

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEMEDE FSK/PSK MODÜLASYONUNUN
KULLANILMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Çilem Deniz ÇELİK**

Anabilim Dalı : Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

Programı : Telekomünikasyon Mühendisliği

HAZİRAN 2009

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEMEDE FSK/PSK MODÜLASYONUNUN
KULLANILMASI**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Çilem Deniz ÇELİK
504051305**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 04 Mayıs 2009

Tezin Savunulduğu Tarih : 03 Haziran 2009

**Tez Danışmanı : Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ (İTÜ)
Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Hakan Ali ÇIRPAN (İÜ)
Doç. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ (İTÜ)**

HAZİRAN 2009

Bana desteklerini hiç esirgemeyen aileme,

ÖNSÖZ

Üzerinde çalışmaktan keyif aldığım ve bana çok şey kattığına inandığım yüksek lisans tez çalışması boyunca yardımlarını benden esirgemeyen Sayın Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ ve Sayın Doç. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ'a teşekkür eder, saygılarımı sunarım.

Haziran 2009

Çilem Deniz ÇELİK
Telekomünikasyon Mühendisi

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	v
İÇİNDEKİLER	vii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	xi
SEMBOL LİSTESİ	iii
ÖZET.....	xv
SUMMARY	17
1. GİRİŞ	1
2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI VE UZAY-ZAMAN KODLAMASI.....	5
2.1 Telsiz İletişim Kanalları	5
2.1.1 Toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanal	5
2.1.2 Sönümlemeli kanallar	5
2.1.2.1 Rayleigh sönümlemeli kanal	6
2.1.2.2 Ricean sönümlemeli kanal	7
2.2 Uzay-Zaman Kodları.....	8
2.2.1 Uzay-zaman blok kodları	8
2.2.2 Uzay-zaman kafes kodları.....	10
2.1.2.1 Yavaş sönümlemeli kanallar	11
2.1.2.2 Hızlı sönümlemeli kanallar	4
2.1.2.3 Uzay-zaman kafes kodlar için kod tasarım ölçütleri	16
3. İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME	21
3.1 Klasik Röleli Sistem ve İşbirlikli Çeşitleme	22
3.2 Kodlamalı İşbirlikli Çeşitleme	25
4. FSK/PSK MODÜLASYONU.....	31
4.1 2FSK/4PSK Modülasyonu	31
4.2 Diğer FSK/PSK Modülasyonları.....	38
5. UZAY-ZAMAN KAFES KODLAMALI SİSTEMLERDE FSK/PSK MODÜLASYONUNUN KULLANILMASI	39
6. RÖLELİ SİSTEMLERDE FSK/PSK MODÜLASYONU İLE BAŞARIM İYİLEŞTİRME.....	43
7. KODLAMALI İŞBİRLİKLİ SİSTEMLERDE FSK/PSK MODÜLASYONU İLE BAŞARIM İYİLEŞTİRME	51
8. SONUÇ.....	63
KAYNAKLAR	65
ÖZGEÇMİŞ.....	69

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 3.1 : TDMA tabanlı üç protokol.....	23
Çizelge 4.1 : 2FSK/4PSK, $h=0.5$ için işaretler arasındaki karesel Öklid uzaklıkları.....	35
Çizelge 4.2 : Faz dönmeli 2FSK/4PSK, $h=0.5$ için işaretler arasındaki karesel Öklid uzaklıkları.....	36
Çizelge 4.3 : h değerlerine bağlı olarak 2FSK/4PSK ile 8-PSK karşılaştırması.	38

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1 : Genel bir iletişim sistemi blok diyagramı.	1
Şekil 2.1 : Alamouti'nin iki verici anten çeşitlemeli sistemi.....	9
Şekil 2.2 : Uzay-zaman kafes kodu vericisi blok diyagramı.	10
Şekil 2.3 : 4 durum, 2 anten ve QPSK için kafes yapıları	18
Şekil 3.1 : Klasik röleli kanal.	22
Şekil 3.2 : İki kullanıcıli işbirlikli iletişim modeli.....	25
Şekil 3.3 : Kodlamalı işbirliğinde bir kullanıcıya ait blok diyagramı	27
Şekil 4.1 : 2FSK/4PSK işaret kümesinin simgesel gösterilimi.....	33
Şekil 4.2 : 2FSK/4PSK işaret kümesinin küme bölmelemesi.	34
Şekil 4.3 : 2FSK/4PSK modülasyonlu $\pi/4$ radyan döndürülmüş işaret kümesi	36
Şekil 4.4 : 2FSK/8PSK modülasyonlu işaret kümesinin simgesel gösterilimi.....	38
Şekil 5.1 : 2 verici anten için 8 durumlu 2FSK/4PSK Tarokh uzay-zaman kafes kodu	39
Şekil 5.2 : 8 durumlu uzay-zaman kodların duruğumsu Rayleigh sönümlemeli kanaldaki çerçeve hata başarımları ...	40
Şekil 5.3 : 3 verici anten için 8 durumlu 2FSK/4PSK Vucetic [6] uzay-zaman kafes kodu	40
Şekil 5.4 : Vucetic'in [6] optimum 3 simgeli uzay-zaman kafes kodunda 2FSK/4PSK ve 8PSK kullanılması durumunda çerçeve hata başarımları.....	41
Şekil 5.5 : 4 simgeli 8 durumlu 2FSK/4PSK Vucetic [6] uzay-zaman kafes kodu ..	41
Şekil 5.6 : Vucetic'in [6] optimum 4 simgeli uzay-zaman kafes kodunda 2FSK/4PSK ve 8PSK kullanılması durumunda çerçeve hata başarımları.....	42
Şekil 6.1 : Klasik röleli işbirlikli sistem modeli	43
Şekil 6.2 : 2FSK/4PSK modülasyonu için ilişki alıcısı	45
Şekil 6.3: Tarokh [3] uzay-zaman kafes kodunun işbirlikli çeşitlemede çerçeve hata başarımları	47
Şekil 6.4: Vucetic'in [6] optimum 3 simgeli uzay-zaman kafes kodunda 2FSK/4PSK ve 8PSK kullanılması durumunda iki röleli işbirlikli çeşitleme için çerçeve hata başarımları ...	48
Şekil 6.5 : Vucetic'in [6] optimum 4 simgeli uzay-zaman kafes kodunda 2FSK/4PSK ve 8PSK kullanılması durumunda üç röleli işbirlikli çeşitleme için çerçeve hata başarımları	49
Şekil 7.1 : İki kullanıcıli işbirlikli sistem modeli.	52
Şekil 7.2 : Kodlamalı işbirlikli çeşitleme	52
Şekil 7.3 : Kafes kodlamasız durumda kodlamalı işbirliği.....	53
Şekil 7.4 : 2FSK/4PSK ile 8PSK modülasyonu kullanan kodlamalı işbirlikli sistemlerin kafes kodlamasız durumda bit hata başarımları	57
Şekil 7.5 : 2FSK/4PSK ile 8PSK modülasyonu kullanan kodlamalı işbirlikli sistemlerin kafes kodlamalı durumda çerçeve hata başarımları	58
Şekil 7.6 : 2FSK/4PSK ile 8PSK modülasyonu kullanan kodlamalı işbirlikli sistemlerin tam ve seçmeli işbirliği yapılması ve kafes kodlamasız	

