb{M}$ kümesi vardır. Seçilen $\mathbb{M}$ kümesindeki röleler, (5.1) ifadesini en büyük yapacak şekilde sıralanırlar. Örneğin, $K=4$ durumu için $M-1=2$ röle seçilecekse ve $\mathcal{J}$ karşılıklı bilgi miktarını en büyük

değerine ulaştıran röleler 2 ve 4. röleler ise $\mathbb{M} = \{2,4\} \subseteq \{1,2,3,4\}$ 'tür. Bu 4 röle arasından seçilen 2 ve 4. rölenin hangi şekilde sıralaması (5.1) ifadesini en büyük yapıyorsa o sıralama kullanılarak seçilen röleler $R_1, R_2, \dots, R_{M-1}$ şeklinde numaralandırılır. $\{2,4\}$ sıralaması $\mathcal{J}$ 'yı en büyük yapacaksa 2. röle R_1 , 4. röle R_2 olarak; $\{4,2\}$ sıralaması $\mathcal{J}$ 'yı en büyük yapacaksa 4. röle R_1 , 2. röle R_2 olarak numaralandırılır ve ilgili iletişim protokölünde kendine ait zaman aralığında kullanılır. S'nin iletim öncesi CSI hakkında R'ler ve D'den geribesleme aldığı ve işbirlikli iletim için kullanılacak çerçevelerden önce, özel öncü bir simge dizisinin tüm K röleye iletilerek seçilen rölelerin iletim için hazırlandığı, seçilmeyen diğer rölelerin ise eylemsiz kaldığı varsayılmıştır [50].

Aşağıda bazı özel durumlar için röle seçim ölçütleri elde edilmiştir.

5.2.1 Protokol A/B için $M=2$ durumu

$M=2$ durumu için, daha önceki bölümlerde de belirtildiği gibi, Protokol A ve B birbirine denktir. Bu özel durum için, Çizelge 4.2'nin de yardımıyla, (5.1)'i aşağıdaki gibi sadeleştirmek mümkündür:

$$\begin{aligned}
\mathcal{J} &= \max_{\mathbb{M} \subseteq \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \det \left[\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \rho_D & 0 \\ a\tilde{\rho}_1 & a\rho_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_D^* & a^*\tilde{\rho}_1^* \\ 0 & a^*\rho_D^* \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} N_0 & 0 \\ 0 & N_0 \end{bmatrix} \right)^{-1} \right] \\
&= \max_{\mathbb{M} \subseteq \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \det \begin{bmatrix} 1 + \frac{|\rho_D|^2}{N_0} & \frac{a^*\tilde{\rho}_1^*\rho_D}{N_0} \\ \frac{a\tilde{\rho}_1\rho_D^*}{N_0} & 1 + \frac{|a|^2(|\tilde{\rho}_1|^2 + |\rho_D|^2)}{N_0} \end{bmatrix} \\
&= \max_{\mathbb{M} \subseteq \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \left(1 + \frac{|\rho_D|^2}{N_0} + |a|^2 \left(\frac{|\tilde{\rho}_1|^2 + |\rho_D|^2}{N_0} + \frac{|\rho_D|^4}{(N_0)^2} \right) \right). \tag{5.2}
\end{aligned}$$

Yukarıdaki logaritma ifadesinin içinde kalan ilk iki terimin rölelerle ilgisi olmadığından röle seçim sürecine etkisi yoktur. Bu yüzden, K röle arasındaki en iyi röle,

$$W_{\mathbb{M} \subseteq \{1, \dots, K\}}^{\text{opt}} = |a|^2 \left(\frac{|\tilde{\rho}_1|^2 + |\rho_D|^2}{N_0} + \frac{|\rho_D|^4}{(N_0)^2} \right) \tag{5.3}$$

ifadesini en büyük yapan röledir. Bu röle seçim ölçütü [50]'de APS yöntemi için verilmiş olan röle seçim ölçütü ile aynıdır.

5.2.2 Protokol C için $M=2$ durumu

$M=2$ ve Protokol C özel durumu için, Çizelge 4.2'nin de yardımıyla, (5.1)'i aşağıdaki gibi sadeleştirmek mümkündür:

$$\begin{aligned}
\mathcal{J} &= \max_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \det \left[\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ a\tilde{\rho}_1 & a\rho_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & a^*\tilde{\rho}_1^* \\ 0 & a^*\rho_D^* \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} N_0 & 0 \\ 0 & N_0 \end{bmatrix} \right)^{-1} \right] \\
&= \max_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \det \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 + \frac{|a|^2(|\tilde{\rho}_1|^2 + |\rho_D|^2)}{N_0} \end{bmatrix} \\
&= \max_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \left(1 + \frac{|a|^2(|\tilde{\rho}_1|^2 + |\rho_D|^2)}{N_0} \right). \tag{5.4}
\end{aligned}$$

Bu durumda, K röle arasındaki en iyi röle,

$$W_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}}^{\text{opt}} = \frac{|a|^2(|\tilde{\rho}_1|^2 + |\rho_D|^2)}{N_0} \tag{5.5}$$

ifadesini en büyük yapan röledir.

5.2.3 Protokol A için $M=3$ durumu

$M=3$ ve Protokol A durumu için, (5.1)'i aşağıdaki gibi sadeleştirmek mümkündür:

$$\begin{aligned}
\mathcal{J} &= \max_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \det \left[\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \right. \\
&\quad \left. + \begin{bmatrix} \rho_D & 0 & 0 \\ 0 & \rho_D & 0 \\ a\tilde{\rho}_1 & a\tilde{\rho}_2 & a\rho_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \rho_D^* & 0 & a^*\tilde{\rho}_1^* \\ 0 & \rho_D^* & a^*\tilde{\rho}_2^* \\ 0 & 0 & a^*\rho_D^* \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} N_0 & 0 & 0 \\ 0 & N_0 & 0 \\ 0 & 0 & N_0 \end{bmatrix} \right)^{-1} \right] \\
&= \max_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \det \begin{bmatrix} 1 + \frac{|\rho_D|^2}{N_0} & 0 & \frac{a^*\tilde{\rho}_1^*\rho_D}{N_0} \\ 0 & 1 + \frac{|\rho_D|^2}{N_0} & \frac{a^*\tilde{\rho}_2^*\rho_D}{N_0} \\ \frac{a\tilde{\rho}_1\rho_D^*}{N_0} & \frac{a\tilde{\rho}_2\rho_D^*}{N_0} & 1 + \frac{|a|^2(|\tilde{\rho}_1|^2 + |\tilde{\rho}_2|^2 + |\rho_D|^2)}{N_0} \end{bmatrix}
\end{aligned}$$

$$= \max_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \left(1 + \frac{2|\rho_D|^2}{N_0} + \frac{|\rho_D|^4}{(N_0)^2} + |a|^2 \left(\frac{|\tilde{\rho}_1|^2 + |\tilde{\rho}_2|^2 + |\rho_D|^2}{N_0} + \frac{|\rho_D|^2 (|\tilde{\rho}_1|^2 + |\tilde{\rho}_2|^2 + 2|\rho_D|^2)}{(N_0)^2} + \frac{|\rho_D|^6}{(N_0)^3} \right) \right). \quad (5.6)$$

Yukarıdaki logaritma ifadesinin içinden rölelerle ilgisi olmayan ilk üç terimi çıkarırsak, K röle arasındaki en iyi iki röle,

$$W_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}}^{\text{opt}} = |a|^2 \left(\frac{|\tilde{\rho}_1|^2 + |\tilde{\rho}_2|^2 + |\rho_D|^2}{N_0} + \frac{|\rho_D|^2 (|\tilde{\rho}_1|^2 + |\tilde{\rho}_2|^2 + 2|\rho_D|^2)}{(N_0)^2} + \frac{|\rho_D|^6}{(N_0)^3} \right) \quad (5.7)$$

ifadesini en büyük yapan iki röledir.

