

154382

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**HIZLI SÖNÜMLEMELİ KANALLAR İÇİN ÜSTÜN DİK
UZAY ZAMAN KAFES KODLARI**

154382

Elektronik Müh. Aslı BİROL

**FBE Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Haberleşme Programında
Hazırlanan**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı: Prof. Metin Yücel

Prof. Metin YÜCEL

Doç. Dr. Tülay YILDIRIM

Prof. Dr. H. PAŞTACI

İSTANBUL, 2004

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÖNSÖZ.....	vii
ÖZET.....	viii
ABSTRACT	ix
1. GİRİŞ.....	10
1.1 Konuyla İlgili Yapılmış Çalışmalar.....	10
1.2 Tezin Konuya Katkıları	13
2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARININ ÖZELLİKLERİ	16
2.1 Büyük Ölçekli ve Küçük Ölçekli Sönümleme	17
2.2 Sönümlemeli Kanal Parametreleri.....	17
2.2.1 Gecikme Yayılımı	17
2.2.2 Doppler Frekans Yayılımı	20
2.3 Sönümlemeli Kanal Sınıflandırması.....	21
3. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI İÇİN ÇEŞİTLEME	22
3.1 Çeşitleme Türleri	22
3.1.1 Zaman Bölgesinde Çeşitleme	22
3.1.2 Frekans Bölgesinde Çeşitleme	22
3.1.3 Uzayda Çeşitleme	23
3.1.4 Polarizasyon Çeşitlemesi.....	23
3.1.5 Yol Çeşitlemesi	23
3.1.6 İşaret Uzayı Çeşitlemesi	23
3.2 Alıcıda Birleştirme Yöntemleri	23
3.2.1 Seçmeli Birleştirme	23
3.2.2 En yüksek oranlı birleştirme.....	24
3.2.3 Eşit kazançlı birleştirme	24
3.3 Verici Çeşitlemesi	25
3.3.1 Geri Besleme Kullanan Yapılar.....	25
3.3.2 İleri Besleme veya Eğitim Bilgisi Kullanan Yapılar	25
3.3.3 Gözü Kapalı Yapılar	25
4. UZAY-ZAMAN KODLARI	26
4.1 Sistem Modeli.....	26
4.2 Duruğumsu Sönümlemeli Kanalda Hata Başarım Ölçütleri	27
4.2.1 İstatistiksel Bağımsız Sönümleme Katsayıları Durumu.....	27

4.2.1.1	Rayleigh Sönümlmeli Kanal için Hata Başarım Ölçütleri.....	31
4.2.1.2	Rician Sönümlmeli Kanal için Hata Başarım Ölçütleri.....	32
4.2.2	İstatistiksel Bağımlı Sönümleme Katsayıları Durumu	33
4.3	Hızlı Sönümlmeli Kanalda Hata Başarım Ölçütleri	34
5.	DİK VERİCİ ÇEŞİTLEMESİ	38
5.1	Alamouti Yöntemi ve MRRC.....	38
5.1.1	En-Büyük Oran Alıcı Birleştirme.....	38
5.1.2	Alamouti Yöntemi	40
5.2	Genel Dik Yapılar.....	43
5.2.1	Gerçek Dik Tasarımlar	43
5.2.2	Genelleştirilmiş Gerçek Dik Tasarımlar.....	45
5.2.3	Karmaşık Dik Tasarımlar	46
5.2.4	Genelleştirilmiş Karmaşık Dik Tasarımlar.....	47
5.3	Dikimsi Yapılar	48
6.	DURUĞUMSU KANALLAR İÇİN ÜSTÜN-DİK UZAY-ZAMAN KAFES KODLARI	52
6.1	Parametrelili Uzay-Zaman Blok Kodlar	53
6.2	Dik Kodlar İçin Küme Bölmeleme.....	54
6.3	Üstün-Dik Kodlar İçin Küme Bölmeleme.....	57
6.4	Üstün-Dik Uzay-Zaman Kafes Kodlar	59
6.5	CGD Analizi	61
6.5.1	Yol Uzunluğu Üç Olan Hatalar	61
6.5.2	Yol Uzunluğu İki Olan Hatalar	63
7.	HIZLI SÖNÜMLEMELİ KANALLAR İÇİN ÜSTÜN-DİK UZAY-ZAMAN KAFES KODLARI	65
7.1	Tasarım Ölçütleri.....	65
7.2	Tasarlanan BPSK ve QPSK Kodlar	66
8.	BENZETİM SONUÇLARI.....	76
8.1	BPSK İçin Benzetim Sonuçları	76
8.2	QPSK İçin Benzetim Sonuçları	77
9.	SONUÇ.....	91
	KAYNAKLAR.....	92
	ÖZGEÇMİŞ.....	94

SİMGE LİSTESİ

B_c	Uyum band genişliği
f_D	Doppler frekans yayılımı
$d_P(l_\eta)$	Çarpım-toplam uzaklığı
l_η	Etkin kod uzunluğu
$R(\Delta f)$	Frekans ilişki işlevi
$\delta(\tau)$	Çok-yollu yoğunluk profili
T_c	Uyum süresi
T_m	Gecikme yayılımı
τ	Zaman gecikmesi



KISALTMA LİSTESİ

AWGN	Additive White Gaussian Noise (Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü)
BER	Bit Error Rate (Bit Hata Oranı)
BPSK	Binary Phase Shift Keying (İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
CGD	Coding Gain Distance (Kodlama Kazanç Uzaklığı)
CSI	Channel State Information (Kanal Durum Bilgisi)
ECL	Effective Code Length (Etkin Kod Uzunluğu)
FER	Frame Error Rate (Çerçeve Hata Oranı)
ISI	Intersymbol Interference (Simgelerarası Karışma)
MIMO	Multiple-Input-Multiple-Output (Çok-giriş çok-çıkış)
MRRC	Maximum Ratio Receiver Combiner (En Büyük Oran Alıcı Birleştirici)
PSK	Phase Shift Keying (Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
QAM	Quadrature Amplitude Modulation (Karesel Genlik Modülasyonu)
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying (Karesel Faz Kaydırmalı Anahtarlama)
SNR	Signal-Noise Ratio (İşaret Gürültü Oranı)
SOSTTC	Super Orthogonal Space Time Trellis Code (Üstün Dik Uzay Zaman Kafes Kodu)
STBC	Space Time Block Code (Uzay Zaman Blok Kodu)
STTC	Space Time Trellis Code (Uzay Zaman Kafes Kodu)
TCM	Trellis Coded Modulation (Kafes Kod Modülasyonu)

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1a Kanal ilişki ve güç yoğunluk işlevleri - çok-yollu yoğunluk profili.....	18
Şekil 2.1b Kanal ilişki ve güç yoğunluk işlevleri - frekans ilişki işlevi.....	18
Şekil 2.1c Kanal ilişki ve güç yoğunluk işlevleri - zaman ilişki işlevi.....	18
Şekil 2.1d Kanal ilişki ve güç yoğunluk işlevleri - Doppler güç spektrumu.....	18
Şekil 2.2a Kanal Karakteristikleri - düz sönümlemeli kanal.....	19
Şekil 2.2b Kanal Karakteristikleri - frekans seçici sönümlemeli kanal	19
Şekil 2.3 Gezgin kanal sınıflandırması.....	21
Şekil 2.4a Alıcıda birleştirme yöntemleri - seçmeli birleştirme.....	24
Şekil 2.4b Alıcıda birleştirme yöntemleri - en yüksek oranlı birleştirme.....	24
Şekil 2.4c Alıcıda birleştirme yöntemleri - eşit kazançlı birleştirme	24
Şekil 4.1 Verici yapısı	26
Şekil 5.1 İki alıcı antenli MRRC yapısı	38
Şekil 5.2 Alamouti verici yapısı	40
Şekil 5.3 2-verici, 1-alıcı antenli Alamouti yöntemi	41
Şekil 6.1 BPSK için küme bölmeleme	55
Şekil 6.2 QPSK için küme bölmeleme.....	55
Şekil 6.3 8PSK için küme bölmeleme.....	56
Şekil 6.4 SOSTTC 4-durumlu kod, BPSK için $r=1$ bit/s/Hz, QPSK için $r=2$ bits/s/Hz.....	59
Şekil 6.5 SOSTTC 2-durumlu kod, BPSK için $r=1$ bit/s/Hz, QPSK için $r=2$ bits/s/Hz.....	59
Şekil 6.6 SOSTTC 4-durumlu kod, 8PSK için $r=3$ bits/s/Hz.....	60
Şekil 6.7 $P=3$ geçiş için farklı iki yol.....	61
Şekil 6.8 $P=2$ geçiş için farklı iki yol.....	64
Şekil 7.1 BPSK için tasarlanan 4 durumlu üstün-dik uzay-zaman kafes kodu	68
Şekil 7.2 Hızlı sönümlemeli kanal için yeni tasarlanan 16-durumlu SOSTTC Kod-A.....	71
Şekil 7.3 Hızlı sönümlemeli kanal için yeni tasarlanan 16-durumlu SOSTTC Kod-B.....	72
Şekil 7.4 Hızlı sönümlemeli kanal için yeni tasarlanan 16-durumlu SOSTTC Kod-C.....	73
Şekil 7.5 Hızlı sönümlemeli kanal için yeni tasarlanan 16-durumlu SOSTTC Kod-D	74
Şekil 7.6 Hızlı sönümlemeli kanal için yeni tasarlanan 16-durumlu SOSTTC Kod-E.....	75
Şekil 8.1 Yavaş sönümlemeli kanalda 4 durumlu ve 2 durumlu BPSK-SOSTTC kodlar	79
Şekil 8.2 Hızlı sönümlemeli kanalda 4 durumlu ve 2 durumlu BPSK-SOSTTC kodlar	80
Şekil 8.3 Yeni tasarlanan 4 durumlu BPSK-SOSTTC kodun hızlı ve yavaş sönümlemeli kanallarda başarımı.....	81
Şekil 8.4 Yavaş sönümlemeli kanalda yeni tasarlanan 4 durumlu kod ile 2 durumlu ve 4 durumlu BPSK-SOSTTC (Jafarkhani vd.,2003) kodların karşılaştırılması	82
Şekil 8.5 Hızlı sönümlemeli kanalda yeni tasarlanan 4 durumlu BPSK-SOSTTC kod ile 2 durumlu ve 4 durumlu BPSK-SOSTTC (Jafarkhani vd.,2003) kodların karşılaştırılması.....	83
Şekil 8.6 Yavaş sönümlemeli kanalda 2 ve 4 durumlu QPSK-SOSTTC.....	84
Şekil 8.7 Yavaş ve hızlı sönümlemeli kanalda 4-durumlu QPSK- SOSTTC başarımı.....	85
Şekil 8.8 QPSK Kod-A, Kod-B ve Kod-C'nin hızlı sönümlemeli kanalda karşılaştırılması...	86
Şekil 8.9 QPSK SOSTTC Kod-C'nin yavaş ve hızlı sönümlemeli kanaldaki başarımı	87
Şekil 8.10 Hızlı sönümlemeli kanalda Kod-C'nin 16 durumlu STTC Referans-1(Tarokh vd.,1998) ve 16 durumlu STTC Referans-2 (Baro vd.,2000) ile karşılaştırılması.....	88
Şekil 8.11 QPSK için yavaş sönümlemeli kanalda Kod-C'nin 32 durumlu STTC Referans-3 (Yuan vd.,2003) ve 32 durumlu STTC Referans-4 (Tarokh vd.,1998) ile karşılaştırılması.....	89
Şekil 8.12 QPSK için yavaş sönümlemeli kanalda 4 durumlu QPSK-SOSTTC ile Kod-C'nin karşılaştırılması.....	90

ÖNSÖZ

Hızlı sönümlmeli kanallar için üstün-dik uzay-zaman kafes kodlarının incelendiği bu tez Yıldız Teknik Üniversitesi, Elektronik ve Haberleşme Anabilim dalı, Haberleşme Yüksek Lisans programı kapsamında hazırlanmıştır.

Bu tezin hazırlanmasında emeği geçen, destekleri, ilgileri ve yönlendirmeleriyle yardımcı olan saygıdeğer hocalarım Sayın Prof. Dr. Ümit Aygölü'ne ve Sayın Prof. Metin Yücel'e teşekkürlerimi sunarım. Çalışmalarım süresince gösterdikleri anlayış ve desteklerinden ötürü anneme ve kız kardeşime de teşekkür ederim.

Bu çalışmayı babamın anısına ithaf ediyorum.

İstanbul, 2004



ÖZET

Çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) iletişim sistemlerinde hem verici hem de alıcıda çok-antenli yapılar kullanılmakta ve tek antenli sistemlere göre belirgin bir sığa kazancı elde edilmektedir. Ayrıca hem alıcı hem de verici çeşitlemesinin uzay-zaman kodlama teknikleri ile bir arada kullanılmasıyla diğer gezgin iletişim sistemlerine göre belirgin bir çeşitleme kazancı da MIMO sistemler tarafından sağlanmaktadır. Bu etkenler MIMO yapıların önemini ortaya koymuştur.

Uzay-zaman kodlar birden çok verici ve/veya alıcı anten kullanımının beraberinde getirdiği kapasite artışından yararlanarak sönümlemeli kanallarda yüksek hata başarımına ulaşan bir tekniktir. Uzay-zaman kafes kodları ile ilgili olarak yapılan ilk çalışmada yavaş sönümlemeli (duruğumsu) ve hızlı sönümlemeli kanallar için hata olasılığı üst sınırı ifadeleri ve kod tasarım ölçütleri verilmiştir. Duruğumsu sönümlemeli kanallar için belirleyici tasarım ölçütleri, fark matrisinin kertes (rankı) ve determinantıdır. Hızlı sönümlemeli kanallarda ise etkin kod uzunluğu ve çarpım-toplam uzaklığı önemli parametrelerdir.

İki verici ve bir alıcı anten kullanılan Alamouti yönteminde alıcıda en büyük olabilirlikli kod çözme algoritması kullanılmış olmasının yanı sıra olası en büyük çeşitleme kazancı da elde edilmiştir. Bu yöntem dik tasarımlar kullanılarak herhangi bir sayıda verici anten için genelleştirilmiş ve uzay-zaman blok kodları olarak adlandırılmıştır. Uzay-zaman blok kodlar, tam çeşitleme ve oldukça basit bir kod çözme yöntemi sağlamasına rağmen kodlama kazancı sağlamamaktadır. Bu durum tam çeşitlemenin yanı sıra kodlama kazancı da sağlayan uzay-zaman kafes kodlar ile zıt bir durum oluşturur. Uzay-zaman kafes kodların dezavantajı ise kod çözme yönteminde karmaşıklığının artmasıdır. Üstün-dik uzay-zaman kafes kodları, uzay-zaman blok kodları ile kafes kodu birleştirilerek önceki yapılara göre olan en büyük veri hızına ulaşabilen ve tam çeşitleme sağlayan bir yapıdır.

Bu çalışmada, hızlı sönümlemeli kanallar için BPSK ve QPSK işaret kümeleri kullanılarak üstün-dik uzay-zaman kafes kodları tasarlanmıştır. Yeni tasarlanan üstün-dik uzay-zaman kafes kodları kanal tipine uygun tasarım ölçütlerine dayanmaktadır. Önerilen küme bölmelemeler ve üstün-dik kümeler kullanılarak BPSK için 4-durumlu QPSK içinse 16-durumlu üstün-dik uzay-zaman kafes kodları oluşturulmuştur. Bu yeni kodların hem duruğumsu hem de hızlı sönümlemeli kanallardaki başarımları bilgisayar benzetimleri ile değerlendirilmiştir. Ayrıca hızlı sönümlemeli kanal durumunda yeni kodların üstünlükleri karşılaştırmalı olarak gösterilmiştir.

Anahtar kelimeler: Üstün-dik uzay-zaman kafes kodları, Hızlı sönümleme, Uzay-zaman Kodlaması, Uzay-zaman blok kodları, Dik verici çeşitlemesi

ABSTRACT

In multiple-input-multiple-output (MIMO) communication systems, multiple antennas are used at both the transmitter and the receiver ends and significant capacity gain is achieved over conventional single antenna systems. Moreover significant diversity advantage over traditional wireless communication systems, by exploiting both transmit and receiver diversity by employing various space-time coding schemes is also offered by MIMO systems. These have led to MIMO being regarded as one of the most promising emerging wireless technologies.

Space-time coding is a powerful technique to improve the error performance of wireless communications systems by using multiple antennas. In the first performance investigation of space-time trellis codes, analytical bounds and design criteria were proposed for slow (quasi-static) and fast fading channels. It was pointed out that in slow fading channels the critical parameters are the rank and determinant of the distance matrix, while in fast fading channels the important parameters are the effective code length and the product-sum distance.

Using two transmit and one receive antenna, Alamouti's scheme provides the maximum possible diversity gain with a maximum likelihood decoding algorithm at the receiver. This generalized to an arbitrary number of antennas by using orthogonal designs and named as space-time block coding. Although a space-time block code provides full diversity and a very simple decoding scheme its main goal is not to provide the additional coding gain. This is in contrast to space-time trellis codes which provide full diversity as well as coding gain but at a cost of higher decoding complexity. Super-orthogonal space-time trellis codes, combine space-time block codes with a trellis code to come up with a structure that guarantees the full diversity and increased rate compared to previous schemes.

In this thesis, super-orthogonal space-time trellis codes for fast fading channels are designed for BPSK and QPSK signal constellations. These new designed super-orthogonal space-time trellis codes base on the appropriate design criteria. Using proposed set partitioning and super-orthogonal sets several 4-state codes for BPSK and 16-state codes for QPSK are given. The performance of the new codes over both quasi-static and rapid fading channels are evaluated through computer simulations. Also superiority of the new codes in rapid fading case compared to the reference codes are shown.

Keywords: Super-Orthogonal Space-Time Trellis Codes, Rapid Fading, Space-Time Coding, Space-Time Block Codes, Orthogonal Transmit Diversity

1. GİRİŞ

1.1 Konuyla İlgili Yapılmış Çalışmalar

Son yıllarda telsiz kanallar giderek artan bir taleple sadece ses iletimi için değil aynı zamanda veri, video ve çoklu-ortam iletişimi için de kullanılmaktadır. Gezgin kanallar üzerinden hızlı ve güvenli bilgi iletimini engelleyecek birçok etken bulunmaktadır. Kullanılacak iletişim sisteminin tasarımında, band genişliği ve iletim gücü sınırlamaları önemli ölçütler olarak ortaya çıkmaktadır. Bunların yanısıra kanaldaki toplamsal gürültü ve özellikle çok-yollu iletişim yapısına bağlı olarak ortaya çıkan sönümlleme etkisi telsiz iletişimde hata başarımını oldukça kötüleştirmektedir.

Sönümlleme birden çok yayılım yolu olmasının ve alıcı/verici hareketliliğinin bir arada etkisi sonucu oluşur. Gezgin birimlerin giderek artan hareketliliği sonucunda önemli boyutlara varan sönümllemenin, gezgin iletişim sistemleri üzerindeki etkisini azaltmanın en iyi yolu çeşitleme tekniklerinden yararlanmaktır. Uzay, zaman ve frekans çeşitlemesini de içeren çeşitleme tekniklerinin amacı, iletim ortamında bağımsız kanallar ortaya çıkararak aynı bilgiye ilişkin çeşitli işaretlerin alıcıya ulaşmasını sağlamaktır. Böylece, kullanılan bağımsız kanallardan biri üzerinden iletilen bilgi derin sönümlleme etkisi sonucunda alıcıya çok zayıflamış olarak ulaşsa bile bir diğer kanaldan alıcıya ulaşabilecek daha az zayıflamış kopya alıcının hata başarımını arttıracaktır.

Kuramsal olarak belirli kanallar için çok antenli sistemlerinin sığasının doğrusal olarak anten sayısı ile arttığının gösterilmesi (Telatar,1995; Foschini vd.,1998), genişband telsiz iletişimde çok-antenli sistemlerin geniş uygulama potansiyeli olduğunu belirtmektedir. Çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) iletişim sistemlerinde hem verici hem de alıcıda birden çok anten kullanılmakta ve tek antenli sistemlere göre belirgin bir sığa kazancı sağlanmaktadır. Daha önceleri, çok-antenli telsiz sistemlerde çok-yollu sönümllemeyle baş edebilmek için zaman çeşitlemesi, frekans çeşitlemesi ve alıcı anten çeşitlemesi gibi yöntemler kullanılmıştır. Bunların içinde en sık kullanılan teknik alıcı anten çeşitlemesidir. Fakat, uzak uçtaki alıcı birimin boyutlarının küçük kalmasının ve maliyetinin az olmasının sağlanmasında alıcı anten çeşitlemesinin kullanımı zorluklara neden olmaktadır. Ticari nedenlerle çok-antenli yapıların vericide kullanılması verici çeşitlemesine artan bir popülerite getirmiştir Bu süreç, uzay-zaman kodlama tekniğinin (Tarokh vd., 1998) ortaya atılmasıyla önemli bir konuma gelmiştir.

Çok alıcı/verici antenli sistemlerde uzay-zaman kodlamanın kullanımı son yıllarda telsiz iletişim alanında büyük dikkat çekmiştir. Uzay-zaman kodları, kanal kod tasarımı ile birçok

verici anten kullanımını birleştiren bir yöntemdir. Kod tasarımı, uzay-zaman kodlamada en önemli konudur.

Tarokh, Seshadri ve Calderbank (1998) tarafından birden çok verici/alıcı anten kullanılması durumunda elde edilebilecek hata olasılığı üst sınırı ifadelerini verilerek kod tasarım ölçütlerini belirlenmiştir. Bu ölçütlere dayanılarak tasarlanan iletişim sistemleri tam çeşitleme kazancı ve yüksek kodlama kazancına sahip olabilmektedir. Duruğumsu sönümlmeli kanallar için belirtilen tasarım ölçütleri, olası en yüksek çeşitleme derecesini elde edebilmek için kod sözcüğü fark matrisinin kertesinin yükseltilmesine dayanır. Uzay-zaman kafes kodlarının kodlama kazancının en büyük yapılabilmesi için de ölçütler belirtilmiştir. Verilen ölçütlere dayanarak duruğumsu kanallarda iki verici anten kullanan sistemler için ilk uzay-zaman kafes kodları da tasarlanmıştır (Tarokh vd., 1998). Tasarlanmış olan kodlar tam çeşitleme sağlamak ve duruğumsu kanallarda iyi bir başarımla elde etmektedir. Bu kodlar tam çeşitleme sağlasa da, kodlama kazancı açısından en iyileştirilmemişlerdir. Özellikle kodlama kazancını en iyi yapmak üzere tasarlanmış kodlar daha sonraları yapılan çalışmalarda verilmiştir (Baro vd, 2000; Yan vd., 2000; Ionescu vd.,2001; Chen vd., 2001). Belirtilen ölçütlere uygun birçok uzay-zaman kafes kodu literatürde bulunmaktadır. QPSK ve 8PSK işaret kümeleri için hem yavaş sönümlmeli kanallarda (Chen vd., 2002a; 2002b; 2002c; Yan vd., 2000; 2002), hem de hızlı sönümlmeli kanallarda (Firmanto vd., 2001) tasarımlar yapılmıştır. Bu kodlar alıcı anten çeşitlemesi ile beraber kullanıldığında Tarokh vd. (1998) tarafından tasarlanan kodlardan daha iyi başarımla sağlamaktadır.

Uzay-zaman kodlama yönteminin, 1998'de AT&T araştırma laboratuvarlarında ilk kez ortaya atılmasından sonra, Alamouti (1998), iki verici anten için oldukça basit bir verici çeşitleme yapısı ve alıcıda hızlı bir en büyük olabilirlikli kod çözme algoritması kullanarak bir uzay-zaman kodu geliştirmiştir. İki verici ve M tane alıcı anten kullanılan Alamouti yönteminde, alıcı çeşitlemesi ile aynı çeşitleme derecesi elde edilmiştir.

Bu gelişmenin üzerine, Tarokh vd.(1999a), dik tasarımları kullanarak herhangi bir sayıda verici anten için Alamouti yapısını genel bir hale getirmişlerdir. Uzay-zaman blok kod olarak adlandırılan bu yapılar tam çeşitleme ve hızlı en büyük olabilirlik kod çözme algoritması sağlamaktadır. Alamouti yönteminin genelleştirilmesi dik tasarımlar kullanılarak gerçekleştirilmiştir. Dik tasarımlar kuramı, daha önceleri Radon ve Hurwitz gibi birçok büyük kuramcının üzerinde çalıştığı önemli bir matematik dalıdır. Radon'un çalışmaları sonucunda dik tasarımların var olduğu boyut kümeleri belirlenmiştir. Alamouti yapısının karmaşık dik tasarımların özel bir durumu olduğunu belirtilmiş ve ayrıca Alamouti yapısının tam çeşitleme

ve tam oranlı en iyi yapı olduğu ispatlanmıştır (Tarokh vd., 1999a).

Uzay-zaman blok kodlar dik tasarımlara göre iki sınıfa ayrılır. Bunlar, PAM gibi gerçel işaret kümeleri ile kullanılan gerçel tasarımlar ve QPSK, QAM gibi karmaşık işaret kümeleri ile kullanılan karmaşık dik tasarımlardır. Karmaşık dik tasarımlar kullanılarak uzay-zaman blok kodun sadece 2 verici anten için varolduğu gösterilmiştir. Ayrıca kare olmayan tasarımlarla da uzay-zaman blok kodların elde edilebileceği gösterilmiş ve tanımlanan genelleştirilmiş karmaşık dik tasarımlarla herhangi sayıda verici anten için uzay-zaman blok kod oluşturulabileceği gösterilmiştir. Fakat iletim hızında kayıp olmaktadır. İki verici antenli bir sistem için tanımlanan karmaşık dik tasarımlı uzay-zaman blok kodun iletim hızı birdir. Bu kod Alamouti yönteminde tanımlanan yapıdır. Üç ve dört tane verici anten olduğu durumda ise iletim hızı $\frac{3}{4}$ olmaktadır. Herhangi sayıda verici anten olduğu durumda, genelleştirilmiş karmaşık dik tasarımlar kullanılarak $\frac{1}{2}$ hızlı uzay-zaman blok kod tanımlanmaktadır. Dik tasarımların kullanılması kod çözme işlemini oldukça kolaylaştırmaktadır.

Dikimsi tasarımlar, Jafarkhani (2001) tarafından karmaşık dik tasarımlarla elde edilen uzay-zaman blok kodlarının iletim hızlarında artış sağlayabilmek için kullanılmıştır. Dikimsi tasarımlar ile daha yüksek iletim hızı sağlanırken diklikde azalma oluşur. Dikimsi tasarımlarda iletim matrisinin sütunları gruplara ayrılmıştır. Grup içlerindeki sütunlar birbirlerine dik değildir, fakat farklı gruplar birbirlerine diktir. Dikimsi tasarımlar kullanılarak, iletilen simge çiftlerinin ayrı ayrı kod çözülebileceği gösterilmiştir (Jafarkhani, 2001). Benzetimlerle tam iletim hızının, düşük işaret-gürültü oranında ve yüksek bit-hata oranında daha önemli olduğu, buna karşılık tam çeşitlemenin, yüksek işaret-gürültü oranlarında ve düşük bit-hata oranlarında etkili olduğu sonucuna ulaşılmıştır. BER-SNR eğrisinin eğimi çeşitlemeye bağlıdır. BER-SNR düzleminde tam hıza sahip bir kod tam çeşitlemeye sahip bir koddan daha iyi bir noktadan başlasa da, artan SNR değeriyle beraber tam çeşitlemeye sahip olan kod daha fazla kazanç sağlar.

Alıcı anten çeşitlemesininde kullanıldığı sistemler için uzay-zaman kafes kodlarının tasarım ölçütleri yakın bir tarihte Yuan vd.(2003) tarafından elde edilmiştir. Bu ölçütlerde çok-alıcı anten durumunda Öklid uzaklığının önemli bir tasarım parametresi olduğu belirtilmiştir.

Uzay-zaman blok kodlar, tam çeşitleme ve oldukça basit bir kod çözme yöntemi sağlamasına rağmen, kodlama kazancı sağlamamaktadır (Tarokh vd.,1999a;1999b). Bu durum tam çeşitlemenin yanı sıra kodlama kazancı da sağlayan uzay-zaman kafes kodlar ile zıt bir durum oluşturur. Uzay-zaman kafes kodların dezavantajı kod çözme yönteminde karmaşıklığının

artmasıdır. Ek kodlama kazancı elde etmek için yapılması gereken kafes kod gibi bir dış kodun iç kod olarak uzay-zaman blok kod ile bitleştirilmesidir (Alamouti vd., 1998; Gong vd., 2000). Bu yapıların temel dezavantajı da erişilebilir en büyük veri hızına ulaşamamaktır.

Üstün-dik uzay-zaman kafes kodları, kafes kod ile uzay-zaman blok kodları birarada kullanarak önceki yapılara göre daha büyük veri hızına ulaşabilen ve tam çeşitleme sağlayan bir yapıdır (Jafarkhani vd., 2003). Yavaş sönmülemeli kanallar için de, kafes kodların AWGN kanallardaki Ungerboeck kodlar için geçerli küme bölmeleme kavramlarına dayanması gerekmektedir (Alamouti vd., 1998). Tarokh vd. (1998) tarafından geliştirilen uzay-zaman kafes kodlarında her kafes dalına n tane işaret kümesi simgesi atanmıştır. Bir kafes dalının seçilmesi bir zaman aralığında n tane verici antenden n tane simge iletilmesine denktir. Bir sonraki zaman aralığında iletilecekler bir sonra seçilecek kafes dalına bağlıdır ve otomatik olarak belirlenmemektedir. Bu kodlar en büyük çeşitlemeyi ve hızı garantileyecek şekilde tasarlanmıştır.

Üstün-dik uzay-zaman kafes kod yapısında ise, bir durumdan çıkan dallara belirli işaret kümesi simgelerine sahip uzay-zaman blok kodlar atanmıştır (Jafarkhani vd., 2003). Genel olarak, $k \times n$ büyüklüğünde bir uzay-zaman blok kod için bir durumdan çıkan bir kafes dalı seçmek, k zaman aralığında n tane verici antenden nk tane simge iletmeye denktir.

Bu kodlar küme bölmeleme ile üstün-dik uzay-zaman blok kod kümesini bir arada kullanarak tam çeşitleme ve daha önce tasarlanmış uzay-zaman kafes kodlara göre daha iyi kodlama kazancı sağlamaktadır. Üstün-dik kod kümesi işaret kümesinde dönme ile elde edilir. Üstün-dik kod kümesinin kullanımı işaret kümesinin eleman sayısında herhangi bir artış sağlamamakta buna karşın kullanılabilir dik matris sayısını dolayısıyla kodlama fazlalığını (redundancy) arttırmaktadır. Farklı hızlarda farklı kafesler için kod tasarlanmasının sistematik yöntemi Jafarkhani vd. (2003; 2002) tarafından belirtilmiştir. Bütün olası dik matrislerin kullanılmamış olması Gong vd. (2000) ve Alamouti vd. (1998) tarafından önerilen yöntemlerde hız kaybına neden olmaktadır. Üstün-dik uzay-zaman kafes kodlarında temel yapı olarak dik tasarımlar kullanıldığından kod çözme karmaşıklığı az kalırken tam çeşitleme de sağlanmaktadır.

1.2 Tezin Konuya Katkıları

Jafarkhani vd. (2003), BPSK, QPSK ve 8PSK için, tanımlanan kodlama kazanç uzaklığına (CGD) göre küme bölmeleme yapılarını vermiş ve duruğumsu kanal ölçütlerine göre 4

durumlu ve 2 durumlu BPSK ve QPSK kod tasarlamışlardır. Diğer bir deyişle bu tasarımlar, sönümleme etkilerinin bir çerçeve boyunca değişmediği varsayımına dayanmaktadır.

Bu çalışmada M-PSK modülasyonu için hızlı sönümlemeli kanallarda yüksek hata başarımlarına sahip üstün-dik uzay-zaman kafes kodlar tasarlanmıştır. Sönümleme etkilerinin simgeden simgeye değiştiği hızlı sönümlemeli kanallar ele alındığından bu kanal tipine ait ölçütler esas alınmıştır. Etkin kod uzunluğu ve çarpım-toplam uzaklığı en büyük yapılacak şekilde BPSK için 4 durumlu QPSK içinse 16 durumlu tasarımlar yapılmıştır. Literatürde hızlı sönümlemeli kanal ölçütlerine göre tasarlanmış üstün-dik uzay-zaman kodlar bulunmadığından, yeni tasarlanan kodlar hızlı sönümlemeli kanal ölçütlerini sağlayan uzay-zaman kafes kod tasarımlarıyla ve duruğumsu kanal ölçütlerine göre tasarlanmış üstün-dik uzay-zaman kodların hızlı kanaldaki başarımı ile karşılaştırılmıştır.

Tezin ikinci bölümünde gezgin kanallarda hata başarımını kötü yönde etkileyen sönümleme etkisi incelenmiştir. Sönümlemeli kanallardaki önemli parametreler olan gecikme yayılımı ve Doppler frekans yayılımı açıklanmış ve bu parametrelere bağlı olarak uyum band genişliği ve uyum süresi tanıtılmıştır. Ayrıca sönümlemeli kanalların frekans yanıtının frekans ve zaman bölgesindeki değişimleri modellenmiş, düzgün, frekans seçici, hızlı ve yavaş sönümlemeli kanal türleri tanımlanmıştır.

Üçüncü bölümde, sönümleme etkisi ile baş etmenin en etkili yolu olan çeşitleme tekniği açıklanmış ve literatürde en yaygın olarak karşılaşılan çeşitleme türleri sunulmuştur. Zaman ve frekans bölgelerinde çeşitleme, uzay, polarizasyon, yol ve işaret uzayı çeşitlemeleri anlatılmıştır. Ayrıca alıcıda birleştirme yöntemleri ve uzay çeşitlemesinin alt kolu olan verici çeşitlemesi hakkında bilgi verilmiştir.

Dördüncü bölümde, uzay-zaman kodlaması ile ilgili temel bilgiler ve tasarımda kullanılan hata başarımları ölçütleri verilmiştir. Duruğumsu sönümlemeli kanallarda, sönümleme katsayılarının istatistiksel bağımsız ve istatistiksel bağımlı olduğu durumlar için hata başarımları ölçütleri belirtilmiştir. Ayrıca hızlı sönümleme olduğu durumda geçerli hata başarımları ölçütleri de verilmiştir.

Beşinci bölümde, dik verici çeşitlemesi anlatılmıştır. Verici çeşitleme yapısı kullanarak tam çeşitleme kazancı sağlayan ve basit bir en-büyük oran alıcı birleştirme işlemi kullanılan dik tasarım olan Alamouti yapısı açıklanmıştır. İlk olarak klasik en-büyük oran alıcı birleştirici yapısı (MRRC) tekniği, daha sonra ise bir ve birden çok alıcı anten için Alamouti yöntemi incelenmiştir. Genel dik yapılar ve dikimsi yapılar hakkında bilgi verilmiş ve bu tasarımların

varolduğu boyutlar belirtilmiştir.