durumda bit hata başarımları.....	59
Şekil 7.7 : 2FSK/4PSK ile 8PSK modülasyonu kullanan kodlamalı işbirlikli sistemlerin tam ve seçmeli işbirliği yapılması ve kafes kodlamalı durumda çerçeve hata başarımları.....	59
Şekil 7.8 : Eşik SNR yöntemine göre seçmeli işbirliği yapılması durumunda 8PSK ve 2FSK/4PSK modülasyonlarının kafes kodlamasız durumda bit hata başarımları.....	60
Şekil 7.9 : Eşik SNR yöntemine göre seçmeli işbirliği yapılması durumunda 8PSK ve 2FSK/4PSK modülasyonlarının kafes kodlamalı durumda çerçeve hata başarımları.....	61

SEMBOL LİSTESİ

S, R, D	: Kaynak, Röle, Hedef
h_{SR}, h_{RD}, h_{SD}	: S-R arası, R-D ve S-D arası Rayleigh sönümleme katsayısı
f_c	: Merkez frekans
h	: Modülasyon indeksi
T	: Modülasyon aralığı
$s(t)$	: 2FSK/4PSK genel işaret ifadesi
θ	: 2FSK/4PSK işaret fazı
ϕ	: İki 4PSK işaret kümesi arasındaki faz dönmesi
$\psi_i(t)$	: Ortonormal taban işlevleri
E_s	: Ortalama simge enerjisi
Δ_0^2	: Herhangi iki işaret arasındaki en küçük karesel Öklid uzaklığı
$s_{i,l}^{(k)}$	: Kullanıcı işbirlikli çeşitlemede k . kullanıcının i . zaman aralığında ilettiği l . simge
$b_{i,l}^k$	: i . zaman aralığında, k . kullanıcının l . biti ($l=1,2,...,6$)
$U1, U2, D$	: Kullanıcı işbirlikli çeşitlemede sırasıyla 1.kullanıcı, 2.kullanıcı, hedef
$\rho^{U1,U2}, \rho^{U1,D}, \rho^{U2,D}$	: U1-U2 arası, U1-D ve U2-D arası Rayleigh sönümleme katsayısı
A_1, A_2, A_3, A_4	: 2FSK/4PSK ilişki alıcısı çıkış katsayıları
BER	: Bit hata oranı
FER	: Çerçeve hata oranı

İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEMEDE FSK/PSK MODÜLASYONU

ÖZET

Bu tezde, işbirlikli çeşitleme tekniklerinde FSK/PSK modülasyonunun kullanımının etkileri incelenmiştir. Frekans ve faz modülasyonlarını bir arada barındıran frekans/faz kaydırmalı anahtarlama (FSK/PSK) modülasyonu, sabit zarflı, doğrusal olmayan ve çok boyutlu bir modülasyon türüdür. İşaretlerarası minimum Öklid uzaklığının eşdeğer (aynı sayıda simge içeren) PSK modülasyonuna göre daha büyük olması nedeniyle yüksek kodlama kazancı sağlamaktadır. Bu çalışmada literatürde ilk kez 2FSK/4PSK modülasyonlu kafes kodlar röleli ve kodlamalı işbirlikli sistemlerde kullanılmıştır. 2FSK/4PSK kafes kodları, literatürde 8-PSK için tasarlanmış en iyi uzay-zaman kafes kodları ile karşılaştırılmış ve daha iyi hata başarımı sağladıkları gösterilmiştir. Bölüm 2’de telsiz iletişim kanalları ve uzay-zaman kodlaması hakkında genel bilgi verilmiştir. Bölüm 3’ te bugüne kadar yapılan verici çeşitlemesi ve ardından işbirlikli çeşitleme teknikleri tanıtılmıştır. Bölüm 4’te FSK/PSK modülasyonu ayrıntılı olarak incelenmiş, özellikle 2FSK/4PSK modülasyonu ele alınmış, faz dönmeli ve dönmesiz biçimleri tanıtılmıştır. Bölüm 5’te uzay-zaman kodlamasına 2FSK/4PSK modülasyonunun uygulanması ile elde edilen benzetim sonuçları verilmiştir. Bölüm 6’da bu modülasyonun röleli işbirlikli çeşitleme tekniğine uygulanması ele alınmıştır ve ilgili benzetim sonuçları verilmiştir. Bölüm 7’de ise 2FSK/4PSK modülasyonunun kodlamalı işbirlikli çeşitleme tekniğine uygulanmış ve bilgisayar benzetimleriyle elde edilen hata başarım eğrileri verilmiştir. Bölüm 8’de ise bu tez çalışmasında elde edilen sonuçlar ve ileride bu konuyla ilgili yapılabilecek çalışmalar verilmiştir.

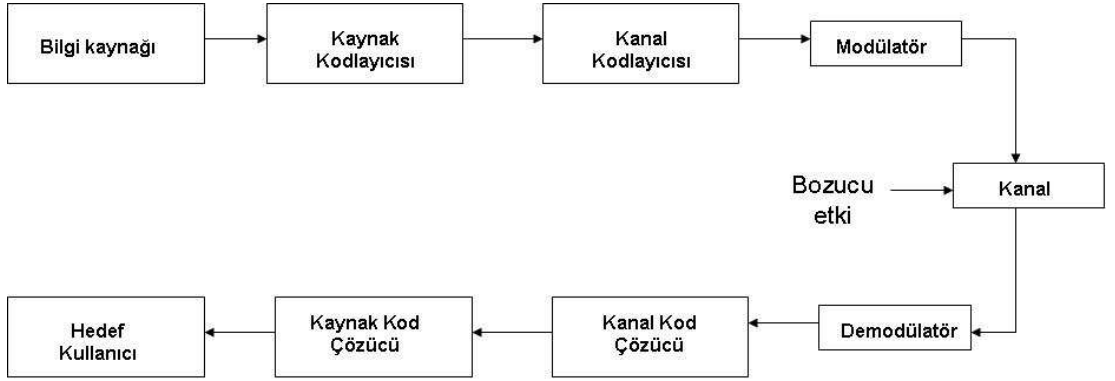
FSK/PSK MODULATION IN COOPERATIVE DIVERSITY SYSTEMS

SUMMARY

In this thesis, the effect of the use of FSK/PSK modulation with cooperative diversity technique is investigated. Frequency/phase shift keying (FSK/PSK) is a nonlinear constant envelope multidimensional modulation technique defined over a set of signals varying in both frequency and phase. It has the advantage of providing higher values of minimum Euclidean intra-distances when compared to its equivalent PSK modulation, therefore leading to larger coding gains. In this work, 2FSK/4PSK modulated trellis codes are applied to relay and coded cooperative systems for the first time in the literature. It is shown that space-time 2FSK/4PSK trellis codes significantly outperform the best conventional space-time 8PSK trellis codes in cooperative systems. In Chapter 2, channel types in wireless communication and space-time codes are presented. In Chapter 3, transmit diversity and later cooperative diversity techniques are presented. In Chapter 4, FSK/PSK modulation is explained in detail. 2FSK/4PSK is presented especially for twisted and untwisted cases. In Chapter 5, computer simulation results obtained from application of 2FSK/4PSK in space-time codes are given. In Chapter 6, application of this modulation in relay cooperative diversity systems is explained in detail, the decoding process at the receiver is explained and related computer simulation results are given. In Chapter 7, the application of 2FSK/4PSK modulation to coded cooperative diversity techniques is considered and computer simulation results are given. In Chapter 8, results obtained in this thesis are summarized and possible further studies are discussed.

1. GİRİŞ

İletişim sistemlerinin amacı, bir kaynak tarafından üretilen ve iletilmek istenen bilgiyi bir iletişim kanalı boyunca ulaşılmak istenen noktaya iletmektir. Bir iletişim sistemini temel olarak verici, kanal ve alıcı biçiminde incelemek mümkündür. Genel bir iletişim sistemine ait blok diyagram Şekil 1.1’ de görülmektedir. İletişim kanalı olarak belirtilen ortamların fiziksel bozucu etkilere maruz kalmalarından dolayı, kaynaktan üretilen bilginin alıcıda en az hata ile alınması öncelikli hedef ve bir optimizasyon problemi haline gelmektedir.



Şekil 1.1: Genel bir iletişim sistemi blok diyagramı

Blok diyagramda görülen bilgi kaynağı en basit biçimiyle ayrık ve belleksiz bir kaynaktır ve iletilecek mesajları üretir. Kaynak kodlayıcısı, girişine gelen her mesajı, çıkışında ikili sayılardan oluşan mümkün olan en kısa diziye dönüştürmektedir. Kanal kodlayıcıya gelen ikili dizi belirli kurallara göre daha uzun bir diziye dönüştürülür ve iletim sırasında gürültü nedeniyle bitlerin bir kısmı bozulsa bile alıcıda doğru karar verme olasılığını arttırmak, yani bit hata olasılığını düşürmek amacı ile kanal kodlama işlemi gerçekleştirilmiş olur. İletilmek istenen bilginin kullanıcıya en doğru şekilde gönderilmesi için modülasyon ve kodlama işlemlerinin en uygun şekilde yapılması gerekir.