5.2.4 Protokol B için $M=3$ durumu

$M=3$ ve Protokol B durumu için, (5.1)'i aşağıdaki gibi sadeleştirmek mümkündür:

$$\begin{aligned} \mathcal{J} &= \max_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \det \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\ &\quad + \begin{bmatrix} a_0 \rho_D & 0 & 0 \\ a_1 \tilde{\rho}_1 & a_1 \rho_D & 0 \\ a_2 \tilde{\rho}_1 & a_2 \tilde{\rho}_2 & a_2 \rho_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} a_0^* \rho_D^* & a_1^* \tilde{\rho}_1^* & a_2^* \tilde{\rho}_1^* \\ 0 & a_1^* \rho_D^* & a_2^* \tilde{\rho}_2^* \\ 0 & 0 & a_2^* \rho_D^* \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} N_0 & 0 & 0 \\ 0 & N_0 & 0 \\ 0 & 0 & N_0 \end{bmatrix} \right)^{-1} \\ &= \max_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \det \begin{bmatrix} 1 + \frac{|a_0|^2 |\rho_D|^2}{N_0} & \frac{a_0 a_1^* \rho_D \tilde{\rho}_1^*}{N_0} & \frac{a_0 a_2^* \rho_D \tilde{\rho}_1^*}{N_0} \\ \frac{a_1 a_0^* \tilde{\rho}_1 \rho_D^*}{N_0} & 1 + \frac{|a_1|^2 (|\tilde{\rho}_1|^2 + |\rho_D|^2)}{N_0} & \frac{a_1 a_2^* (|\tilde{\rho}_1|^2 + \rho_D \tilde{\rho}_2^*)}{N_0} \\ \frac{a_2 a_0^* \tilde{\rho}_1 \rho_D^*}{N_0} & \frac{a_2 a_1^* (|\tilde{\rho}_1|^2 + \tilde{\rho}_2 \rho_D^*)}{N_0} & 1 + \frac{|a_2|^2 (|\tilde{\rho}_1|^2 + |\tilde{\rho}_2|^2 + |\rho_D|^2)}{N_0} \end{bmatrix} \\ &= \max_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \left(1 + \frac{|a_0|^2 |\rho_D|^2}{N_0} + \frac{|a_1|^2 (|\tilde{\rho}_1|^2 + |\rho_D|^2) + |a_2|^2 (|\tilde{\rho}_1|^2 + |\tilde{\rho}_2|^2 + |\rho_D|^2)}{N_0} + \right. \\ &\quad \left. \frac{|a_0|^2 |a_1|^2 |\rho_D|^4 + |a_0|^2 |a_2|^2 (|\tilde{\rho}_2|^2 |\rho_D|^2 + |\rho_D|^4)}{(N_0)^2} + \right. \\ &\quad \left. \frac{|a_1|^2 |a_2|^2 (|\tilde{\rho}_1|^2 |\tilde{\rho}_2|^2 + |\rho_D|^4 + 2|\tilde{\rho}_1|^2 |\rho_D|^2 - |\tilde{\rho}_1|^2 (\tilde{\rho}_2 \rho_D^* + \rho_D \tilde{\rho}_2^*))}{(N_0)^2} + \frac{|a_0|^2 |a_1|^2 |a_2|^2 |\rho_D|^6}{(N_0)^3} \right). \quad (5.8) \end{aligned}$$

Yukarıdaki logaritma ifadesinin içinde kalan sabit terimin rölelerle ilgisi olmadığından röle seçim sürecine etkisi yoktur. Bu yüzden, K röle arasındaki en iyi iki röle,

$$\begin{aligned}
W_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}}^{\text{opt}} = & \frac{|a_1|^2(|\tilde{\rho}_1|^2 + |\rho_D|^2) + |a_2|^2(|\tilde{\rho}_1|^2 + |\tilde{\rho}_2|^2 + |\rho_D|^2)}{N_0} + \frac{|a_0|^2|a_1|^2|\rho_D|^4 + |a_0|^2|a_2|^2(|\tilde{\rho}_2|^2|\rho_D|^2 + |\rho_D|^4)}{(N_0)^2} + \\
& \frac{|a_1|^2|a_2|^2(|\tilde{\rho}_1|^2|\rho_D|^2 + |\rho_D|^4 + 2|\tilde{\rho}_1|^2|\rho_D|^2 - |\tilde{\rho}_1|^2(\tilde{\rho}_2\rho_D^* + \rho_D\tilde{\rho}_2^*))}{(N_0)^2} + \frac{|a_0|^2|a_1|^2|a_2|^2|\rho_D|^6}{(N_0)^3}
\end{aligned} \tag{5.9}$$

ifadesini en büyük yapan iki röledir.

5.2.5 Protokol C için $M=3$ durumu

$M=3$ ve Protokol C durumu için, (5.1)'i aşağıdaki gibi sadeleştirmek mümkündür:

$$\begin{aligned}
J = \max_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \det & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \\
& + \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ a\tilde{\rho}_1 & a\tilde{\rho}_2 & a\rho_D \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & 0 & a^*\tilde{\rho}_1^* \\ 0 & 0 & a^*\tilde{\rho}_2^* \\ 0 & 0 & a^*\rho_D^* \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} N_0 & 0 & 0 \\ 0 & N_0 & 0 \\ 0 & 0 & N_0 \end{bmatrix} \right)^{-1} \\
= \max_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log \det & \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 + |a|^2 \left(\frac{|\tilde{\rho}_1|^2 + |\tilde{\rho}_2|^2 + |\rho_D|^2}{N_0} \right) \end{bmatrix} \\
= \max_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}} \frac{1}{M} \log & \left(1 + |a|^2 \left(\frac{|\tilde{\rho}_1|^2 + |\tilde{\rho}_2|^2 + |\rho_D|^2}{N_0} \right) \right).
\end{aligned} \tag{5.10}$$

Yukarıdaki logaritma ifadesinin içinde kalan son terimi göz önüne alırsak, K röle arasındaki en iyi iki röle,

$$W_{\mathbb{M} \subset \{1, \dots, K\}}^{\text{opt}} = |a|^2 \left(\frac{|\tilde{\rho}_1|^2 + |\tilde{\rho}_2|^2 + |\rho_D|^2}{N_0} \right) \tag{5.11}$$

ifadesini en büyük yapan iki röledir.

5.3 Benzetim Sonuçları

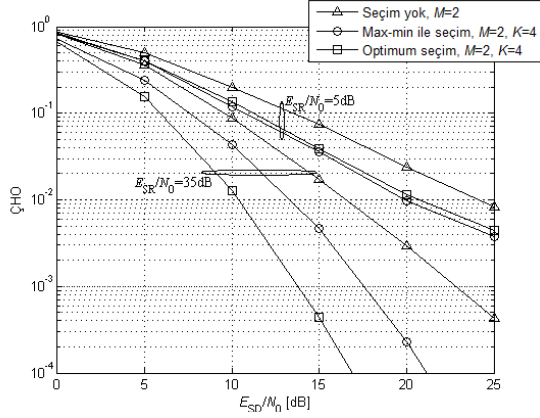
Röle seçimli sistemlerin bilgisayar benzetimlerinde kullanmak üzere Çizelge 4.3, Çizelge 4.4 ve Çizelge 4.5'te yer alan kodlardan tek röleli sistemler için tasarlanmış ST8, ST15, ST19; çift röleli sistemler için tasarlanmış ST5, ST13, ST16, ST20, ST24 ve üç röleli sistemler için tasarlanmış ST21 kodları seçilmiştir.