Altıncı bölümde, kısa süre önce duruğumsu sönümlemeli kanallar için geliştirilen üstün-dik uzay-zaman kafes kodları ayrıntılı bir biçimde tanıtılmıştır. Üstün-dik kod kümesi tanımlanmış ve BPSK, QPSK, 8PSK için küme bölmeleme yapıları verilmiştir. Ayrıca kodlama kazanç uzaklığına dayalı incelemelere de yer verilmiştir.

Yedinci bölümde, hızlı sönümlemeli kanallarda geçerli olan başarımlar ölçütleri, etkin kod uzunluğu ve çarpım-toplam uzaklığı tanıtılmış ve bu ölçütleri en iyileştirerek faz kaydırmalı anahtarlama modülasyonu için bu tezde tasarlanan üstün-dik uzay-zaman kafes kodları sunulmuştur. İki verici ve bir alıcı antenden oluşan 4 durumlu BPSK ve 16 durumlu QPSK üstün-dik uzay-zaman kafes kod yapıları verilmiştir. Yeni tasarlanan kodların hata başarımları bilgisayar benzetimleri yardımıyla incelenmiş ve hızlı sönümlemeli kanallardaki üstünlükleri literatürde verilen referans kodlarla karşılaştırılarak ortaya konmuştur.

Sekizinci bölümde ise çalışmanın sonuçlarına yer verilmiştir.

2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARININ ÖZELLİKLERİ

Gezgin radyo kanalları, telsiz iletişim sistemlerinin başarımına önemli sınırlamalar getirmektedir. Verici ve alıcı arasındaki iletim yolu, basit bir doğrudan görüş hattı olabileceği gibi binalar, yüzey şekilleri veya bitki örtüsü ile ciddi olarak engellenen bir yol da olabilir. Durağan ve tahmin edilebilir olan telli iletim kanallarının tersine telsiz radyo kanalları rasgele yapıda ve incelemesi zor kanallardır. Bir telsiz gezgin iletişim sisteminde, işaret vericiden alıcıya birçok yol üzerinden ulaşabilir. Bu olgu çok-yollu yayılım olarak adlandırılır.

Gezgin iletişim sistemlerinde, işaret yayılımını etkileyen üç temel etken vardır. Bunlar, yansıma, kırınım ve saçılma. Yansıma, yayılan elektromanyetik dalga, radyo frekans (RF) işaretin dalga boyu ile karşılaştırıldığında oldukça büyük boyutlarda olan bir nesne ile karşılaşınca gerçekleşir. Dünya yüzeyi, binalar, duvarlar yansımanın gerçekleştiği ortamlara örnek olarak verilebilir. Eğer verici ve alıcı arasındaki radyo yolu, keskin düzensiz kenarlara sahip yüzeylerle engelleniyorsa kırınım gerçekleşir. Ortamda, engel olan kütlenin neden olduğu ikincil dalgalar oluşur. Engelin arkasında da bulunabilen ikincil dalgalar, dalganın kütle etrafında eğilmesine neden olur. Saçılma ise, dalganın yayıldığı ortamda RF işaretin dalga boyu ile karşılaştırıldığında küçük nesnelerin, birim hacimde çok sayıda bulunduğu durumda gerçekleşir. Pratikte, saçılma yol açan tipik etkenlere örnek olarak trafik işaretleri, ağaç yaprakları ve elektrik direkleri verilebilir.

İletim kanallarını modellemek için, sıklıkla kullanılan en basit model toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanal modelidir. Bu modelde alınan işaret, bilinen bir şekilde zayıflamış iletilen işaret ve Gauss gürültüsünün toplamıdır. Uydu ve derin-uzay iletim kanalları gibi birçok iletim kanalı için uygun bir model olan AWGN modelinin kuramsal ve pratik açıdan önemli bir yeri vardır. Ancak çoğu kanalda AWGN'ye ek olarak daha birçok zayıflatıcı etkiyle karşılaşılır. Bu durumda AWGN modelin geçerliliği kalmaz, daha uygun modellerin kullanılması gerekir. Serbest uzay modelinde ise , alıcı ve verici antenler arasındaki bölgede, RF işaretin karşılaşabileceği hiçbir nesnenin olmadığı , atmosferin tamamen düzgün (uniform) olduğu ve yayılan işaretin dünya yüzeyinden, dünyanın yansıtma katsayısı yok sayılabilecek kadar uzak olduğu kabul edilir. İşaret yayılımının, atmosferde ve yeryüzüne yakın bölgelerde gerçekleştiği birçok kanalda, serbest uzay yayılım modeli, kanalı tanımlamada ve sistem başarımının kestiriminde yetersiz kalmaktadır.

Radyo iletişimde sıklıkla kullanılan kanal tipi sönmülemeli kanaldır. Gezgin iletişim kanallarında iletilen işaretin, alıcıya az farklı zamanlarda varan iki ya da daha fazla farklı

versiyonunun girişiminden kaynaklanan bir durum olan sönümlleme, hata olasılığı cinsinden sistem başarımını ciddi ölçüde etkiler. Alıcıya ulaşan çok-yollu işaret bileşenleri değişik faz değerlerine karşılık gelen farklı gecikmelere ve değişik genlik değerlerine sahiptirler. Alıcıya ulaşan işaret genlik ve faz açısından oldukça geniş ve hızlı değişimlere sahip olabilmektedir. Bu olay sönümlleme olarak adlandırılır. Eğer verici ve alıcı arasında çok-yansımali yol sayısı çok fazla ise ve doğrudan görüş hattı bulunmuyorsa, alınan işaretin zarfı istatistiksel olarak Rayleigh olasılık yoğunluk işlevi ile tanımlanır. Alınan işaret, birçok yansıyan ışın ve belirgin bir doğrudan görüş hattı bileşeni içeriyorsa, genliğin zarfı Rician olasılık dağılım işlevine sahip bir yapı gösterir ve bu durum Rician sönümlleme olarak adlandırılır. Doğrudan görüş hattı bileşeninin genliği sıfıra yaklaştıkça, Rician olasılık dağılım işlevi de Rayleigh olasılık dağılım işlevine yaklaşır.

2.1 Büyük Ölçekli ve Küçük Ölçekli Sönümlleme

Sönümlleme öncelikle büyük ve küçük ölçekli sönümlleme olarak sınıflandırılabilir. Büyük ölçekli sönümllemede, işaretin gücündeki ortalama zayıflama veya yol kaybı tanımlanmaktadır. Bu etkiye verici ve alıcı arasındaki önemli arazi şekilleri (örneğin tepeler, ormanlar, bina yığınları) neden olur. Büyük ölçekli sönümlleme istatistikleri, yol kaybının uzaklığın işlevi olarak kestirimi açısından bilgi taşımaktadır.

Küçük ölçekli sönümlleme, verici ve alıcı arasındaki uzamsal ayrımında meydana gelen küçük değişimler sonucunda işaret genliğinde ve fazında görülen değişimler nedeniyle gerçekleşir. Gezgin radyo uygulamalarında, verici ve alıcı arasındaki hareket yayılım yolunda değişimlere neden olduğundan, kanal zamanla değişen özellik taşımaktadır. Yayılım koşullarının değişim hızı, sönümlleme hızına etkilidir. Küçük ölçekli sönümllemede, işaretin zamanda yayılması ve kanalın zamanla değişme özelliği kullanılarak sınıflandırmada gerçekleştirilir.

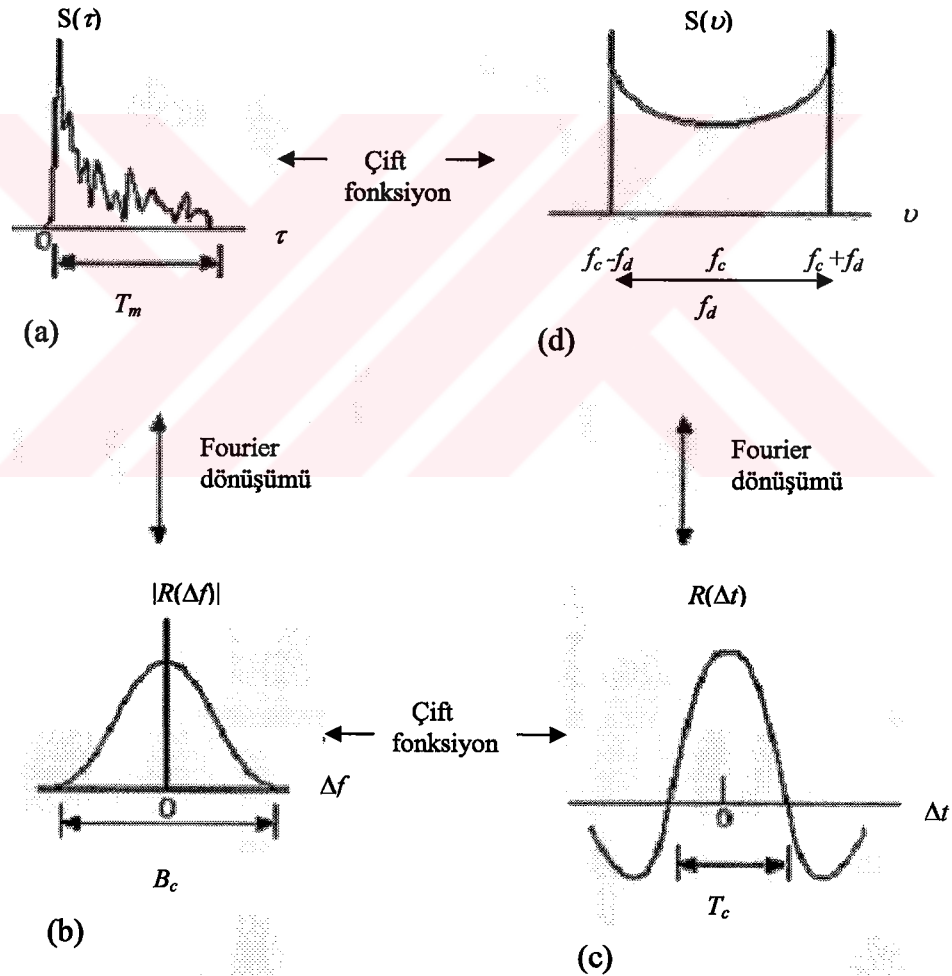
2.2 Sönümllemeli Kanal Parametreleri

2.2.1 Gecikme Yayılımı

Farklı gecikmelerle, değişik yollar izleyerek alıcıya ulaşan işaret bileşenleri, alıcıda birleşerek iletilen işaretin bozulmuş bir versiyonunu oluştururlar. İşaretin kanalda ilerlemesine bağlı olarak ortaya çıkan çeşitli gecikmeleri tek bir sabit ile ifade edebilmek için gecikme yayılımı, T_m , tanımlanmıştır. Gecikme yayılımı, en büyük gecikme ile en küçük gecikme değerinin farkıdır.

Şekil 2.1.a'da çok-yollu yoğunluk profilinin, $S(\tau)$, zaman gecikmesine (τ) bağlı değişimi verilmiştir. $S(\tau)$, iletilen bir darbe için alıcıya ulaşan gücün ortalamasının, zaman gecikmesine bağlı olarak nasıl değiştiği bilgisini sağlamaktadır. Ek gecikmenin sıfır olduğu ideal bir sistemde, $S(\tau)$ işlevi, ağırlığı alınan işaretin toplam ortalama gücüne eşit ideal bir darbeden oluşacaktır.

Gecikme yayılımı, zamanda dağılma ve frekans seçici sönmülemeye neden olur. İletilen işaretin band genişliği B_x , işaretle bozulma olmayacak kadar darsa frekans seçiciliğinden söz edilemez. B_x arttıkça bozulmada belirgin hale gelir. Bozulmanın belirgin hale geldiği band genişliği uyum band genişliği, B_c , olarak adlandırılır.



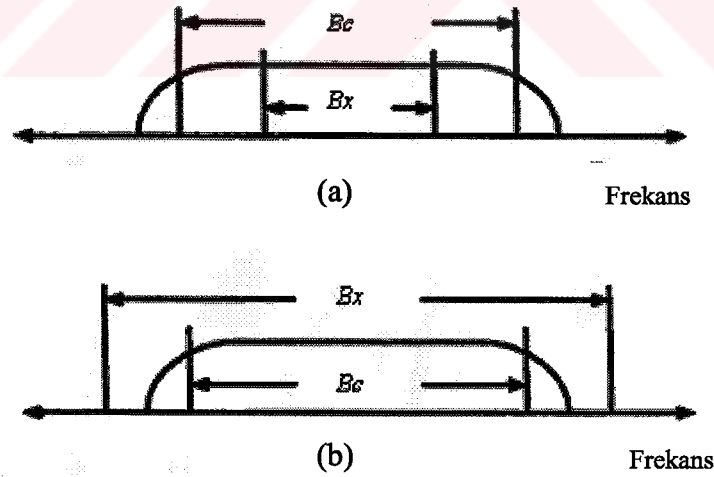
Şekil 2.1 Kanal ilişki ve güç yoğunluk işlevleri (a) çok-yollu yoğunluk profili (b) frekans ilişki işlevi (c) zaman ilişki işlevi (d) Doppler güç spektrumu

Şekil 2.1.b’de verilen $|R(\Delta f)|$ işlevi , $S(\tau)$ işlevinin Fourier dönüşümüdür. Frekans ilişki işlevi olarak adlandırılan $R(\Delta f)$, kanalın iki ayrı işarete tepkisi arasındaki ilişkiyi, bu iki işaretin frekans farkına bağlı olarak gösterir. $R(\Delta f)$ işlevi, frekansları arasında $\Delta f = f_1 - f_2$ farkla alıcıya ulaşan iki işaret arasındaki ilişki bilgisini sağlar. Uyum band genişliği, kanalın, iletilen işaretin bütün spektral bileşenlerini neredeyse eş kazanç ve doğrusal fazla geçirdiği frekans aralığıdır, ayrıca işaretin iki frekans bileşeninin bağımsız zayıflamadan etkileneceği frekans ayrımını belirtir. Bu band içerisindeki işaretlerin genlik değerleri oldukça güçlü bir ilişkiye sahiptir.

Uyum band genişliği B_c , gecikme yayılımının tersi olarak tanımlanır. Eğer

$$B_x \gg B_c \quad (2.1)$$

koşulu sağlanıyorsa işaret “frekans seçici sönmülemekten” etkilenir. Kanalın uyum band genişliği, işaret band genişliğinden büyükse düzgün sönmüle meydana gelir (Şekil 2.2). Frekans seçici sönmüleme, işaretin spektral bileşenlerinin kanaldan benzer şekilde etkilenmediği durumdur. İşaretin, uyum band genişliğinin dışında kalan spektral bileşenleri , uyum band genişliğinin içinde kalanlardan farklı ve bağımsız şekilde etkilenir.



Şekil 2.2 Kanal Karakteristikleri (a) düz sönmülemeli kanal (b) frekans seçici sönmülemeli kanal

2.2.2 Doppler Frekans Yayılımı

Verici ve alıcı birbirine göre bağıl hareket halindeyse, alınan işaret frekans kaymasına (Doppler kayması) uğrar. Doppler etkisi, çok-yollu yayılımla birleşince frekans dağılmasına ve zaman-seçici sönümlemeye neden olur. İşaretin kullandığı band genişliğinde artış olarak tanımlanan frekans dağılması, işaret yayılımı sırasında kanalın karakteristiklerinde değişim olmasıyla ortaya çıkar. Doppler frekans yayılımı (f_D), zaman yayılımının çiftidir.

Alıcıya ulaşan işaret, her biri geldiği yola bağlı olarak farklı frekans kaymasına sahip işaretlerin toplamıdır. Doppler yayılması, değişik yollara bağlı olarak oluşan en büyük frekans kayması ile en küçük frekans kayması arasındaki farktır.

Bozulmanın belirgin duruma geldiği işaret süresi uyum süresi, T_c , olarak adlandırılır ve Doppler yayılımının tersi olarak tanımlanır. Uyum süresi, kanalın yanıtının değişmediği zaman aralığıdır. T_x , iletilen bir darbenin süresini göstermek üzere, eğer kanalın özelliklerini değiştirdiği süreden daha kısaysa işaretle herhangi bir bozulma gerçekleşmez. Bozulmanın oluşması için

$$T_x \gg T_c \quad (2.2)$$

durumunun sağlanması gerekir. Uyum süresinin, simge süresinden küçük olduğu bu durumda meydana gelen sönümlemeye “zaman seçici sönümleme (hızlı sönümleme)” denir.

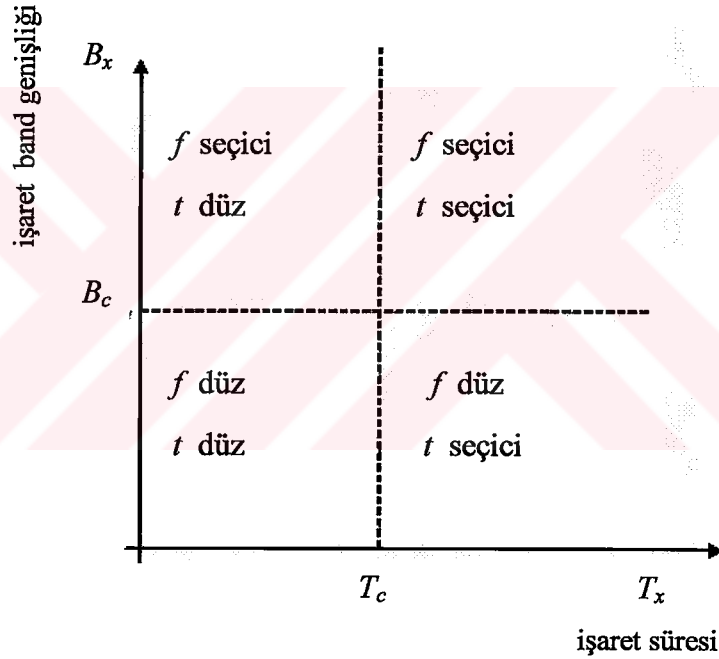
Şekil 2.1.c’de verilen $R(\Delta t)$ zaman ilişki işlevidir. Bu işlev, $\Delta t = |t_2 - t_1|$ olmak üzere, kanalın t_1 zamanında gönderilen bir sinüzoid ve t_2 zamanında gönderilen bir sinüzoid verdiği tepkiler arasındaki ilişkiyi göstermektedir. İdeal zamanla değişmeyen bir kanal için, kanalın tepkisi bütün Δt değerleri için yüksek ilişkili olacaktır. Buna bağlı olarak da zaman ilişki işlevi $R(\Delta t)$ sabit bir işlev olacaktır.

Şekil 2.1.d’de ise Doppler-frekans kaymasına bağlı bir işlev olarak Doppler güç-spektral yoğunluk işlevi $S(\nu)$ verilmiştir. $S(\nu)$, $R(\Delta t)$ işlevinin Fourier dönüşümüdür. Kanalın Doppler güç spektrumu, iletilen sinüzoidin spektral yayılımı hakkında Doppler-kayma bölgesinde bilgi verir. $S(\nu)$ işlevi, gönderilen işaretin zamanda gecikmeye bağlı olarak zaman yayılımı hakkında bilgi veren çok-yollu yoğunluk profil işlevi $S(\tau)$ ’nin çifti olarak incelenebilir. Doppler güç spektrumunun genişliği Doppler yayılmasıdır.

2.3 Sönümlmeli Kanal Sınıflandırması

Tanımlanan B_c ve T_c değerleri kanalın iletilen işarete karşı nasıl davrandığını belirtmektedir.

- Eğer $B_x > B_c$ ise frekans seçici sönümlemeden ve buna bağlı olarak zamanda dağılımdan söz edilebilir.
- Eğer $B_x \ll B_c$ ise, kanal aktarım işlevi sabit özellik gösterir ve frekansta düz (seçici olmayan) sönümlmeli kanal olarak adlandırılır.
- Eğer $T_x > T_c$ ise, zaman seçici (hızlı) sönümlleme gerçekleşir.
- Eğer $T_x \ll T_c$ ise, zaman seçici sönümlleme gerçekleşmez ve kanal zamanda düz (yavaş) sönümlmeli olarak adlandırılır.



Şekil 2.3 Gezgin kanal sınıflandırması

Gezgin kanalların uyum süresi ve uyum bandgenişliğine göre sınıflandırılması Şekil 2.3’de verilmiştir. Zamanda (t) ve frekansta (f) düz olan kanalda sönümlleme yoktur. Zamanda düz, frekansta ise seçici olan kanal simgeler arası karışma kanalı (ISI) olarak adlandırılır. Frekansta düz olan kanallar birçok yerüstü gezgin radyo kanalları için iyi bir modeldir. Yerüstü gezgin radyo kanalları için uygun olmayan zaman ve frekans seçici kanal, yüksek hızların uzun gecikmelerle birleştiği hava elektroniği iletişimi için uygundur.

3. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI İÇİN ÇEŞİTLEME

Sönümleme etkisi, gezgin birimlerin giderek artan hareketliliğin sonucunda önemli boyutlara varmaktadır. İletişim kalitesini düşüren bu başlıca etkenin, gezgin iletişim sistemleri üzerindeki etkisini azaltmanın en iyi yolu çeşitleme tekniklerinden yararlanmaktır. Çeşitleme tekniklerinin amacı iletim ortamında bağımsız kanallar oluşmasını sağlayarak aynı bilgiye ilişkin çeşitli işaretlerin alıcıya ulaşmasını sağlamaktır. Böylece, kullanılan bağımsız kanallardan biri üzerinden iletilen bilgi sönümleme etkisi sonucu alıcıya çok zayıflamış olarak ulaşsa bile bir diğer kanaldan alıcıya ulaşabilecek daha az zayıflamış kopya alıcının hata başarımını arttıracaktır. Seçilecek birden fazla iletişim yolu bulunması sayesinde alıcıdaki işaret-gürültü oranında büyük ölçüde iyileşme sağlanır. Sönümlemeli kanallar için tasarlanan iletişim sistemlerinde birçok çeşitleme yöntemi kullanılmaktadır.

3.1 Çeşitleme Türleri

3.1.1 Zaman Bölgesinde Çeşitleme

Aralarında uyum süresi kadar fark bulunan işaretlere ait sönümleme düzeyleri arasında oldukça düşük ilişki vardır. Aynı işaret, aralarında uyum süresinden fazla fark bulunan birden çok anda gönderilerek, farklı sönümlemelerden etkilenmesi sağlanır. Serpiştirme ile kanal kodlaması birlikte kullanılarak zaman çeşitlemesi elde edilir. Zaman bölgesinde çeşitleme yavaş sönümlemeli kanallarda çok etkili değilken, hızlı sönümlemeli kanallarda daha başarılıdır.

3.1.2 Frekans Bölgesinde Çeşitleme

Birbiriyle ilişkisiz çeşitleme dalları elde etmek için kullanılan diğer bir teknik farklı frekanslarda aynı işareti tekrar iletmektir. Taşıyıcılar arasındaki frekans ayrımının uyum band genişliğinden daha büyük olması gerekir. Değişik frekans bölgelerinde gönderilen işaretlerin değişik çok-yollu sönümleme etkisi ile karşılaştıkları ve bağımsız sönümlemelerden etkilendikleri gerçeği kullanılarak çeşitleme sağlanır. Uyum band genişliği, kanalın çok-yollu gecikme yayılımına bağlıdır. Gecikme yayılımı arttıkça, uyum band genişliği azalır ve frekans çeşitlemeli kanallar daha yakın aralıklarla iletilebilir. Frekans bölgesinde çeşitlemede ek frekans spektrumuna ihtiyaç duyulur. Hücreli telefon standardı olan GSM ise frekans atlama tekniği yardımıyla çeşitleme sağlar.

3.1.3 Uzayda Çeşitleme

Gezgin radyo baz istasyonlarında kullanılan en genel ve en kolay çeşitleme yöntemidir. Bağımsız kanallar oluşturmak amacıyla vericide ve/veya alıcıda birbirinden ayrılmış birden çok anten kullanılır. Antenler arasındaki uzaklık her antende sönümlemenin bağımsız olmasını sağlayacak şekilde olmalıdır. Bu çeşitleme yönteminde ek frekans spektrumuna ihtiyaç duyulmamaktadır. Farklı kutuplanmış antenler de kullanılabilir. Varolan sistemlerde, baz istasyonlarındaki antenler alıcı çeşitlemesi sağlamak için kullanılır. Taşınabilir kullanıcı biriminde ise birden çok anten kullanılmasının getireceği boyut ve maliyet problemi nedeniyle böyle bir çözüm kullanılmamaktadır.

3.1.4 Polarizasyon Çeşitlemesi

Uzay çeşitlemesinde kullanılan birden çok anten yerine tek antenden değişik polarizasyonlarda işaretlerin iletilmesi ile çeşitleme sağlanır.

3.1.5 Yol Çeşitlemesi

Çeşitleme sağlamak amacıyla tırmık alıcılar kullanılır. Eğer işaret band genişliği kanal uyum band genişliğinden çok büyükse kullanılabilir. Ancak, çok-yollu iletişim sisteminin gecikme yayılımı, simge süresine göre küçükse yol çeşitlemesi gerçekleşmez.

3.1.6 İşaret Uzayı Çeşitlemesi

Çok-boyutlu işaret uzaylarında işaret gösteriliminin merkez koordinat çevresinde döndürülerek çeşitleme kazancının artırılması ilkesine dayanır. Çeşitleme kazancı, işaret uzayındaki iki kanal simge vektörü arasındaki birbirinden farklı koordinat sayısıdır. Bu çeşitleme tekniğinin kullanım amacı, birbirinden bağımsız sönümlemeye uğrayan dik taşıyıcılardan birinin derin bir sönümlemeye uğraması durumunda bile alıcıda kanal simge vektörlerinin karıştırılmasını engellemektir.

3.2 Alıcıda Birleştirme Yöntemleri

Uygulanan çeşitlemenin türünden bağımsız olarak, alıcı, sistemin güç etkinliğini en büyük yapacak biçimde çeşitleme işaretlerini işlemek zorundadır. Alıcılarda sıklıkla kullanılan birleştirme teknikleri seçmeli birleştirme, en yüksek oranlı birleştirme ve eşit kazançlı birleştirmedir.

3.2.1 Seçmeli Birleştirme

Kullanılan en basit birleştirme tekniklerinden biridir. Alıcı, bağımsız kanallar üzerinden

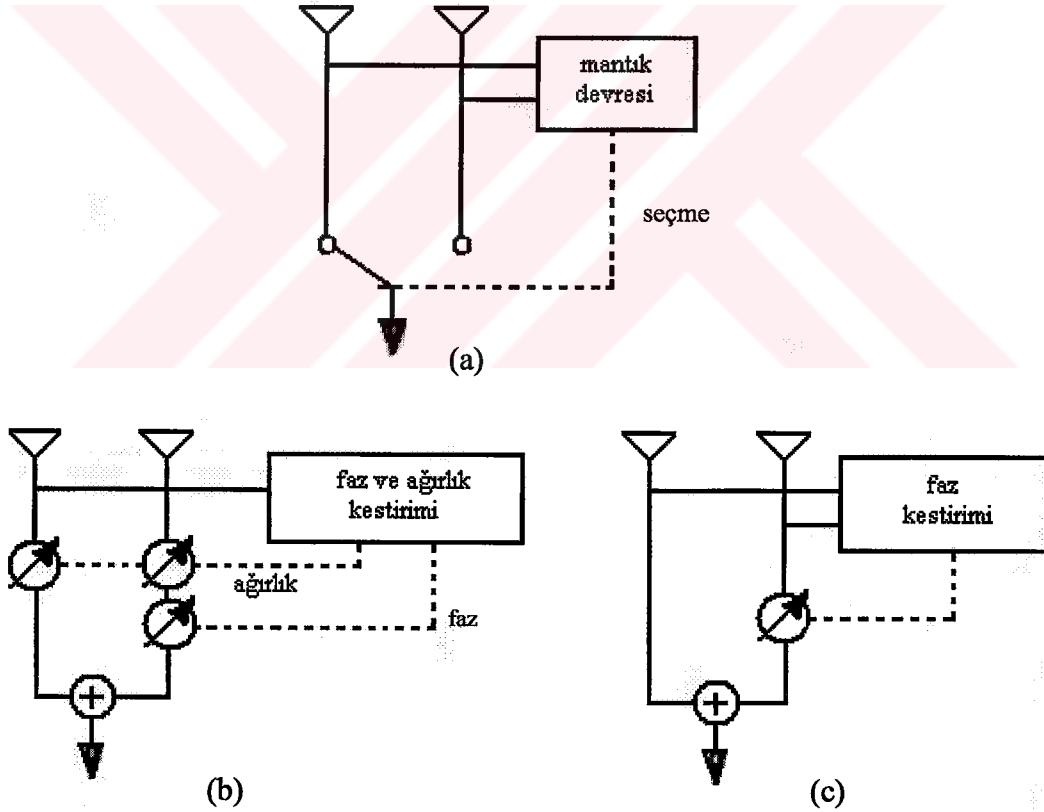
alınan işaretlerden en yüksek SNR değerine sahip olanı çıkışa verir. Şekil 2.4.a'da iki bağımsız kanalın kullanılması durumunda seçmeli birleştirme gösterilmektedir.

3.2.2 En yüksek oranlı birleştirme

Bu yöntemde, alıcıya gelen her bir bağımsız kanal üzerinden alınan işaretler önce eş fazlanır ve sonra tek tek ağırlaştırılarak çıkıştaki işaret-gürültü oranı en büyük olacak şekilde birleştirilir. Ağırlaştırma katsayılarının seçiminde o kanala ilişkin alınan işaretin zarfı kullanılır (Şekil 2.4.b).

3.2.3 Eşit kazançlı birleştirme

Alınan tüm işaretler eş fazlanarak herhangi bir ağırlaştırma yapılmadan toplanır (Şekil 2.4.c). En yüksek oranlı birleştirmeye göre biraz daha kötü başarıma sahiptir.



Şekil 2.4 Alıcıda birleştirme yöntemleri (a) seçmeli birleştirme (b) en yüksek oranlı birleştirme (c) eşit kazançlı birleştirme

3.3 Verici Çeşitlemesi

Verici çeşitlemesi kullanımında temel sorun kanal durum bilgisinin (CSI) vericide bilinmemesidir. Bu nedenle birçok farklı kanal durumu için iyi bir başarıyı garantileyen kanal kodlama yöntemleri kullanılmalıdır. Verici çeşitlemesi konusunda yapılan çalışmalar üç sınıfa ayrılabilir:

3.3.1 Geri Besleme Kullanan Yapılar

Bu sınıfa ait yapılarda alıcıdan vericiye, vericiyi eğitmek için gerekli geri besleme bilgisi gizli ya da açık olarak gönderilir. Örneğin, zaman bölmeli çoğullama kullanılan çift yönlü sistemlerde, işaretin iletimi ve alımı sırasında aynı anten ağırlıkları kullanılır, gizli geri besleme durumu söz konusudur. Alım sırasında işaret-gürültü oranını en büyük yapacak şekilde seçilen ağırlıklar, iletim sırasında işaretin genlik değerlerini ağırlaştırmak için kullanılır. Pratikte geri beslemeli sistemlerin karşılaştığı en büyük sorun alıcı veya vericinin hareketi sonucunda verici tarafından görülen kanalın, alıcı tarafından görülenden farklı olmasıdır.

3.3.2 İleri Besleme veya Eğitim Bilgisi Kullanan Yapılar

Vericiden alıcıya kadar olan kanalın durumunun kestirilebilmesi için ileri besleme kullanılır. Bu sınıfa giren yapılar bilgiyi antenlere yaymak amacıyla verici tarafta doğrusal işleme kullanır. Alıcı tarafta bilgi en iyi alıcı yapısı kullanılarak elde edilir. Alıcıya ulaşan bu bilgi alınan işarete kanalın bozucu etkisini gidermek amacıyla kullanılır.

3.3.3 Gözü Kapalı Yapılar

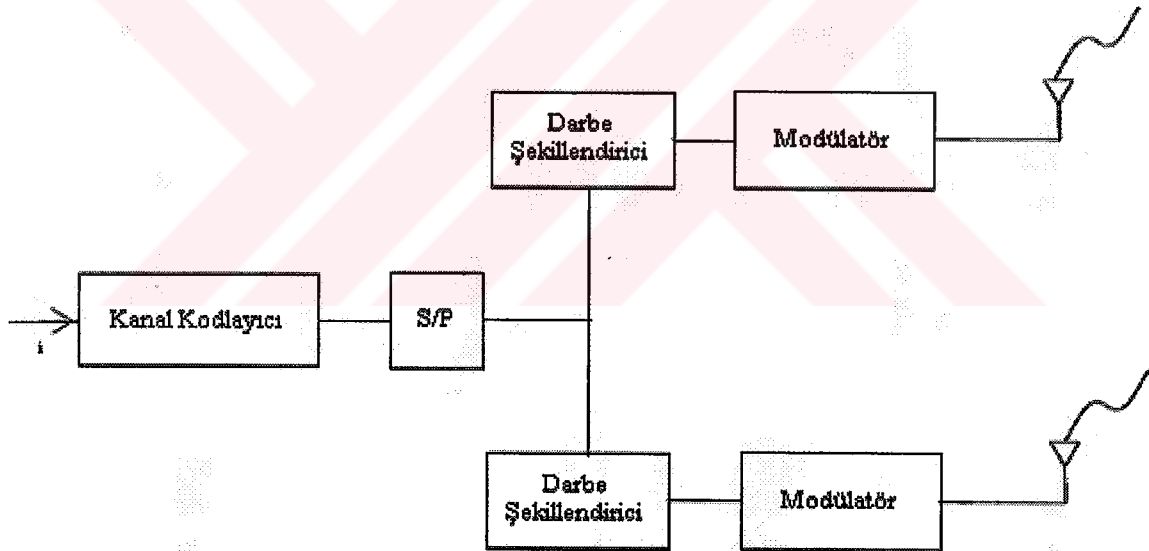
Bu yapıda ileri ya da geri besleme kullanılmaz. Kanal kodlaması birden çok verici anten ile birleştirilerek kullanılır. Kod simgeleri diklik sağlayan farklı antenlerden iletilir. Kanal kodunun kullanımından dolayı band verimliliğinde kayıpla karşılaşılır. Uygun kodlama kullanılması durumunda, band genişliğini arttırmadan, diklik gereksinimini azaltarak hem çeşitleme hem de kodlama kazancı sağlanabilir.

4. UZAY-ZAMAN KODLARI

Telsiz iletişim sistemlerinin sönümlemeli kanallarda hata başarımını arttırmak için uzay çeşitlemesi sıkça kullanılan bir yöntemdir. Bu sistemlerde alıcı çeşitlemesi sağlayan birleştirme yapıları yaygın olarak kullanılsa da, verici çeşitlemesine yakın zamana kadar literatürde az rastlanmaktadır. Tarokh vd.(1998) tarafından ortaya atılan uzay-zaman kodlama tekniğinde çok sayıda verici anten kullanılıp tüm sistemin hata başarımını göz önünde tutarak her bir anten için değişik kodlar tasarlanmanın matematiksel altyapısı verilmiş ve oluşturulan sistemin hata başarım ölçütleri ortaya konmuştur.