1948 yılında Shannon tarafından ortaya konan kanal kodlama teoremine kadar, kanalın bozucu etkilerinden korunmanın ve bilgi iletimi sırasında yapılan hata olasılığını düşürmek için ya işaret/gürültü oranı artırılmakta ya da bilgi iletim hızı

düşürülmekteydi. Shannon kanal kodlama teoremine göre ise iletilmesi gereken bilgi hızı kanal sığasından düşük olduğu sürece öyle kodlama teknikleri gerçekleştirilebilir ki iletilen bitlerin hatalı olup olmadığı kontrol edilebilir, hatta hatalı bitlerin tümü düzeltilebilir.

Bu teoremden sonra iletmek istenen bilginin bozucu etkilerden olabildiğince az etkilenecek alıcıya ulaşması için birçok yöntem geliştirilmiştir. Klasik kanal kodlama tekniklerinin band sınırlı kanallarda yetersiz kaldığı görülmüştür. Ungerboeck'in [33] önerdiği kafes kodlamalı modülasyon (TCM) ile birlikte modülasyon ve kodlama birlikte düşünülür olmuş ve böylece işaret kümesi genişletilerek kodlama sayesinde işaretler birbirinden uzaklaştırılmış diğer yandan da iletim hızından kayıp yaşanması önlenmiştir.

Padovani ve Wolf [18], TCM sistemlerinde toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanallarda klasik M-PSK yerine FSK/PSK modülasyonu ile aynı kod çözme karmaşıklığında ama M-PSK kodlarından daha yüksek kodlama kazancı sağlayan yeni kodlar önermişlerdir. Bu çalışma ile önerilen ve %99 band genişliği açısından PSK'dan daha dar spektruma sahip olan FSK/PSK modülasyonunun, yüksek Öklid uzaklığı sağlaması nedeniyle çeşitleme yöntemlerinde de kazanç sağlaması beklenir.

İletişim kanalındaki toplamsal beyaz Gauss gürültüsünün yanında verici ile alıcı arasında yansıtıcı konumundaki nesnelerin yarattığı çok yollu sönmeme telsiz iletişim sistemlerinin temel sorunlarının başında gelmektedir. Sönmemeli kanallardaki hata başarımını arttırabilmek için çeşitleme teknikleri yaygın şekilde kullanılmaktadır. Verici çeşitlemesi sönmemeyle başa çıkmada ek zaman veya bant genişliği gerektirmemesi nedeniyle etkin bir yöntemdir. Bu yaklaşımda hata başarımındaki iyileşme, vericide bir anten dizisi kullanılarak, bilgi işaretinin uzay, zaman veya frekansta birden fazla bağımsız sönmemeli kanaldan iletilmesiyle sağlanır. Her ne kadar verici çeşitlemesi baz istasyonunda mantıklı bir yaklaşımsa da, boyut ve maliyet sınırlamaları gezgin birimde çok sayıda anten kullanımına izin vermemektedir. Bu durumda tek antenli gezgin kullanıcıların antenlerini diğer kullanıcılarla paylaştıkları ya da röle yardımıyla hata başarımının arttırıldığı işbirlikli çeşitleme uygun bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır.

Bu tez çalışmasında 2FSK/4PSK modülasyonu işbirlikli çeşitlemeli sistemlere uygulanmış ve eşdeğer 8PSK modülasyonundan çok daha iyi hata başarımı sağladığı ortaya konmuştur. İlk adımda verici çeşitlemesi yapılarak FSK/PSK modülasyonu

uzay-zaman kafes kodlarında kullanılmış, ardından bir, iki ve üç röleli ve daha sonra kullanıcı işbirlikli sistemlere uygulanmıştır.

Bölüm 2’de telsiz iletişim kanalları ve uzay-zaman kodlaması hakkında genel bilgi verilecektir. Bölüm 3’te işbirlikli çeşitleme tekniği açıklanacaktır. Bölüm 4’te FSK/PSK modülasyonu tanıtılacaktır. Tez çalışmasının temelini oluşturan ve eşdeğeri 8PSK olan 2FSK/4PSK modülasyonu ayrıntılı olarak ele alınacak ve faz dönmeli/dönmesiz biçimleri anlatılacaktır. Örneğin dört boyutlu olan 2FSK/4PSK modülasyonunun alıcıda çözülmesi sırasında kanaldaki sönümlemenin etkileri formüleştirecek ve ayrıntılı olarak açıklanacaktır. Bölüm 5’te uzay-zaman kafes kodlamalı sistemlere FSK/PSK modülasyonunun uygulanması durumunda elde edilen bilgisayar benzetimleri verilecektir. Bölüm 6’da FSK/PSK modülasyonunun röleli işbirlikli sistemlere, Bölüm 7’de ise kullanıcı işbirlikli sistemlere uygulandığında bilgisayar benzetimleriyle elde edilen hata başarımları sunulacak ve eşdeğer 8PSK modülasyonu ile karşılaştırılacaktır. Bölüm 8’de bu tez çalışmasından elde edilen sonuçlar verilecek ve ileride bu konuda yapılabilecekler tartışılacaktır.