Yukarıda verilen röle seçimli NAF sistemlerde, dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kodlarına ilişkin hata başarımları eğrileri bilgisayar benzetimi ile araştırılmıştır. Başarımları eğrileri ÇHO'nun E_{SD}/N_0 'a göre değişimine göre, belli E_{SR}/N_0 değerleri için hedef alıcıda Viterbi Algoritması kullanarak elde edilmiştir. Viterbi Algoritması için kullanılan metrikler bu tezin 3. Bölüm'ünde anlatılan sönümlenmiş vektör bileşenleri yardımıyla [35]'teki gibi hesaplanmıştır. Hedefte $N=1$ alıcı anten olduğu varsayılmıştır. Tüm kanallar duruğumsu Rayleigh olarak modellenmiştir. Bir çerçevede anten (ya da zaman aralığı) başına 130 CPFSK simgesi olduğu varsayılmıştır. S-D ve R-D arasındaki kanallara ilişkin işaret/gürültü oranının aynı olduğu ($E_{SD}/N_0 = E_{RD}/N_0$) varsayılmıştır. Basitlik amacıyla $E_{SRm}/N_0=E_{SR}/N_0$ ve E_{SR}/N_0 değeri 5 ya da 35 dB olarak alınmıştır. Benzetimlerde, tüm röle seçimli sistemler için toplam röle sayısı $K=4$ alınmıştır. Başarımları karşılaştırması amacıyla kullanılan, röle seçimli olmayan sistemler ise $M-1$ adet röle içermektedirler [82].

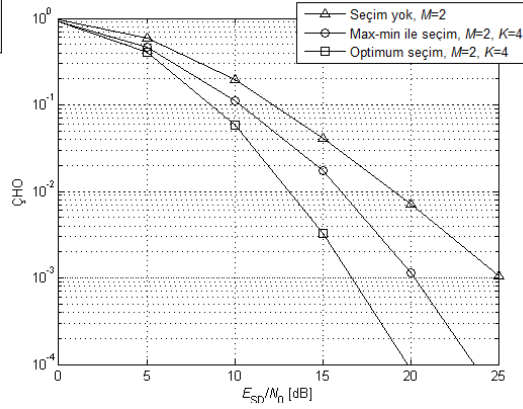
Dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kodları ST8, ST15 ve ST19'un röle seçimli sistemlerdeki hata başarımları, röle seçimli olmayan sistemlerle Protokol A (ya da B) için Şekil 5.2'de karşılaştırılmıştır. Şekillerde karşılaştırma amacıyla kullanılan [39]'daki röle seçim ölçütü "max-min", (5.1)'de verilen ölçüt ise "optimum" olarak adlandırılmıştır. Max-min ölçütü, olası tüm röleler arasından S-R ve R-D arası kanal sönümleme katsayılarının genlik karelerinin minimum değerini ($\min(|\rho_{SR}|^2, |\rho_{RD}|^2)$) maksimum yapan rölenin seçilmesidir.

ST8 MSK kodu için hata başarımları eğrileri Şekil 5.2(a)'da $E_{SR}/N_0=5$ ya da 35 dB ve Protokol A/B durumu için verilmiştir. S-R arası kanalın işaret/gürültü oranı düşük (5 dB) ise max-min ve optimum röle seçim ölçütlerinin başarımlarının birbirlerine yakın olduğu gözlenmiştir. Diğer taraftan ara kanal iyi (35 dB) olduğunda, optimum röle seçme yönteminin çok daha iyi başarımları sağladığı görülmektedir. $E_{SR}/N_0=35$ dB ve Protokol A/B için 4CPFSK kodlarının hata başarımları Şekil 5.2(b) ve (c)'de gösterilmiştir. Açıkça görülmektedir ki, optimum röle seçme yöntemi, max-min röle seçme yöntemi ve röle seçimsiz sistemlere göre çok daha iyi hata başarımları sağlamaktadır. ST8 kullanıldığında, optimum röle seçme yönteminin Protokol A, ÇHO = 10^{-4} , $E_{SR}/N_0 = 35$ dB, $K = 4$ ve $M = 2$ için max-min röle seçim yöntemine göre sağladığı kazanç 4.16 dB'dir. ST15 kullanıldığında, optimum röle seçme yönteminin Protokol A, ÇHO = 10^{-4} , $E_{SR}/N_0 = 35$ dB, $K = 4$ ve $M = 2$ için max-min röle seçim yöntemine göre sağladığı kazanç 3.76 dB'dir. ST19 kullanıldığında,

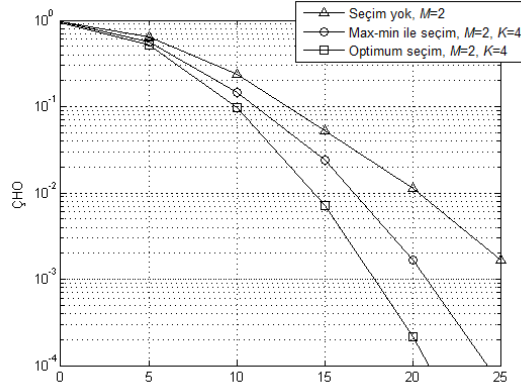
optimum röle seçme yönteminin Protokol A, $\text{CHO} = 10^{-4}$, $E_{\text{SR}}/N_0 = 35 \text{ dB}$, $K = 4$ ve $M = 2$ için max-min röle seçim göre sağladığı kazanç 3.37 dB'dir.



(a) ST8, MSK



(b) ST15, 4CPFSK, $h=1/2$, $E_{\text{SR}}/N_0=35 \text{ dB}$

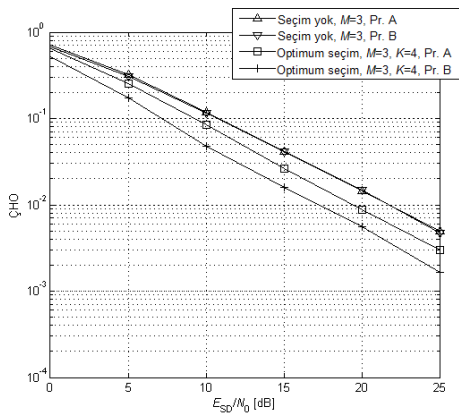


(c) ST19, 4CPFSK, $h=1/4$, $E_{\text{SR}}/N_0=35 \text{ dB}$

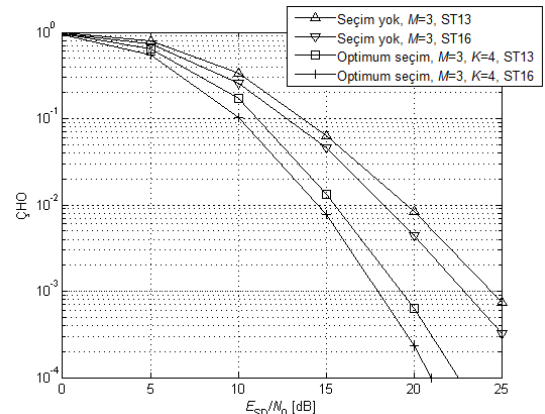
Şekil 5.2 : $M=2$ ve Protokol A/B için röle seçimli NAF sistemlerde hata başarımları.

Dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kodlarının $M=3$ durumu ve çeşitli zaman paylaşım protokolleri için hata başarımlar eğrileri Şekil 5.3'te gösterilmiştir. Şekil 5.3(a)'da dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodu ST5'e ait hata başarımlar eğrileri yer almaktadır. S-R arası kanallar zayıf ($E_{\text{SR}}/N_0=5 \text{ dB}$) iken röle seçim işleminin SNR kazancı sağladığı, ancak gözlenen E_{SD}/N_0 aralığı için çeşitleme kazancı sağlamadığı görülmektedir. Röle seçimli sistemler, karşılık gelen röle seçimsiz sistemlere göre hem düşük, hem de yüksek ara kanal işaret/gürültü oranları için daha iyi hata başarımları sağlamaktadır. Protokol B, iletim sırasında daha fazla sayıda röleyi etkin olarak çalıştırdığı için Protokol A'ya göre röle seçimli sistemlerde daha iyi hata başarımları sağlamaktadır. ST5 kullanıldığında, optimum röle seçme yönteminin, $\text{CHO} = 10^{-4}$, $E_{\text{SR}}/N_0 = 5 \text{ dB}$, $K = 4$ ve $M = 3$ iken, röle seçimsiz sisteme göre Protokol A ve B için sağladığı kazançlar sırasıyla 2.47 ve 4.49 dB'dir. Her bir S-R kanalı için $E_{\text{SR}}/N_0=35 \text{ dB}$ iken, iletim için Protokol C kullanıldığı durumda 4CPFSK, $h=1/2$

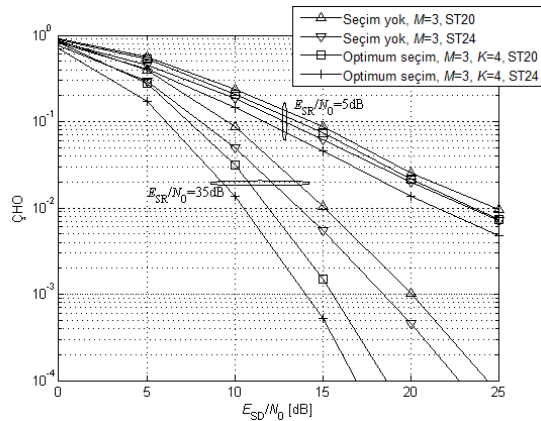
kodları ST13 ve ST16'nın hata başarımları Şekil 5.3(b)'de verilmiştir. Röle seçimli sistemlerin Protokol C için de röle seçimli olmayan sistemlere oranla çok daha iyi hata başarımı sağladığı görülmektedir. Yüksek ara kanal işaret/gürültü oranı durumunda Protokol C için röle seçimli sistemlerde de hata katına rastlanmamıştır. Dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodları ST20 ve ST24'ün Protokol A için hata başarımları Şekil 5.3(c)'de verilmiştir. ST20 kullanıldığında, optimum röle seçme yönteminin Protokol A, $\text{CHO} = 10^{-4}$, $E_{SR}/N_0 = 35$ dB, $K = 4$ ve $M = 3$ için röle seçimsiz sisteme göre sağladığı kazanç 5.73 dB'dir. Aynı durum için ST24'ün sağladığı kazanç da 5.73 dB'dir.



(a) ST5, MSK, Protokol A ve B



(b) ST13 ve ST16, 4CPFSK, $h=1/2$, $E_{SR}/N_0=35$ dB, Protokol C

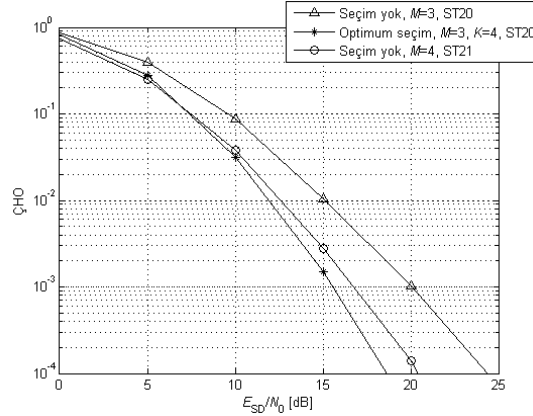


(c) ST20 ve ST24, 4CPFSK, $h=1/4$, Protokol A

Şekil 5.3 : $M=3$ için röle seçimli NAF sistemlerde hata başarımları.

Görüldüğü gibi röle seçimli sistemler, röle seçimli olmayan sistemlere göre hem düşük, hem de yüksek ara kanal işaret/gürültü oranları için daha iyi hata başarımı sağlamaktadır.

Dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodları ST20 ve ST21'e ilişkin hata başarımları Şekil 5.4'te gösterilmiştir.



Şekil 5.4 : Röle seçimli ve seçimsiz NAF sistemlerde hata başarımları karşılaştırması.

$K=4$ röle arasından, $M-1=2$ rölenin seçildiği ST20 kullanılan sistemin hem iki röleli ($M=3$) ST20 kullanılan röle seçimsiz sistemden, hem de üç röleli ($M=4$) ST21 kullanılan röle seçimsiz sistemden daha iyi hata başarımları sağladığı görülmektedir. Aynı zamanda, ST20 iletim için ST21'e oranla daha az zaman aralığına ihtiyaç duymaktadır. ST20 ve optimum röle seçme yöntemi kullanan sistemin Protokol A, $\text{ÇHO} = 10^{-4}$, $E_{SR}/N_0 = 35$ dB, $K = 4$ ve $M = 3$ için röle seçimsiz ve ST21 kullanan sisteme göre sağladığı kazanç 1.8 dB'dir. Aynı sistemin, röle seçimsiz ve ST20 kullanan sisteme göre sağladığı kazanç ise 5.73 dB'dir.

6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Bu tez çalışmasında, ilk olarak NAF iletim yöntemi ve dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kod kullanan röleli sistem tasarımı ele alınmıştır. Bu sistemler tasarlandıktan sonra hata başarımını daha da iyileştirmek amacıyla CPFSK kullanan röle seçimli NAF sistemler incelenmiştir.

NAF iletim yöntemi kullanan röleli sistem tasarımında karşılaşılan ve çözölen ilk sorun nasıl bir kod tasarım ölçütü kullanılması gerektiğidir. Bu tez kapsamında yapılan çalışmalara kadar literatürde belli bir ölçüte dayandırılarak tasarlanmış dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kodlar yer almamıştır. Çalışmalar sırasında, literatürde yer alan Öklid uzaklığına dayalı bir takım kod tasarım ölçütlerinin CPFSK için de kullanılmasının olanaklı olduğu görölmüş ve çeşitli iletişim protokolleri için bu ölçütler kullanılarak birçok yeni dağıtılmış uzay-zaman CPFSK kafes kod tasarlanmıştır. Hem duruğumsu Rayleigh sönümlemeli kanallar üzerinde hata başarımlarının benzetimlerin yapılabilmesi, hem de anılan ölçütlerdeki Öklid uzaklığı değerlerinin hesaplanabilmesi için aşılması gereken bir diğör sorun da CPFSK işaretlerinin vektörel uzay karşılıklarının bulunmasıdır. Bu sorun da literatürdeki sınırlı sayıda yayınlar ve tez izleme komitesinin önerileri doğrultusunda yapılan yeni çalışmalarla aşılmıştır. Bu tezde kullanılan MSK, $h=1/2$ ve $h=1/4$ modölasyon indeksli 4CPFSK işaret kümeleri için çok boyutlu vektörel uzay karşılıkları ve bu çok boyutlu vektörler alıcıya ulaştığında bileşenlerin genlik ve faz sönümlemelerinden nasıl etkilendiğı gösterilmiştir.