4.1 Sistem Modeli

En genel durumda uzay-zaman kodlamalı gezgin iletişim sisteminde n verici , m alıcı anten kullanılır. Veri bitleri, kanal kodlayıcıda kodlandıktan sonra bir seri-paralel dönüştürücü kullanılarak n veri dizisine ayrılır (Şekil 4.1). Dizilerden her biri bir darbe şekillendiricisine uygulanarak çıkışı modüle edilir.



Şekil 4.1 Verici yapısı

Literatürde uzay-zaman kodları ile birlikte yaygın olarak kullanılan modülasyon tipleri PSK ve QAM'dir. t . zaman aralığında ($1 \leq t \leq L$, L : art arda iletilen simge dizisi (çerçeve) uzunluğu) i . modülör çıkışı olan kanal simgesi c_i^t , i . verici anten kullanılarak kanala gönderilir ($1 \leq i \leq n$). Aynı T süresi içinde, n işaret, farklı verici antenlerden eş zamanlı olarak gönderilir. Alıcı antenlerin her birine ulaşan işaret, Rayleigh ya da Rician sönümlemeye

uğramış n işaretin gürültülü toplamıdır. İşaret kümesinin ortalama enerjisinin 1 olması için işaret kümesi elemanları $\sqrt{E_s}$ ile çarpılır. Alıcıda, alıcı antenlerin ($1 \leq j \leq m$) her birine ulaşan işaretler kullanılarak demodülatör tarafından bir karar metriği oluşturulur.

t . zaman aralığında j . alıcı antene ulaşan işaret

$$d_t^j = \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j}(t) c_i^j \sqrt{E_s} + \eta_t^j \quad (4.1)$$

ile verilir. Bu eşitlikte, η_t^j , t . zaman aralığında j . alıcı antene etkili, sıfır ortalamalı, boyut başına $N_0/2$ değişintili Gauss dağılımlı raslantı değişkeninin bağımsız örnekleri olan gürültüdür. $\alpha_{i,j}(t)$ terimi ise t . zaman aralığında, i . verici anten ve j . alıcı anten arasındaki iletim yolunun kazancıdır. Antenlerin birbirine olan uzaklığı yol kazançlarının istatistiksel bağımsız ya da bağımlı olup olmamasını etkiler.

Kanaldaki değişimlerin hızına göre kanal yapısı iki sınıfa ayrılabilir:

- Duruğumsu (quasi-static) sönümlemeli kanal : yol kazançlarını belirten sönümleme katsayılarının bir çerçeve boyunca sabit kaldığı ve çerçeveden çerçeveye istatistiksel bağımsız değiştiği kanal yapısıdır.
- Hızlı sönümlemeli kanal : sönümleme katsayılarının bir simge süresi boyunca sabit kaldığı, simgeden simgeye istatistiksel bağımsız değiştiği kanal yapısıdır. Yol kazançları çerçeve süresinde simgeden simgeye değişir.

4.2 Duruğumsu Sönümlemeli Kanalda Hata Başarım Ölçütleri

4.2.1 İstatistiksel Bağımsız Sönümleme Katsayıları Durumu

Sönümleme katsayılarının istatistiksel bağımsız olduğu durumda $\alpha_{i,j}$ terimleri ortalaması sıfır veya sıfırdan farklı, değişintisi boyut başına 0.5 olan karmaşık Gauss raslantı değişkenlerinin bağımsız örnekleri olarak tanımlanır. Bu durum değişik antenlerden kanala verilen simgelerin bağımsız sönümlemelerden etkilenmesi varsayımına karşılık gelir. Tasarım ölçütlerini belirlemek amacıyla, öncelikle kullanılacak gösterilim verilecektir.

k -boyutlu karmaşık C^k uzayında tanımlanan $\mathbf{x} = (x_1, x_2, \dots, x_k)$ ve $\mathbf{y} = (y_1, y_2, \dots, y_k)$ karmaşık vektörleri için, iç çarpım

$$\mathbf{x} \cdot \mathbf{y} = \sum_{i=1}^k x_i \overline{y_i} \quad (4.2)$$

olarak tanımlıdır. Bu eşitlikte, $\overline{y_i}$, y_i 'nin karmaşık eşleniğini göstermektedir. Herhangi bir A matrisi için, A^H matrisi, A 'nın evrik eşleniğini (Hermit) göstermek üzere, $A=A^H$ eşitliğini sağlayan $n \times n$ boyutlu A matrisi Hermit matris olarak adlandırılır. Herhangi bir $1 \times n$ boyutlu karmaşık $\mathbf{x}$ vektörü için $\mathbf{x}A\mathbf{x}^H \geq 0$ koşulu sağlanıyorsa, A matrisi'nin pozitif-tanımlı olduğu söylenir. I birim matrisi göstermek üzere, $VV^H = I$ eşitliğini sağlayan $n \times n$ boyutlu V matrisine birimcil (üniter) matris denir. $BB^H = A$ eşitliğini sağlayan $n \times l$ boyutlu B matrisi, $n \times n$ boyutlu A matrisinin kare kökü olarak adlandırılır.

Verilen gösterilimin yanı sıra, başarımlı ölçütlerinin belirlenmesinde kullanılacak doğrusal cebir bilgileri aşağıda sıralanmıştır.

- $n \times n$ boyutlu bir A matrisinin λ özdeğerine karşılık gelen $\mathbf{v}$ özvektörü, karmaşık λ sayıları için $\mathbf{v}A = \lambda\mathbf{v}$ eşitliğini sağlayan $1 \times n$ boyutlu birim uzunluklu vektördür. A matrisinin 0 özdeğerinin taradığı vektör uzayı $n-r$ boyutludur. Burada r , A matrisinin kertesini (rankı)dir.
- Kare kökü B olan herhangi bir A matrisi pozitif tanımlıdır.
- Pozitif tanımlı herhangi bir Hermit matris A için, $BB^H = A$ eşitliğini sağlayan alt üçgen matris B bulunur.
- Verilen bir Hermit matris A için, A 'nın özvektörleri, n boyutlu C^n karmaşık uzayını tarar. C^n için, bu özvektörlerden oluşan bir birim dik (ortonormal) taban kolaylıkla oluşturulabilir. Ayrıca, $VAV^H = D$ eşitliğini sağlayan, birimcil V matrisi ile gerçel köşegen D matrisi bulunabilir. V matrisinin satırları, C^n uzayını belirleyen A matrisinin özvektörleridir. D matrisinin köşegen elemanları λ_i , $i = 1, 2, \dots, n$ ise A matrisinin özdeğerleridir.
- Bir Hermit matrisin özdeğerleri gerçel sayılardır.
- Pozitif-tanımlı bir Hermit matrisin özdeğerleri pozitifdir.

İşaret uzayında bulunan her bir elemanın, ölçeklendirme katsayısı $\sqrt{E_s}$ ile çarpılarak ortalama gücün 1 yapıldığı kabul edilmiştir. Böylece elde edilecek olan tasarım kriterlerinin işaret kümesi yapısından bağımsız ve 4-PSK, 8-PSK ve 16-QAM yapılarına uyumlu olması sağlanmıştır.

Hata olayı, $\mathbf{c} = c_1^1 c_1^2 \dots c_1^n c_2^1 c_2^2 \dots c_2^n \dots c_l^1 c_l^2 \dots c_l^n$ dizisinin iletildiği durumda alıcının $\mathbf{e} = e_1^1 e_1^2 \dots e_1^n e_2^1 e_2^2 \dots e_2^n \dots e_l^1 e_l^2 \dots e_l^n$ dizisine karar vermesi olayıdır. Bu durum yol çiftleri hatası olarak adlandırılır. Alıcıda ideal kanal durum bilgisinin bulunması varsayımı altında $\mathbf{c}$ dizisi iletildiğinde alıcının $\mathbf{e}$ dizisine karar verme olasılığı

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | \alpha_{i,j}, i=1,2,\dots,n, j=1,2,\dots,m) \leq \exp(-d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) E_s / 4N_0) \quad (4.3)$$

eşitsizliğiyle ifade edilebilir. Bu eşitsizlikte $N_0/2$ boyut başına değişintiyi göstermektedir. Doğru ve hatalı diziler arasındaki Öklid uzaklığını gösteren $d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ büyüklüğü

$$d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \sum_{j=1}^m \sum_{t=1}^l \left| \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j} (c_t^i - e_t^i) \right|^2 \quad (4.4)$$

ile hesaplanabilir. (4.4) denklemi

$$d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \sum_{j=1}^m \sum_{i=1}^n \sum_{i'=1}^n \alpha_{i,j} \overline{\alpha_{i',j}} \sum_{t=1}^l (c_t^i - e_t^i) \overline{(c_t^{i'} - e_t^{i'})} \quad (4.5)$$

şeklinde yeniden yazılıp $\Omega_j = (\alpha_{1,j}, \dots, \alpha_{n,j})$ tanımlaması yapılarak

$$d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \sum_{j=1}^m \Omega_j A \Omega_j^H \quad (4.6)$$

olarak yazılır. Burada A , p . satır ve q . sütun elemanı

$$A_{pq} = \sum_{t=1}^l (c_t^p - e_t^p) \overline{(c_t^q - e_t^q)} \quad (4.7)$$

olarak tanımlanan $n \times n$ boyutlu yol çiftleri uzaklığı matrisidir. Yapılan tanımlamalar kullanılarak hata üst sınırı

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | \alpha_{i,j}, i=1,2,\dots,n, j=1,2,\dots,m) \leq \prod_{j=1}^m \exp(-\Omega_j A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \Omega_j^H E_s / 4N_0) \quad (4.8)$$

şeklinde verilebilir. $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ Hermit bir matris olduğundan $VA(\mathbf{c}, \mathbf{e})V^H = D$ eşitliğini sağlayan, birimcil V matrisi ile gerçel köşegen D matrisi bulunabilir.

V matrisinin satırları olan $\{v_1, v_2, \dots, v_n\}$, A matrisinin özvektörleri ile tanımlanan C^n uzayı için ortonormal taban oluşturmaktadır. D matrisinin köşegen elemanları $\lambda_i, i=1,2,\dots,n$, A matrisinin özdeğerleridir. Kolaylıkla görülebileceği gibi

$$B(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \begin{pmatrix} e_1^1 - c_1^1 & e_2^1 - c_2^1 & \cdots & \cdots & e_l^1 - c_l^1 \\ e_1^2 - c_1^2 & e_2^2 - c_2^2 & \cdots & \cdots & e_l^2 - c_l^2 \\ e_1^3 - c_1^3 & e_2^3 - c_2^3 & \ddots & \vdots & e_l^3 - c_l^3 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots \\ e_1^n - c_1^n & e_2^n - c_2^n & \cdots & \cdots & e_l^n - c_l^n \end{pmatrix} \quad (4.9)$$

matrisi, $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ matrisinin kareköküdür. Bu nedenle, $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ matrisinin özdeğerleri pozitif gerçel sayılardır.

Doğru ve hatalı diziler arasındaki Öklid uzaklığını belirten $d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e})$, $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ matrisinin özdeğerleri cinsinden ifade edilebilir. $(\beta_{1,j}, \dots, \beta_{n,j}) = \Omega_j V^H$ eşitliği tanımlanarak, (4.6) eşitliğindeki toplam ifadesi

$$\Omega_j A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \Omega_j^H = \sum_{i=1}^n \lambda_i |\beta_{i,j}|^2 \quad (4.10)$$

olarak elde edilir. $\alpha_{i,j}$ 'lerin $E\alpha_{i,j}$ ortalamalı karmaşık Gauss raslantı değişkeninin örnekleri olduğu düşünülürse

$$\mathbf{K}^j = (E\alpha_{1,j}, E\alpha_{2,j}, \dots, E\alpha_{n,j}) \quad (4.11)$$

ortalama vektörü olarak tanımlanabilir. V matrisi, birimcil matris olduğundan, $\{v_1, v_2, \dots, v_n\}$, C^n uzayı için ortonormal taban oluşturur, ayrıca $\beta_{i,j}$ değişkenleri, boyut başına değışintisi 0.5 ve ortalaması $\mathbf{K}^j \cdot v_i$ olan karmaşık, Gauss dağılımlı istatistiksel bağımsız raslantı değişkenleridir. $K_{i,j} = |E\beta_{i,j}|^2 = |\mathbf{K}^j \cdot v_i|^2$ olarak tanımlanırsa, $|\beta_{i,j}|$ değişkenleri, olasılık yoğunluk işlevi

$$p(|\beta_{i,j}|) = 2|\beta_{i,j}| \exp(-|\beta_{i,j}|^2 - K_{i,j}) I_0(2|\beta_{i,j}| \sqrt{K_{i,j}}), |\beta_{i,j}| \geq 0 \quad (4.12)$$

olarak verilen Rician dağılımıyla dağılırlar. Bu eşitlikte $I_0(\cdot)$ sıfırıncı çeşit birinci tür Bessel işlevini göstermektedir.

Hata olasılığına ait bir üst sınır hesaplamak için,

$$\prod_{j=1}^m \exp(-(E_s / 4N_0) \sum_{i=1}^n \lambda_i |\beta_{i,j}|^2) \quad (4.13)$$

ifadesinin $|\beta_{i,j}|$ 'nin Rician dağılımı üzerinden beklendik değeri bulunarak,

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \prod_{j=1}^m \left(\prod_{i=1}^n \frac{1}{1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i} \exp \left(- \frac{K_{i,j} \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i}{1 + \frac{E_s}{4N_0} \lambda_i} \right) \right) \quad (4.14)$$

ifadesi elde edilir. Yol çiftleri hatası üst sınırı elde edildikten sonra özel durumlar için hata başarımlar ölçütleri bulunacaktır.

4.2.1.1 Rayleigh Sönümlemeli Kanal için Hata Başarım Ölçütleri

Kanalın Rayleigh sönümlemeli olduğu durumda, bütün i ve j değerleri için $E\alpha_{i,j} = 0$ eşitliğinin ve buna bağlı olarak $K_{i,j} = 0$ eşitliğinin doğruluğu gösterilebilir. Bu sonuçlara göre (4.14) denklemi

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \left(\frac{1}{\prod_{i=1}^n (1 + \lambda_i E_s / 4N_0)} \right)^m \quad (4.15)$$

olarak tekrar yazılabilir. $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ matrisinin kertesinin r olması durumunda, bu matrisin çekirdeğinin $n-r$ boyutlu olduğu ve tam olarak $n-r$ tane özdeğerinin sıfıra eşit olduğu söylenir. $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ matrisinin sıfırdan farklı özdeğerleri $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r$ olmak üzere (4.15) eşitsizliği

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-m} (E_s / 4N_0)^{-rm} \quad (4.16)$$

şeklini alır. Böylece (4.16) ifadesinden de görülebileceği gibi, mr kadar bir çeşitleme kazancı ve $(\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_r)^{1/r}$ kadar da kodlama kazancı elde edilmiş olur. Çeşitleme kazancı, elde edilen yol çiftleri hatasının paydasındaki işaret-gürültü oranının kuvveti olarak tanımlanmıştır. Kodlama kazancı ise aynı çeşitleme kazancına sahip kodlanmamış bir yapıya göre bu yapının sahip olduğu yaklaşık toplama kazancını vermektedir. Bir matrisin tüm $r \times r$ boyutlu ana çarpanlarının determinantlarının toplamının mutlak değeri, $\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_r$ değerine eşittir. Ayrıca, $B(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ matrisi $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ matrisinin kare kökü olduğundan bu iki matrisin kerteleri birbirine eşittir. Yapılan incelemeler sonucunda, uzay-zaman kodların tasarımında kullanılacak tasarım ölçütleri elde edilmiştir.

- Kerte (Rank) Ölçütü

En büyük çeşitleme kazancı olan mn değerinin elde edilmesi için her c ve e kod sözcük çifti için $B(c,e)$ matrisinin tam kerte olması gereklidir. Eğer $B(c,e)$ matrisi olası bütün yol çiftleri incelendiğinde en az r kertesine sahipse, elde edilecek sistemin çeşitleme kazancı rm olacaktır.

- Determinant Ölçütü

Hedeflenen çeşitleme kazancının rm olduğu durumda, olası tüm yol çiftleri için oluşturulacak $A(c,e) = B(c,e) B(c,e)^H$ matrislerinin tüm $r \times r$ boyutlu ana çarpanlarının determinantlarının toplamının en küçük değeri kodlama kazancını verir. Verilen bir çeşitleme kazancı için tüm yol çiftleri gözönünde tutularak kodlama kazancı hesaplanır.

4.2.1.2 Rician Sönümlemeli Kanal için Hata Başarım Ölçütleri

Kanaldaki sönümlemenin Rician dağılımı ile modellendiği durumda (4.14) ifadesi yüksek işaret-gürültü oranları için

$$P(c \rightarrow e) \leq \left(\frac{E_s}{4N_0} \right)^{-rm} \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-m} \left[\prod_{j=1}^m \prod_{i=1}^r \exp(-K_{i,j}) \right] \quad (4.17)$$

olarak yazılabilir. (4.17) eşitsizliğinden görüleceği gibi rm kadar çeşitleme kazancı ve

$$(\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_r)^{1/r} \left[\prod_{j=1}^m \prod_{i=1}^r \exp(-K_{i,j}) \right]^{1/rm} \quad (4.18)$$

kadar kodlama kazancı elde edilmektedir. Bunlara bağlı olarak aşağıda verilen tasarım ölçütleri elde edilir.

- Kerte Ölçütü

Kanalın Rician sönümlemeli olduğu durumda elde edilen çeşitleme kazancı Rayleigh sönümlemeli durumla aynı olduğundan , bu ölçüt Rayleigh sönümlemeli durum için belirlenen ölçütle aynıdır.

- Kodlama Kazancı Ölçütü

$A(c,e)$ matrisinin $r \times r$ boyutlu tüm ana çarpanlarının determinantlarının toplamı $\Lambda(c,e)$ ile gösterilmek üzere, tüm olası yol çiftleri için

$$\Lambda(\mathbf{c}, \mathbf{e})^{1/r} \left[\prod_{j=1}^m \prod_{i=1}^r \exp(-K_{i,j}) \right]^{1/rm} \quad (4.19)$$

ifadesinin en küçük değerinin yükseltilmesi gerekir. Burada r , $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ matrisinin kertesini belirtmektedir.

4.2.2 İstatistiksel Bağımlı Sönümlene Katsayıları Durumu

Bu bölümde, $\alpha_{i,j}$ 'lerin sıfır ortalamalı, boyut başına 0.5 değışintili karmaşık Gauss raslantı sürecinden alınan istatistiksel bağımlı örnekler olduğu kabulü altında istatistiksel bağımlı sönümlene katsayıları durumu için inceleme yapılacaktır. Bu durum Rayleigh sönümlenmeye karşılık düşmektedir ancak Rician sönümlene içinde kolaylıkla uygulama yapılabilir.

Sönümlene katsayılarının bağımlılığını hesaba katmak üzere $mn \times mn$ boyutlu

$$Y(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \begin{pmatrix} A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) & 0 & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) & \dots & \dots & 0 & 0 \\ 0 & 0 & A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) & \ddots & \vdots & 0 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \ddots & \vdots & \vdots \\ 0 & 0 & 0 & \dots & 0 & A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \end{pmatrix} \quad (4.20)$$

matrisi tanımlanmıştır. Bu matrisde 0'lar elemanlarının tümü sıfır olan $n \times n$ boyutlu matrisleri belirtmektedir. $\Omega_j = (\Omega_1, \dots, \Omega_m)$ eşitliği kullanılarak (4.8) ifadesi

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | \alpha_{i,j}, i=1,2,\dots,n, j=1,2,\dots,m) \leq \exp(-\Omega Y(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \Omega^H E_s / 4N_0) \quad (4.21)$$

olarak yeniden yazılabilir. $\Theta = E \Omega^H \Omega$ matrisi Ω matrisinin ilinti matrisi olarak adlandırılır. Θ matrisinin tam kerte olduğu durumda, pozitif tanımlı kare Hermit matris olduğundan, $nm \times nm$ boyutlu alt üçgen C matrisi karekökü olarak bulunabilir. Θ matrisinin köşegen elemanları 1 olduğundan C matrisinin satırlarının uzunluğu da bire eşittir. $\mathbf{v} = \Omega(C^H)^{-1}$ olarak tanımlanan bir $\mathbf{v}$ vektörünün elemanlarının, ilintisiz boyut başına 0.5 değışintiye sahip karmaşık Gauss raslantı değışkenleri olduğu görülür. $\mathbf{v}$ vektörünün elemanlarının ortalaması, $\alpha_{i,j}$ 'lerin ortalaması ve C matrisi kullanılarak kolaylıkla hesaplanabilir. Rayleigh sönümlenmeden söz edilirse, $\alpha_{i,j}$ 'lerin ve buna bağılı olarak $\mathbf{v}$ vektörünün elemanlarının ortalaması sıfır olur. Bu tanımlamalar kullanılarak (4.21) ifadesi

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | \alpha_{i,j}, i=1,2,\dots,n, j=1,2,\dots,m) \leq \exp(-\mathbf{v} C^H Y(\mathbf{c}, \mathbf{e}) C \mathbf{v}^H E_s / 4N_0) \quad (4.22)$$

olarak yazılır. Bu ifadeden görülebileceği üzere, istatistiksel bağımsız sönümleme katsayıları durumunda yapılan hesaplamalarda $A(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ yerine $C^H Y(\mathbf{c}, \mathbf{e}) C$ konularak aynı yöntem burada da kullanılabilir. Buna göre $C^H Y(\mathbf{c}, \mathbf{e}) C$ matrisinin kertesinin en büyük yapılması ana hata başarımlı ölçütü olacaktır. C matrisi tam kerte olduğundan bu işlem $Y(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ matrisinin kertesini olan

$$kerte[Y(\mathbf{c}, \mathbf{e})] = m \times kerte[A(\mathbf{c}, \mathbf{e})] \quad (4.23)$$

değerinin yükseltilmesi işlemine denktir. Böylece istatistiksel bağımsız sönümleme katsayıları durumu için elde edilen kerte ölçütünün bu durumda da geçerli olduğuna ulaşılır.

$\alpha_{i,j}$ 'lerin ortalaması sıfır olduğundan $\mathbf{v}$ vektörünün bileşenlerinin ortalaması da sıfır olur. Buna göre, istatistiksel bağımsız sönümleme katsayıları durumuna benzer olarak $C^H Y(\mathbf{c}, \mathbf{e}) C$ matrisinin determinantının yükseltilmesinin gerektiği sonucuna varılır. Bu determinant

$$\det(\Theta) \det(Y(\mathbf{c}, \mathbf{e})) = \det(\Theta) [\det(A(\mathbf{c}, \mathbf{e}))]^m \quad (4.24)$$

eşitliği kullanılarak hesaplanır. Bu eşitlikten görüleceği gibi istatistiksel bağımsız sönümleme katsayıları durumu için elde edilen determinant ölçütü, bu kanalda da geçerliliğini korumaktadır. Ancak istatistiksel bağımlı sönümleme katsayıları durumu önceki durumla karşılaştırıldığında, sönümlemenin bağımlılığının artmış olması nedeniyle $(10/nm) \log_{10}(\det(\Theta))$ dB bir kayıp söz konusudur. Benzer şekilde bu ölçütlerin Rician dağılımlı sönümleme için, sönümleme istatistiksel bağımlı olsa bile doğru olduğu söylenebilir. Ancak, kodlama kazancının hesaplanmasında $\mathbf{v}$ vektörünün bileşenlerinin ortalamalarının hesaplanması da gerekeceğinden, Rician dağılımlı sönümleme için işlemler basit olsa da uzun sürecektir.

4.3 Hızlı Sönümlemeli Kanalda Hata Başarım Ölçütleri

İletim kanalında hızlı sönümleme olduğu durumda, kanal

$$d_t^j = \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j}(t) c_i^j \sqrt{E_s} + \eta_t^j \quad (4.25)$$

denklemleri ile modellenir. $t = 1, 2, \dots, T, i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, m$, değerleri için tanımlanan $\alpha_{i,j}(t)$ katsayıları, ortalaması sıfır, değişintisi boyut başına 0.5 olan karmaşık Gauss raslantı değişkenlerinin bağımsız örnekleridir. Bu durum Rayleigh sönümlemeli duruma karşılık gelir, Rician sönümlemeye geçiş ise oldukça basittir. η_t^j , sıfır ortalamalı, boyut başına $N_0/2$

değişintili Gauss dağılımlı raslantı değişkeninin bağımsız örnekleri olan gürültüdür. Bu bölümde de önceki bölümde olduğu gibi kanal kazancının alıcıda ideal olarak bilindiği varsayılmaktadır. Buna göre, alıcının, $\mathbf{c} = c_1^1 c_1^2 \dots c_1^n c_2^1 c_2^2 \dots c_2^n \dots c_l^1 c_l^2 \dots c_l^n$ dizisi iletildiğinde $\mathbf{e} = e_1^1 e_1^2 \dots e_1^n e_2^1 e_2^2 \dots e_2^n \dots e_l^1 e_l^2 \dots e_l^n$ dizisine karar verme olasılığı (4.3) ifadesine benzer olarak

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | \alpha_{i,j}(t), i, j, t) \leq \exp(-d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) E_s / 4N_0) \quad (4.26)$$

eşitsizliği ile belirlenir. Hızlı sönmülemeli kanal için yollar arası Öklid uzaklığı bu kez

$$d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \sum_{j=1}^m \sum_{t=1}^l \left| \sum_{i=1}^n \alpha_{i,j}(t) (c_i^t - e_i^t) \right|^2 \quad (4.27)$$

eşitliği ile tanımlanır. Sönümleme vektörünün $\Omega_j(t) = (\alpha_{1,j}(t), \alpha_{2,j}(t), \dots, \alpha_{n,j}(t))$ olarak tanımlandığı ve $C(t)$ 'nin $n \times n$ boyutlu, p . satır ve q . sütun elemanı $(c_i^p - e_i^p) \overline{(c_i^q - e_i^q)}$ olarak ifade edilen bir matris olduğu durumda yollar arası Öklid uzaklığının

$$d^2(\mathbf{c}, \mathbf{e}) = \sum_{j=1}^m \Omega_j(t) C(t) \Omega_j^H(t) \quad (4.28)$$

olarak yazılabileceği görülmektedir. $C(t)$ Hermit bir matris olduğundan $C(t) = V(t) D(t) V^H(t)$ eşitliğini sağlayan, birimcil $V(t)$ matrisi ile köşegen $D(t)$ matrisi bulunur. $D(t)$ matrisinin, $D_{ii}(t), 1 \leq i \leq n$ olarak gösterilen köşegen elemanları $C(t)$ matrisinin özdeğerleridir. $C(t)$ matrisinin Hermit matris özellikleri taşıdığından bu özdeğerlerin gerçel sayılar olduğu sonucuna ulaşılır.

$$(\beta_{1,j}(t), \dots, \beta_{n,j}(t)) = \Omega_j(t) V^H(t) \quad (4.29)$$

olarak tanımlanan $\beta_{i,j}(t)$ değişkenleri $t = 1, 2, \dots, l, i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, m$, değerleri için ortalaması sıfır, boyut başına 0.5 değişintiye sahip karmaşık Gauss raslantı değişkeninden örneklenmiş istatistiksel bağımsız raslantı değişkenleridir. (4.28) ifadesinde toplam işaretinin argümanı $D_{ii}(t)$ özdeğerlerine ve $\beta_{i,j}(t)$ değişkenlerine bağlı olarak

$$\Omega_j(t) A(\mathbf{c}, \mathbf{e}) \Omega_j^H(t) = \sum_{i=1}^n |\beta_{i,j}(t)|^2 D_{ii}(t) \quad (4.30)$$

şeklinde yazılır. (4.26), (4.29) ve (4.30) denklemlerinin bir arada kullanılması sonucunda elde edilen hata olasılığı üst sınırı ifadesinin $|\beta_{i,j}(t)|$ 'nin Rayleigh dağılımı üzerinden ortalaması

alınarak

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \prod_{i,t} \left(1 + D_{ii}(t) \frac{E_s}{4N_0} \right)^{-m} \quad (4.31)$$

eşitsizliği elde edilir. $C(t)$ matrisi üzerinde incelemeler yapılırsa, $C(t)$ matrisinin sütunlarının $\mathbf{c}_t - \mathbf{e}_t = (c_t^1 - e_t^1, c_t^2 - e_t^2, \dots, c_t^n - e_t^n)$ vektörünün değişik katları olduğu görülür. Eğer, $c_t^1 c_t^2 \dots c_t^n \neq e_t^1 e_t^2 \dots e_t^n$ durumu sağlanıyorsa $C(t)$ matrisinin kertesı bir, tersi durumda sıfırdır. Buna göre, $D_{11}(t), D_{22}(t), \dots, D_{nn}(t)$ listesindeki özdeğerlerden $n-1$ tanesi sıfıra eşittir ve bu listedeki sıfırdan farklı olası tek eleman $|\mathbf{c}_t - \mathbf{e}_t|^2$ olacaktır. (4.31) denkleminde yararlanarak hata üst sınır

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e} | \alpha_{i,j}(t), i, j, t) \leq \prod_{t=1}^l (1 + |\mathbf{c}_t - \mathbf{e}_t|^2 \frac{E_s}{4N_0})^{-m} \quad (4.32)$$

olarak yeniden yazılabilir. $|\mathbf{c}_t - \mathbf{e}_t| \neq 0$ durumunu sağlayan zaman aralıkları kümesinin $\Psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ olarak gösterildiği ve $\Psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ kümesi eleman sayısının $|\Psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})|$ olarak gösterildiği varsayımına dayanarak, (4.32) eşitsizliği

$$P(\mathbf{c} \rightarrow \mathbf{e}) \leq \prod_{t \in \Psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})} (|\mathbf{c}_t - \mathbf{e}_t|^2 \frac{E_s}{4N_0})^{-m} \quad (4.33)$$

şeklini alır. Buna bağlı olarak, $m|\Psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})|$ kadar çeşitleme kazancı elde edilir. Bu ifadede ki $(E_s / 4N_0)^{-m|\Psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})|}$ katsayısının incelenmesi sonucunda aşağıda verilen ölçütlere ulaşılmaktadır.

- Uzaklık Ölçütü

Hızlı sönmülemeli ortamda vm çeşitleme kazancının elde edilebilmesi için herhangi iki $\mathbf{c}$ ve $\mathbf{e}$ kod sözcüklerine ait $c_t^1 c_t^2 \dots c_t^n$ ve $e_t^1 e_t^2 \dots e_t^n$ dizilerinin $1 < t < l$ zaman aralığında en az v kez farklı olması gereklidir.

- Çarpım Ölçütü

$1 < t < l$ zaman aralığında $c_t^1 c_t^2 \dots c_t^n \neq e_t^1 e_t^2 \dots e_t^n$ durumunu sağlayan zaman aralıkları kümesinin $\Psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})$ olarak gösterildiği ve herhangi bir anda iki dizi arasındaki uzaklığın

$$|\mathbf{c}_t - \mathbf{e}_t|^2 = \sum_{i=1}^n |c_t^i - e_t^i|^2$$

olarak tanımlandığı durumda, hızlı sönümlemeli kanalda en büyük kodlama kazancını elde edebilmek için olası tüm yol çiftleri $\mathbf{c}$ ve $\mathbf{e}$ için

$$\prod_{t \in \Psi(\mathbf{c}, \mathbf{e})} |c_t - e_t|^2$$

çarpımının en küçük değerinin yüksek olması gereklidir.



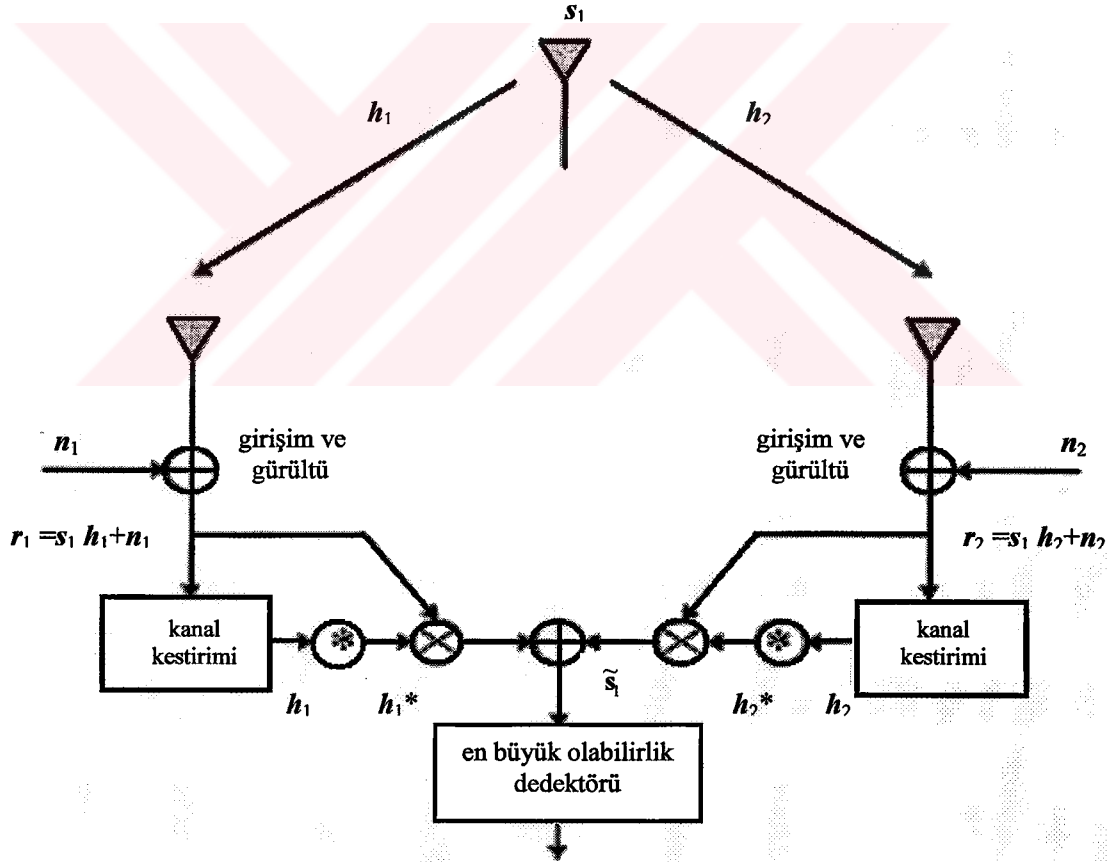
5. DİK VERİCİ ÇEŞİTLEMESİ

5.1 Alamouti Yöntemi ve MRRC

Alamouti yönteminin temel özellikleri, verici çeşitleme yapısı kullanarak tam çeşitleme kazancı sağlaması ve basit bir en-büyük oran alıcı birleştirme işlemi sağlayan dik tasarım olmasıdır. Bu bölümde ilk olarak klasik en-büyük oran alıcı birleştirici yapısı (MRRC) tekniği, daha sonra ise bir ve birden çok alıcı anten için Alamouti yöntemi incelenecektir.

5.1.1 En-Büyük Oran Alıcı Birleştirme

Bu klasik yaklaşımda, alıcıda birden çok anten kullanılmakta ve alıcıya ulaşan işaretlere en-büyük oran birleştirme işlemi uygulanmaktadır. Şekil 5.1’de iki alıcı antenli MRRC yapısı verilmiştir. İnceleme yavaş sönmülemeli kanal için yapılmıştır.