2. TELSİZ İLETİŞİM KANALLARI VE UZAY-ZAMAN KODLAMASI

Bu bölümde telsiz iletişim sistemlerinde kullanılan ve sistemin hata başarımında etkin rol oynayan iletişim kanalları, MIMO sistemler ve verici anten çeşitlemesinin yapıldığı uzay-zaman kodlaması hakkında genel bilgi verilmektedir.

2.1 Telsiz İletişim Kanalları

2.1.1 Toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanal

Toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanal, telsiz iletişim sistemlerinde kullanılan en basit kanal modelidir. Bu kanal modelinde simgelerarası girişimden bağımsız veri örnekleri, istatistiksel bağımsız Gauss gürültülü örnekler ile bozulmaya uğramaktadır. Alıcıdaki ısı gürültü bu bozulmanın temel nedenidir. AWGN kanalda gürültünün genliği, m beklenen değer, σ^2 varyans olmak üzere (2.1) ile verilen Gauss olasılık yoğunluk işlevi ile dağılmaktadır:

$$p_N(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(n-m)^2}{2\sigma^2}} \quad -\infty < \eta < \infty. \quad (2.1)$$

Bu kanala ait çift yönlü güç spektral yoğunluğu tüm frekans değerlerinde aynı ve $N_0/2$ genliklidir. Bu ifadeden de anlaşılacağı üzere Gauss kanalı ideal bir kanal olarak nitelendirilip sistemin hata başarımının üst sınırı olarak değerlendirilmektedir.

2.1.2 Sönümlmeli kanallar

Verici ile alıcı arasındaki yansıtıcı konumundaki nesnelerin ve birden fazla yolla alıcıya giden işaretlerin yarattığı çok yollu sönümleme, işaret yayılımı ile ilgili Doppler frekans kayması ve kanalın zaman değişimi ile ilgili gecikme yayılımı parametrelerine göre modellenmektedir. Gecikme yayılımı T_m , farklı yollardan gelen işaretlerin gecikmelerinin en büyüğü ile en küçüğü arasındaki fark olarak tanımlanır. Doppler frekans kayması B_d ise alıcıya ulaşan işaretlerin frekanslarının en büyüğü ile en küçüğü arasındaki farktır. Kanal özelliklerinin değişmediği ya da çok az

değiştii zaman aralığı anlamına gelen ve $T_{ct} = \frac{1}{2B_d}$ şeklinde ifade edilen kanalın uyum zamanı ve kanal şiddeti ile fazın çok fazla ilişkili olduğu band genişliğinin ölçüsü olan ve $B_{cb} = \frac{1}{2T_m}$ olarak ifade edilen kanalın uyum band genişliği kavramları, iletilen işaret için kanalın nasıl davranacağını belirlemektedir. T_s işaret süresi ve B_s işaretin band genişliği olmak üzere kanal;

i) $B_s < B_{cb}$ ve $T_s < T_{ct}$ ise zamanda yavaş, frekansta ise düz sönümlemeli olarak isimlendirilir.

ii) $B_s > B_{cb}$ ve $T_s > T_{ct}$ ise zamanda hızlı, frekansta ise frekans-seçici sönümlemeli olarak isimlendirilir.

iii) $B_s < B_{cb}$ ve $T_s > T_{ct}$ ise zamanda hızlı, frekansta ise düz sönümlemeli olarak isimlendirilir.

iv) $B_s > B_{cb}$ ve $T_s < T_{ct}$ ise zamanda yavaş, frekansta ise frekans-seçici sönümlemeli olarak isimlendirilir.

Kanalın zamanla değişimin hızlı veya yavaş olduğunun belirlenemeyeceği durumlarda kanalın davranışını modellemek için verici ve alıcı arasındaki sönümleme katsayılarının bir çerçeve boyunca değişmediği ancak çerçeveler arası istatistiksel bağımsız olarak değiştiği duruğumsu (quasi-static) sönümleme modeli geliştirilmiştir.

Sönümlemeli kanallar, çok yollu bileşenlerin alıcıya ulaşma biçimine göre Rayleigh ve Ricean sönümlemesi olarak ikiye ayrılmaktadır.

2.1.2.1 Rayleigh sönümlemeli kanal

Rayleigh kanal, telsiz iletişim sistemlerinde verici ile alıcı arasında doğrudan görüşün olmadığı ve çok yollu bileşenlerin birbirinden bağımsız ve yansiyarak alıcıya ulaştığı kanal modelidir ve bu durumda alıcıda alınan işaretin zarfı Rayleigh dağılımlı olmaktadır. Rayleigh olasılık yoğunluk işlevi,

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2}{2\sigma^2}\right) \quad (2.2)$$

olarak ifade edilir. Rayleigh olasılık yoğunluk fonskiyonuna ilişkin ortalama $m_R = \sqrt{\frac{\pi}{2}}\sigma$ ve varyans $\sigma_R^2 = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right)\sigma^2$ 'dir.