Bir-dört arası röle içeren NAF sistemleri için yeni tasarlanan kodların hata başarımları bilgisayar benzetimleri yardımıyla incelenmiştir. Tek ve çift röleli sistemler için yeni tasarlanan 4 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları, literatürde klasik uzay-zaman kafes kodu olarak yer alan referans kodlara göre 2 dB'ye varan SNR kazancı sağlamıştır. 8 durumlu dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları için yapılan araştırmalarda, tek ve çift röleli sistemler için bulunan en iyi kodların, literatürde daha önceden klasik uzay-zaman kafes kodu olarak kullanılmış kodlara karşılık geldiğı görölmüştür. Bu klasik kodlar, işbirlikli dağıtılmış uzay-

zaman kafes kodları olarak çalıştırılmış ve hata başarımları gösterilmiştir. Üç ve dört röleli sistemler için hem 4 hem de 8 durumlu yeni MSK kafes kodlar tasarlanmış ve dağıtılmış yapıdaki başarımları gösterilmiştir. 4 ve 8 durumlu dağıtılmış uzay-zaman 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodları için yapılan araştırmalarda, tek röleli sistemler için bulunan en iyi kodların, yine literatürde daha önceden klasik uzay-zaman kafes kodu olarak kullanılmış kodlara karşılık geldiği görülmüş ve işbirlikli dağıtılmış sistemler üzerinde çalıştırılan bu kodların hata başarımları gösterilmiştir. İki ve üç röleli sistemler için hem 4 hem de 8 durumlu yeni 4CPFSK, $h=1/2$ kafes kodlar bu tez kapsamında yapılan çalışmalarda tasarlanmıştır. Birden dörde kadar röle içeren NAF sistemler için 16 durumlu dört tane, tek ve çift röle içeren NAF sistemler için 64 durumlu iki tane yeni 4CPFSK, $h=1/4$ kafes kodu tasarlanmış ve bu kodların hata başarımlarının benzetimleri yapılmıştır.

Başarımı daha da artırmak için yapılan röle seçimli NAF sistem çalışmaları sırasında, literatürde tek röle seçmek için kullanılan bir ölçüt, çok röle seçmek için genelleştirilmiştir. Daha sonra bu ölçüt ve tasarlanan yeni kodlar kullanılarak hata başarımlarının analizleri yapılmıştır. Genelleştirilen optimum seçme ölçütü, aynı uzay-zaman CPFSK kafes kodu kullanılarak yapılan karşılaştırmalarda, max-min seçme ölçütüne göre 5 dB'ye, röle seçimi kullanılmayan sistemlere göre ise 10 dB'ye varan SNR kazancı sağlamıştır. Röle seçimli sistemlerde çalıştırıldıklarında, daha düşük sayıda röle içeren sistemler için tasarlanan kodların daha yüksek sayıda röle içeren sistemler için tasarlanan kodları hata başarımları açısından yakaladığı ve hatta geçtiği de gözlenmiştir.

Bu çalışmanın bir devamı olarak, tasarlanan sistemde kullanılan AF yöntemi yerine DF gibi farklı bir aktarma yöntemi ele alınabilir. Daha geniş işaret kümesine ya da farklı frekans biçimlendirme işlevine sahip CPM çeşitleri kullanılabilir. Kodlama kazancını artırmak için çok düzeyli kodlama yöntemleri de tasarlanan sisteme eklenebilir. Bir diğer ilginç çalışma ise iletimde kullanılacak kodun, ara kanalların durumu değerlendirilerek ve CPM kafeslerinin özelliklerinden yararlanarak, uyarlamalı olarak seçildiği bir sistem tasarımı olabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **Telatar, İ.E.** (1995). Capacity of multi-antenna gaussian channels, *European Trans. on Telecommunications*, 10(6), 585-595.
- [2] **Foschini, G.J. & Gans, M.J.** (1998). On limits of wireless communications in a fading environment when using multiple antennas, *Wireless Personal Communications*, 6, 311–335.
- [3] **Tarokh, V., Seshadri, N. & Calderbank, A.R.** (1998). Space-time codes for high data rate wireless communication: performance criterion and code construction, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 44(2), 744–765.
- [4] **Alamouti, S.M.** (1998). A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 16(8), 1451–1458.
- [5] **Yan, Q. & Blum, R.S.** (2000). Optimum space-time convolutional codes, *Wireless Communication and Networking Conf.*, Chicago, ABD, 23–28 Eylül.
- [6] **Bäro, S., Bauch, G., & Hansmann, A.** (2000). Improved codes for space-time trellis coded modulation, *IEEE Comm. Letters*, 4(1), 20–22.
- [7] **Chen, Z., Yuan, J., & Vucetic, B.** (2001). Improved space-time trellis coded modulation scheme on slow rayleigh fading channels, *IEEE Electronics Letters*, 37(7), 440–441.
- [8] **Yuan, J., Chen, Z., Vucetic, B., Firmanto, W.** (2003). Performance and design of space-time coding in fading channels, *IEEE Trans. Comm.*, 51(12), 1991–1996.
- [9] **Hammons, A.R. & El Gamal, H.** (2000). On the theory of space-time codes for PSK modulation, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 46(2), 524–542.
- [10] **El Gamal, H. & Hammons, A.R.** (2002). On the design and performance of algebraic space-time codes for BPSK and QPSK modulation, *IEEE Trans. Comm.*, 50(6), 907–913.
- [11] **El Gamal, H. & Hammons, A.R.** (2003). On the design of algebraic space-time codes for MIMO block-fading channels, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 49(1), 151–163.
- [12] **Jafarkhani, H. & Seshadri, N.** (2003). Super-orthogonal space-time trellis codes, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 49(4), 937–950.
- [13] **Laneman, J.N. & Wornell, G.W.** (2000). Energy efficient antenna sharing and relaying for wireless networks, *Wireless Communication and Networking Conf.*, Chicago, ABD, 23–28 Eylül.
- [14] **Sendonaris, A., Erkip, E., & Aazhang, B.** (1998). Increasing uplink capacity via user cooperation diversity, *IEEE International Symposium on Information Theory*, Cambridge, ABD, 16–21 Ağustos.