Şekil 5.1 İki alıcı antenli MRRC yapısı

Kanalın iletilen işaret üzerindeki etkileri, genlik ve faz bilgisinden oluşan karmaşık çarpımsal bozulma olarak modellenmiştir. Verici antenle ilk alıcı anten arasında oluşan kanal h_1 , verici

anten ile ikinci alıcı anten arasındaki kanal $\mathbf{h}_2$ olarak adlandırılmış ve

$$\begin{aligned}\mathbf{h}_1 &= \alpha_1 e^{j\theta_1} \\ \mathbf{h}_2 &= \alpha_2 e^{j\theta_2}\end{aligned}\quad (5.1)$$

eşitlikleri ile tanımlanmıştır. Vericiden s_1 işareti gönderildiğinde, alıcı antenlere ulaşan işarete, gürültü ve girişim de eklenerek

$$\begin{aligned}\mathbf{r}_1 &= \mathbf{h}_1 s_1 + \mathbf{n}_1 \\ \mathbf{r}_2 &= \mathbf{h}_2 s_1 + \mathbf{n}_2\end{aligned}\quad (5.2)$$

elde edilir. Bu eşitliklerde $\mathbf{n}_1$ ve $\mathbf{n}_2$ karmaşık gürültü ve girişimi belirtmektedir. $\mathbf{n}_1$ ve $\mathbf{n}_2$ ifadelerinin Gauss dağılımlı olduğu kabulüne dayanarak, alıcıda en-büyük olabilirlik karar kuralı sadece

$$d^2(\mathbf{r}_1, \mathbf{h}_1 s_i) + d^2(\mathbf{r}_2, \mathbf{h}_2 s_i) \leq d^2(\mathbf{r}_1, \mathbf{h}_1 s_k) + d^2(\mathbf{r}_2, \mathbf{h}_2 s_k), \forall i \neq k \quad (5.3)$$

eşitsizliği sağlanıyorsa, s_i işareti karar verir. Herhangi iki $\mathbf{x}$ ve $\mathbf{y}$ işareti arasındaki Öklid uzaklığını belirten $d^2(\mathbf{x}, \mathbf{y})$,

$$d^2(\mathbf{x}, \mathbf{y}) = (\mathbf{x} - \mathbf{y})(\mathbf{x}^* - \mathbf{y}^*) \quad (5.4)$$

olarak hesaplanır. İki alıcılı MRRC yapısı için birleştirme yöntemi

$$\tilde{\mathbf{s}}_1 = \mathbf{h}_1^* \mathbf{r}_1 + \mathbf{h}_2^* \mathbf{r}_2 = \mathbf{h}_1^* (\mathbf{h}_1 s_1 + \mathbf{n}_1) + \mathbf{h}_2^* (\mathbf{h}_2 s_1 + \mathbf{n}_2) = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) s_1 + \mathbf{h}_1^* \mathbf{n}_1 + \mathbf{h}_2^* \mathbf{n}_2 \quad (5.5)$$

ifadesiyle gerçekleştirilir. (5.4) ve (5.5) denklemleri (5.3) ifadesiyle bir arada kullanılarak karar kuralının , yalnızca

$$(\alpha_1^2 + \alpha_2^2) |s_i|^2 - \tilde{\mathbf{s}}_1^* s_i - \tilde{\mathbf{s}}_1 s_i^* \leq (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) |s_k|^2 - \tilde{\mathbf{s}}_1^* s_k - \tilde{\mathbf{s}}_1 s_k^*, \forall i \neq k \quad (5.6)$$

koşulu sağlandığında veya bu ifadeye denk olarak yalnızca

$$(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_i|^2 + d^2(\tilde{\mathbf{s}}_1, s_i) \leq (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |s_k|^2 + d^2(\tilde{\mathbf{s}}_1, s_k), \forall i \neq k \quad (5.7)$$

koşulu gerçekleştiğinde s_i işareti karar verdiği bulunur. İşaret kümesinin elemanlarının eş enerjili olduğu PSK işaretler için, işaret enerjisi E_s olmak üzere

$$|s_i|^2 = |s_k|^2 = E_s, \forall i \neq k \quad (5.8)$$

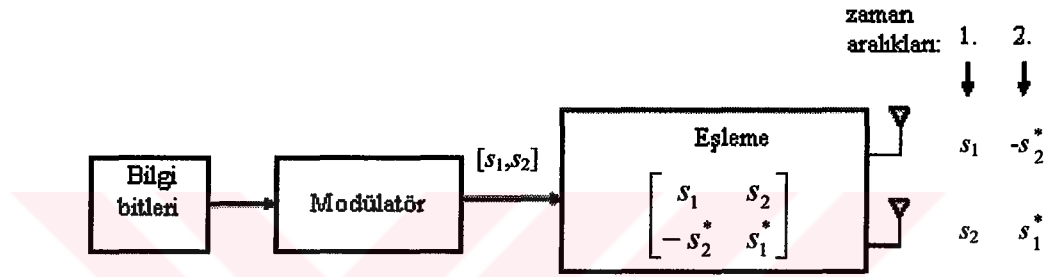
olduğundan (5.7) eşitsizliği ile verilen karar kuralı basitleştirilerek

$$d^2(\tilde{\mathbf{s}}_i, \mathbf{s}_i) \leq d^2(\tilde{\mathbf{s}}_i, \mathbf{s}_k), \forall i \neq k \quad (5.9)$$

şekline getirilir. Daha sonra birleştirici, şekil 5.1’de görüldüğü gibi $\mathbf{s}_1$ işaretini oluşturur ve en-büyük olabilirlik sezicisi, işaretin kestirimine ulaşır.

5.1.2 Alamouti Yöntemi

Alamouti (1998) tarafından ortaya atılan bu verici çeşitlemesi yapısı uzay-zaman blok kodların en basit durumudur.



Şekil 5.2 Alamouti verici yapısı

M 'li modülasyon yöntemi kullanıldığı durumda, bilgi bitlerinin $m=\log_2 M$ lik her grubu, işaret kümesinden karşılık gelen modülasyon simgesine eşlenir. Kodlayıcı, iki simgeyi Şekil 5.2’de eşleme bloğunun içinde gösterilen matrisi kullanarak verici antenlere dağıtır.

Verilen bir zaman aralığında herhangi iki işaret iki antenden eş zamanlı olarak iletilir. Birinci antenden gönderilen işaret s_1 ve ikinci antenden gönderilen işaret s_2 olmak üzere, bir sonraki simge aralığında ilk antenden $-s_2^*$ ve diğer antenden s_1^* iletilir (Şekil 5.2).

Kanal herhangi bir zamanda, karmaşık çarpımsal bozunum olarak birinci ve ikinci anten için sırasıyla $\mathbf{h}_1(t)$ ve $\mathbf{h}_2(t)$ biçiminde modellenenir. İnceleme yavaş sönmülemeli kanalda yapıldığından art arda iki simge için sönmülemenin sabit kaldığı kabul edilir. Sönmüleme ifadeleri

$$\mathbf{h}_1(t) = \mathbf{h}_1(t + T) = \mathbf{h}_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1}$$

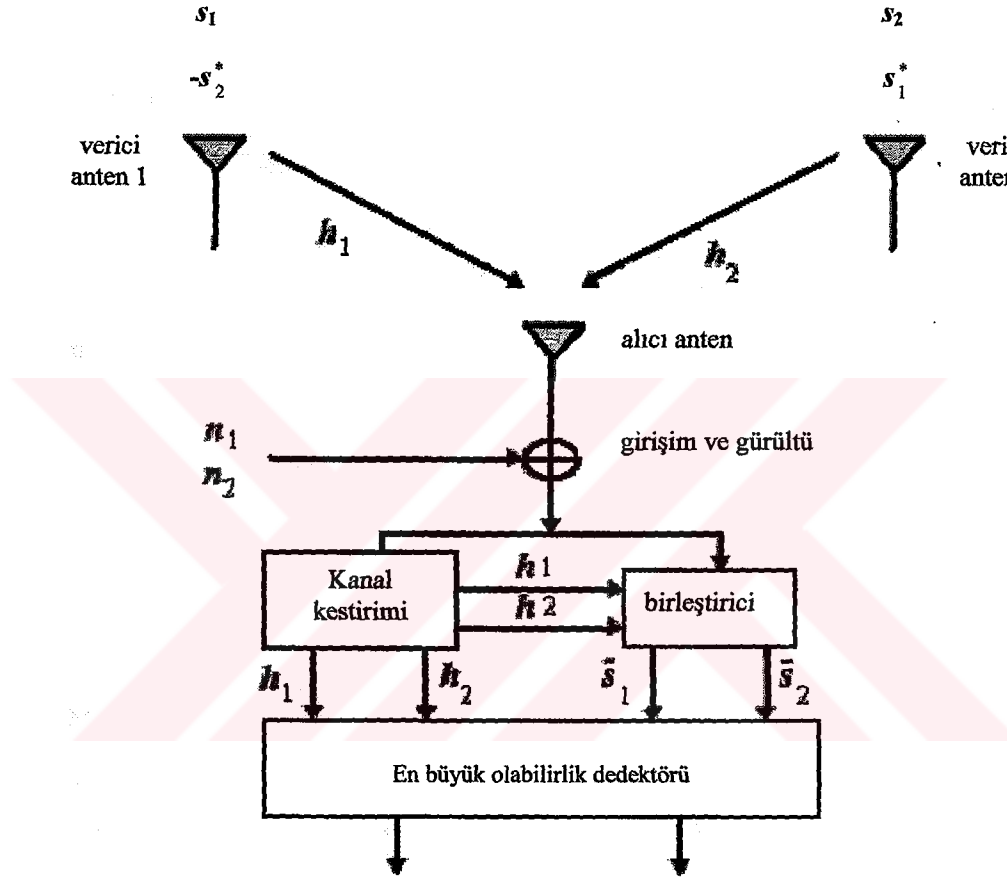
$$\mathbf{h}_2(t) = \mathbf{h}_2(t + T) = \mathbf{h}_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2} \quad (5.10)$$

olarak belirlenir. Burada T , simge süresini göstermektedir. Alınıcı antene

$$\mathbf{r}_1 = \mathbf{r}(t) = \mathbf{h}_1 \mathbf{s}_1 + \mathbf{h}_2 \mathbf{s}_2 + \mathbf{n}_1$$

$$\mathbf{r}_2 = \mathbf{r}(t+T) = -\mathbf{h}_1 \mathbf{s}_2^* + \mathbf{h}_2 \mathbf{s}_1^* + \mathbf{n}_2 \quad (5.11)$$

şeklinde ifade edilen işaretler ulaşır. $\mathbf{r}_1$, t anında, $\mathbf{r}_2$ ise $t+T$ anında alıcı antene ulaşan işaretlerdir.



Şekil 5.3 2-verici, 1-alıcı antenli Alamouti yöntemi

Şekil 5.3’de gösterilen birleştirici çıkışında elde edilen

$$\tilde{\mathbf{s}}_1 = \mathbf{h}_1^* \mathbf{r}_1 + \mathbf{h}_2 \mathbf{r}_2^*$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_2 = \mathbf{h}_2^* \mathbf{r}_1 - \mathbf{h}_1 \mathbf{r}_2^* \quad (5.12)$$

işaretlerini en büyük olabilirlik sezicisine gönderilir. (5.10) ve (5.11) eşitlikleri (5.12)’de yerlerine yazılarak (5.12) eşitliği

$$\tilde{\mathbf{s}}_1 = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) \mathbf{s}_1 + \mathbf{h}_1^* \mathbf{n}_1 + \mathbf{h}_2 \mathbf{n}_2^*$$

$$\tilde{\mathbf{s}}_2 = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2)\mathbf{s}_2 - \mathbf{h}_1 \mathbf{n}_2^* + \mathbf{h}_1^* \mathbf{n}_2 \quad (5.13)$$

olarak elde edilir. En büyük olabilirlik sezicisinde, $\mathbf{s}_1$ ve $\mathbf{s}_2$ işaretlerinin her biri için , PSK durumunda (5.7) ve (5.9) ile verilen karar kuralları kullanılır. (5.13) eşitlikleri iki antenli MRRC yapısı için (5.5) ifadesinde elde edilenlere denktir. Tek fark gürültü bileşenlerindeki faz kaymasıdır ama bu fark işaret gürültü oranında bir azalmaya neden olmamaktadır. Alamouti yapısında elde edilen çeşitleme derecesi iki antenli MRRC yapısında elde edilene eşittir.

Alamouti yönteminin en önemli noktası, her bir antenden iletilen dizilerin birbirine dik olmasıdır. Birinci antenden iletilen herhangi bir $\mathbf{x}_1 = (x_1, -x_2^*)$ dizisinin ve ikinci antenden iletilen $\mathbf{x}_2 = (x_2, x_1^*)$ dizisinin iç çarpımları

$$\mathbf{x}_1 \cdot \mathbf{x}_2 = \sum_{i=1}^2 \mathbf{x}_{1,i} \mathbf{x}_{2,i}^* = x_1 x_2^* - x_2^* x_1 = 0 \quad (5.14)$$

olarak bulunur. Kod iletim matrisi

$$\mathbf{X}^H \mathbf{X} = (|x_1|^2 + |x_2|^2) \mathbf{I}_2 \quad (5.15)$$

eşitliğini sağlayarak diklik koşulunu gerçekleştirir. Bu ifadede $\mathbf{I}_2$, 2×2 boyutlu birim matristir.

Bu yapı Alamouti tarafından iki verici ve birden çok alıcı anten durumuna da genişletilmiştir. Kodlama ve iletim işlemleri tek alıcılı durumla aynıdır. Bu durumda iki verici ve M alıcı anten için $2M$ çeşitleme derecesi elde edilebilir.

Alamouti yapısı hızlı sönmülemeli kanallarda incelenirken sönmüleme katsayılarının iletilen her işaret için değişeceği dikkate alınmalıdır. İlk zaman aralığında birinci anten ile alıcı arasında sönmüleme etkisi $\mathbf{h}_1(t)$ ve ikinci antenle alıcı arasındaki sönmüleme etkisi $\mathbf{h}_2(t)$,

$$\begin{aligned} \mathbf{h}_1(t) &= \mathbf{h}_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \\ \mathbf{h}_2(t) &= \mathbf{h}_2 = \alpha_2 e^{j\theta_2} \end{aligned} \quad (5.16)$$

olarak belirtildiğinde bir sonraki zaman aralığına ait sönmüleme ifadelerinin, hızlı sönmülemekten dolayı sabit kalmayacağı göz önüne alınarak

$$\mathbf{h}_1(t+T) = \mathbf{h}_3 = \alpha_3 e^{j\theta_3}$$

$$\mathbf{h}_2(t+T) = \mathbf{h}_4 = \alpha_4 e^{j\theta_4} \quad (5.17)$$

biçiminde yazılabilir. (5.10), (5.11), (5.12) eşitliklerinde, (5.16) ve (5.17) ifadeleri kullanılarak (5.13)'e benzer şekilde birleştirici çıkışında

$$\begin{aligned} \tilde{\mathbf{s}}_1 &= (\alpha_1 \alpha_3 e^{j(\theta_1 - \theta_3)} + \alpha_2 \alpha_4 e^{j(\theta_2 - \theta_4)}) \mathbf{s}_1 + \mathbf{h}_3^* \mathbf{n}_1 + \mathbf{h}_2^* \mathbf{n}_2 \\ \tilde{\mathbf{s}}_2 &= (\alpha_1 \alpha_3 e^{j(\theta_1 - \theta_3)} + \alpha_2 \alpha_4 e^{j(\theta_2 - \theta_4)}) \mathbf{s}_2 - \mathbf{h}_1^* \mathbf{n}_2 + \mathbf{h}_4^* \mathbf{n}_1 \end{aligned} \quad (5.18)$$

işaretleri elde edilir. Bu ifadelerden görüleceği gibi, hızlı sönmülemeli durumda $\tilde{\mathbf{s}}_1$ ve $\tilde{\mathbf{s}}_2$ işaretleri, hem genlik hem de fazda gerçekleşen bozunuma uğramaktadır. Buna bağlı olarak Alamouti yönteminin yavaş sönmülemeli kanallarda daha iyi başarımlar sağlaması beklenir.

Alamouti yöntemi, çeşitlemeyi zaman ya da frekans bölgesinde değil, çok-antenli yapıları kullanarak uzayda gerçekleştirdiğinden, band genişliğinde artış olmamaktadır. Kullanılan kod çözücünün karmaşıklığı oldukça azdır. İletilen güç bir verici ve iki alıcı antenli MRRC yapısı ile aynı tutulursa, bu yöntem, MRRC yönteminden 3 dB kadar daha kötü bir başarımlar gösterir. Güç iki katına çıkarıldığında aynı başarımlar sağlanmaktadır.

5.2 Genel Dik Yapılar

Alamouti yöntemi iki verici anten için önerilmiş bir yöntemdir. Bu yöntem daha fazla sayıda verici antenin bulunduğu duruma genelleştirilmiş ve “Uzay-Zaman Blok Kod (STBC)” olarak adlandırılmıştır (Tarokh vd., 1999).

Uzay-zaman blok kod yapısı, $L \times n$ boyutlu bir kod matrisi olarak tanımlanır. Burada L , P tane simgenin iletilmesi için gerekli zaman aralıklarının sayısı, n ise verici anten sayısıdır. Böyle bir yapının kod hızı $R = P/L$ olarak bulunur. $R=1$ durumu için, kullanılan kod “tam hızlı” kod olarak adlandırılır.

5.2.1 Gerçel Dik Tasarımlar

n boyutunda bir gerçel tasarım, elemanları $\pm x_1, \pm x_2, \dots, \pm x_n$ değişkenleri olan $n \times n$ boyutlu dik matristir. Dik tasarımlar, sadece ve sadece $n=2, 4$ veya 8 olduğu durumlar için bulunmaktadır.

Bir dik tasarım O verildiğinde, O 'nun belirli sütunları yok edilerek başka bir dik tasarıma ulaşılabilir. Burada ilk satırın bütün elemanları pozitif işaretlidir. Sütunlar permüte edilerek O 'nun ilk satırındaki elemanların $x_1, x_2, \dots, x_n$ olması sağlanır. Dik tasarımlar için örnek

olarak, 2×2 tasarımı,

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2 & x_1 \end{pmatrix} \quad (5.19)$$

4×4 tasarımı,

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_2 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \end{pmatrix} \quad (5.20)$$

8×8 tasarımı,

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 & x_5 & x_6 & x_7 & x_8 \\ -x_2 & x_1 & x_4 & -x_3 & x_6 & -x_5 & -x_8 & x_7 \\ -x_3 & -x_4 & x_1 & x_2 & x_7 & x_8 & -x_5 & -x_6 \\ -x_4 & x_3 & -x_2 & x_1 & x_8 & -x_7 & x_6 & -x_5 \\ -x_5 & -x_6 & -x_7 & -x_8 & x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_6 & x_5 & -x_8 & x_7 & -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_7 & x_8 & x_5 & -x_6 & -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_8 & -x_7 & x_6 & x_5 & -x_4 & x_3 & x_2 & x_1 \end{pmatrix} \quad (5.21)$$

verilebilir.

Temelbandda gerçekleştirilen iletimde gerçel işaret kümesi A 'nın 2^b elemanlı olduğu varsayımına göre, ilk zaman aralığında, nb bit kodlayıcıya girer ve işaret kümesi işaretleri $s_1, \dots, s_n$ seçilir. $x_i = s_i$, $i = 1, 2, \dots, n$ yapılarak, elemanları $\pm s_1, \pm s_2, \dots, \pm s_n$ olan $C = O(s_1, \dots, s_n)$ matrisi elde edilir. Her $t = 1, 2, \dots, n$ zaman aralığında, $1, 2, \dots, n$ verici antenlerinden eş zamanlı olarak C_{it} , $i = 1, 2, \dots, n$ elemanları iletilir. Böyle bit STBC için çeşitleme derecesi nm ve en büyük iletim hızı b bits/s/Hz dir. Bu iletim hızı $n \times n$ dik tasarım kullanılarak elde edilir (Tarokh vd., 1999).

Böyle bir uzay-zaman blok kodun çeşitleme derecesinin nm olduğu basit bir şekilde tanıtlanabilir. Kerte ölçütüne göre $O(\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_n) - O(s_1, \dots, s_n)$ matrisinin herhangi iki kod dizisi $(\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_n) \neq (s_1, \dots, s_n)$ için tekil olmaması gereklidir. $O(\tilde{s}_1 - s_1, \dots, \tilde{s}_n - s_n)$, O matrisinde x_i yerine $\tilde{s}_i - s_i$, $i = 1, 2, \dots, n$ yazılarak elde edilen matris olmak üzere $O(\tilde{s}_1 - s_1, \dots, \tilde{s}_n - s_n) = O(\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_n) - O(s_1, \dots, s_n)$ olarak yazılabilir. Dik matris O 'nun

determinantı,

$$\det(OO^T) = \left[\sum_i x_i^2 \right]^{n/2} \quad (5.22)$$

olarak bulunur. Bu ifadede O^T , O matrisinin devriğidir. Böylece

$$\det[O(\tilde{s}_1 - s_1, \dots, \tilde{s}_n - s_n)] = \left[\sum_i |\tilde{s}_i - s_i|^2 \right]^{n/2} \quad (5.23)$$

sıfırdan farklı olarak bulunur. Bunlara bağlı olarak, $O(\tilde{s}_1, \dots, \tilde{s}_n) - O(s_1, \dots, s_n)$ ifadesinin tekil olmadığı ve en büyük çeşitleme derecesi olarak da nm 'in sağlandığı kanıtlanmaktadır.

Dik tasarımlar kullanarak, verici çeşitlemesi sağlanmasında iki önemli neden vardır. İlki band genişliğinde kayıp olmamasıdır. İkinci olarak da, oldukça basit, sadece alıcıda doğrusal birleştirme kullanılan bir en büyük olabilirlik kod çözme algoritması yeterli olması söylenebilir. Algoritmadaki bu basitlik dik tasarımdaki sütunların dikliğinden kaynaklanmaktadır.

Bu özellikler vericide doğrusal işleme yapıldığı durumda da geçerliliklerini korur. Farklı antenlerden iletilen işaretler, işaret uzayı simgelerinin doğrusal birleşimi olacaktır. Doğrusal işlemeli dik tasarım, elemanları $x_1, x_2, \dots, x_n$ değişkenlerinden oluşan $n \times n$ boyutlu ξ matrisi olarak tanımlandığında bu ξ matrisinin elemanları $x_1, x_2, \dots, x_n$ değişkenlerinin gerçel doğrusal birleşimidir. Ayrıca D , (i, i) . köşegen elemanı, $(l_1^i x_1^2 + l_2^i x_2^2 + \dots + l_n^i x_n^2)$ olarak tanımlanan köşegen matris olmak üzere $\xi^T \xi = D$ eşitliği sağlanır. $l_1^i, l_2^i, \dots, l_n^i$ katsayıları ise pozitif sayılardır. Doğrusal işlemeli dik tasarımlar da sadece ve sadece $n = 2, 4$ veya 8 için bulunmaktadır (Tarokh vd., 1999). Buna bağlı olarak, doğrusal işlemeli dik tasarımların vericide kullanılması yeni iletim yapıları oluşturmamakta, sadece vericide donanım karmaşasına neden olmaktadır.

5.2.2 Genelleştirilmiş Gerçel Dik Tasarımlar

İncelenen yöntemlerde, iletim matrislerindeki dik sütunlar, basit bir en büyük olabilirlik kod çözme algoritması kullanılmasına olanak sağladığından, dik tasarım ifadeleri genelleştirilmiştir. G olarak gösterilen n boyutlu genelleştirilmiş dik tasarım, elemanları $0, \pm x_1, \pm x_2, \dots, \pm x_k$ olan $p \times n$ boyutlu ve $G^T G = D$ eşitliğini sağlayan bir matris olarak

tanımlanmıştır. Burada D , (i, i) . köşegen elemanı D_{ii} , $i=1,2,...,n$, $(l_1^i x_1^2 + l_2^i x_2^2 + \dots + l_k^i x_k^2)$ ifadesine eşit olan köşegen bir matristir. $l_1^i, l_2^i, \dots, l_k^i$ katsayıları ise pozitif sayılardır. G tasarımının hızı $R=k/p$ dir.

$p \times n$ boyutlu, G genelleştirilmiş dik tasarımı

$$G^T G = (x_1^2 + x_2^2 + \dots + x_k^2) I \quad (5.24)$$

eşitliğini sağlar.

Yüksek hızlı, doğrusal işlemeli, tam çeşitleme derecesine sahip, az karmaşık dik tasarımlar oluşturabilmek amacıyla genelleştirme yapılmıştır. Hafıza gereksinimleri de göz önüne alındığında, verilen R ve n için, p değerinin küçültülmesi durumu ortaya çıkar.

Verilen R ve n değerleri için, en az R hızında, $p \times n$ boyutlu genelleştirilmiş dik tasarımın var olduğu p sayısının en küçük değeri $A(R, n)$ olarak tanımlanmaktadır. Eğer belirtilen özelliklerde bir dik tasarım yoksa $A(R, n) = \infty$ olur. $A(R, n)$ değerine ulaşılan genelleştirilmiş dik tasarım en iyi gecikmeli (delay optimal) dik tasarım olarak adlandırılır.

Tam hızlı genelleştirilmiş dik tasarımlar, bandgenişliği açısından verimli olduğundan $A(1, n)$ değerinin hesaplanması önemlidir. Tarokh vd.(1999), $A(1, n)$ değerinin $A(1, n) = \min(2^{4c+d})$ olarak hesaplandığını göstermişlerdir. En küçük bulma işleminin kümesi

$$\{c, d \mid 0 \leq c, 0 \leq d < 4 \text{ ve } 8c + 2^d \geq n\} \quad (5.25)$$

olarak tanımlanmıştır. Özel olarak, $A(1, 2) = 2$, $A(1, 3) = A(1, 4) = 4$, ve $5 \leq n \leq 8$ için $A(1, n) = 8$ bulunur. Buna göre, $n=2, 4$ ve 8 için dik tasarımların en iyi gecikmeli olduğu söylenebilir.

5.2.3 Karmaşık Dik Tasarımlar

n boyutunda karmaşık dik tasarım O_c , elemanları $\pm x_1, \pm x_2, \dots, \pm x_n$ değişkenleri, bunların eşlenikleri $\pm x_1^*, \pm x_2^*, \dots, \pm x_n^*$ veya bu değişkenlerin $\pm i$ ile çarpımları olan dik matristir. Burada $i = \sqrt{-1}$ 'dir.

Tam hızlı karmaşık dik tasarımlar, sadece ve sadece $n = 2$ için tanımlıdır. Bu tasarım da Alamouti yönteminde kullanılan iletim matrisidir. Bu matris, karmaşık işaret kümeleri için iletim hızında herhangi bir kayıp olmadan tam çeşitleme sağlayan uzay-zaman blok kod olması açısından tektir. Doğrusal işlemeli karmaşık dik tasarımlar, doğrusal işlemeli gerçel

dik tasarımlara benzer şekilde tanımlanır.

5.2.4 Genelleştirilmiş Karmaşık Dik Tasarımlar

G_c , elemanları $0, \pm x_1, \pm x_1^*, \pm x_2 \pm x_2^*, \dots, \pm x_k, \pm x_k^*$ ya da bu ifadelerin i ile çarpımı olan, $p \times n$ boyutlu matris olmak üzere, $G_c^* G_c = D_c$ eşitliğini sağlayan, (i, i) . köşegen elemanı D_{ii} , $i=1,2,\dots,n$ $(l_1^i |x_1|^2 + l_2^i |x_2|^2 + \dots + l_k^i |x_k|^2)$ ifadesine eşit olan köşegen bir matris D_c bulunuyorsa, G_c , n boyutlu genelleştirilmiş karmaşık dik tasarım olarak adlandırılır. $l_1^i, l_2^i, \dots, l_k^i$ katsayıları pozitif sayılardır. G_c tasarımının hızı $R=k/p$ dir.

$p \times n$ boyutlu, G genelleştirilmiş dik tasarımı

$$G_c^* G_c = (|x_1|^2 + |x_2|^2 + \dots + |x_k|^2) I \quad (5.26)$$

eşitliğini sağlar. Gerçek dik tasarımlara benzer şekilde, verilen R ve n değerleri için, en az R hızında $p \times n$ boyutlu genelleştirilmiş karmaşık dik tasarımın var olduğu p sayısının en küçük değeri $A_c(R, n)$ olarak tanımlanmaktadır. Eğer belirtilen özelliklerde bir dik tasarım yoksa $A_c(R, n) = \infty$ olur.

$A_c(R, n)$ ve $A(R, n)$ arasında, herhangi bir R değeri için,

$$A(R, 2n) \leq 2A_c(R, n) \quad (5.27)$$

ve $R \leq 0.5$ için,

$$A_c(R, n) \leq 2A(R, n) \quad (5.28)$$

eşitsizlikleri tanımlıdır. Tarokh vd. (1999a) tarafından $\frac{1}{2}$ ve $\frac{3}{4}$ hızlı kodlar verilmiştir. Üç verici anten için $\frac{1}{2}$ hızlı kod

$$G_3 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 \\ -x_3 & x_4 & x_1 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* \end{pmatrix} \quad (5.29)$$

olarak verilmiştir. Dört verici anten için $\frac{1}{2}$ hızlı kod ise (5.30) ifadesindeki gibidir. Üç ve dört

verici anten için oluşturulan $\frac{3}{4}$ hızlı genelleştirilmiş karmaşık doğrusal işlemeli dik tasarımlar sırasıyla (5.31) ve (5.32)'de gösterilmektedir.

$$G_4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2 & x_1 & -x_4 & x_3 \\ -x_3 & x_4 & x_1 & -x_2 \\ -x_4 & -x_3 & x_2 & x_1 \\ x_1^* & x_2^* & x_3^* & x_4^* \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & x_4^* & x_1^* & -x_2^* \\ -x_4^* & -x_3^* & x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (5.30)$$

$$H_3 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3/\sqrt{2} \\ -x_2^* & x_1^* & x_3/\sqrt{2} \\ x_3^*/\sqrt{2} & x_3^*/\sqrt{2} & (-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)/2 \\ x_3^*/\sqrt{2} & -x_3^*/\sqrt{2} & (x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)/2 \end{pmatrix} \quad (5.31)$$

$$H_4 = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3/\sqrt{2} & x_3/\sqrt{2} \\ -x_2^* & x_1^* & x_3/\sqrt{2} & -x_3/\sqrt{2} \\ x_3^*/\sqrt{2} & x_3^*/\sqrt{2} & (-x_1 - x_1^* + x_2 - x_2^*)/2 & (-x_2 - x_2^* + x_1 - x_1^*)/2 \\ x_3^*/\sqrt{2} & -x_3^*/\sqrt{2} & (x_2 + x_2^* + x_1 - x_1^*)/2 & -(x_1 + x_1^* + x_2 - x_2^*)/2 \end{pmatrix} \quad (5.32)$$

Uzay-zaman blok kodlarda kullanılan karmaşık dik tasarımlar, verici anten sayısı ve hıza göre aşağıdaki şekilde özetlenebilir.

- 2 verici anten olduğu durumda, tam hızlı dik uzay-zaman blok kod (OSTBC) vardır. Bu kod Alamouti yapısında kullanılan matristir.
- 3 ve 4 verici anten olduğu durumda, en fazla $\frac{3}{4}$ hızlı OSTBC vardır.
- 5 ve 6 verici anten olduğu durumda, en fazla $\frac{1}{11}$ ve $\frac{3}{5}$ hızlı OSTBC vardır.
- Herhangi sayıda verici anten olduğu durumda, $\frac{1}{2}$ hızlı OSTBC vardır.

5.3 Dikimsi Yapılar

Bir uzay-zaman blok kodları için, tam çeşitleme ve tam iletim hızı sağlayan karmaşık dik tasarımlar ikiden fazla verici anten bulunan durumlarda mümkün olmamaktadır. Tarokh vd. (1999) tarafından tasarlanan kodların temel özelliği diklik özelliğidir. Kodlar, dik sütunlara sahip iletim matrisleri olan dik tasarımlar kullanılarak tasarlanmıştır.

Dikimsi tasarımlar kullanılarak daha yüksek iletim hızı sağlanırken diklikte azalma oluşmaktadır. Dikimsi tasarımlarda iletim matrisinin sütunları gruplara ayrılmıştır. Grup içlerindeki sütunlar birbirlerine dik değildir, fakat farklı gruplar birbirlerine diktir. Dikimsi tasarımlar kullanılarak, iletilen simge çiftlerinin ayrı ayrı kod çözülebileceği gösterilmiştir (Jafarkhani, 2001).

Tam iletim hızı, düşük işaret-gürültü oranında ve yüksek bit-hata oranında daha önemlidir. Tam çeşitleme ise yüksek işaret-gürültü oranlarında ve düşük bit-hata oranlarında etkilidir. BER-SNR eğrisinin eğimi çeşitlemeye bağlıdır. BER-SNR düzleminde tam hıza sahip bir kod tam çeşitlemeye sahip bir koddan daha iyi bir noktadan başlasa da, artan SNR değeriyle beraber tam çeşitlemeye sahip olan kod daha fazla kazanç sağlar.

Tam hızlı ve tam çeşitlemeli karmaşık uzay-zaman blok koda verilebilecek örnek olan Alamouti yapısı,

$$A_{12} = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (5.33)$$

olarak tekrar belirtilmiştir. Bu ifadede 12 alt indisi iletim matrisinde bulunan x_1 ve x_2 değişkenlerini belirtmek için kullanılmıştır. Verici anten sayısının ve iletim matrisindeki değişken sayısının 4 olduğu durum için

$$A = \begin{pmatrix} A_{12} & A_{34} \\ -A_{34}^* & A_{12}^* \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & x_4 \\ -x_2^* & x_1^* & -x_4^* & x_3^* \\ -x_3^* & -x_4^* & x_1^* & x_2^* \\ x_4 & -x_3 & -x_2 & x_1 \end{pmatrix} \quad (5.34)$$

olarak belirlenen uzay-zaman blok kod yapısından yararlanarak, A matrisinde, x_i ifadelerinin $s_i - \tilde{s}_i$ ile değiştirilmesiyle elde edilen $A(s_1 - \tilde{s}_1, s_2 - \tilde{s}_2, s_3 - \tilde{s}_3, s_4 - \tilde{s}_4)$ matrisinin en küçük kertesinin 2 olduğu kolaylıkla bulunmaktadır. Böylece, kodun hızı birken $2M$ çeşitleme elde edilmiştir. En büyük çeşitleme olarak $4M$ nin hızı bir olan kod için gerçekleştirilemeyeceği gösterilmiştir (Tarokh vd.,1999).

A matrisinin i . sütunu olarak V_i , $i=1,2,3,4$, tanımlanırsa, $\langle V_i, V_j \rangle = \sum_{l=1}^4 (V_i)_l (V_j)_l^*$ eşitliği V_i ve V_j vektörlerinin iç çarpımını göstermek üzere

$$\langle V_1, V_2 \rangle = \langle V_1, V_3 \rangle = \langle V_2, V_4 \rangle = \langle V_3, V_4 \rangle = 0 \quad (5.35)$$

olduğu elde edilir. V_1 ve V_4 ile oluşturulan alt uzay, V_2 ve V_3 ile oluşturulan alt uzaya diktir.