2.1.2.2 Ricean sönümlemeli kanal

Ricean sönümlemeli kanal, verici ile alıcı arasında doğrudan görüşün bulunduğu ve bazı çok yollu bileşenlerin alıcıya doğrudan ulaştığı kanal modelidir ve alıcıda alınan işaretin zarfı Ricean dağılımlı olmaktadır. Ricean olasılık yoğunluk işlevi,

$$p_C(\rho) = 2\rho(1+K)e^{-K-\rho^2(1+K)}I_0(2\rho\sqrt{K(1+K)}), \rho \geq 0 \quad (2.3)$$

olarak verilmektedir. Burada $I_0(.)$ 1.tür, 0. mertebeden değiştirilmiş Bessel işlevi olup

$$I_0(v) = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{\pi} e^{v \cdot \cos \varphi} d\varphi \quad (2.4)$$

şeklinde tanımlanır. K ise Ricean parametresidir ve P_d vericiden alıcıya doğrudan ulaşan güç, P_y vericiden alıcıya yansiyarak ulaşan güç olmak üzere $K = \frac{P_d}{P_y}$ olarak ifade edilir.

- i) $K=0$ iken verici ile alıcı arasında doğrudan görüş yoktur ve kanal Rayleigh kanalı olarak modellenir.
- ii) $K=\infty$ iken verici ile alıcı birbirini sürekli görmekte ve çok yollu bileşenlerin hepsi doğrudan alıcıya ulaşmaktadır ve kanal, ideal kanal tipi olan AWGN olarak modellenir.
- iii) $0 < K < \infty$ iken kanal Ricean kanal olarak modellenir.

Tanımlamalardan da görüleceği üzere telsiz iletişim sisteminin hata başarımını en kötü etkileyecek kanal türü Rayleigh'dir ve sistemler, en kötü koşullarda nasıl davranacaklarını incelemek adına genelde Rayleigh kanallarda incelenmektedir. Sönümlemenin etkisini azaltmak amacı ile geliştirilen uzay-zaman kodlama ve MIMO sistemler bu bölümde genel olarak anlatılacaktır. Bu tez çalışmasının temelini oluşturan ve anten çeşitlemesine alternatif oluşturan işbirlikli çeşitleme ise sonraki bölümlerde ayrıntılı olarak anlatılmaktadır.

2.2 Uzay-Zaman Kodları

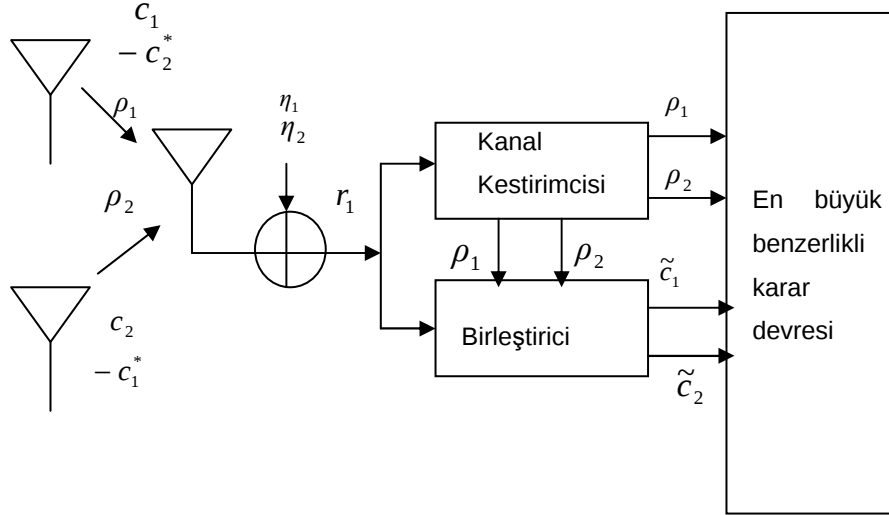
Klasik kanal kodlaması ile sönümlemenin etkisi azaltılsa da tek alıcı ve tek verici kullanıldığı için yüksek hızda iletim yapmak yine de tam olarak mümkün olamamaktadır. Uzay-zaman kodları, birden fazla alıcı ya da verici kullanarak yani anten çeşitlemesi ile hata başarımı açısından daha iyi ve yüksek kanal sığası sayesinde daha yüksek hızda veri iletimi yapmayı sağlayan ve son yıllarda telsiz iletişimde sıkça kullanılan kodlama tekniğidir. Veri iletimi süresince işaretin sönümleme etkisiyle uğradığı zayıflamayı biraz olsun telafi etmek için kullanılan uzay çeşitlemesi tekniği, anten sayısını arttırmayı gerektirmekte ve uzay-zaman kodlamanın temelini oluşturmaktadır. Alıcı anten çeşitlemesi daha önceden bilinip daha sık kullanılmasına rağmen verici anten çeşitlemesi yeni bulunan bir yöntemdir [6].

Uzay-zaman kodlaması Tarokh vd. [8] tarafından 1998 yılında ortaya konmuştur. Yapılan çalışmada sönümlemeli telsiz iletişim kanalları için verici anten çeşitlemesi kullanılması önerilmiş ve böylece yüksek hata başarımına sahip kodlar tasarlanmıştır. Uzay-zaman kodlamasında kodlama, modülasyon ve verici anten çeşitlemesi bir bütün olarak ele alınır. Uzay-zaman kodları, blok ve kafes kodlar olmak üzere ikiye ayrılmaktadır.

2.2.1 Uzay-zaman blok kodları

Uzay-zaman blok kodları (STBC), verici ve alıcı anten sayısı için en büyük çeşitleme derecesini elde edecek şekilde tasarlanan ve alıcı kısımda işaret kalitesini arttıran basit verici çeşitlemesine dayanan bir model olarak ilk kez Alamouti tarafından önerilmiştir. Önerilen modele ilişkin blok diyagram Şekil 2.1’de görülmektedir.