- [15] **Sendonaris, A., Erkip, E., & Aazhang, B.** (2003). User cooperation diversity - part I: system description, *IEEE Trans. Comm.*, 51(11), 1927–1938.
- [16] **Laneman, J.N., Wornell, G.W., & Tse, D.N.C.** (2001). An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks, *IEEE International Symposium on Information Theory*, Washington DC, ABD, 24–29 Haziran.
- [17] **Laneman, J.N., Tse, D.N.C., & Wornell, G.W.** (2004). Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocol and outage behavior, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 50(12), 3062–3080.
- [18] **Van der Meulen, E.C.** (1971). Three-terminal communication channels, *Adv. Appl. Prob.*, 3, 120–154.
- [19] **Cover, T. & Gamal, A.E.** (1979). Capacity theorems for the relay channel, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 25(5), 572–584.
- [20] **Anghel, P.A., Leus G., & Kaveh, M.** (2002). Distributed space-time coding in cooperative networks, *5th Nordic Signal Processing Symposium*, Hurtigruten yolcu gemisi, Norveç, 4–7 Ekim.
- [21] **Mheidat, H. & Uysal, M.** (2006). Impact of receive diversity on the performance of amplify-and-forward relaying under APS and IPS power constraints, *IEEE Comm. Letters*, 10(6), 468–470.
- [22] **Kramer, G., Gastpar, M., & Gupta, P.** (2005). Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 51(9), 3037–3063.
- [23] **Hunter, T.E. & Nosratinia, A.** (2006). Diversity through coded cooperation, *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 5(2), 283–289.
- [24] **Stefanov, A. & Erkip, E.** (2004). Cooperative coding for wireless networks, *IEEE Trans. Comm.*, 52(9), 1470–1476.
- [25] **Li, H. & Zhao, Q.** (2006). Distributed modulation for cooperative wireless communications, *IEEE Signal Proc. Mag.*, 23(5), 30–36.
- [26] **Nosratinia, A., Hunter, T.E., & Hedayat, A.** (2004). Cooperative communication in wireless networks, *IEEE Comm. Mag.*, 42(10), 74–80.
- [27] **Janani, M., Hedayat, A., Hunter T.E., & Nosratinia A.** (2004). Coded cooperation in wireless communications: space–time transmission and iterative decoding, *IEEE Trans. Signal Process.*, 52(2), 362–371.
- [28] **Nabar, R.U., Bölcskei, H., & Kneubühler, F.W.** (2004). Fading relay channels: performance limits and space-time signal design, *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 22(6), 1099–1109.
- [29] **Anghel, P.A. & Kaveh, M.** (2006). On the performance of distributed space-time coding systems with one and two non-regenerative relays, *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 5(3), 682–692.
- [30] **Laneman, J.N. & Wornell, G.W.** (2003). Distributed space-time coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 49(10), 2415–2425.

- [31] **Yiu, S., Schober, R., & Lampe, L.** (2005). Distributed space-time block coding for cooperative networks with multiple-antenna nodes, *1st IEEE International Workshop on Computational Advances in Multi-Sensor Adaptive Processing*, Puerto Vallarta, Meksika, 13–15 Aralık.
- [32] **Yiu, S., Schober, R., & Lampe, L.** (2006). Distributed space-time block coding, *IEEE Trans. Comm.*, 54(7), 1195–1206.
- [33] **Yiu, S., Schober, R., & Lampe, L.** (2007). Decentralized distributed space-time trellis coding, *IEEE Trans. Comm.*, 6(11), 3985–3993.
- [34] **Uysal, M. & Canpolat, O.** (2005). On the distributed space-time signal design for a large number of relay terminals, *IEEE Wireless Communications and Networking Conference*, New Orleans, ABD, 13–17 Mart.
- [35] **Canpolat, O., Uysal, M., & Fareed, M.M.** (2007). Analysis and design of distributed space-time trellis codes with amplify-and-forward relaying, *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 56(4), 1649–1660.
- [36] **Krikidis, I., Thompson, J., McLaughlin, S., & Goertz, N.** (2008). Optimization issues for cooperative amplify-and-forward systems over block-fading channels, *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 57(5), 2868–2884.
- [37] **Azarian, K., El Gamal, H., & Schniter, P.** (2005). On the achievable diversity multiplexing tradeoff in half-duplex cooperative channels', *IEEE Trans. Inf. Theory*, 51(12), 4152–4172.
- [38] **Zheng, L. & Tse, D.N.C.** (2003). Diversity and multiplexing: a fundamental tradeoff in multiple-antenna channels, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 49(5), 1073–1096.
- [39] **Bletsas, A., Khisti, A., Reed, D., & Lippman, A.** (2006). A simple cooperative diversity method based on network path selection, *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 24(3), 659–672.
- [40] **Ikki S.S. & Ahmed M.H.,** (2010). On the performance of cooperative-diversity networks with the Nth best-relay selection scheme, *IEEE Trans. Comm.*, 58(11), 3062–3069.
- [41] **Chu S.I.,** (2011). Performance of amplify-and-forward cooperative communications with the Nth best-relay selection scheme over Nakagami-m fading channels, *IEEE Comm. Letters*, 15(2), 172–174.
- [42] **Jing, Y. & Jafarkhani, H.** (2009). Single and multiple relay selection schemes and their achievable diversity orders, *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 8(3), 1414–1423.
- [43] **Zhao, Y., Adve, R., & Lim, T.J.** (2006). Symbol error rate of selection amplify-and-forward relay systems, *IEEE Comm. Letters*, 10(11), 757–759.
- [44] **Zhang, J., Zhang, T., Huang J., & Yuan, R.** (2009). ABEP of amplify-and-forward cooperation in Nakagami-m fading channels with arbitrary m, *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 8(9), 4445–4449.
- [45] **Hussain, S.I., Alouini, M.S., & Hasna M.O.,** (2013). Performance analysis of selective cooperation in amplify-and-forward relay networks over

identical Nakagami-m channels, *Wireless Comm. and Mobile Comp.*, 13(8), 790–797.

- [46] **Krikidis, I., Thompson, J., McLaughlin, S., & Goertz, N.** (2008). Amplify-and-forward with partial relay selection, *IEEE Comm. Letters*, 12(4), 235–237.
- [47] **Ikki, S.S. & Ahmed, M.H.** (2009). On the performance of amplify-and-forward cooperative diversity with the Nth best-relay selection scheme, *IEEE International Conference on Communications*, Dresden, Almany, 14–18 Haziran.
- [48] **Ikki, S.S. & Ahmed, M.H.** (2009). On the performance of adaptive decode-and-forward cooperative diversity with the Nth best-relay selection scheme, *IEEE Global Communications Conference*, Honolulu, ABD, 30 Kasım–4 Aralık.
- [49] **Chen, L., Carrasco, R.A., & Wassell, I.J.** (2011). Opportunistic nonorthogonal amplify-and-forward cooperative communications, *IEEE Electronics Letters*, 47(10), 626–628.
- [50] **Chen, L., Carrasco, R.A., & Wassell, I.J.** (2012). Cooperative communications with opportunistic nonorthogonal amplify-and-forward relaying, *IEEE 75th Vehicular Technology Conference*, Yokohama, Japonya, 6–9 Mayıs.
- [51] **Da Costa, D.B. & Aissa, S.** (2010). Amplify-and-forward relaying in channel-noise-assisted cooperative networks with relay selection, *IEEE Comm. Letters*, 14(7), 608–610.
- [52] **Suraweera, H.A., Michalopoulos, D.S., & Karagiannidis G.K.** (2009). Semi-blind amplify-and-forward with partial relay selection, *IET Electronics Letters*, 45(6), 317–319.
- [53] **Chen Y., Wang C.X., Xiao H., & Yuan D.** (2011). Novel partial selection schemes for AF relaying in Nakagami-m fading channels, *IEEE Trans. Veh. Tech.*, 60(7), 3497–3503.
- [54] **Ju M., Song H.K., & Kim I.M.** (2010). Joint relay-and-antenna selection in multi-antenna relay networks, *IEEE Trans. Comm.*, 58(12), 3417–3422.
- [55] **Aulin, T. & Sundberg, C.E.W.** (1981). Continuous phase modulation-part I: full response signalling, *IEEE Trans. Comm.*, 29(3), 196–209.
- [56] **Goodman, J.** (1991). Trends in cellular and cordless communications, *IEEE Comm. Mag.*, 29(6), 31–40.
- [57] **Zajic, A.G. & Stüber, G.L.** (2009). A space–time code design for CPM: diversity order and coding gain, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 55(8), 3781–3798.
- [58] **Saleem, S. & Stüber, G.L.** (2014). Frequency-domain equalization techniques for multi-h continuous phase modulation, *IEEE Trans. Comm.*, 62(6), 1818–1829.