Bu diklik kullanılarak, en büyük olabilirlik karar kuralı $f_{14}(x_1, x_4) + f_{23}(x_2, x_3)$ şeklinde iki terimin toplamı olarak hesaplanabilir (Jafarkhani, 2001). Burada f_{14} , x_2 ve x_3 'den, f_{23} ise x_1 ve x_4 'den bağımsızdır. Karar metriğinin en küçük hale getirilmesi, bu iki ifadenin ayrı ayrı en küçük hale getirilmesine denktir. Diğer bir deyişle, ilk olarak kod çözücü bütün olası (x_1, x_4) çiftlerinden $f_{14}(x_1, x_4)$ ifadesini en küçük hale getiren (s_1, s_4) çiftini bulur. Sonra ya da ilk işleme paralel olarak, kod çözücü $f_{23}(x_2, x_3)$ ifadesini en küçük hale getiren (s_2, s_3) çiftini seçer. Böylece, başarımda herhangi bir kayıp olmadan kod çözme işleminin karmaşıklığı azaltılmış olmaktadır.

(5.33)'da verilen yapıya benzer özellik gösteren başka yapılarda vardır. Örnek olarak

$$\begin{pmatrix} A_{12} & A_{34} \\ -A_{34} & A_{12} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} A_{12} & A_{34} \\ A_{34} & -A_{12} \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} A_{12} & A_{34} \\ A_{34}^* & -A_{12}^* \end{pmatrix} \quad (5.36)$$

verilebilir. İletim matrisi A 'nın yapısındaki temel fikir, iletim hızını sabit tutmak için iki tane 2×2 matris kullanarak 4×4 bir matris oluşturmaktır.

Benzer fikir iki tane $\frac{3}{4}$ hızlı (4×4) iletim matrisini kullanarak $\frac{3}{4}$ hızında bir iletim matrisi (8×8) oluşturmak içinde kullanılabilir. $\frac{3}{4}$ hız sağlayan 8×8 matris için örnek yapı (5.37) ifadesinde verilmektedir.

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 & x_3 & 0 & x_4 & x_5 & x_6 & 0 \\ -x_2^* & x_1^* & 0 & -x_3 & x_5^* & -x_4^* & 0 & x_6 \\ x_3^* & 0 & -x_1^* & -x_2 & -x_6^* & 0 & x_4^* & x_5 \\ 0 & -x_3^* & x_2^* & -x_1 & 0 & x_6^* & -x_5^* & x_4 \\ -x_4 & -x_5 & -x_6 & 0 & x_1 & x_2 & x_3 & 0 \\ -x_5^* & x_4^* & 0 & x_6 & -x_2^* & x_1^* & 0 & x_3 \\ x_6^* & 0 & -x_4^* & x_5 & x_3^* & 0 & -x_1^* & x_2 \\ 0 & x_6^* & -x_5^* & -x_4 & 0 & x_3^* & -x_2^* & -x_1 \end{pmatrix} \quad (5.37)$$

Bu kodda, V_i , $i=1,2,\dots,8$, i . sütun olarak tanımlanırsa

$$\langle V_1, V_i \rangle = 0, \quad i \neq 5 \quad \langle V_2, V_i \rangle = 0, \quad i \neq 6$$

$$\langle V_3, V_i \rangle = 0, \quad i \neq 7 \quad \langle V_4, V_i \rangle = 0, \quad i \neq 8$$

$$\langle V_5, V_i \rangle = 0, i \neq 1 \quad \langle V_6, V_i \rangle = 0, i \neq 2$$

$$\langle V_7, V_i \rangle = 0, i \neq 3 \quad \langle V_8, V_i \rangle = 0, i \neq 4 \quad (5.38)$$

olarak bulunur. En büyük olabilirlik karar kuralı $f_{14}(x_1, x_4) + f_{25}(x_2, x_5) + f_{36}(x_3, x_6)$ terimlerinin toplamı olarak hesaplanır ve benzer şekilde, kod çözme, işaret kümesi simge çiftlerinin kullanılmasıyla gerçekleştirilir.

Tam hız ve tam çeşitlemeli kod, gerçel işaret kümesi için varolduğundan, (5.34) ile verilen dikimsi kod ile PSK kullanılması bir kazanç sağlamaz. Düşük SNR ve yüksek BER değerlerinde tam iletim hızı daha önemliyken, yüksek SNR ve düşük BER için tam çeşitlemenin etkili olduğunu belirtmiştir (Jafarkhani, 2001). Bunun nedeni, çeşitleme derecesinin BER-SNR eğrisinin eğimini belirlemesidir. Tam hızlı dikimsi kod, BER-SNR düzleminde daha iyi bir noktadan başlasa bile, tam çeşitlemeye sahip bir kod artan SNR ile daha çok verim sağlayacaktır. Tam çeşitlemeli koda ait alıcı, simgeleri tek tek kod çözerken, tam hızlı dikimsi kod için kod çözme işlemi simge çiftleri olarak gerçekleştirilir. İki kod yapısında kod çözme karmaşıklığı oldukça düşük de olsa, tam çeşitlemeli kod için kod çözme işleminin karmaşıklığı daha azdır. Bu yapıların kodlama karmaşıklığı ise küçük olup birbirine eşittir.

6. DURUĞUMSU KANALLAR İÇİN ÜSTÜN-DİK UZAY-ZAMAN KAFES KODLARI

Üstün-dik uzay-zaman kafes kodları, kafes kod ile uzay-zaman blok kodları birleştirilerek önceki yapılara göre olan en büyük veri hızına ulaşabilen ve tam çeşitleme sağlayan bir yapıdır (Jafarkhani vd., 2003).

Tam hızlı, tam çeşitlemeli karmaşık uzay-zaman blok kod için örnek olan Alamouti yöntemi iletim matrisi, x_1 ve x_2 'ye bağlı bir C işlevi olarak

$$C(x_1, x_2) = \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (6.1)$$

şeklinde yazılabilir. Alamouti yöntemi $n=2$ tane verici anten ve her sayıda alıcı anten ile kullanılabilir. Her iki simge aralığında $2b$ bit iletilmektedir ve iki boyutlu işaret kümesinin büyüklüğü $L=2^b$ dir. Her blok için $2b$ bit kodlayıcıya ulaşır. Bu yöntem çeşitleme kazancı sağlamakta ama ek kodlama kazancı sağlamamaktadır.

(6.1) ifadesindeki uzay-zaman blok kod ile oluşturulan 2^{2b} tane dik matrisden her biri, dört-boyutlu bir işaret noktası olarak düşünülebilir. Bu durumda dış kafes kodunun görevi, o anki duruma ve $2b$ giriş bitine göre iletilecek dört boyutlu işaret noktasından birini seçmektir. Yavaş sönmülemeli kanallar için de, kafes kodların AWGN kanallardaki Ungerboeck kodlar için geçerli küme bölmeleme kavramlarına dayanması gerekmektedir (Alamouti vd.,1998).

Aynı hız ve aynı sayıda verici anten için (6.1)'de verilen koda benzer şekilde davranan diğer kodların da incelenmesi gerekir. Sadece x_1 , x_2 ve bunların eşleniklerini hem pozitif hem de negatif işaretli kullanarak oluşturulan bütün kodlar (6.2)'de verilmiştir.

$$\begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} -x_1 & x_2 \\ x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} x_1 & -x_2 \\ x_2^* & x_1^* \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} x_1 & x_2 \\ x_2^* & -x_1^* \end{pmatrix}, \\ \begin{pmatrix} -x_1 & -x_2 \\ x_2^* & -x_1^* \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} -x_1 & x_2 \\ -x_2^* & -x_1^* \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} x_1 & -x_2 \\ -x_2^* & -x_1^* \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} -x_1 & -x_2 \\ -x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (6.2)$$

Bu kodların bütünü “üstün-dik kod” kümesi C olarak adlandırılmıştır. C kümesinin bileşenlerinden herhangi biri kullanılarak verilen bir işaret kümesi için olası bütün 2×2 dik matrisler oluşturulamaz. Öncelikle BPSK işaret kümesi için inceleme yapılırsa, C kod kümesinden iki kod kullanılarak bütün olası 2×2 dik matrislerin elde edilebileceği görülür. (6.1) kodu kullanılarak (6.3)'de verilen dik matrisler elde edilir.

$$\begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} -1 & -1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} -1 & 1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \quad (6.3)$$

Bu dik matrisler dışında 4 tane daha olası 2x2 dik matris ,

$$\begin{pmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}, \begin{pmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \quad (6.4)$$

olarak verilebilir. Bu ek matrisleri elde etmek için C kümesinden

$$\begin{pmatrix} -x_1 & x_2 \\ x_2^* & x_1^* \end{pmatrix} \quad (6.5)$$

kodu kullanılır. (6.5)'deki kod yapısında birinci antenden gönderilen işaretin π kadar faz kaymasına uğradığı görülmektedir. (6.3) ve (6.4)'de verilen bütün 2x2 dik matrisleri içeren küme O_2 olarak adlandırılmıştır. Biri (6.3) ifadesinde verilen matrislerden, diğeri ise (6.4) kümesinden seçilen, farklı herhangi iki matrisin farkına dayanan ve çeşitlemeyi belirleyen kerte ikidir, fakat matrislerin her ikisi de aynı küme içinden seçildiğinde kerte bire eşit olmaktadır. C kümesinden birden fazla kod kullanarak O_2 olarak verilen bütün olası 2x2 dik matrisler oluşturulabilir. Bundan dolayı, yöntem yeterli sayıda işaret kümesi matrisi sağlayarak en yüksek olası hızda kafes kod tasarlanmasını sağlar.

Tarokh vd.(1998) tarafından geliştirilen uzay-zaman kafes kodlarda her kafes dalına n tane işaret kümesi simgesi atanmıştır. Bir kafes dalının seçilmesi bir zaman aralığında n tane verici antenden n tane simge iletilmesine denktir. Bir sonraki zaman aralığında iletilecekler bir sonra seçilecek kafes dalına bağlıdır ve otomatik olarak belirlenmez. Üstün-dik uzay-zaman kafes kod yapısında ise, bir durumdan çıkan geçişlere belirli işaret kümesi simgelerine sahip uzay-zaman blok kodlar atanmıştır (Jafarkhani vd., 2003). Genel olarak, $k \times n$ büyüklüğünde bir uzay-zaman blok kod için bir durumdan çıkan bir kafes dalı seçmek, k zaman aralığında n tane verici antenden nk tane simge iletmeye denktir.

6.1 Parametrelili Uzay-Zaman Blok Kodlar

İletim matrisi olarak

$$C(x_1, x_2, \theta) = \begin{pmatrix} x_1 e^{j\theta} & x_2 \\ -x_2^* e^{j\theta} & x_1^* \end{pmatrix} \quad (6.6)$$

dik tasarımı kullanıldığında , $\theta = 0$ için (6.1)'de verilen kod elde edilmektedir. $C(x_1, x_2, \theta)$ için iletilen simgeler $x_1 e^{j\theta}$, x_2 , $-x_2^* e^{j\theta}$ ve x_1^* dir. θ seçilirken, orijinal işaret kümesi elemanlarından seçilen bütün olası x_1 ve x_2 için iletilen simgelerinde aynı işaret kümesinde olmasına dikkat edilir.

L tane noktaya sahip bir PSK işaret kümesi kullanılıyorsa, işaret kümesindeki simgeler $e^{j\frac{2\pi l}{L}}$, $l = 0, 1, \dots, L-1$ olarak gösterilebilir. Bu durumda θ ise $\theta = 2\pi l'/L$, $l' = 0, 1, \dots, L-1$ olarak yazılabilir. Elde edilen iletilen işaretler de L -PSK işaret kümesinin elemanları olduğundan işaret kümesinde bir genişleme gerçekleşmemektedir. Buna göre işaret kümesinde herhangi bir genişlemeye neden olmaksızın BPSK için $\theta = 0, \pi$, QPSK içinse $\theta = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ değerleri kullanılabilir. BPSK işaret kümesi için $C(x_1, x_2, 0)$ ve $C(x_1, x_2, \pi)$ kullanılarak 2×2 dik matrislerin hepsi elde edilebilir. Aslında $C(x_1, x_2, 0)$, (6.1) ifadesinde verilen kod, $C(x_1, x_2, \pi)$ ise (6.5) ifadesinde verilen koddur. (6.1) ve (6.5) kullanılarak oluşturulan iletilen işaretler kümesi $x_1, x_2, x_1^*, x_2^*, -x_1$ ve $-x_2$ 'den oluşmaktadır. Herhangi bir simetrik işaret kümesinde, iletilen işaretlerden oluşan küme, işaret kümesi ile aynıdır. PSK işaret kümelerinin yanı sıra QAM işaret kümesi de bu özelliği taşımaktadır.

(6.1) ve (6.5) ifadelerindeki matrislerden oluşan küme üstün-dik kod olarak adlandırılır. Genel olarak bir üstün-dik kod, birkaç tane dik kodun bileşiminden oluşur. Üstün-dik kodun tek bir dik koddan (örneğin sadece $\theta = 0$) oluşması özel bir durumdur. Bundan dolayı, dik kod kümesi, üstün-dik kod kümesinin alt kümesidir. Buradan anlaşılabileceği üzere, üstün-dik bir kodun sağlayacağı dik matris sayısı, dik bir kodun sağlayacağı dik matris sayısından fazladır ya da en kötü durumda eşittir. Üstün-dik kodlar, iletilen işaretlerin işaret kümesini genişletmemekte, kullanılabilir dik matris sayısında artış sağlamaktadır. Bu özellik, tam hızlı ve tam çeşitlemeli kafes kod tasarımında oldukça önemlidir. Üstün-dik kodların diğer bir özelliği de kodun parametrelili olmasıdır.

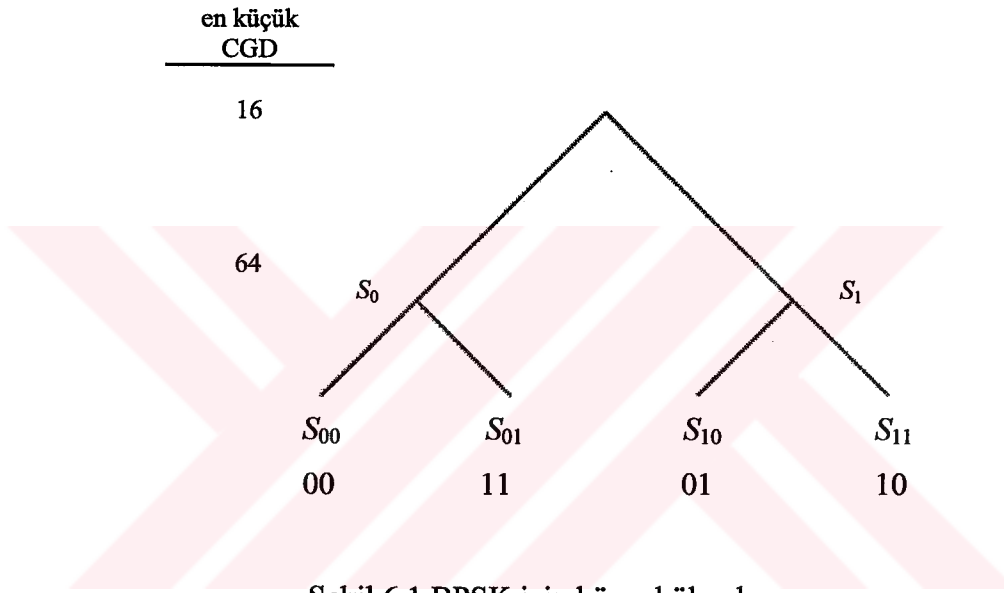
6.2 Dik Kodlar İçin Küme Bölmeleme

$B(c_1, c_2)$, c_1 ve c_2 kod sözcüklerinin iletim matrislerinin farkını göstermektedir. $B^H(c_1, c_2)$ ise bu fark matrisinin hermiti yani karmaşık eşleniğini ve devriğidir. Bir kodun çeşitlemesi $B(c_1, c_2)$ matrisinin kertesinin en küçük değeri olarak tanımlanır (Tarokh vd., 1998).

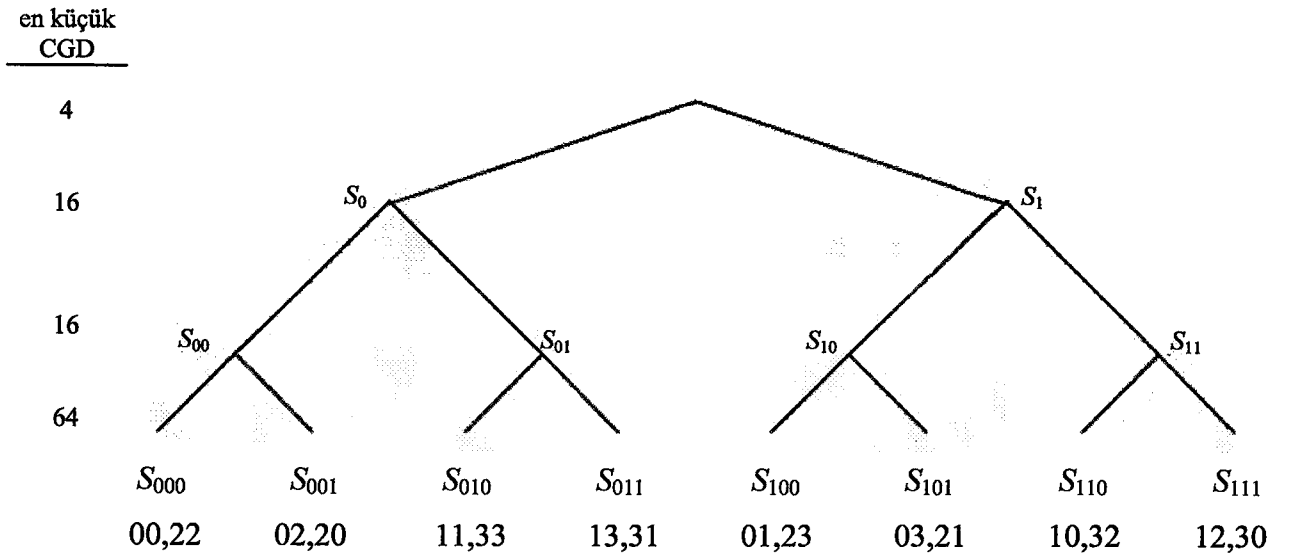
Tam çeşitlemeli kodlarda, bütün olası kod sözcük çiftleri c_1 ve c_2 için

$A(c_1, c_2) = B(c_1, c_2)B^H(c_1, c_2)$ matrisinin determinantının en küçük değeri kodlama kazancını verir. Kod sözcükleri c_1 ve c_2 arasındaki kodlama kazanç uzaklığı (CGD), $d^2(c_1, c_2) = \det(A(c_1, c_2))$ olarak hesaplanmaktadır. Bu ifadede $\det(A)$, A matrisinin determinantıdır.

Ungerboeck'in küme bölmelemesine benzer bir küme bölmeleme gerçekleştirmek için CGD, Öklid uzaklığı yerine kullanılabilir. (6.1)'de verilen kod ve BPSK işaret kümesinin kullanıldığı durumda Şekil 6.1'deki gibi bir küme bölmeleme gerçekleştirilebilir.

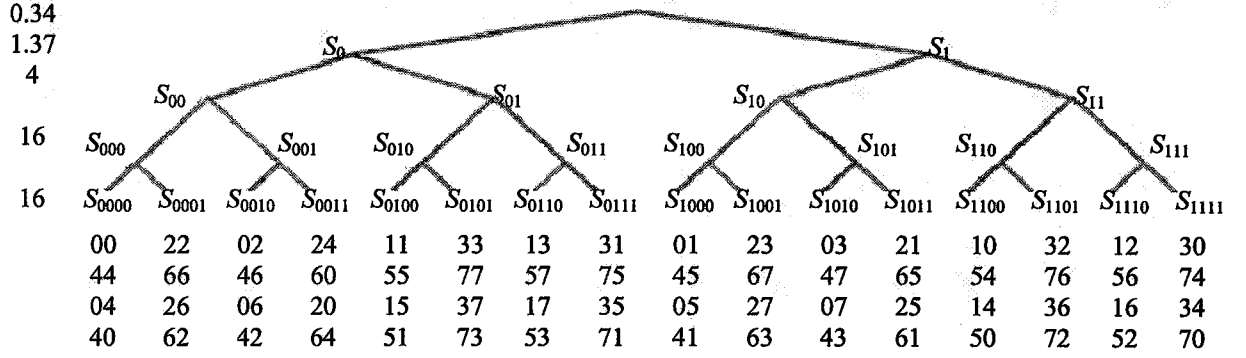


Şekil 6.1 BPSK için küme bölmeleme



Şekil 6.2 QPSK için küme bölmeleme

en küçük
CGD



Şekil 6.3 8PSK için küme bölmeleme

Şekil 6.1’de verilen bölmeleme şemasında en tepe noktada en küçük determinant 16’dır. Bölmelemenin birinci basamağında ise en yüksek determinant değeri 64 olmaktadır. Bu değer, bölmelemede S_0 ve S_1 alt kümelerinde farklı verici antenlerde farklı işaretler iletilerek sağlanmıştır. Bir sonraki aşamada ise her biri tek eleman içeren kümeler, S_{00}, S_{11}, S_{01} ve S_{10} elde edilmiştir.

L -PSK işaret kümesinde her işaret $s = e^{\frac{j2\pi l}{L}}$, $l = 0, 1, \dots, L$ şeklinde veya $\omega = \frac{2\pi}{L}$ olmak üzere $s = e^{j\omega l}$ olarak gösterilebilir. İşaret kümesi simgelerinden iki ayrı çift ($s_1^1 = e^{jk_1\omega}, s_2^1 = e^{jl_1\omega}$) ve ($s_1^2 = e^{jk_2\omega}, s_2^2 = e^{jl_2\omega}$) alındığında bunlara karşılık gelen kod matrisleri c_1 ve c_2 , $B(c_1, c_2)$ ve $A(c_1, c_2)$ değerlerini hesaplamakta kullanılmaktadır. Buradan sonra $A(c_1, c_2)$ ve $B(c_1, c_2)$ matrisleri (c_1, c_2) kısmı yazılmaksızın A ve B olarak kullanılacaktır.

Kafes üzerindeki paralel geçişlerde,

$$B = \begin{pmatrix} e^{jk_1\omega} - e^{jk_2\omega} & e^{jl_1\omega} - e^{jl_2\omega} \\ e^{-jl_2\omega} - e^{-jl_1\omega} & e^{-jk_1\omega} - e^{-jk_2\omega} \end{pmatrix} \quad (6.7)$$

$$A = \begin{pmatrix} 4 - 2\cos[\omega(k_2 - k_1)] - 2\cos[\omega(l_2 - l_1)] & 0 \\ 0 & 4 - 2\cos[\omega(k_2 - k_1)] - 2\cos[\omega(l_2 - l_1)] \end{pmatrix} \quad (6.8)$$

olarak hesaplanır. A matrisinin determinanı (6.8) eşitliği kullanılarak

$$\det(A) = \{4 - 2\cos[\omega(k_2 - k_1)] - 2\cos[\omega(k_2 - k_1)]\}^2 \quad (6.9)$$

olarak bulunmaktadır. Eğer P çift işaret kümesi simgesinde farklılık gösteren iki kod sözcüğü varsa $A_{12} = A_{21} = 0$ olduğu gösterilebilir. İlk kod sözcüğü için simgeler

$$(s_1^1, s_2^1)^p = (e^{jk_1^p \omega}, e^{jl_1^p \omega}), \quad p = 1, 2, \dots, P \quad (6.10)$$

olarak ve ikinci kod sözcüğü için

$$(s_1^2, s_2^2)^p = (e^{jk_2^p \omega}, e^{jl_2^p \omega}), \quad p = 1, 2, \dots, P \quad (6.11)$$

olarak gösterilirse, A matrisinin determinanı

$$\det(A) = \left\{ \sum_{p=1}^P 4 - 2 \cos[\omega(k_2^p - k_1^p)] - 2 \cos[\omega(l_2^p - l_1^p)] \right\}^2 \quad (6.12)$$

olarak elde edilir.

(6.12) ifadesi negatif olmayan P tane terimin toplamını içermektedir. Buna dayanarak (6.13) eşitsizliğine ulaşılır.

$$\begin{aligned} \det(A) &= \left\{ \sum_{p=1}^P 4 - 2 \cos[\omega(k_2^p - k_1^p)] - 2 \cos[\omega(l_2^p - l_1^p)] \right\}^2 \\ &\geq \sum_{p=1}^P \left\{ 4 - 2 \cos[\omega(k_2^p - k_1^p)] - 2 \cos[\omega(l_2^p - l_1^p)] \right\}^2 \end{aligned} \quad (6.13)$$

(6.9) ve (6.12)'de hesaplanan kodlama uzaklıklarına dayanarak uzay-zaman kafes kodun kodlama kazancında paralel geçişlerin baskın olduğu söylenir.

BPSK, QPSK ve 8PSK için en iyi küme bölmeleme yapıları sırasıyla Şekil 6.1, Şekil 6.2 ve Şekil 6.3'de verilmiştir. Bu şekillerden görüleceği üzere, en küçük CGD değeri şekil boyunca bir basamak aşağıya indikçe artmakta veya aynı kalmaktadır. Her seviyedeki dallar belirli bir hıza sahip kafes kod tasarlamak için kullanılabilir. Daha yüksek kodlama kazancı kodlama fazlalığına (redundancy) yol açarken hızda azalmaya neden olmaktadır.

6.3 Üstün-Dik Kodlar İçin Küme Bölmeleme

Bu bölümde, üstün-dik kodlar için küme bölmeleme ve hızda herhangi bir kayıp olmaksızın kodlama kazancını en büyük yapmanın yolları verilmiştir. Üstün-dik kod yönteminde bir duruma ait bütün çıkışlara uzay-zaman blok kod bileşenleri atanmıştır. Komşu durumlara,

üstün-dik kodu oluşturan uzay-zaman blok kodlardan bir diğeri atanır. Benzer olarak, aynı uzay-zaman blok kod, bir duruma gelen dallara da atanabilir. Böylece asıl doğru yoldan ıraksayan herhangi bir yolun kertesinin 2 olması garantilenir.

Bir durumdan çıkan ya da bir duruma giren her kod sözcüğü çifti tam çeşitleme sağlar, çünkü bu çift aynı dik kod kümesine, diğeri bir değışle aynı θ parametresine sahip kod kümesine aittir. Farklı θ değıerlerine sahip kod sözcükleri için tam çeşitlemenin elde edilememesi de olası bir durumdur. Fakat farklı θ değıerlerine sahip kod sözcükleri farklı durumlara atandığından, elde edilen kafes kod, üstün-dik kod kümesinde tam çeşitleme sağlamayan kod çiftleri bulunsa da, tam çeşitleme sağlar. Bu yöntem, tam çeşitleme sağlamak amacıyla kullanılan genel bir yöntemdir. Bu kurala uymasa da tam çeşitleme sağlayan örnekler bulunabilir. Küme bölmeleme işlemi, dik tasarımlar için kullanılan duruma benzer olarak, bölmelemenin her düzeyinde CGD en büyük yapılacak şekilde gerçekleştirilir. Bölüm 6.2’de verilen formüller kullanılarak CGD hesaplanır.

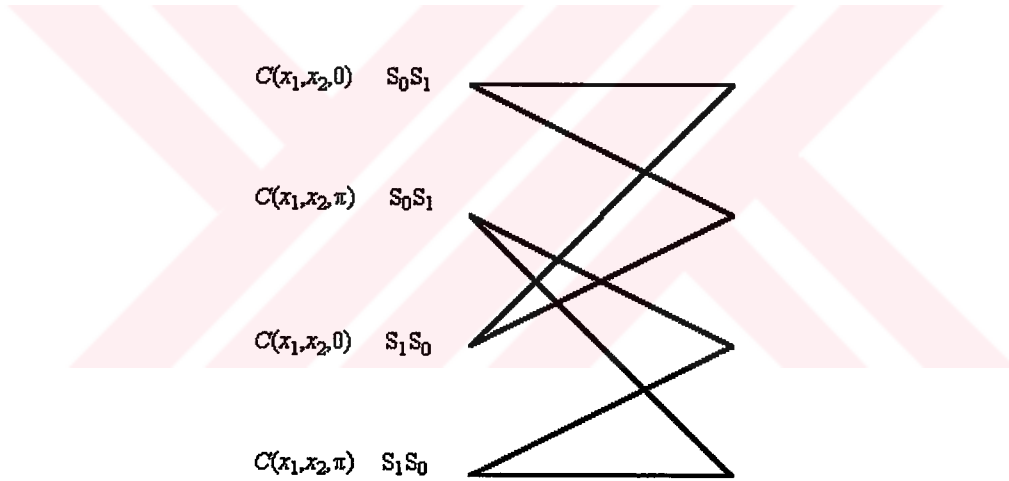
(6.9) eşitliği kullanılarak bir kod sözcük çifti arasındaki CGD hesaplanırsa, kod sözcüklerinin ilk işaretleri arasındaki Öklit uzaklığının arttırılmasıyla CGD değıerinin de arttığı görülmektedir. Ayrıca, ikinci işaretler arasındaki Öklit uzaklığının arttırılması da CGD’nın artmasını sağlar. Böylece, küme bölmelemede en önemli kural olarak, küme bölmelemenin en alt seviyesinde, işaretleri arasındaki Öklit uzaklığı en büyük olan kod sözcüklerinin seçilmesi söylenebilir.

Örnek olarak, Şekil 6.2’de gösterilen QPSK durumunda, $s = e^{j\frac{\pi l}{2}}$, $l = 0,1,2,3$ QPSK işaret kümesi elemanlarını, $k = 0,1,2,3$ ise $s = 1, j, -1, -j$ ’yi göstermektedir. Bu durum için, en büyük CGD değıeri, (6.9) ifadesinde $|k_1 - k_2| = 2$ ve $|l_1 - l_2| = 2$ yazılarak 64 olarak bulunur. Küme bölmeleme ağacının alttan ikinci dalında $|k_1 - k_2|$ ve $|l_1 - l_2|$ değıerlerinin her durumda 2’ye eşit olması imkansızdır. CGD için sonraki en büyük değıer, $|k_1 - k_2| = 2$, $|l_1 - l_2| = 0$ veya $|k_1 - k_2| = 0$, $|l_1 - l_2| = 2$ için elde edilen 16 dır. Bu yüzden, ikinci seviyede alt-bölümler, en kötü durumu $|k_1 - k_2| = 2$, $|l_1 - l_2| = 0$ veya $|k_1 - k_2| = 0$, $|l_1 - l_2| = 2$ olacak şekilde gruplanır. Küme bölmelemenin her düzeyinde en küçük CGD değıeri yükseltilecek şekilde alt-bölümler gruplanır.

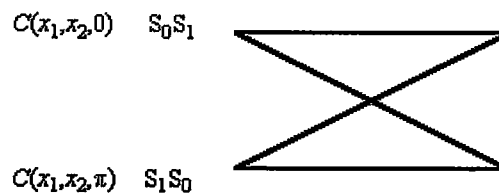
6.4 Üstün-Dik Uzay-Zaman Kafes Kodlar

Yeni üstün-dik uzay-zaman kafes kodlar için 4 durumlu örnek Şekil 6.4’de verilmiştir. Bu örnekte, BPSK ve Şekil 6.1’deki küme bölmeleme kullanıldığında, kodun hızı birdir. İlk durumdan ve üçüncü durumdan çıkışlarda $C(x_1, x_2, 0)$, ikinci durumdan ve dördüncü durumdan çıkışlarda ise $C(x_1, x_2, \pi)$ kullanılmıştır. Bu yeni yapı ile 8 tane 2×2 dik matris kullanılarak tam hızlı kod tasarlanmıştır. Bu koda ait en küçük CGD, Şekil 6.1’de görülebileceği gibi 64 olacaktır.

Eğer QPSK işaret kümesi ve buna karşılık gelen Şekil 6.5’deki küme bölmeleme kullanılırsa, sonuç olarak 2 bits/s/Hz hızında 4 durumlu üstün-dik uzay-zaman kafes kod elde edilir. Bu koda ait en küçük CGD değeri 16’dır. Jafarkhani vd.(2003) tarafından bu değerin, bu koda karşılık gelen uzay-zaman kafes koda ait CGD değeri olan 4’den daha büyük olduğu belirtilmiştir.

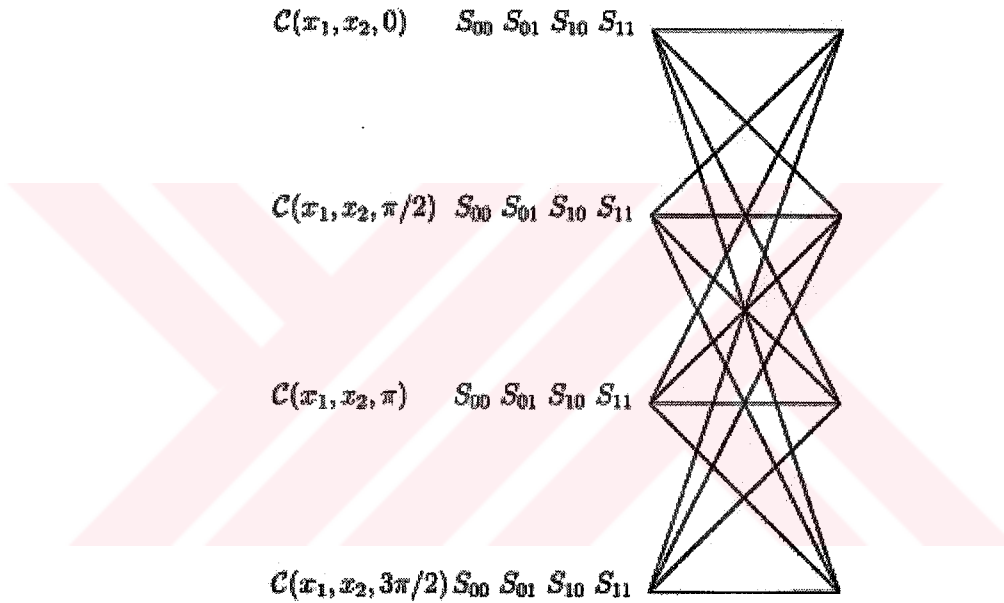


Şekil 6.4 SOSTTC 4-durumlu kod, BPSK için $r=1$ bit/s/Hz, QPSK için $r=2$ bits/s/Hz



Şekil 6.5 SOSTTC 2-durumlu kod, BPSK için $r=1$ bit/s/Hz, QPSK için $r=2$ bits/s/Hz

Şekil 6.6'da 8PSK ve Şekil 6.3'deki küme bölmeleme kullanılarak oluşturulan 3 bits/s/Hz hızla iletim yapan üstün-dik uzay-zaman kafes kod gösterilmiştir. Bu kodun en küçük CGD değeri 2.69'dur. Şekil 6.5'de gösterilen iki durumlu kafes, BPSK için 1 bit/s/Hz hızında en küçük CGD değeri olarak 48 ve QPSK için 2 bits/s/Hz hızında ise en küçük CGD değeri olarak ise 16 sağlamaktadır. Aynı kodlama kazancını sağlayan farklı kod tasarımları olabilir. Bu farklı tasarımlar arasından seçimde belirleyici kötü kodların engellenmesidir. Kötü kodlar, giriş bitlerinin birkaç tanesindeki değişikliğe karşılık sonsuz sayıda farklı simge üreten kodlardır. Aynı giriş bitleri için farklı durumlardan başlarken aynı kod sözcüğü oluşmamalıdır. Bu şartı sağlamak için farklı durumlara atanmış dik kodlara ait θ 'nın farklı olması ya da atanmış alt kümelerin farklı olması gerekir.