Belirli bir simge periyodu boyunca 1. verici antenden c_1 , ikinci verici antenden c_2 işaretleri iletilirken bir sonraki simge periyodunda birinci verici antenden $-c_2^*$ ve ikinci verici antenden c_1^* işaretleri iletilmektedir. Buradaki * işaretin eşleniğini ifade etmektedir. t anında birinci verici antene ilişkin yol için sönümleme katsayısı $\rho_1(t)$ ve ikinci verici antene ilişkin yoldaki sönümleme katsayısı $\rho_2(t)$ ifadeleri, T simge periyodu olmak üzere,



Şekil 2.1: Alamouti'nin iki verici anten çeşitlemeli sistemi

$$\rho_1(t) = \rho_1(t+T) = \rho_1 = \alpha_1 \exp(j\theta_1)$$

$$\rho_2(t) = \rho_2(t+T) = \rho_2 = \alpha_2 \exp(j\theta_2) \quad (2.5)$$

olarak ifade edilir. t ve $t+T$ anında alınan işaretler r_1 ve r_2 olmak üzere

$$r_1 = r(t) = \rho_1 c_1 + \rho_2 c_2 + \eta_1$$

$$r_2 = r(t) = -\rho_1 c_2^* + \rho_2 c_1^* + \eta_2 \quad (2.6)$$

olup birleştirici çıkışındaki işaretler

$$\tilde{c}_1 = \rho_1^* r_1 + \rho_2^* r_2 = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) c_1 + \rho_1^* \eta_1 + \rho_2^* \eta_2$$

$$\tilde{c}_2 = \rho_2^* r_1 - \rho_1^* r_2 = (\alpha_1^2 + \alpha_2^2) c_2 - \rho_1^* \eta_2 + \rho_2^* \eta_1 \quad (2.7)$$

olarak verilir. Bu işaretler en büyük benzerlikli karar vericiye gönderilir ve buradaki

$$\left| r_1 - \rho_1 c_1 - \rho_2 c_2 \right|^2 + \left| r_2 + \rho_1 c_2^* - \rho_2 c_1^* \right|^2 \quad (2.8)$$

metrik ifadesi tüm c_1 ve c_2 değerleri için hesaplanır. c_1 işareti için ifade,

$$\left| r_1 \rho_1^* + r_2^* \rho_2 - c_1 \right|^2 + (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |c_1|^2 \quad (2.9)$$

ve c_2 işareti için ise

$$\left| r_1 \rho_2^* - r_2^* \rho_1 - c_2 \right|^2 + (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1) |c_2|^2 \quad (2.10)$$

biçimine getirilebilir. $j=1,2$ için birleştirilmiş her $\tilde{c}_j$ işareti için karar kuralı

$$d^2(y, z) = (y - z)(y^* - z^*) = |y - z|^2 \quad (2.11)$$

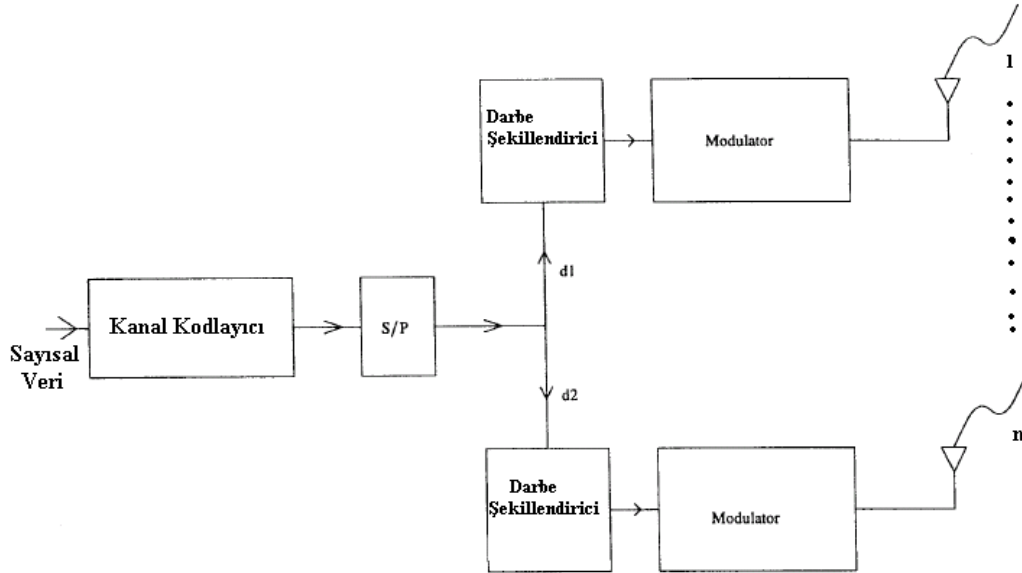
ifadesi kullanılarak

$$(\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1)|c_i|^2 + d^2(\tilde{c}_j, c_i) \leq (\alpha_1^2 + \alpha_2^2 - 1)|c_k|^2 + d^2(\tilde{c}_j, c_k), \forall k \neq i \quad (2.12)$$

ise c_i 'ye karar ver, biçimindedir. Böylece ortogonallik sayesinde simgeler tek tek çözülebilir.

2.2.2 Uzay-zaman kafes kodları

Verici anten çeşitlemesinin kullanıldığı tekniklerin ikincisi uzay-zaman kafes kodlarıdır. Verici kısımda katlamalı kodlayıcı kullanılan ve daha önce belirtildiği üzere verici anten çeşitlemesi yapılan kanal kodları uzay-zaman kafes kodları olarak adlandırılırlar.