- [59] **Wylie-Green, M.P., Perrins, E., & Svensson, T.** (2011). Introduction to CPM-SC-FDMA: a novel multiple-access power-efficient transmission scheme, *IEEE Trans. Comm.*, 59(7), 1904–1915.
- [60] **Saleem, S. & Stüber, G.L.** (2011). Trellis Termination of Multi-h CPM and the Diophantine Frobenius problem, *IEEE Trans. Comm.*, 59(8), 2196–2205.
- [61] **Saleem, S. & Stüber, G.L.** (2012). Linear Diophantine constrained intra-fix for frequency domain equalization of multi-h CPM, *IEEE Trans. Comm.*, 60(8), 2265–2274.
- [62] **Özgül, B., Koca, M., Deliç, H., & Stüber, G.L.** (2011). Pre-Equalization for continuous phase modulation, *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 10(7), 2272–2282.
- [63] **Bing, L., Aulin, T., & Bai, B.** (2014). Spectrally-efficient FDMA-CPM systems. *IEEE International Conference on Communications*, Sidney, Avustralya, 10–14 Haziran.
- [64] **Rimoldi, B.E.** (1988). A decomposition approach to CPM, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 34(2), 260–270.
- [65] **Cheng, C.C. & Chung, C.L.** (2002). Space-time code design for CPFSK modulation over frequency-nonselective fading channels. *IEEE International Conference on Communications*, New York, ABD, 28 Nisan–2 Mayıs.
- [66] **Laurent, P.A.** (1986). Exact and approximate construction of digital phase modulations by superposition of amplitude modulated pulses (AMP), *IEEE Trans. Comm.*, 34(2), 150–160.
- [67] **Zhang, X. & Fitz, M.P.** (2003). Space-time code design with continuous phase modulation, *IEEE J. Sel. Areas Comm.*, 21(5), 783–792.
- [68] **Altunbaş, İ.** (2005). Space-time trellis codes for MSK, *J. Comput. Electr. Eng.*, 31(4-5), 263–271.
- [69] **Maw, R.L. & Taylor, D.P.** (2005). Externally encoded space-time coded systems with continuous phase frequency shift keying, *International Conference on Wireless Networks, Communications and Mobile Computing*, Maui, ABD, 13–16 Haziran.
- [70] **Maw, R.L. & Taylor, D.P.** (2005). Space-time coded systems with continuous phase frequency shift keying, *IEEE Global Communications Conference*, St. Louis, ABD, 28 Kasım–2 Aralık.
- [71] **Maw, R.L. & Taylor, D.P.** (2007). Space-time coded systems using continuous phase modulation, *IEEE Trans. Comm.*, 55(11), 2047–2051.
- [72] **Hong, S.K., Chung, J.M., Yun, Y., & Kwon, S.L.** (2005). Space-time codes for quaternary CPFSK systems with large number of receiver antennas, *Int. J. Electron. Commun.*, 59(8), 486–490.
- [73] **Hong, S.K. & Chung, J.M.** (2006). Space-time codes for CPFSK with arbitrary number of receive antennas, *IEEE Trans. Comm.*, 5(11), 2988–2991.

- [74] **Maw, R.L., Martin, P.A., & Taylor, D.P.** (2008). Cooperative relaying with CPFSK and distributed space-time trellis codes, *IEEE Comm. Letters*, 12(5), 356–358.
- [75] **Silvester, A.M., Lampe, L., & Schober, R.** (2008). Distributed space-time continuous phase modulation code design, *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 7(11), 4455–4461.
- [76] **Yang, Q. & Ho, P.** (2009). Cooperative transmission with continuous phase frequency shift keying and phase-forward relays, *IEEE Global Communications Conference*, Honolulu, ABD, 30 Kasım–4 Aralık.
- [77] **Yang, Q. & Ho, P.** (2010). Phase forward cooperative communications with antenna selection and continuous phase modulation, *IEEE 71st Vehicular Technology Conference*, Taipei, Taiwan, 16–19 Mayıs.
- [78] **Yang, Q. & Ho, P.** (2011). Cooperative transmission with constant envelope modulations and phase-only forward relays, *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 10(1), 114–123.
- [79] **Xiong, F. & Bhatmuley, S.** (1997). Performance of MHPM in Rician and Rayleigh fading mobile channels, *IEEE Trans. Comm.*, 45(3), 279–283.
- [80] **Ertaş, T.** (2001). 4-seviyeli tam cevaplı SEFKA sinyallerinin ilinti tabanlı demodülasyonu, *DEÜ Mühendislik Fakültesi Fen ve Mühendislik Dergisi*, 3(2), 1–12.
- [81] **Demiroğlu, A.S. & Altunbaş, İ.** (2013). Distributed space-time trellis codes with continuous phase modulation for amplify and forward relaying, *IET Communications*, 52(2), 362–371.
- [82] **Demiroğlu, A.S., Altunbaş, İ., & Çelebi M.E.** (2014). Non-orthogonal amplify and forward relay selection systems with distributed space-time trellis coded continuous phase modulation, *IET Communications*, Hakem değerlendirmesinde.
- [83] **Altunbaş, İ., Demiroğlu, A.S., & Çelebi M.E.** (2008). Röleli sistemler için dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları, *II. Haberleşme Teknolojileri ve Uygulamaları Sempozyumu*, İstanbul, Türkiye, 22–24 Ekim.
- [84] **Demiroğlu, A.S., Altunbaş, İ., & Çelebi, M. E.** (2009). Distributed space-time MSK trellis codes for amplify & forward relaying, *17th European Signal Processing Conference*, Glasgow, Scotland, 24–28 Ağustos.
- [85] **Demiroğlu, A.S., Altunbaş, İ., & Çelebi, M. E.** (2010). Distributed space-time 4-CPFSK trellis codes for amplify & forward relaying, *3rd International Conference on Communication Theory, Reliability, and Quality of Service*, Atina, Yunanistan, 13–19 Haziran.
- [86] **Altunbaş, İ., Aygölü, Ü., & Çelebi M.E.** (2010). İşbirlikli iletişimde başarıımı artırıcı kanal kodlama ve modülasyon teknikleri, *İş Paketi 2.1: İşbirlikli çeşitlemede sürekli faz modülasyonunun kullanılması, TÜBİTAK EEEAG Proje 107E022*, 51–82.
- [87] **Proakis, J.G. & Salehi M.** (1994). *Communication systems engineering*. New Jersey, ABD: Prentice-Hall, Inc.