Şekil 6.6 SOSTTC 4-durumlu kod, 8PSK için $r=3$ bits/s/Hz

Farklı sayıda duruma sahip farklı hızlardaki kodlar Şekil.6.1, Şekil 6.2 ve Şekil 6.3'de ki küme bölmelemeler kullanılarak sistematik olarak tasarlanabilmektedir. İlk olarak, ihtiyaç duyulan hıza göre bir işaret kümesi seçilir ve buna karşılık gelen küme bölmeleme belirlenir. İşaret kümesinin seçimi, iletilen işaretlerin işaret kümesinde genişlemeye yol açmayan, geçerli dönme açılarının (θ) tanımlanmasını sağlamaktadır. Bu geçerli θ değerleri (6.6)'da kullanılarak kafes kodda kullanılabilecek üstün-dik kodlar elde edilir. Daha sonra, üstün-dik kod kümesini oluşturan dik kodlardan biri, bir durumun bütün geçişlerine atanır. Komşu durumlara farklı dik kodlar atanır. Bir duruma gelen dallara ise aynı dik kod atanabilir. Böylece, doğru yoldan ıraksayan herhangi bir yolun tam kerteye sahip olması sağlanır. Küme

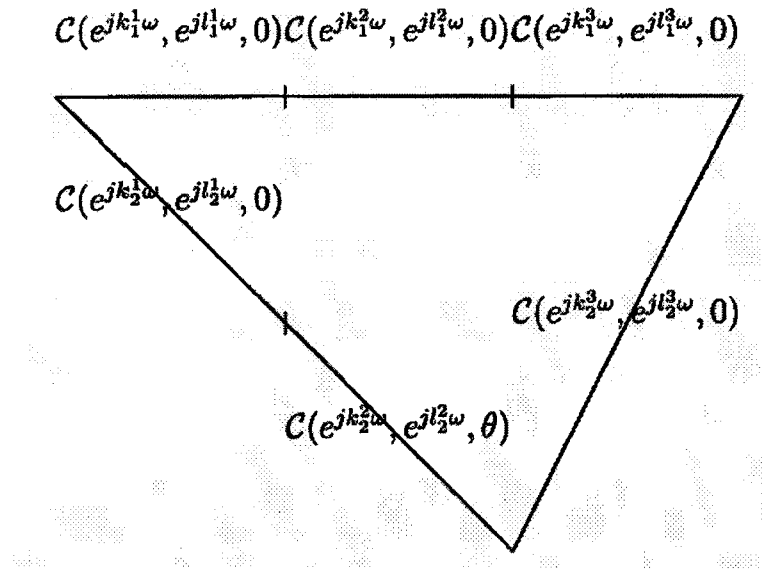
bölmelemenin farklı kümeleri farklı geçişlere atanır. Kötü kodun engellenmesi için, alt kümeler, farklı durumlarda aynı giriş bitleri için ya dik koda ait θ dönme açısı farklı olacak şekilde ya da atanan alt kümeler farklı olacak şekilde seçilmelidir. Küme bölmeleme işlemi, her düzeyde CGD en büyük olacak şekilde yapıldığından, sonuçtaki uzay-zaman kafes kodun kodlama kazancı da en büyüktür. Şimdiye kadar sadece tam hızlı kodlar için örnek verilmiş olsa da, daha yüksek kodlama kazancı sağlayan daha düşük hızlı kodlar tasarlanabilir. Tasarım yöntemi aynıdır. Sadece küme bölmelemenin farklı düzeylerinden kümeler kullanılmaktadır.

6.5 CGD Analizi

Bu bölümde , önceki bölümlerde verilen farklı üstün-dik uzay-zaman kafes kodların kodlama kazançları elde edilmiştir.

6.5.1 Yol Uzunluğu Üç Olan Hatalar

İlk olarak Şekil 6.4’de verilen kod incelenmiştir. İki durum arasında paralel geçiş olduğu zaman, küme bölmeleme ile tanımlanan her bir olası işaret kümesi matrisi farklı geçişlere atanır. Bu durumda iki kod sözcüğü, sadece $P=1$ kafes geçişi için farklılık gösterebilir. Kafesin yapısından dolayı, iki kod sözcüğünün, iki geçişde ($P=2$) farklılık göstermesi imkansızdır. Birinci durumdan ayrılan iki kod sözcüğünün tekrar birleşebilmesi için en az 3 geçiş yapması gerekmektedir (Şekil 6.7).



Şekil 6.7 $P=3$ geçiş için farklı iki yol

Paralel geçişler dışında en küçük P değeri 3 olmaktadır. $P = 3$ için ilk kod sözcüğünün tüm geçişlerde birinci durumu takip ettiği örnek Şekil 6.7’de gösterilmektedir. Birinci ve üçüncü duruma ait geçişlerde $C(x_1, x_2, 0)$, ikinci duruma ait geçişte ise $C(x_1, x_2, \theta)$ kullanılmaktadır.

Trigonometrik eşitlikler kullanılarak,

$$\det(A) = (a + b_1 + c)(a + b_2 + c) - d \quad (6.14)$$

bulunur. Bu ifadede

$$\begin{aligned} a &= 4 - 2 \cos[\omega(k_2^1 - k_1^1)] - 2 \cos[\omega(l_2^1 - l_1^1)] \\ c &= 4 - 2 \cos[\omega(k_2^3 - k_1^3)] - 2 \cos[\omega(l_2^3 - l_1^3)] \\ b_1 &= 4 - 2 \cos[\omega(k_2^2 - k_1^2) + \theta] - 2 \cos[\omega(l_2^2 - l_1^2)] \\ b_2 &= 4 - 2 \cos[\omega(k_2^2 - k_1^2)] - 2 \cos[\omega(l_2^2 - l_1^2) - \theta] \\ d &= (2 - 2 \cos \theta)(2 - 2 \cos[\omega(k_2^2 - k_1^2 + l_1^2 - l_2^2) + \theta]) \end{aligned} \quad (6.15)$$

olarak tanımlanmaktadır. Verilen eşitliklere göre $a, b_1, b_2, c, d \geq 0$ olduğundan

$$\min \det(A) \geq (\min a + \min b_1 + \min c)(\min a + \min b_2 + \min c) - \max d \quad (6.16)$$

yazılabilir. Şekil 6.4’de verilen dört durumlu kod için, $P = 3$ olduğunda CGD’nin en küçük değeri, $P = 1$ olduğu durumdan daha büyüktür.

Bu sonucu ispatlamak için, iki kod sözcüğünün ilk durumda ayrıldığı ve tekrar P geçiş sonra ilk durumda birleştiği varsayılmıştır. Paralel geçişler için ($P = 1$), CGD (6.9) ifadesi kullanılarak hesaplanır. BPSK kullanılan $r = 1$ bit/s/Hz kod için $\min \det(A) = 64$ ve QPSK kullanılan $r = 2$ bits/s/Hz kod için $\min \det(A) = 16$ bulunur. BPSK kullanılan $r = 1$ bit/s/Hz kod için $\omega = \pi$ ve $\min a = \min c = 4$, $\min b_1 = \min b_2 = 4$ ve $\max d = 16$ olarak elde edilir. Böylece (6.16) eşitsizliğine göre

$$\min \det(A) \geq 128 \quad (6.17)$$

elde edilir. Ayrıca (6.14) ifadesinde $k_2^1 = k_1^1 = l_1^1 = k_2^2 = k_1^2 = l_1^2 = l_2^2 = k_2^3 = k_1^3 = l_1^3 = 0$ ve $l_2^1 = l_2^3 = 1$ için $\det(A) = 128$ ve buna bağlı olarak

$$\min \det(A) \leq 128 \quad (6.18)$$

bulunur. (6.17) ve (6.18) eşitsizliklerinin birleşimi sonucunda

$$\min \det(A) = 128 \quad (6.19)$$

olarak 64'den büyük bir değer elde edilmektedir. QPSK kullanılan $r=2$ bits/s/Hz kod için ise $\omega = \pi/2$ ve $\min a = \min c = 2$, $\min b_1 = \min b_2 = 4$ ve $\max d = 16$ olarak elde edilir. Böylece (6.15) eşitsizliği göre

$$\min \det(A) \geq 48 \quad (6.20)$$

elde edilir. Ayrıca (6.12) ifadesinde $k_2^1 = k_1^1 = l_1^1 = k_2^2 = k_1^2 = l_1^2 = l_2^2 = k_2^3 = k_1^3 = l_1^3 = 0$ ve $l_2^1 = l_2^3 = 1$ için $\det(A) = 48$ ve buna bağlı olarak

$$\min \det(A) \leq 48 \quad (6.21)$$

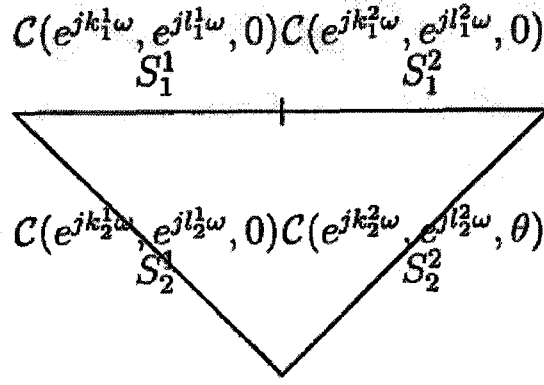
bulunur. (6.19) ve (6.20) eşitsizliklerinin birleşimi sonucunda

$$\min \det(A) = 48 \quad (6.22)$$

olarak 16'dan büyük bir değer elde edilmektedir. Bu sonuçlar kullanılarak Şekil 6.4'de verilen kodların kodlama kazancı hesaplanabilir. $P > 3$ için CGD'nin en küçük değeri, $P = 3$ için hesaplanan en küçük CGD değerinden daha büyüktür. Böylece Şekil 6.4'de verilen koda ait en küçük CGD değerinin BPSK için 64 olduğu ve de CGD hesaplamasında paralel geçişlerin baskın olduğu söylenebilir. Benzer hesaplamalar yol uzunluğu 2 olan hatalar içinde yapılabilir.

6.5.2 Yol Uzunluğu İki Olan Hatalar

İlk durumda birbirinden ayrılan ve tekrar $P = 2$ geçiş sonra ilk durumda birleşen iki kod sözcüğü Şekil 6.8'de gösterilmektedir. Paralel geçişler ($P = 1$) için, CGD (6.9) eşitliği kullanılarak hesaplanmaktadır. İlk kod sözcüğünün birinci durumu takip ettiği ve ikinci kod sözcüğünün ise birinci durumdan çıkan ilk geçişte $C(x_1, x_2, 0)$ ve birinci duruma giren ikinci geçişte ise $C(x_1, x_2, \theta)$ kodunu kullandığı durum incelenecektir. θ değeri kullanılan kafese göre farklılık göstermektedir. Şekil 6.6'da verilen kafes için $\theta = \pi/2, \pi, 3\pi/2$, Şekil 6.5 için $\theta = \pi$ dir.

Şekil 6.8 $P=2$ geçiş için farklı iki yol

Trigonometrik eşitlikler kullanılarak,

$$\det(A) = (a + b_1)(a + b_2) - d = a^2 + a(b_1 + b_2) + b_1b_2 - d \quad (6.23)$$

bulunur. Bu ifadede

$$\begin{aligned} a &= 4 - 2 \cos[\omega(k_2^1 - k_1^1)] - 2 \cos[\omega(l_2^1 - l_1^1)] \\ b_1 &= 4 - 2 \cos[\omega(k_2^2 - k_1^2) + \theta] - 2 \cos[\omega(l_2^2 - l_1^2)] \\ b_2 &= 4 - 2 \cos[\omega(k_2^2 - k_1^2)] - 2 \cos[\omega(l_2^2 - l_1^2) - \theta] \\ d &= (2 - 2 \cos \theta)(2 - 2 \cos[\omega(k_2^2 - k_1^2 + l_1^2 - l_2^2) + \theta]) \end{aligned} \quad (6.24)$$

eşitlikleri sağlanmakta ve $a, b_1, b_2, d \geq 0$ olarak belirlenmektedir.

Bu eşitlikler incelenirse, a değerinin, sadece $(k_2^1, k_1^1, l_2^1, l_1^1)$ değişkenlerine bağlı olduğu, $b_1 + b_2$ değerinin pozitif olduğu ve b_1, b_2, d 'nin $(k_2^1, k_1^1, l_2^1, l_1^1)$ değişkenlerinden bağımsız olduğu görülür. Bunlara bağlı olarak, öncelikle $\min(a)$, daha sonra ise $\min \det(A)$ hesaplanır. Diğer bir deyişle $\min \det(A)$ değeri aşağıdaki formül kullanılarak hesaplanabilir.

$$\min \det(A) = (\min a)^2 + \min[(\min a)(b_1 + b_2) + b_1b_2 - d] \quad (6.25)$$

$P = 2$ olan kafeslerde kod kazanç uzaklığını hesaplamak için (6.25) kullanılmaktadır.

7. HIZLI SÖNÜMLEMELİ KANALLAR İÇİN ÜSTÜN-DİK UZAY-ZAMAN KAFES KODLARI

7.1 Tasarım Ölçütleri

Üstün-dik uzay-zaman kafes kod yapısında, bir durumdan çıkan geçişlere, belirli işaret kümesi simgelerine sahip uzay-zaman blok kodlar atandığı ve genel olarak, $k \times n$ büyüklüğünde bir uzay-zaman blok kod için bir durumdan çıkan bir kafes dalı seçmenin, k zaman aralığında n tane verici antenden nk tane simge iletmeye denk olduğu önceki bölümde belirtilmiştir.

Üstün-dik uzay-zaman kafes kodu yapısında kullanılan uzay-zaman blok kodu olarak Alamouti yapısı seçilerek, hızlı sönmlemeli kanallardaki tasarım kriterleri bölüm 4.3'e benzer şekilde kafes kodlar için yeniden elde edilmiştir. Çerçeve uzunluğu $2L$ olmak üzere, iletilen $S = \{s_0, s_1, -s_1^*, -s_0^*, s_2, s_3, -s_3^*, -s_2^*, \dots, s_{2L-2}, s_{2L-1}, -s_{2L-1}^*, -s_{2L-2}^*\}$ simge dizisine karşılık $R = \{r_0, r_1, -r_1^*, -r_0^*, r_2, r_3, -r_3^*, -r_2^*, \dots, r_{2L-2}, r_{2L-1}, -r_{2L-1}^*, -r_{2L-2}^*\}$ dizisine karar verildiği ve sönmleme katsayılarının bağımsız Rayleigh dağılımlı kabul edildiği durumda hata olasılığı ifadesi

$$P(S \rightarrow R) \leq \prod_{i \in \eta} \left[1 + \frac{E_s}{8N_0} (|r_i - s_i|^2 + |r_{i+1} - s_{i+1}|^2) \right]^{-2} \quad (7.1)$$

olarak tanımlanabilir (Gong vd.,2000). Burada η , $s_i \neq r_i$ veya $s_{i+1} \neq r_{i+1}$ durumlarını gerçekleyen tüm i 'lerin kümesini belirtmektedir. η kümesinin eleman sayısı, l_η olarak gösterilirse hata olasılığı üst sınır ifadesi

$$P(S \rightarrow R) \leq \frac{1}{\left[\left(\frac{E_s}{8N_0} \right)^{l_\eta} d_p(l_\eta) \right]^2} \quad (7.2)$$

biçiminde tekrar yazılabilir. Bu ifadede

$$d_p(l_\eta) = \prod_{i \in \eta} (|r_i - s_i|^2 + |r_{i+1} - s_{i+1}|^2) \quad (7.3)$$

olarak tanımlanan $d_p(l_\eta)$, hata yolu boyunca ardışık iki simgenin uzaklık toplamının çarpımıdır. $d_p(l_\eta)$, çarpım-toplam uzaklığı olarak, l_η ise hata olayının etkin uzunluğu olarak

adlandırılır. P_e , hata olayı olasılığını belirtmek üzere bileşim üst sınırı

$$P_e \leq \sum_{L=1}^{\infty} \sum_S \sum_{R \neq S} P(S) P(S \rightarrow R) \quad (7.4)$$

olarak elde edilir. $P(S)$, simge dizisi S 'nin iletilme olasılığıdır. l_η etkin uzunluklu ve çarpım-toplam uzaklığı $d_p(l_\eta)$ olan hata olaylarının ortalama sayısı $\Xi(l_\eta, d_p(l_\eta))$ olmak üzere (7.4) eşitsizliği

$$P_e \leq \sum_{l_\eta} \sum_{d_p(l_\eta)} \Xi(l_\eta, d_p(l_\eta)) \left[\left(\frac{E_s}{8N_0} \right)^{l_\eta} d_p(l_\eta) \right]^{-2} \quad (7.5)$$

biçiminde yazılabilir. Yüksek işaret gürültü oranlarında, (7.5) ifadesindeki bütün terimler içinde en küçük l_η ve en küçük $d_p(l_\eta)$ değerlerine sahip terim hata olayı olasılığında baskındır. Etkin uzunluğun en küçük değeri $L_\eta = \min(l_\eta)$ olarak tanımlanırsa hata olayı olasılığı yaklaşık olarak

$$P_e \cong \Xi(l_\eta, d_p(l_\eta)) \frac{1}{\left(\frac{E_s}{8N_0} \right)^{2L_\eta} (d_p(l_\eta))^2} \quad (7.6)$$

biçiminde elde edilir. (7.6) ifadesinden hata olayı olasılığının asimptotik olarak SNR değerinin $2L_\eta$ kuvveti ile değiştiği görülür. L_η ile çarpım halindeki 2 sayısı iki kollu verici çeşitlemesinden kaynaklanmaktadır. Bu durumda tasarım ölçütleri, $2L_\eta$ ifadesinin ve en küçük çarpım-toplam uzaklığının yükseltilmesi olarak ifade edilebilir.

Yuan vd.(2003) tarafından iki kod sözcüğünün farklılık gösterdiği simge sayısını belirten l_η , iki kod sözcüğü arasındaki uzay-zaman simgesi cinsinden Hamming uzaklığı olarak adlandırılmıştır. Tasarım ölçütleri ise daha önce hızlı sönmülemeli kanal için belirtilen ölçütlere benzer olarak bütün olası kod sözcük çiftleri arasındaki en küçük l_η değerini yükseltmek ve en küçük l_η değerine sahip yol üzerindeki toplam-çarpım uzaklığını en büyük yapmak olarak belirlenmiştir.

7.2 Tasarlanan BPSK ve QPSK Kodlar

Üstün-dik uzay-zaman kafes kodu yapısında, bir durumdan çıkan dallara, belirli işaret kümesi

simgelerine sahip uzay-zaman blok kodlar atandığı bilinmektedir. (7.3) ifadesi ile tanımlanan çarpım-toplam uzaklığında simgeler yerine uzay-zaman blok kodlar yazılarak hesaplama yapılmış ve bulunan değerler kodların tasarlanmasında kullanılmıştır.

Herhangi iki karmaşık dik uzay-zaman blok kod

$$A = \begin{pmatrix} a_{11} & a_{12} \\ a_{21} & a_{22} \end{pmatrix}$$

ve

$$B = \begin{pmatrix} b_{11} & b_{12} \\ b_{21} & b_{22} \end{pmatrix}$$

olarak gösterilmek üzere, (7.3) ifadesi kullanılarak bu iki kod arasındaki çarpım-toplam uzaklığı

$$d_p(A, B) = |a_{11} - b_{11}|^2 + |a_{12} - b_{12}|^2 \quad (7.7)$$

olarak hesaplanır.

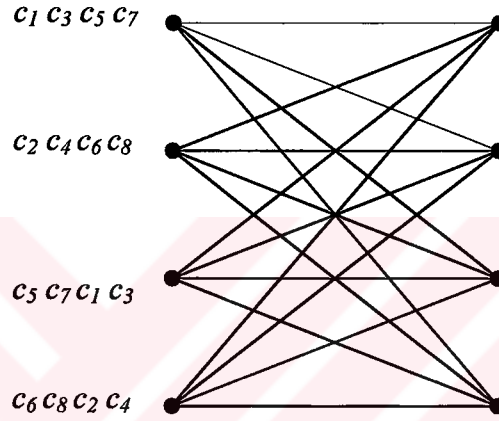
BPSK işaret kümesi elemanları kullanılarak ve (6.6) eşitliğinde $\theta = 0$ ve $\theta = \pi$ değerleri sırayla yerlerine yazılarak

$$\begin{aligned} c_1 &= \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix}, c_2 = \begin{pmatrix} -1 & -1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}, \\ c_3 &= \begin{pmatrix} -1 & 1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix}, c_4 = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}, \\ c_5 &= \begin{pmatrix} -1 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}, c_6 = \begin{pmatrix} 1 & -1 \\ -1 & -1 \end{pmatrix}, \\ c_7 &= \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & -1 \end{pmatrix}, c_8 = \begin{pmatrix} -1 & -1 \\ -1 & 1 \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (7.8)$$

matrisleri elde edilmiştir. Üstün-dik kod kümesi C , elemanları (7.8)'de verilen matrisler olacak şekilde $C = \{c_1, c_2, \dots, c_8\}$ olarak belirlenmiştir. Bütün olası matris çiftleri için çarpım-toplam uzaklığı değerleri hesaplanmıştır.

Hızlı sönmülemeli kanallarda, BPSK için üstün-dik uzay-zaman kafes kodu tasarlamada kullanılan 4 durumlu kafes yapısı ve tasarlanan koda ait geçişler Şekil 7.1'de görülmektedir.

Etkin kod uzunluğunun en büyük olmasını sağlamak için kafes üzerinde paralel geçişler kullanılmamıştır. Tasarlanan bu kafes üzerinde $L_\eta = 2$ olduğu buna bağlı olarak $2L_\eta$ ifadesinde 4'e eşit olduğu görülmektedir. Bu kodda birinci durumdan birinci duruma geçişte c_1 blok kodu, birinci durumdan ikinci duruma geçişte c_3 blok kodu, birinci durumdan üçüncü duruma geçişte c_5 blok kodu ve birinci durumdan dördüncü duruma geçişte c_7 blok kodu kullanılmıştır. Diğer durumlar arası geçişlerde kullanılan blok kodlar Şekil 7.1'de görüldüğü gibidir. İki uzunluklu hataya sahip bütün olası yollar üzerinde toplam-çarpım uzaklığı yükseltilmiş ve en küçük toplam-çarpım uzaklığı 16 olarak bulunmuştur.



Şekil 7.1 BPSK için tasarlanan 4 durumlu üstün-dik uzay-zaman kafes kodu

QPSK için yapılan çalışmalarda ilk olarak $\theta = 0, \pi/2, \pi$ ve $3\pi/2$ değerleri (6.6) eşitliğinde sırayla yerine yazılarak ve QPSK işaret kümesi elemanları kullanılarak üstün-dik kod kümesi oluşturulmuştur.

$\theta = 0$ değeri için oluşturulan C^1 dik kod kümesi elemanları (7.9)'da verilmiştir. $\theta = \pi/2$ için C^2 dik kod kümesine ait elemanlar (7.10)'da, $\theta = \pi$ için C^3 dik kod kümesine ait elemanlar (7.11)'de ve son olarak $\theta = 3\pi/2$ değeri için oluşturulan C^4 dik kod kümesine ait elemanlar (7.12)'de verilmiştir.

Üstün-dik kod kümesi,

$$C^1 = \{c_1^1, c_2^1, c_3^1, c_4^1, c_5^1, c_6^1, c_7^1, c_8^1, c_9^1, c_{10}^1, c_{11}^1, c_{12}^1, c_{13}^1, c_{14}^1, c_{15}^1, c_{16}^1\}$$

$$C^2 = \{c_1^2, c_2^2, c_3^2, c_4^2, c_5^2, c_6^2, c_7^2, c_8^2, c_9^2, c_{10}^2, c_{11}^2, c_{12}^2, c_{13}^2, c_{14}^2, c_{15}^2, c_{16}^2\}$$

$$C^3 = \{c_1^3, c_2^3, c_3^3, c_4^3, c_5^3, c_6^3, c_7^3, c_8^3, c_9^3, c_{10}^3, c_{11}^3, c_{12}^3, c_{13}^3, c_{14}^3, c_{15}^3, c_{16}^3\}$$

$$C^4 = \{c_1^4, c_2^4, c_3^4, c_4^4, c_5^4, c_6^4, c_7^4, c_8^4, c_9^4, c_{10}^4, c_{11}^4, c_{12}^4, c_{13}^4, c_{14}^4, c_{15}^4, c_{16}^4\}$$

kümelerinin birleşimidir. QPSK tasarımlarında da Şekil 7.2’de verilen 16 durumlu paralel geçiş olmayan kafesler kullanılmıştır.

$$\left\{ \begin{aligned} c_1^1 &= \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 2 & 0 \end{pmatrix}, c_2^1 = \begin{pmatrix} 2 & 2 \\ 0 & 2 \end{pmatrix}, c_3^1 = \begin{pmatrix} 0 & 2 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, c_4^1 = \begin{pmatrix} 2 & 0 \\ 2 & 2 \end{pmatrix}, \\ c_5^1 &= \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 3 \end{pmatrix}, c_6^1 = \begin{pmatrix} 3 & 3 \\ 3 & 1 \end{pmatrix}, c_7^1 = \begin{pmatrix} 1 & 3 \\ 3 & 3 \end{pmatrix}, c_8^1 = \begin{pmatrix} 3 & 1 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}, \\ c_9^1 &= \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, c_{10}^1 = \begin{pmatrix} 2 & 3 \\ 3 & 2 \end{pmatrix}, c_{11}^1 = \begin{pmatrix} 0 & 3 \\ 3 & 0 \end{pmatrix}, c_{12}^1 = \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 1 & 2 \end{pmatrix}, \\ c_{13}^1 &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 2 & 3 \end{pmatrix}, c_{14}^1 = \begin{pmatrix} 3 & 2 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, c_{15}^1 = \begin{pmatrix} 1 & 2 \\ 0 & 3 \end{pmatrix}, c_{16}^1 = \begin{pmatrix} 3 & 0 \\ 2 & 1 \end{pmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (7.9)$$

$$\left\{ \begin{aligned} c_1^2 &= \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 3 & 0 \end{pmatrix}, c_2^2 = \begin{pmatrix} 3 & 2 \\ 1 & 2 \end{pmatrix}, c_3^2 = \begin{pmatrix} 1 & 2 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, c_4^2 = \begin{pmatrix} 3 & 0 \\ 3 & 2 \end{pmatrix}, \\ c_5^2 &= \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 2 & 3 \end{pmatrix}, c_6^2 = \begin{pmatrix} 0 & 3 \\ 0 & 1 \end{pmatrix}, c_7^2 = \begin{pmatrix} 2 & 3 \\ 0 & 3 \end{pmatrix}, c_8^2 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 2 & 1 \end{pmatrix}, \\ c_9^2 &= \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 2 & 0 \end{pmatrix}, c_{10}^2 = \begin{pmatrix} 3 & 3 \\ 0 & 2 \end{pmatrix}, c_{11}^2 = \begin{pmatrix} 1 & 3 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, c_{12}^2 = \begin{pmatrix} 3 & 1 \\ 2 & 2 \end{pmatrix}, \\ c_{13}^2 &= \begin{pmatrix} 2 & 0 \\ 3 & 3 \end{pmatrix}, c_{14}^2 = \begin{pmatrix} 0 & 2 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}, c_{15}^2 = \begin{pmatrix} 2 & 2 \\ 1 & 3 \end{pmatrix}, c_{16}^2 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 3 & 1 \end{pmatrix} \end{aligned} \right\} \quad (7.10)$$

$$\left\{ \begin{aligned} c_1^3 &= \begin{pmatrix} 2 & 0 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, c_2^3 = \begin{pmatrix} 0 & 2 \\ 2 & 2 \end{pmatrix}, c_3^3 = \begin{pmatrix} 2 & 2 \\ 2 & 0 \end{pmatrix}, c_4^3 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 2 \end{pmatrix}, \\ c_5^3 &= \begin{pmatrix} 3 & 1 \\ 3 & 3 \end{pmatrix}, c_6^3 = \begin{pmatrix} 1 & 3 \\ 1 & 1 \end{pmatrix}, c_7^3 = \begin{pmatrix} 3 & 3 \\ 1 & 3 \end{pmatrix}, c_8^3 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 3 & 1 \end{pmatrix}, \\ c_9^3 &= \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 3 & 0 \end{pmatrix}, c_{10}^3 = \begin{pmatrix} 0 & 3 \\ 1 & 2 \end{pmatrix}, c_{11}^3 = \begin{pmatrix} 2 & 3 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, c_{12}^3 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 3 & 2 \end{pmatrix}, \end{aligned} \right.$$

$$c_{13}^3 = \begin{pmatrix} 3 & 0 \\ 0 & 3 \end{pmatrix}, c_{14}^3 = \begin{pmatrix} 1 & 2 \\ 2 & 1 \end{pmatrix}, c_{15}^3 = \begin{pmatrix} 3 & 2 \\ 2 & 3 \end{pmatrix}, c_{16}^3 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{pmatrix} \} \quad (7.11)$$

$$\left\{ c_1^4 = \begin{pmatrix} 3 & 0 \\ 1 & 0 \end{pmatrix}, c_2^4 = \begin{pmatrix} 1 & 2 \\ 3 & 2 \end{pmatrix}, c_3^4 = \begin{pmatrix} 3 & 2 \\ 3 & 0 \end{pmatrix}, c_4^4 = \begin{pmatrix} 1 & 0 \\ 1 & 2 \end{pmatrix}, \right.$$

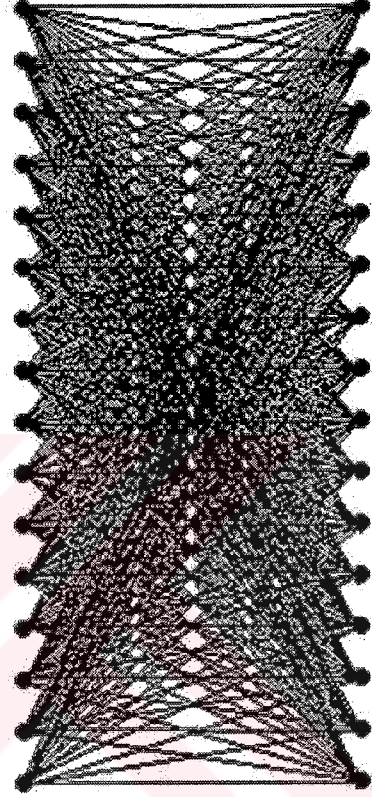
$$c_5^4 = \begin{pmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 3 \end{pmatrix}, c_6^4 = \begin{pmatrix} 2 & 3 \\ 2 & 1 \end{pmatrix}, c_7^4 = \begin{pmatrix} 0 & 3 \\ 0 & 3 \end{pmatrix}, c_8^4 = \begin{pmatrix} 2 & 1 \\ 0 & 1 \end{pmatrix},$$

$$c_9^4 = \begin{pmatrix} 3 & 1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix}, c_{10}^4 = \begin{pmatrix} 1 & 3 \\ 2 & 2 \end{pmatrix}, c_{11}^4 = \begin{pmatrix} 3 & 3 \\ 2 & 0 \end{pmatrix}, c_{12}^4 = \begin{pmatrix} 1 & 1 \\ 0 & 2 \end{pmatrix},$$

$$c_{13}^4 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 3 \end{pmatrix}, c_{14}^4 = \begin{pmatrix} 2 & 2 \\ 3 & 1 \end{pmatrix}, c_{15}^4 = \begin{pmatrix} 0 & 2 \\ 3 & 3 \end{pmatrix}, c_{16}^4 = \begin{pmatrix} 2 & 0 \\ 1 & 1 \end{pmatrix} \} \quad (7.12)$$

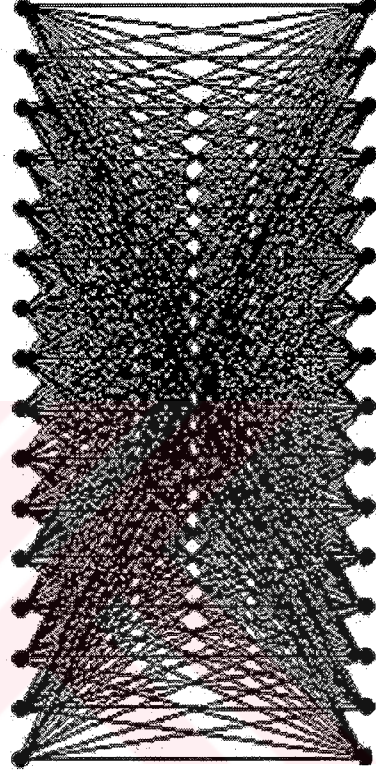
Yalnızca C^1 dik kod kümesi kullanılarak tasarlanan kod, Kod-A olarak adlandırılmıştır (Şekil 7.2). Bu kodun tasarımında 16 tane dik kod kullanılmıştır. Şekil 7.3'de görülen Kod-B'nin tasarımında ise C^1 ve C^3 dik kod kümeleri kullanılmıştır. Bu kodda, 1., 3., 5., 7., 9., 11., 13. ve 15. durumlardan çıkan dallara $\theta = 0$ değeri kullanılarak oluşturulan C^1 dik kod kümesine ait matrisler atanmıştır. Diğer durumlardan çıkan dallarda ise C^3 dik kod kümesine ait matrisler kullanılmıştır. Kod-B, esas olarak etkin uzunluğun en küçük değerinin yükseltilmesi ölçütünü sağlamaktadır. Çarpım-toplam uzaklığının yükseltilmesi ölçütü gerçekleşmeden tasarlanmıştır. Kod-C ise Kod-B üzerinde çarpım-toplam uzaklığının yükseltilmesi ölçütünü sağlayacak şekilde değişikliklerin yapılmasıyla oluşturulmuştur. Şekil 7.4'de görülen bu kod, iki uzunluklu hataya sahip bütün olası yollarda en büyük çarpım-toplam uzaklığını sağlayacak biçimde tasarlanmıştır. Kod-D'nin tasarımında C^1 , C^2 , C^3 ve C^4 dik kod kümeleri kullanılmıştır (Şekil 7.5). Kod-D üzerinde çarpım-toplam uzaklığının yükseltilmesiyle elde edilen Kod-E, Şekil 7.6'da verilmiştir. Kod-D için en küçük çarpım-toplam uzaklığı 8, Kod-E için en küçük toplam-çarpım uzaklığı 16 olarak bulunmuştur. Hem BPSK, hem de QPSK için yapılan hesaplamalarda (7.7) ifadesi kullanılarak olası bütün kod sözcükleri arasındaki çarpım-toplam uzaklığı hesaplanmıştır. Bulunan değerlerinin hiç biri birden küçük olmadığından iki uzunluklu hataya sahip bütün olası yollarda en küçük çarpım-toplam uzunluğunun yükseltilmesi ölçütünün sağlanması yeterlidir. Birden küçük değerlerin elde edilmesi üç uzunluklu hatalarında incelenmesini gerektirir. Tasarlanan kodların hızlı sönmülemeli kanaldaki üstünlüklerini gösteren başarımlar eğrileri bir sonraki bölümde verilmiştir.

$c_1^1 c_9^1 c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1 c_7^1 c_4^1 c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1 c_6^1$
 $c_9^1 c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1 c_7^1 c_4^1 c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1 c_6^1 c_1^1$
 $c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1 c_7^1 c_4^1 c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1 c_6^1 c_9^1$
 $c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1 c_7^1 c_4^1 c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1 c_6^1 c_9^1 c_3^1$
 $c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1 c_7^1 c_4^1 c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1 c_6^1 c_9^1 c_3^1 c_{11}^1$
 $c_5^1 c_{15}^1 c_7^1 c_4^1 c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1 c_6^1 c_9^1 c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1$
 $c_{15}^1 c_7^1 c_4^1 c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1 c_6^1 c_9^1 c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1$
 $c_7^1 c_4^1 c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1 c_6^1 c_9^1 c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1$
 $c_4^1 c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1 c_6^1 c_9^1 c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1 c_7^1$
 $c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1 c_6^1 c_9^1 c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1 c_7^1 c_4^1$
 $c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1 c_6^1 c_9^1 c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1 c_7^1 c_4^1 c_{12}^1$
 $c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1 c_6^1 c_9^1 c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1 c_7^1 c_4^1 c_{12}^1 c_2^1$
 $c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1 c_6^1 c_9^1 c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1 c_7^1 c_4^1 c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1$
 $c_8^1 c_{14}^1 c_6^1 c_9^1 c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1 c_7^1 c_4^1 c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1$
 $c_{14}^1 c_6^1 c_9^1 c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1 c_7^1 c_4^1 c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1$
 $c_6^1 c_{14}^1 c_9^1 c_3^1 c_{11}^1 c_{13}^1 c_5^1 c_{15}^1 c_7^1 c_4^1 c_{12}^1 c_2^1 c_{10}^1 c_{16}^1 c_8^1 c_{14}^1$

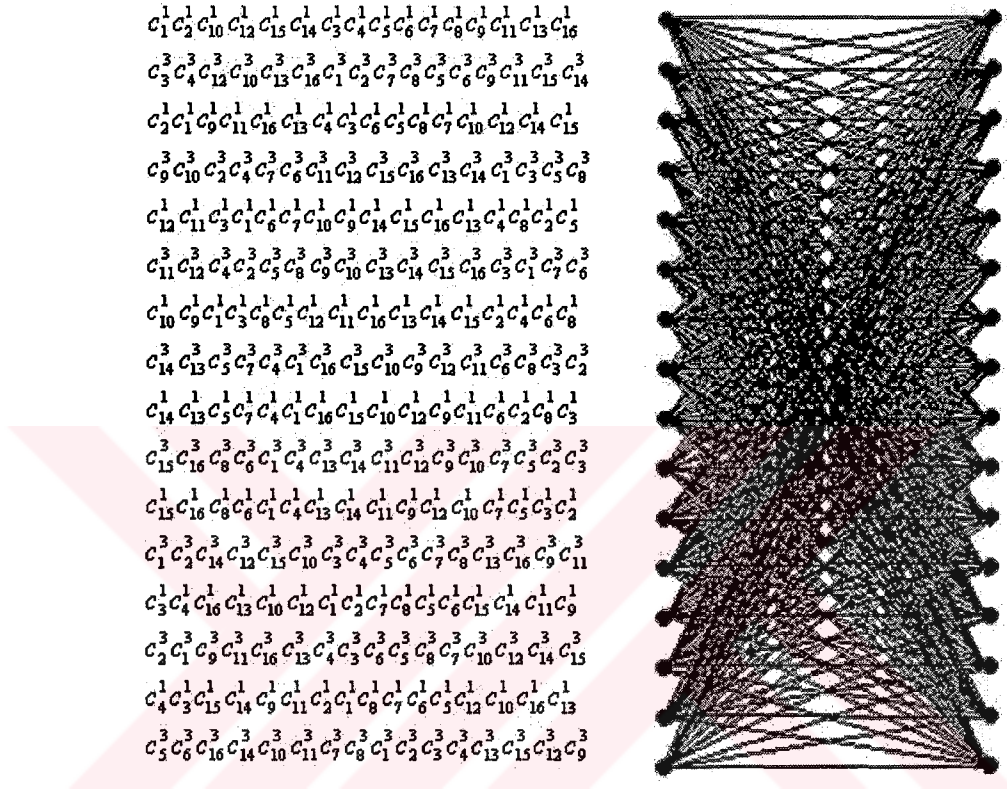


Şekil 7.2 Hızlı sönmülemeli kanal için yeni tasarlanan 16-durumlu SOSTTC Kod-A

$c_1^1 c_2^1 c_3^1 c_4^1 c_5^1 c_6^1 c_7^1 c_8^1 c_9^1 c_{10}^1 c_{11}^1 c_{12}^1 c_{13}^1 c_{14}^1 c_{15}^1 c_{16}^1$
 $c_1^3 c_2^3 c_3^3 c_4^3 c_5^3 c_6^3 c_7^3 c_8^3 c_9^3 c_{10}^3 c_{11}^3 c_{12}^3 c_{13}^3 c_{14}^3 c_{15}^3 c_{16}^3$
 $c_9^1 c_{10}^1 c_{11}^1 c_{12}^1 c_{13}^1 c_{14}^1 c_{15}^1 c_{16}^1 c_1^1 c_2^1 c_3^1 c_4^1 c_5^1 c_6^1 c_7^1 c_8^1$
 $c_9^3 c_{10}^3 c_{11}^3 c_{12}^3 c_{13}^3 c_{14}^3 c_{15}^3 c_{16}^3 c_1^3 c_2^3 c_3^3 c_4^3 c_5^3 c_6^3 c_7^3 c_8^3$
 $c_5^1 c_6^1 c_7^1 c_8^1 c_1^1 c_2^1 c_3^1 c_4^1 c_{13}^1 c_{14}^1 c_{15}^1 c_{16}^1 c_9^1 c_{10}^1 c_{11}^1 c_{12}^1$
 $c_5^3 c_6^3 c_7^3 c_8^3 c_1^3 c_2^3 c_3^3 c_4^3 c_{13}^3 c_{14}^3 c_{15}^3 c_{16}^3 c_9^3 c_{10}^3 c_{11}^3 c_{12}^3$
 $c_{13}^1 c_{14}^1 c_{15}^1 c_{16}^1 c_9^1 c_{10}^1 c_{11}^1 c_{12}^1 c_5^1 c_6^1 c_7^1 c_8^1 c_1^1 c_2^1 c_3^1 c_4^1$
 $c_{13}^3 c_{14}^3 c_{15}^3 c_{16}^3 c_9^3 c_{10}^3 c_{11}^3 c_{12}^3 c_5^3 c_6^3 c_7^3 c_8^3 c_1^3 c_2^3 c_3^3 c_4^3$
 $c_3^1 c_4^1 c_1^1 c_2^1 c_7^1 c_8^1 c_5^1 c_6^1 c_{11}^1 c_{12}^1 c_9^1 c_{10}^1 c_{15}^1 c_{16}^1 c_{13}^1 c_{14}^1$
 $c_3^3 c_4^3 c_1^3 c_2^3 c_7^3 c_8^3 c_5^3 c_6^3 c_{11}^3 c_{12}^3 c_9^3 c_{10}^3 c_{15}^3 c_{16}^3 c_{13}^3 c_{14}^3$
 $c_{11}^1 c_{12}^1 c_9^1 c_{10}^1 c_{15}^1 c_{16}^1 c_{13}^1 c_{14}^1 c_3^1 c_4^1 c_1^1 c_2^1 c_7^1 c_8^1 c_5^1 c_6^1$
 $c_{11}^3 c_{12}^3 c_9^3 c_{10}^3 c_{15}^3 c_{16}^3 c_{13}^3 c_{14}^3 c_3^3 c_4^3 c_1^3 c_2^3 c_7^3 c_8^3 c_5^3 c_6^3$
 $c_7^1 c_8^1 c_5^1 c_6^1 c_3^1 c_4^1 c_1^1 c_2^1 c_{15}^1 c_{16}^1 c_{13}^1 c_{14}^1 c_{11}^1 c_{12}^1 c_9^1 c_{10}^1$
 $c_7^3 c_8^3 c_5^3 c_6^3 c_3^3 c_4^3 c_1^3 c_2^3 c_{15}^3 c_{16}^3 c_{13}^3 c_{14}^3 c_{11}^3 c_{12}^3 c_9^3 c_{10}^3$
 $c_{15}^1 c_{16}^1 c_{13}^1 c_{14}^1 c_{11}^1 c_{12}^1 c_9^1 c_{10}^1 c_7^1 c_8^1 c_5^1 c_6^1 c_3^1 c_4^1 c_1^1 c_2^1$
 $c_{15}^3 c_{16}^3 c_{13}^3 c_{14}^3 c_{11}^3 c_{12}^3 c_9^3 c_{10}^3 c_7^3 c_8^3 c_5^3 c_6^3 c_3^3 c_4^3 c_1^3 c_2^3$

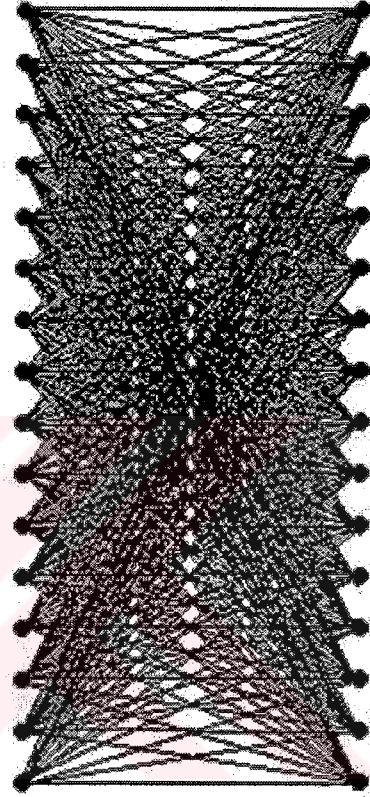


Şekil 7.3 Hızlı sönmülemeli kanal için yeni tasarlanan 16-durumlu SOSTTC Kod-B

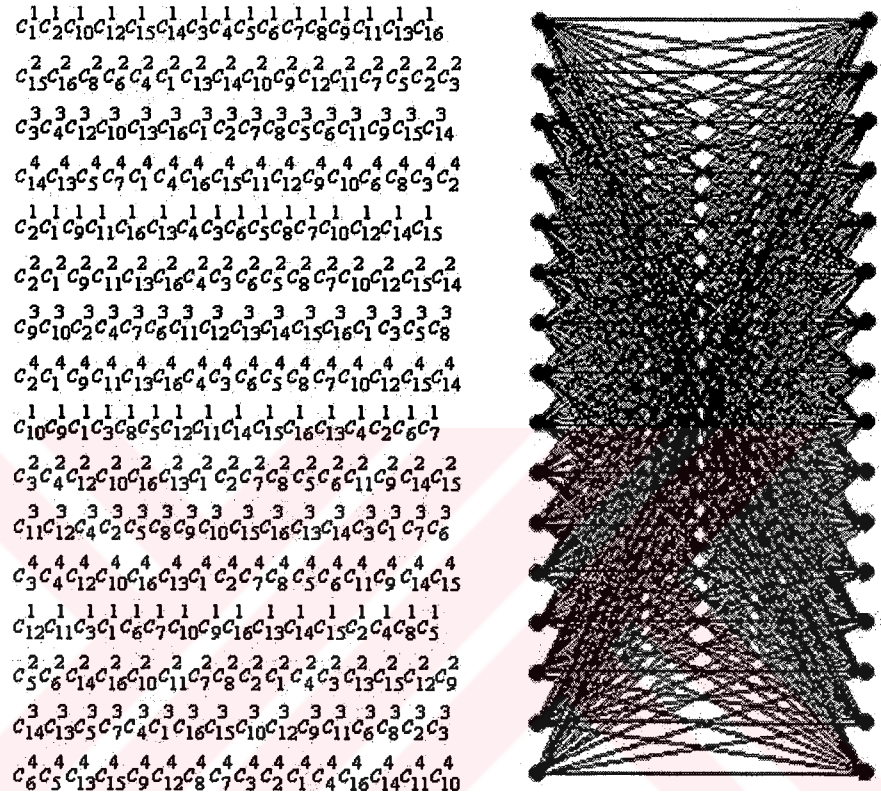


Şekil 7.4 Hızlı sönmülemeli kanal için yeni tasarlanan 16-durumlu SOSTTC Kod-C

$c_1^1 c_2^1 c_3^1 c_4^1 c_5^1 c_6^1 c_7^1 c_8^1 c_9^1 c_{10}^1 c_{11}^1 c_{12}^1 c_{13}^1 c_{14}^1 c_{15}^1 c_{16}^1$
 $c_1^3 c_2^3 c_3^3 c_4^3 c_5^3 c_6^3 c_7^3 c_8^3 c_9^3 c_{10}^3 c_{11}^3 c_{12}^3 c_{13}^3 c_{14}^3 c_{15}^3 c_{16}^3$
 $c_1^2 c_2^2 c_3^2 c_4^2 c_5^2 c_6^2 c_7^2 c_8^2 c_9^2 c_{10}^2 c_{11}^2 c_{12}^2 c_{13}^2 c_{14}^2 c_{15}^2 c_{16}^2$
 $c_1^4 c_2^4 c_3^4 c_4^4 c_5^4 c_6^4 c_7^4 c_8^4 c_9^4 c_{10}^4 c_{11}^4 c_{12}^4 c_{13}^4 c_{14}^4 c_{15}^4 c_{16}^4$
 $c_9^1 c_{10}^1 c_{11}^1 c_{12}^1 c_{13}^1 c_{14}^1 c_{15}^1 c_{16}^1 c_2^1 c_3^1 c_4^1 c_5^1 c_6^1 c_7^1 c_8^1$
 $c_9^3 c_{10}^3 c_{11}^3 c_{12}^3 c_{13}^3 c_{14}^3 c_{15}^3 c_{16}^3 c_2^3 c_3^3 c_4^3 c_5^3 c_6^3 c_7^3 c_8^3$
 $c_9^2 c_{10}^2 c_{11}^2 c_{12}^2 c_{13}^2 c_{14}^2 c_{15}^2 c_{16}^2 c_2^2 c_3^2 c_4^2 c_5^2 c_6^2 c_7^2 c_8^2$
 $c_9^4 c_{10}^4 c_{11}^4 c_{12}^4 c_{13}^4 c_{14}^4 c_{15}^4 c_{16}^4 c_2^4 c_3^4 c_4^4 c_5^4 c_6^4 c_7^4 c_8^4$
 $c_3^1 c_4^1 c_1^1 c_2^1 c_7^1 c_8^1 c_5^1 c_6^1 c_{11}^1 c_{12}^1 c_9^1 c_{10}^1 c_{15}^1 c_{16}^1 c_{13}^1 c_{14}^1$
 $c_3^3 c_4^3 c_1^3 c_2^3 c_7^3 c_8^3 c_5^3 c_6^3 c_{11}^3 c_{12}^3 c_9^3 c_{10}^3 c_{15}^3 c_{16}^3 c_{13}^3 c_{14}^3$
 $c_3^2 c_4^2 c_1^2 c_2^2 c_7^2 c_8^2 c_5^2 c_6^2 c_{11}^2 c_{12}^2 c_9^2 c_{10}^2 c_{15}^2 c_{16}^2 c_{13}^2 c_{14}^2$
 $c_3^4 c_4^4 c_1^4 c_2^4 c_7^4 c_8^4 c_5^4 c_6^4 c_{11}^4 c_{12}^4 c_9^4 c_{10}^4 c_{15}^4 c_{16}^4 c_{13}^4 c_{14}^4$
 $c_{11}^1 c_{12}^1 c_9^1 c_{10}^1 c_{15}^1 c_{16}^1 c_{13}^1 c_{14}^1 c_4^1 c_1^1 c_2^1 c_7^1 c_8^1 c_5^1 c_6^1$
 $c_{11}^3 c_{12}^3 c_9^3 c_{10}^3 c_{15}^3 c_{16}^3 c_{13}^3 c_{14}^3 c_4^3 c_1^3 c_2^3 c_7^3 c_8^3 c_5^3 c_6^3$
 $c_{11}^2 c_{12}^2 c_9^2 c_{10}^2 c_{15}^2 c_{16}^2 c_{13}^2 c_{14}^2 c_4^2 c_1^2 c_2^2 c_7^2 c_8^2 c_5^2 c_6^2$
 $c_{11}^4 c_{12}^4 c_9^4 c_{10}^4 c_{15}^4 c_{16}^4 c_{13}^4 c_{14}^4 c_4^4 c_1^4 c_2^4 c_7^4 c_8^4 c_5^4 c_6^4$



Şekil 7.5 Hızlı sönmülemeli kanal için yeni tasarlanan 16-durumlu SOSTTC Kod-D



Şekil 7.6 Hızlı sönmlemeli kanal için yeni tasarlanan 16-durumlu SOSTTC Kod-E

8. BENZETİM SONUÇLARI

Benzetimler, iki verici anten ve bir alıcı antenden oluşan sistemler için C programlama dili kullanılarak gerçekleştirilmiş ve elde edilen hata oranlarının, işaret-gürültü oranı ile değişim eğrileri Matlab 6.0 ortamında elde edilmiştir.

Tasarlanan kodların çerçeve hata oranları (FER) benzetimlerle bulunmuştur. Bütün yapılan benzetimlerde bir çerçevenin anten başına 130 simge ilettiği varsayılmıştır. Alıcıda kanal durum bilgisinin bilindiği kabul edilmiş, ayrıca en büyük olabilirlikli Viterbi kod çözücü kullanılmıştır.

8.1 BPSK İçin Benzetim Sonuçları

Hızlı sönümlemeli kanal için benzetimler yapılmadan önce, literatürde (Jafarkhani vd.,2003) bulunan yavaş sönümlemeli kanal için tasarlanmış üstün-dik uzay-zaman kafes kodların başarımları tekrar elde edilmiştir.

Şekil 8.1’de, Şekil 6.4’de verilmiş olan 4 durumlu kafes ile Şekil 6.5’de verilmiş olan 2 durumlu kafes yapısının, Şekil 6.1’deki BPSK küme bölmeleme ile beraber kullanılmasıyla tasarlanan tam hızlı ve 1 bit/s/Hz iletim yapan üstün-dik uzay-zaman kafes kodların yavaş sönümlemeli kanaldaki başarımları verilmiştir.

Bu iki kodun hızlı sönümlemeli kanaldaki başarımları ise Şekil 8.2’deki gibidir. Bu kodlar yavaş sönümlemeli kanal ölçütlerine göre tasarlanmış olduğundan yavaş sönümlemeli kanaldaki başarımları daha iyidir. 4-durumlu kodun yavaş sönümlemeli kanaldaki başarımları hızlı sönümlemeli kanaldaki başarımlarından yaklaşık 1dB daha iyidir. Başarımları verilen 4 durumlu BPSK-SOSTTC kod, 10^{-2} hata değerine yavaş sönümlemeli kanalda yaklaşık olarak 14.5 dB’de ulaşırken (Şekil 8.1), aynı hata değerine hızlı sönümlemeli kanalda yaklaşık olarak 15.5 dB’de (Şekil 8.2) ulaşmaktadır.

Hızlı sönümlemeli kanal için üstün-dik uzay-zaman kafes kod tasarlanırken etkin kod uzunluğunun en büyük olması için kafes üzerinde paralel geçiş olmaması sağlanmış ve toplam-çarpım uzaklığı en büyük yapılacak şekilde bir kafes tasarlanmıştır. Bu ölçütlere göre yeni tasarlanan Şekil 7.1’de verilen kodun, hızlı ve yavaş sönümlemeli kanaldaki başarımlarının karşılaştırması Şekil 8.3’de verilmiştir. Kod, hızlı sönümlemeli kanal ölçütlerini en iyi sağlayacak şekilde tasarlandığından hızlı kanaldaki başarımlarına karşılık gelen eğrinin yavaş sönümlemeli kanaldakinden daha iyi olduğu görülmektedir.

Literatürde verilen 2 ve 4 durumlu üstün-dik uzay-zaman kafes kodların Şekil 8.1’de verilen başarımları ile yeni tasarlanan kodun yavaş sönmülemeli kanaldaki başarımları Şekil 8.4’de karşılaştırılmıştır. Yeni kodun yavaş sönmülemeli ortamdaki başarımları, 4 durumlu, yavaş sönmüleme ölçütlerine göre tasarlanmış kodu yakalayamamaktadır.

Buna karşılık, literatürde verilen 2 ve 4 durumlu üstün-dik uzay-zaman kafes kodların hızlı kanaldaki başarımları, yeni kodun başarımlarının çok gerisinde kalmaktadır. Bu durum Şekil 8.5’de gösterilmiştir. Hızlı sönmülemeli kanalda, bu kanala uygun ölçütleri sağlayan yeni kod 2-3 dB daha başarılıdır. Örneğin hata oranının 10^{-2} olduğu duruma yeni kod 13 dB’de ulaşırken, 4 durumlu SOSTTC kod aynı değere 15 dB’nin üzerinde bir değerde ulaşmaktadır.

8.2 QPSK İçin Benzetim Sonuçları

BPSK’nın incelendiği bir önceki bölüme benzer şekilde ilk olarak literatürde (Jafarkhani vd.,2003) yavaş sönmülemeli kanalda QPSK için yapılmış olan üstün-dik uzay-zaman kafes kod başarımları tekrar elde edilmiştir.

Şekil 8.6’da, Şekil 6.4’de verilmiş olan 4 durumlu kafes ile Şekil 6.5’de verilmiş olan 2 durumlu kafes yapısının, Şekil 6.2’de ki QPSK küme bölmeleme ile beraber kullanılmasıyla tasarlanan tam hızlı ve 2bit/s/Hz iletim yapan üstün-dik uzay-zaman kafes kodların yavaş sönmülemeli kanaldaki başarımları verilmiştir. 4 durumlu üstün-dik uzay-zaman kafes kod, daha önce Tarokh vd. (1998) tarafından tasarlanan 32 durumlu uzay-zaman kafes koddan daha iyi 64 durumlu koda ise oldukça yakın bir başarımları sağlamaktadır.

4 durumlu SOSTTC kodun hızlı ve yavaş sönmülemeli kanaldaki başarımlarının karşılaştırması Şekil 8.7’deki gibidir. Bu kodlar yavaş sönmülemeli kanal ölçütlerine göre tasarlanmış olduğundan yavaş sönmülemeli kanaldaki başarımları yaklaşık olarak 3dB daha iyidir. Yavaş sönmülemeli kanalda 4 durumlu kod 10^{-1} hata değerine 13 dB’in biraz üzerinde ulaşırken, hızlı sönmülemeli kanalda 16 dB’in biraz üzerinde ulaşmaktadır (Şekil 8.7).

Yeni tasarlanan kodlar Kod-A, Kod-B, Kod-C, Kod-D ve Kod-E olarak adlandırılmıştır. Kodların hepsi 16 durumludur. Kod-A için üstün-dik kod kümesinden sadece $\theta = 0$ durumuna karşılık gelen iletim matrisleri kullanılmıştır. Kod-B için $\theta = 0$ ve $\theta = \pi$ değerleri kullanılarak elde edilen matrislerden yararlanılmıştır. Kod-D içinse üstün-dik kod kümesindeki bütün kümeler kullanılmıştır ($\theta = 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$). Kod-A, Kod-B ve Kod-D’de sadece etkin kod uzunluğunun en büyük yapılması ölçütü sağlanmıştır. İkinci ölçüt olarak çarpım-toplam uzaklıklarının en büyük yapılması Kod-C ve Kod-E’de gerçekleştirilmiştir.

Kod-C, Kod-B üzerinde çarpım-toplam uzaklıklarının en büyük yapılması ile, Kod-E ise Kod-D üzerinde çarpım-toplam uzaklıklarının en büyük yapılması ile oluşturulmuştur.

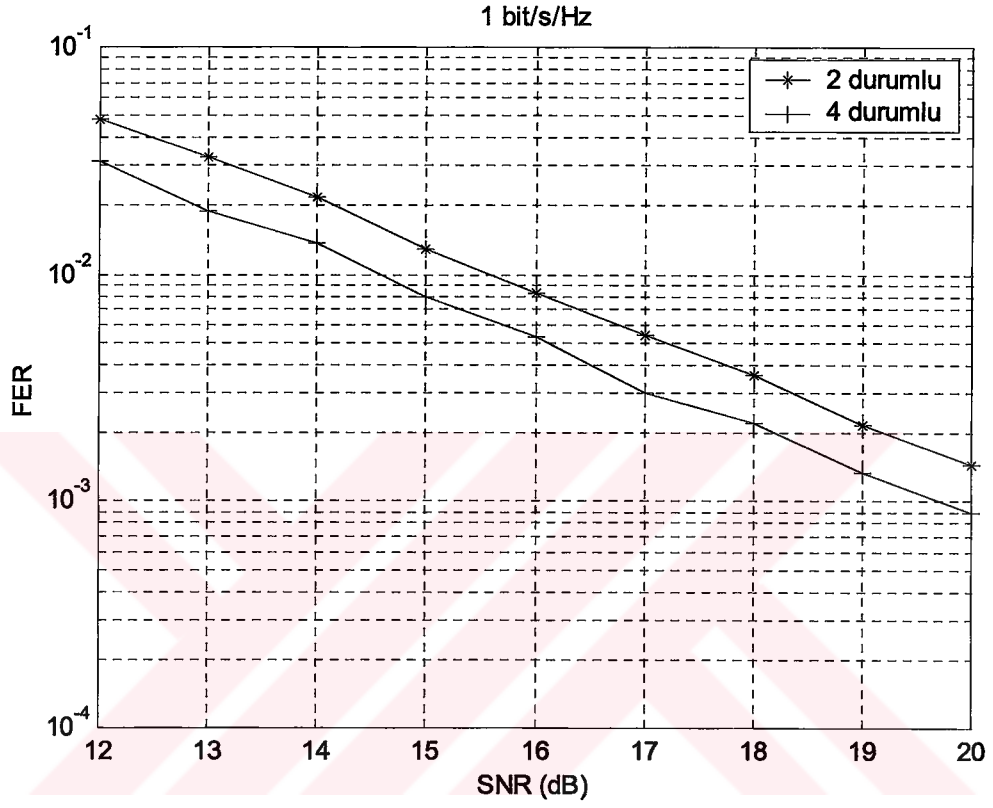
Yapılan benzetimler sonucunda tasarlanan kodlar arasında en iyi başarımın Kod-C ile sağlandığı görülmüştür (Şekil 8.8). Kod-C'in hem hızlı hem de yavaş sönümlemeli kanallar için başarımının karşılaştırması Şekil 8.9'da verilmiştir. Kod-C hızlı sönümlemeli kanal ölçütlerine göre tasarlanmış olmasından dolayı yavaş kanaldaki başarımına göre 3-3.5 dB'lik bir başarıım iyileştirmesi sağlamıştır.

Şekil 8.10'da Kod-C'nin hızlı sönümlemeli kanaldaki benzetimi, aynı sayıda duruma sahip Referans-1 olarak belirtilen (Tarokh vd.,1998) uzay-zaman kafes kodla ve Referans-2 olarak belirtilen uzay-zaman kafes kodla (Baro vd., 2000) karşılaştırılmıştır. Literatürde hızlı sönümlemeli kanal ölçütlerine göre tasarlanmış üstün-dik uzay-zaman kafes kodlarına ait başarıım eğrileri bulunmadığından, referans olarak uzay-zaman kafes kodlar kullanılmıştır. Kod-C, üstün-dik uzay-zaman kafes kodu olmasının üstünlüğüyle 2-3 dB daha iyi bir başarıım sağlamaktadır. Örneğin hata oranının 10^{-1} değerine Kod-C 10 dB'de ulaşırken, referans-2 kodu aynı değere 12-13 dB arasında, referans-1 kodu ise 13 dB'nin üzerinde bir değerde ulaşmaktadır.

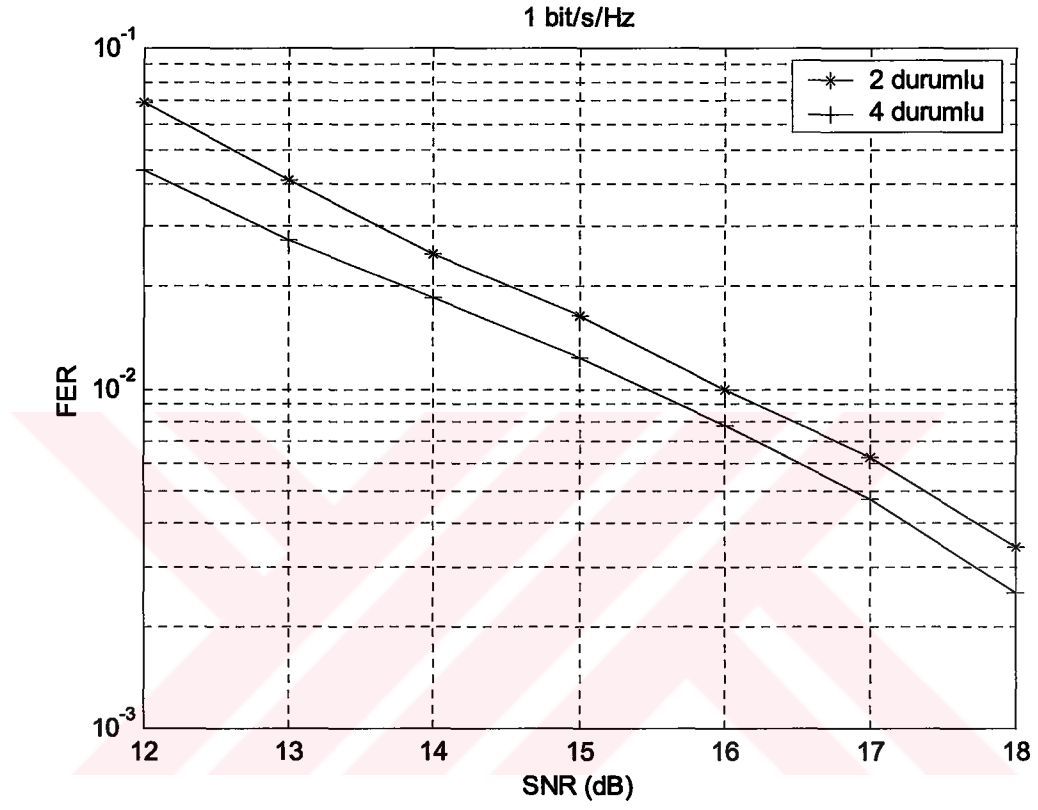
Şekil 8.11'de ise yavaş sönümlemeli kanal için benzetimler verilmiştir. 32 durumlu Referans-3 olarak belirtilen (Tarokh vd.,1998) uzay-zaman kafes kodla ve Referans-4 olarak belirtilen uzay-zaman kafes kodla (Yuan vd., 2003), 16 durumlu Kod-C karşılaştırılmıştır. Çerçeve hata oranının 10^{-2} değerine Kod-C, 16 dB'in biraz üzerinde, referans-3 kodu aynı değere 18 dB'de, referans-4 ise 18 dB'den daha büyük bir değerde ulaşmaktadır. Yeni tasarlanan Kod-C'nin, karşılaştırıldığı bu kodlardan daha iyi başarıma sahip olduğu görülmektedir.

Şekil 8.6'da verilen 4 durumlu üstün-dik uzay-zaman kafes kodun başarıım eğrisi ile yeni tasarlanan Kod-C'nin yavaş sönümlemeli kanaldaki başarıım eğrisinin (Şekil 8.9) karşılaştırılması Şekil 8.12'de verilmiştir. Kod-C'nin durum sayısının fazla olmasına bağlı olarak daha başarılı olduğu görülmektedir. 16 durumlu Kod-C, çerçeve hata oranının 10^{-1} değerine 10 dB'nin biraz üzerinde bir noktada ulaşırken, 4 durumlu üstün-dik uzay-zaman kafes kodu yaklaşık olarak 13 dB'de ulaşmaktadır.

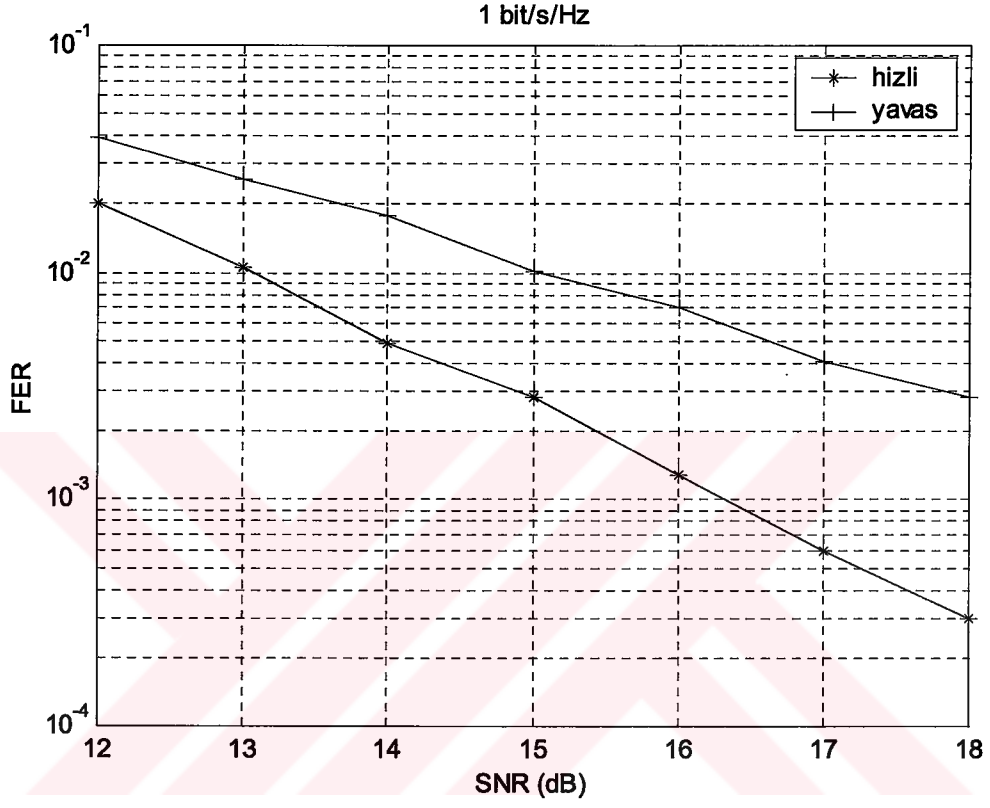
Bilgisayar benzetimleri ile hata başarımları incelenen yeni tasarlanan kodların hızlı sönümlemeli kanallardaki üstünlükleri çeşitli referans kodlar kullanılarak karşılaştırmalı olarak ortaya konmuştur.