- [88] **Vucetic, B. & Yuan J.** (2003). *Space-time coding*. Batı Sussex, İngiltere: John Wiley & Sons Ltd.
- [89] **Simon, M.K. & Alouini, M.S.** (2000). *Digital communication over fading channels: a unified approach to performance analysis*. New York, ABD: John Wiley & Sons, Inc.
- [90] **Rappaport, T.S.** (2002). *Wireless communications: principles and practice*. New Jersey, ABD: Prentice-Hall, Inc.
- [91] **Sklar, B.** (1997). Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part I: characterization, *IEEE Comm. Mag.*, 35(7), 90–100.
- [92] **Jafarkhani, H.** (2005). *Space-time coding: theory and practice*. New York, ABD: Cambridge University Press.
- [93] **Lin, S. & Costello, D.J.** (2004). *Error control coding: fundamentals and applications*. New Jersey, ABD: Prentice-Hall, Inc.
- [94] **Naguib, A.F. & Calderbank, R.** (2000). Increasing data rate over wireless channels, *IEEE Signal Processing Magazine*, 17(3), 76–92.
- [95] **Liu, Z., Giannakis, G.B., Zhuo, S., & Muquet, B.** (2001) Space-time coding for broadband wireless communications, *Wireless Comm. and Mobile Comp.*, 1(1), 35–53.
- [96] **Stüber, G.L.** (2002). *Principles of Mobile Communications*. New York, ABD: Kluwer Academic Publishers.
- [97] **Tarokh, V., Jafarkhani, H., & Calderbank, A.R.** (1999). Space–time block codes from orthogonal designs, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 45(5), 1456–1467.
- [98] **Horn, R.A. & Johnson, C.R.** (1988). *Matrix Analysis*. New York, ABD: Cambridge University Press.
- [99] **Sendonaris, A., Erkip, E., & Aazhang, B.** (2003). User cooperation diversity - part II: implementation aspects and performance analysis, *IEEE Trans. Comm.*, 51(11), 1939–1948.
- [100] **Uysal, M. (Ed.).** (2010). *Cooperative communications for improved wireless network transmission: frameworks for virtual antenna array applications*. Hershey, ABD: IGI-Global.
- [101] **Willems, F.M.J., van der Meulen, E.C., & Schalkwijk, J.P.M.** (1983). Achievable rate region for the multiple access channel with generalized feedback, *21st Annual Allerton Conference on Communication, Control, and Computing*, Monticello, ABD, 5–7 Ekim.
- [102] **Ribeiro, A., Cai, X., & Giannakis, G.B.** (2005). Symbol error probabilities for general cooperative links, *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 4(3), 1264–1273.
- [103] **Fan, Y., Wang, C., Thompson, J., & Poor, H.V.** (2007). Recovering multiplexing loss through successive relaying using repetition coding, *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 12(6), 4484–4493.

- [104] **Yang, S. & Belfiore, J.-C.** (2007). Towards the optimal amplify-and-forward cooperative diversity scheme, *IEEE Trans. Inf. Theory*, 53(9), 3114–3126.
- [105] **Laneman, J.N.** (2002). Cooperative diversity in wireless networks: algorithms and architectures, *Basılmayan Doktora Tezi*, Massachusetts Institute of Technology, Cambridge, ABD.
- [106] **Hunter, T.E. & Nosratinia, A.** (2002). Cooperation diversity through coding, *IEEE International Symposium on Information Theory*, Lozan, İsviçre, 30 Haziran–5 Temmuz.
- [107] **Zummo, S.A.** (2006). Performance analysis of coded cooperation diversity in wireless networks, *IEEE International Conference on Communications*, İstanbul, Türkiye, 11–15 Haziran.
- [108] **Stefanov, A. & Erkip, E.** (2005). Cooperative space-time coding for wireless networks, *IEEE Trans. Comm.*, 53(11), 1804–1809.
- [109] **Hua, Y., Mei, Y., & Chang, Y.** (2003). Parallel wireless mobile relays with space-time modulations, *IEEE Workshop on Statistical Signal Processing*, St. Louis, ABD, 28 Eylül–1 Ekim.
- [110] **Chang, Y. & Hua, Y.** (2004). Diversity analysis of orthogonal space-time modulation for distributed wireless relays, *International Conference on Acoustics, Speech, and Signal Processing*, Montreal, Kanada, 17–21 Mayıs.
- [111] **Altunbaş, İ.** (1999). *Sürekli faz modülasyonunun çok düzeyli kodlanması* (Doktora tezi). İTÜ, Fen Bilimleri Enstitüsü, İstanbul.
- [112] **Valenti, M.C., Shi, C., & Torrieri, D.** (2009). Iterative multisymbol noncoherent reception of coded CPFSK, *IEEE Military Communications Conference*, Boston, ABD, 18–21 Ekim.
- [113] **Leib, H. & Pasupathy, S.** (1993). Error-control properties of minimum shift keying, *IEEE Comm. Mag.*, 31(1), 52–61.
- [114] **Bletsas, A., Shin H., & Win, M.** (2007). Cooperative communications with outage-optimal opportunistic relaying, *IEEE Trans. Wireless Comm.*, 6(9), 3450–3460.



ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Ali Serdar Demiroğlu

Doğum Yeri ve Tarihi: Adana 25/03/1980

E-Posta: demiroglu@gmail.com

Lisans: İTÜ Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

Yüksek Lisans: İTÜ Telekomünikasyon Mühendisliği

Mesleki Deneyim:

- Eylül 2002 – Nisan 2007, İTÜ Fen Bilimleri Enstitüsü, Araştırma Görevlisi
- Nisan 2007 – Kasım 2011, NETAŞ, Yazılım Geliştirme Uzmanı
- Kasım 2011 – Nisan 2014, Vodafone, Kıdemli Yazılım Geliştirme Uzmanı
- Nisan 2014 – ..., NETAŞ, Yazılım Geliştirme Müdürü

Yayın Listesi:

- **Demiroğlu, A.S. & Altunbaş, İ.** (2005). Space-time trellis codes with asymmetric 4PSK modulations, *IEEE 13th Signal Processing and Communications Applications Conf.*, Kayseri, Turkey, 16-18 Mayıs.

TEZDEN TÜRETİLEN YAYINLAR/SUNUMLAR

- **Demiroğlu, A.S. & Altunbaş, İ.** (2013). Distributed space-time trellis codes with continuous phase modulation for amplify and forward relaying, *IET Communications*, 52(2), 362–371.
- **Demiroğlu, A.S., Altunbaş, İ., & Çelebi M.E.** (2014). Non-orthogonal amplify and forward relay selection systems with distributed space-time trellis coded continuous phase modulation, *Wireless Personal Communications*, Hakem değerlendirmesinde.
- Altunbaş, İ., **Demiroğlu, A.S., & Çelebi M.E.** (2008). Röleli sistemler için dağıtılmış uzay-zaman MSK kafes kodları, *II. Haberleşme Teknolojileri ve Uygulamaları Sempozyumu*, İstanbul, Türkiye, 22–24 Ekim.
- **Demiroğlu, A.S., Altunbaş, İ., & Çelebi, M. E.** (2009). Distributed space-time MSK trellis codes for amplify & forward relaying, *17th European Signal Processing Conference*, Glasgow, Scotland, 24–28 Ağustos.
- **Demiroğlu, A.S., Altunbaş, İ., & Çelebi, M. E.** (2010). Distributed space-time 4-CPFSK trellis codes for amplify & forward relaying, *3rd International*

Conference on Communication Theory, Reliability, and Quality of Service, Atina, Yunanistan, 13–19 Haziran.

- Altunbaş, İ., Aygölü, Ü., & Çelebi M.E. (2010). İşbirlikli iletişimde başarıyı artırıcı kanal kodlama ve modülasyon teknikleri, İş Paketi 2.1: İşbirlikli çeşitlemede sürekli faz modülasyonunun kullanılması, *TÜBİTAK EEEAG Proje 107E022*, 51–82.