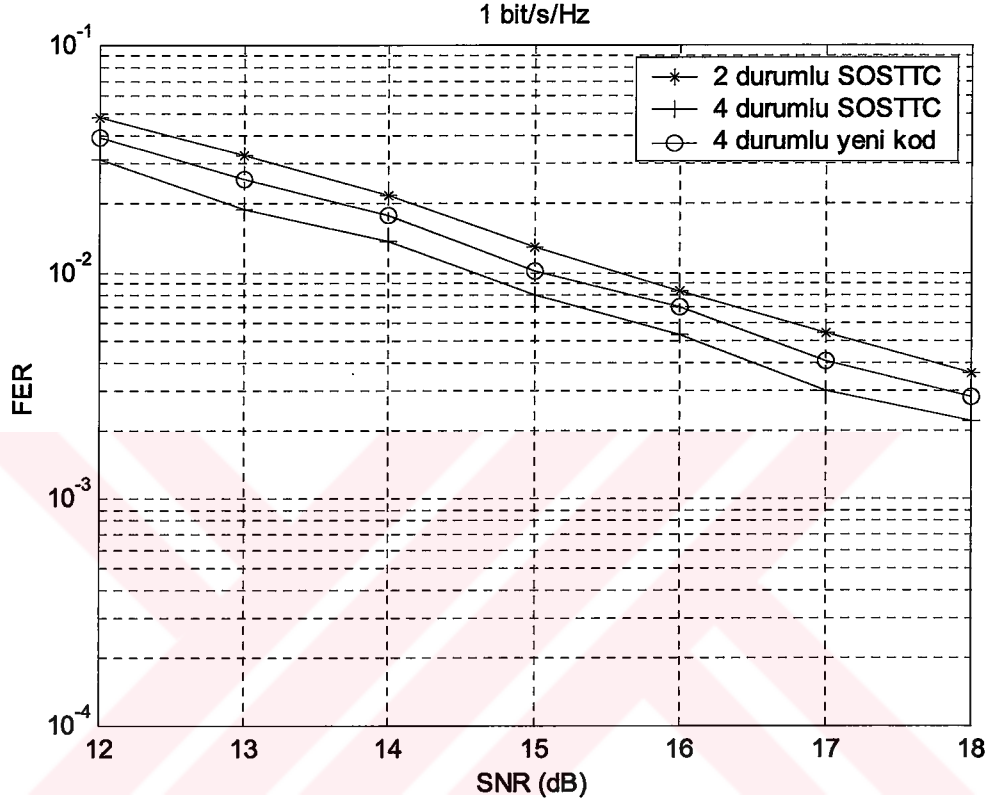
Şekil 8.1 Yavaş sönmlemeli kanalda 4 durumlu ve 2 durumlu BPSK-SOSTTC kodlar



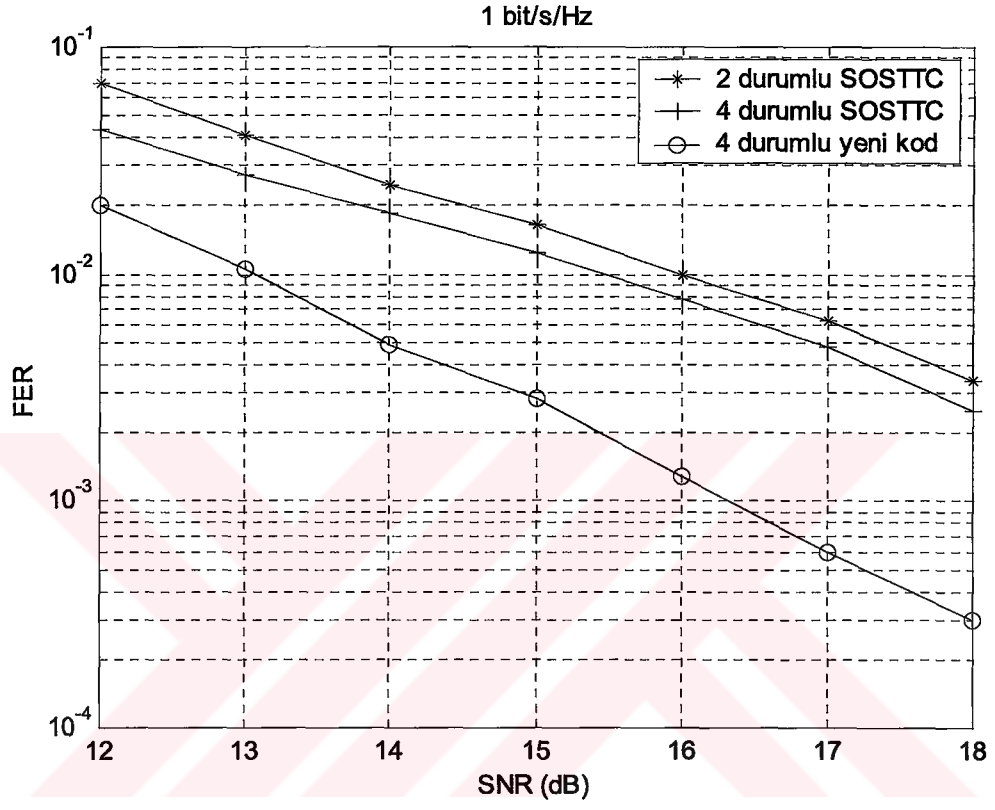
Şekil 8.2 Hızlı sönmlemeli kanalda 4 durumlu ve 2 durumlu BPSK-SOSTTC kodlar



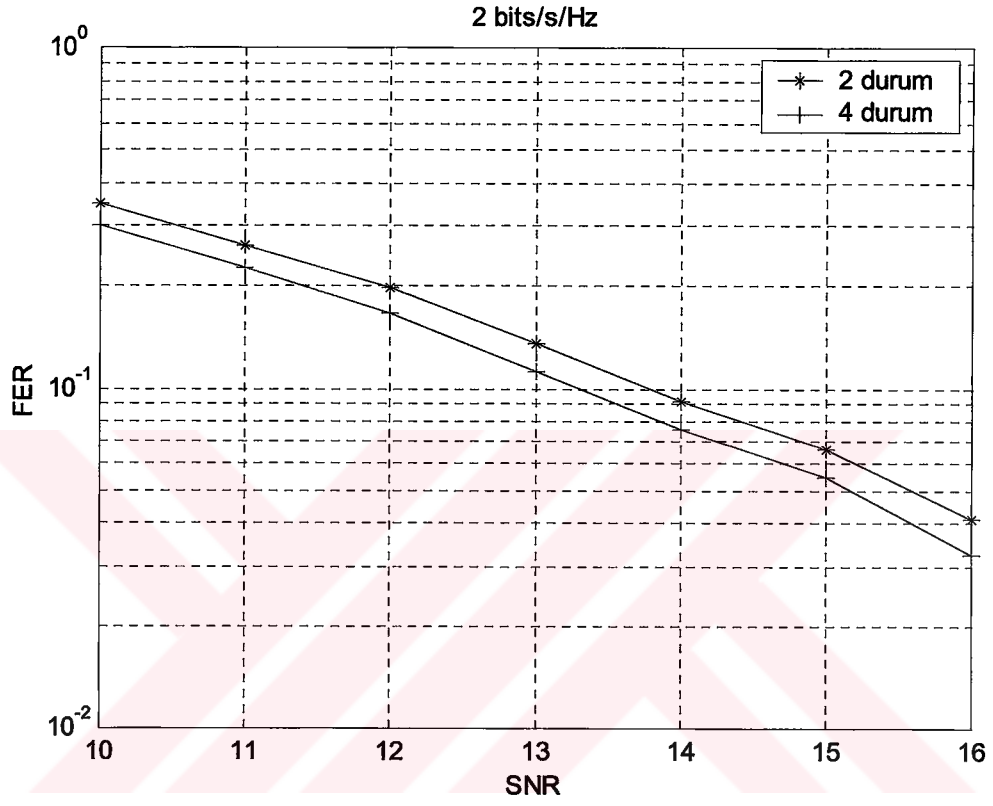
Şekil 8.3 Yeni tasarlanan 4 durumlu BPSK-SOSTTC kodun hızlı ve yavaş sönmülemeli kanallarda başarımı



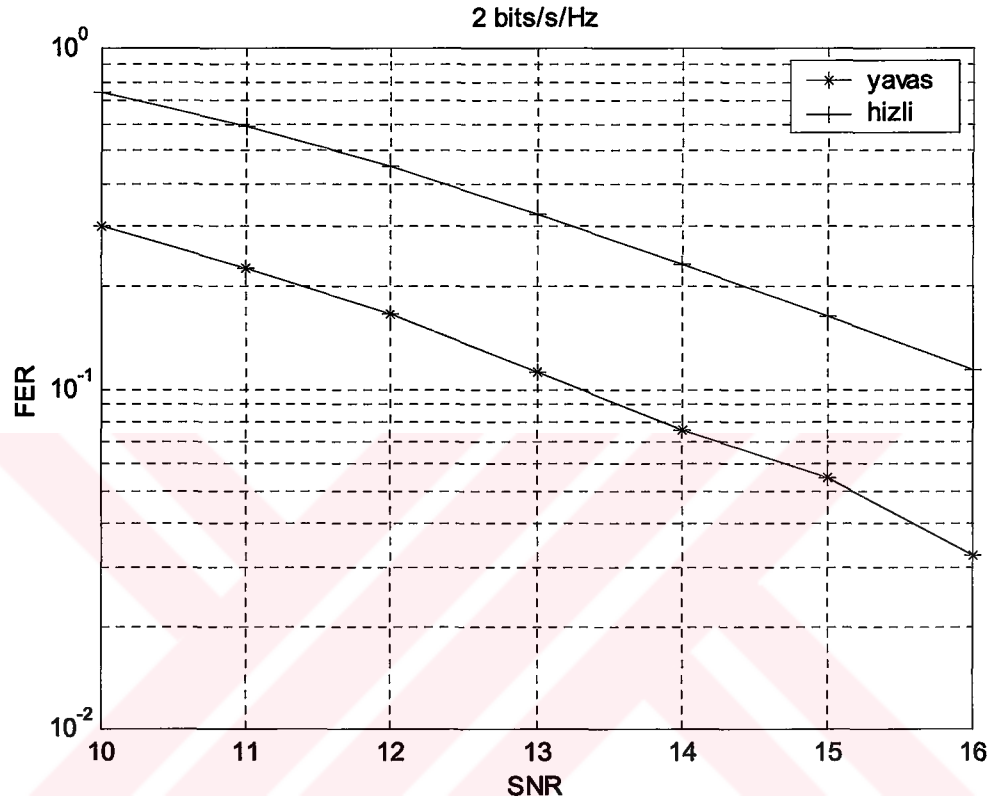
Şekil 8.4 Yavaş sönmlemeli kanalda yeni tasarlanan 4 durumlu BPSK-SOSTTC kod ile 2 durumlu ve 4 durumlu BPSK-SOSTTC (Jafarkhani vd.,2003) kodların karşılaştırılması



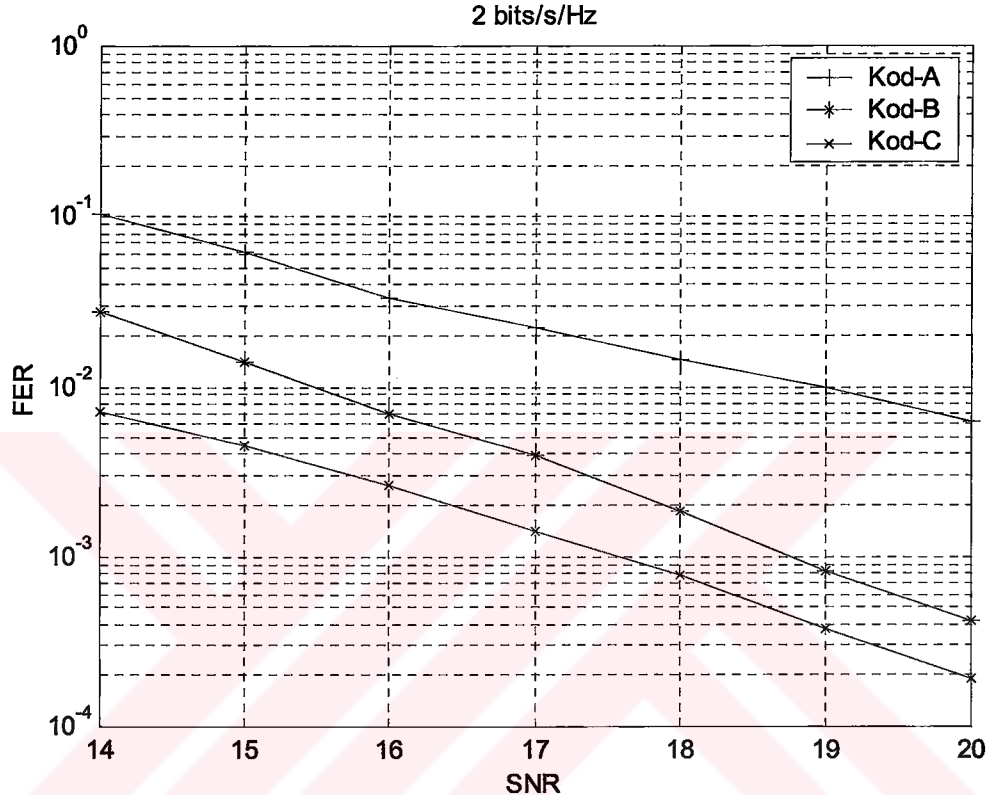
Şekil 8.5 Hızlı sönmlemeli kanalda yeni tasarlanan 4 durumlu BPSK-SOSTTC kod ile 2 durumlu ve 4 durumlu BPSK-SOSTTC (Jafarkhani vd.,2003) kodların karşılaştırılması



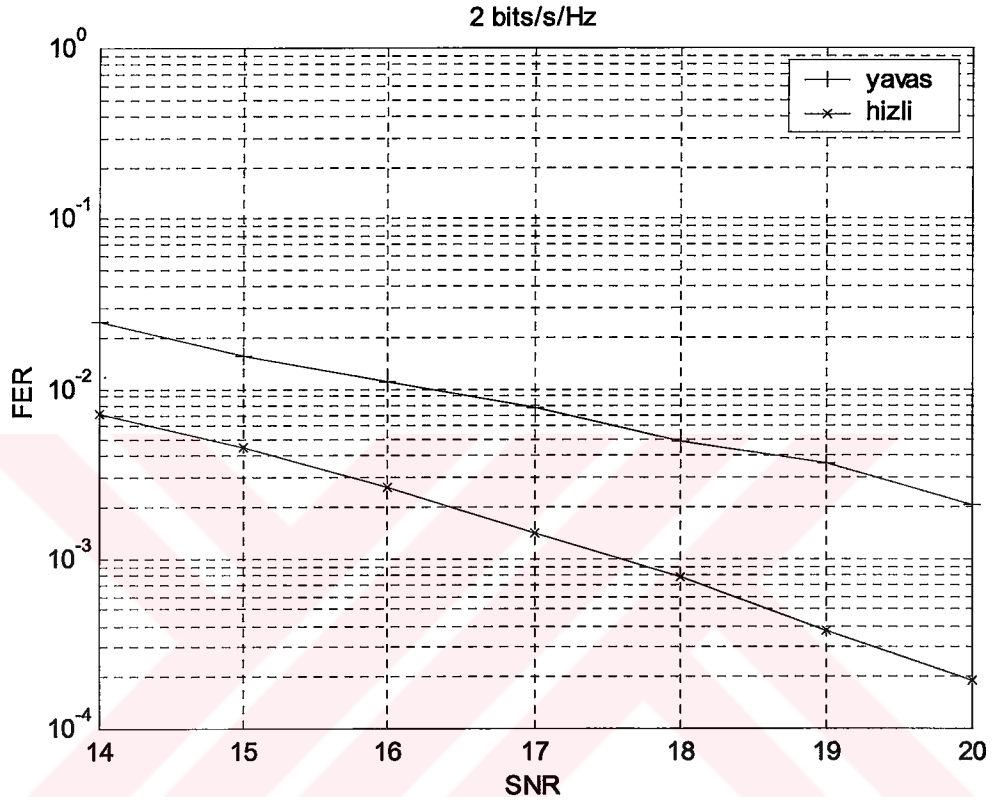
Şekil 8.6 Yavaş sönmülemeli kanalda 2 ve 4 durumlu QPSK-SOSTTC



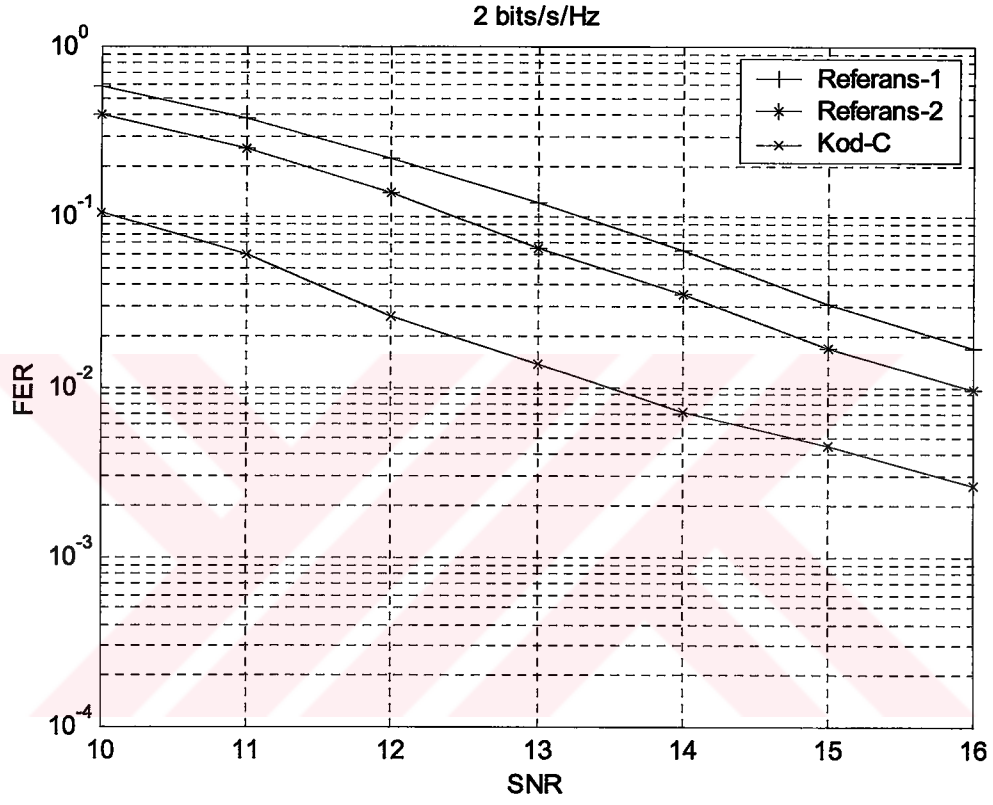
Şekil 8.7 Yavaş ve hızlı sönmlemeli kanalda 4-durumlu QPSK- SOSTTC başarımı



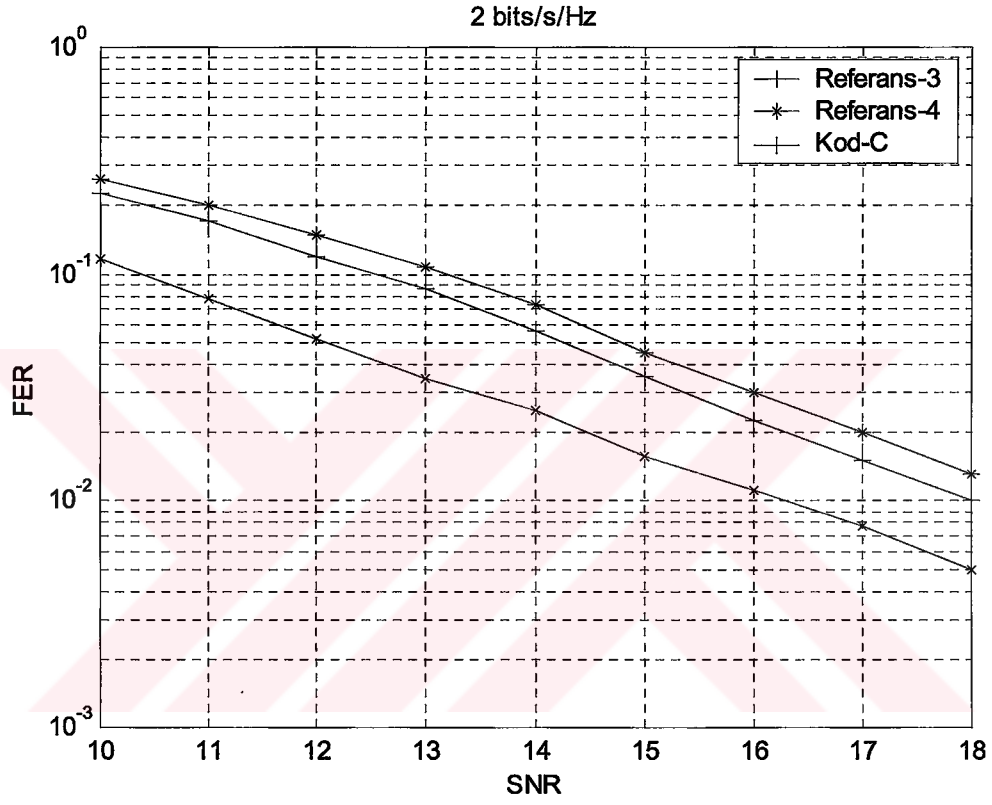
Şekil 8.8 QPSK Kod-A, Kod-B ve Kod-C'nin hızlı sönmlemeli kanalda karşılaştırılması



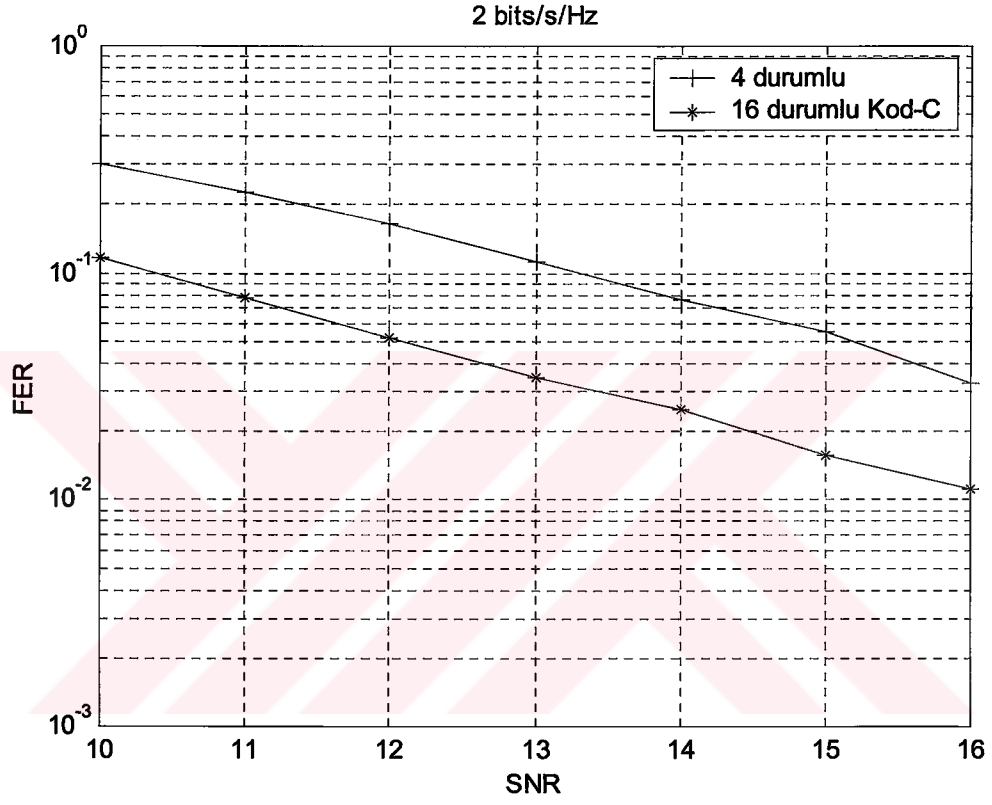
Şekil 8.9 QPSK SOSTTC Kod-C'nin yavaş ve hızlı sönmlemeli kanaldaki başarımı



Şekil 8.10 QPSK için hızlı sönmülemeli kanalda Kod-C'nin 16 durumlu STTC Referans-1(Tarokh vd.,1998) ve 16 durumlu STTC Referans-2 (Baro vd.,2000) ile karşılaştırılması



Şekil 8.11 QPSK için yavaş sönmülemeli kanalda Kod-C'nin 32 durumlu STTC Referans-3 (Yuan vd.,2003) ve 32 durumlu STTC Referans-4 (Tarokh vd.,1998) ile karşılaştırılması



Şekil 8.12 Yavaş sönmlemeli kanalda 4 durumlu QPSK-SOSTTC ile Kod-C'nin karşılaştırılması

9. SONUÇ

Bu tezde, hızlı sönümlmeli kanallar için tasarlanmış çeşitli üstün-dik uzay-zaman kafes kodlarının başarımları incelenmiştir. Kanalin sönümlleme etkilerinin bir simge boyunca değişmediği, çerçeve içinde simgeden simgeye değiştiği varsayılmıştır. Hızlı sönümlmeli kanal için üstün-dik uzay-zaman kafes kod tasarlanırken etkin kod uzunluğunun en büyük olması için kafes üzerinde paralel geçiş olmaması sağlanmış ve toplam-çarpım uzaklığı en büyük yapılacak şekilde kafesler tasarlanmıştır.

Üstün-dik uzay-zaman kafes kodları, kafes kod ile uzay-zaman blok kodları birarada kullanarak literatürde bulunan önceki yapılara göre daha büyük veri hızına ulaşabilen ve tam çeşitleme sağlayan bir yapıdır. Tam çeşitleme ve tam hız sağlamanın yanı sıra üstün-dik uzay-zaman kafes kodları, kodlama kazancında artış da sağlamaktadır. Literatürde bulunan uzay-zaman kafes kodlara göre daha başarılı olan üstün-dik uzay-zaman kafes kodları sistematik olarak tasarım yapılmasına olanak sağlamaktadır. Üstün-dik uzay-zaman kafes kodlarında temel yapı olarak dik tasarımlar kullanıldığından kod çözme karmaşıklığı az kalırken tam çeşitleme de sağlanmaktadır.

Yeni tasarlanan kodların hepsi hızlı sönümlmeli kanal ölçütlerini en iyi sağlayacak şekilde tasarlandığından hızlı kanaldaki başarımları yavaş sönümlmeli kanaldakinden daha iyidir. Hem BPSK hem de QPSK için literatürde bulunan üstün-dik uzay-zaman kodlarının hızlı sönümlmeli kanallardaki başarımları yeni tasarlanan kodların çok gerisinde kalmaktadır.

Literatürde hızlı sönümlmeli kanal ölçütlerine göre tasarlanmış üstün-dik uzay-zaman kodlar bulunmadığından, yeni tasarlanan kodlar hızlı sönümlmeli kanal ölçütlerini sağlayan uzay-zaman kafes kod tasarımlarıyla ve duruğumsu kanal ölçütlerine göre tasarlanmış üstün-dik uzay-zaman kodların hızlı kanaldaki başarımları ile karşılaştırılmış ve yeni tasarlanan kodların üstünlükleri benzetim sonuçlarıyla gösterilmiştir.

Uzay-zaman blok kodları için, tam çeşitleme ve tam iletim hızı sağlayan karmaşık dik tasarımlar ikiden fazla verici anten bulunan durumlarda mümkün olmamaktadır. Dik tasarımların temel yapı olarak kullanıldığı üstün-dik uzay-zaman kafes kodlarda dik tasarımlar yerine dikimsi tasarımlar kullanılarak daha fazla verici anten için inceleme yapılabilir.

Gelecekteki çalışmalar, üstün-dikimsi uzay-zaman kafes kodların hızlı ve yavaş sönümlmeli kanallardaki incelemesi olabilir.

KAYNAKLAR

- Alamouti, S. (1998), "Space-time block coding: A simple transmitter diversity technique for wireless communications", *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. 16, pp. 1451-1458, Oct 1998.
- Alamouti, S., Tarkoh, V., Poon, P. (1998), "Trellis coded modulation and transmit diversity: Design criteria and performance evaluation", *ICUPC 98*, pp. 703-707.
- Baro, S., Bauch, G., Hansmann, A. (2000), "Improved Codes for space-time trellis coded modulation", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 4, no. 1, January 2000.
- Bauch, G. (1999), "Concatenation of Space-Time Block Codes and Turbo-TCM", *Proc. ICC'99*, pp. 102-106 .
- Biglieri, E., Caire, G., Taricco, G. (1999), "Coding for the Fading Channel: a Survey", *Signal Processing for Multimedia*, IOS Press.
- Biglieri, E., Divsalar, D., McLane, P., J., Simon, M., K. (1991), *Introduction to Trellis-Coded Modulation with Applications*.
- Chen, Z., Yuan, J., Vucetic, B. (2001), "Improved space-time trellis coded modulation scheme on slow fading channels", *Electron. Lett.*, vol. 37, pp. 440-441, Mar. 2001.
- Chen, Z., Vucetic, B., Yuan, J., Lo, K. L. (2002), "Space-time trellis codes for 4-PSK with three and four transmit antennas in quasi-static fading channels", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 6, pp. 67-69, Feb. 2002.
- Chen, Z., Vucetic, B., Yuan, J., Lo, K. L. (2002), "Space-time trellis codes for 8-PSK with three and four transmit antennas in quasi-static fading channels", *Electron. Lett.*, vol. 38, pp. 462-464, May. 2002.
- Chen, Z., Vucetic, B., Yuan, J., Lo, K. L. (2002), "Space-time trellis codes with two, three and four transmit antennas in quasi-static flat fading channels", *Proc. of IEEE ICC'02*, New York, pp. 1589-1595, May. 2002.
- Derryberry, R. T., Gray, S. T., Ionescu, D. (2002), "Transmit diversity in 3G CDMA systems", *IEEE Communications Magazine*, April 2002, pp. 68-75.
- Firmanto, W., Vucetic, B., Yuan, J. (2001), "Space-time TCM with improved performance on fast fading channels", *IEEE Commun. Lett.*, vol. 5, pp. 154-156, Apr. 2001.
- Foschini, G. J. (1996), "Layered space-time architecture for wireless communication in a fading environment when using multi-element antennas", *Bell Labs. Tech. J.*, vol. 1, no. 2, pp. 41-59.
- Foschini, G. J., Gans, W. J. (1998), "On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas", *Wireless Personal Communication*, vol. 6, pp. 314-335, March 1998.
- Gong, Y., Letaief, K. B. (2000), "Analysis and design of trellis coded modulation with transmit diversity for wireless communications", *IEEE*, 2000.
- Grimm, J., Fitz, M.P., Krogmeier, J. V. (1998), "Further results on space-time codes for Rayleigh fading," in *Proc. 36th Annu. Allerton Conf.*, Sept. 1998, pp. 391-400.
- Ionescu, M., Mukkavilli, K. K., Yan, Z., Lilleberg, J. (2001), "Improved 8- and 16-state space

- time codes for 4psk with two transmit antennas", IEEE Commun. Lett., vol. 5, pp. 301–305, July 2001.
- Jafarkhani, H. (2001), "A Quasi-Orthogonal Space-Time Block Code", IEEE Trans. Comm., vol.49, no. 1, pp. 1-4, Jan. 2001.
- Jafarkhani, H., Seshadri, N. (2002), "Optimal set-partitioning for super-orthogonal space-time trellis codes", in Proc. IEEE Int. Symp. Information Theory (ISIT), Lausanne, Switzerland, June/July 2002, p. 249.
- Jafarkhani, H., Seshadri, N. (2003), "Super-Orthogonal Space-Time Trellis Codes", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 49, pp. 937-950, April 2003.
- Lee, W. C. Y. (1982), Mobile Communications Engineering, New York: Mc-Graw Hill.
- Proakis, J.G. (2001), Digital Communications, 4th ed., McGraw-Hill.
- Proakis, J.G., Salehi, M. (1994), Communication Systems Engineering, Prentice Hall.
- Rappaport, T. S. (1996), Wireless Communications, Prentice Hall.
- Sandhu, S., Paulraj, A.(2000), "Space-time block codes : a capacity perspective", IEEE Communication Letters : vol 4, 384-86.
- Sandhu, S., Heath Jr., R.W., Paulraj, A. (2001), "Space-time block code vs. space-time trellis codes", IEEE International Conference on Communication.
- Siwamogsatham, S., Fitz, M.P. (2002), "Robust space-time codes for correlated rayleigh fading channels", IEEE Trans. Signal Proc., vol. 50, no. 10, October 2002.
- Siwamogsatham, S., Fitz, M.P. (2002), "Improved high-rate space-time codes from expanded STB-MTCM construction", submitted to IEEE Trans. Inform. Theory, on February 2, 2002.
- Tarokh, V., Seshadri, N., Calderbank, R.A. (1998), "Space-time codes for high data rate wireless communication: Performance criterion and code construction", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 44, pp. 744-765, March 1998.
- Tarokh, V., Jafarkhani, H., Calderbank, R.A. (1999), "Space-time block codes from orthogonal designs", IEEE Trans. Inform. Theory, vol. 45, pp. 1456-1467, July 1999.
- Tarokh, V., Jafarkhani, H., Calderbank, R.A. (1999), "Space-time block coding for wireless communications: Performance Results", IEEE J. Select. Areas Commun., vol.17, pp. 541-460, Mar. 1999.
- Telatar, I.E. (1995), "Capacity of multi-antenna gaussian channels", Tech. Rep. AT&T Bell Laboratories.
- Yan, Q., Blum, R. (2000), "Optimum space-time convolutional codes", Proc. CISS, Princeton, NJ.
- Yan, Q., Blum, R. (2002), "Improved space-time convolutional codes for quasi-static slow fading channels", IEEE Trans. Wireless Commun., vol. 1, pp. 563-571, Oct. 2002.
- Yuan, J., Chen, Z., Vucetic, B., Firmato, W. (2003), "Performance and Design of Space-Time Coding in Fading Channels", IEEE Trans. Comm., vol.51, no.12, December 2003.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 10.11.1979

Doğum yeri İstanbul

Lise 1994-1997 İstek Vakfı Özel Atanur Oğuz Lisesi

Lisans 1997-2001 İstanbul Üniversitesi Mühendislik Fak.
Elektronik Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2001-2004 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik-Haberleşme Müh. Anabilim Dalı,
Haberleşme Programı

Çalıştığı kurum(lar)

2001-Devam ediyor Yıldız Teknik Üniversitesi Elektrik-Elektronik Fak.
Elektronik-Haberleşme Müh.
Araştırma Görevlisi