Şekil 2.2: Uzay-zaman kafes kodu vericisi blok diyagramı [3]

Verici kısmında n anten bulunan bir telsiz iletişim sistemi Şekil 2.2’de verilmiştir. Bilgi kaynağından gelen veri, kanal kodlayıcı tarafından kodlanır-ki uzay-zaman kafes kodları için kanal kodlayıcı katlamalı kodlayıcıdır- ve seri-paralel dönüştürücüde n tane veri dizisine dönüştürülür. Her veri dizisi darbe şekillendiriciden geçtikten sonra belirlenen işaret kümesinden bir simgeye eşlenerek modüle edilir. Her t anında modülatör çıkışındaki simge i . verici anten ile iletim kanalına gönderilir. $1 \leq i \leq n$ olmak üzere t anında i . antenden iletilen simge c_t^i dir ve anten çeşitlemesinin bir avantajı olarak tüm c_t^i ler aynı anda iletilirler. Bilgi

işaretleri iletim kanalından geçip alıcıya ulaşırlar ama elbette ki alıcıda alınan simgeler c_t^i lerin sönümlemeye uğramış ve gürültü eklenmiş biçimleri olacaktır. Sistemdeki alıcı anten sayısı m ve $1 \leq j \leq m$ olmak üzere t anında j . antenden alınan işaret [3],

$$r_t^j = \sum_{i=1}^n h_{i,j}(t) c_t^i \sqrt{E_s} + n_t^j \quad (2.13)$$

olarak verilir. Bu ifadede n_t^j sıfır ortalamalı, $N_o/2$ varyanslı Gauss rastlantı değişkenidir. $h_{i,j}$ ler, i . verici anten, j . alıcı anten arasında bulunan iletim ortamındaki sönümleme katsayısıdır. Kod tasarımı ölçütleri incelenecek olan yavaş sönümlemeli kanallar için sönümleme katsayıları bir çerçeve boyunca sabit kabul edilip bir çerçeveden diğer çerçeveye değişirken, hızlı sönümlemeli kanallarda $h_{i,j}$ katsayıları bir simge boyunca sabit kabul edilip bir simgeden diğer simgeye geçişte değişmektedirler.

2.2.2.1 Yavaş sönümlemeli kanallar

Daha önce de belirtildiği üzere yavaş sönümlemeli kanallarda $h_{i,j}$ katsayıları bir çerçeve boyunca sabit kabul edilirler. Bir çerçeve, l simge uzunluğundadır. Bunun dışında, $h_{i,j}$ sönümleme katsayılarının 0.5 varyanslı ve ortalamaları sıfırdan farklı ve $E[h_{i,j}]$ olan bağımsız Gauss rastlantı değişkenleri oldukları, dolayısıyla farklı antenlerden iletilen simgelerin farklı sönümlemelere uğradıkları varsayılacaktır.

En büyük olabilirlikli (maximum-likelihood) kod çözücünde, iletilen simge dizisi $c = (c_1^1 c_1^2 \dots c_1^n c_2^1 c_2^2 \dots c_2^n \dots c_l^1 c_l^2 \dots c_l^n)$ nin $e = (e_1^1 e_1^2 \dots e_1^n e_2^1 e_2^2 \dots e_2^n \dots e_l^1 e_l^2 \dots e_l^n)$ şeklinde ifade edilen bir başka diziyeye hatalı çözülme olasılığı üst sınırı, Gauss gürültüsünün varyansının $N_o/2$ olduğu varsayımı altında şu şekilde hesaplanabilir [3]:

$$P(c \rightarrow e | h_{i,j}, i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, m) \leq \exp(-d^2(c, e) E_s / 4 N_o) \quad . \quad (2.14)$$

Buradaki $d^2(c, e)$ aşağıdaki gibidir:

$$d^2(c, e) = \sum_{j=1}^m \sum_{t=1}^l \left| \sum_{i=1}^n h_{i,j} (c_t^i - e_t^i) \right|^2 \quad (2.15)$$

$\Omega_j = (h_{1,j}, \dots, h_{n,j})$ olarak alınacak olursa, $d^2(c, e) = \sum_{j=1}^m \Omega_j A \Omega_j^H$ haline gelecektir. Burada Ω_j^H , Ω_j matrisinin evriğinin eşleniği olup Hermityanı olarak tanımlanmaktadır.

$x_p = (c_t^p - e_t^p, c_2^p - e_2^p, \dots, c_l^p - e_l^p)$, $x_q = (c_t^q - e_t^q, c_2^q - e_2^q, \dots, c_l^q - e_l^q)$ ve $1 \leq p, q \leq n$ olmak üzere $A_{pq} = x_p x_q$ olarak tanımlanmaktadır. x_p ve x_q , A_{pq} 'da yerine konulursa $A_{pq} = \sum_{t=1}^l (c_t^p - e_t^p)(c_t^q - e_t^q)^*$ olacaktır. Böylece hata olasılığının üst sınırı şu şekli alacaktır:

$$P(c \rightarrow e \mid h_{i,j}, i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, m) \leq \prod_{j=1}^m \exp(-\Omega_j A \Omega_j^H E_s / 4N_o) \quad (2.16)$$

A , Hermityan bir matris olduğundan $VAV^H = D$ eşitliğini sağlayan bir V matrisi ve gerçel köşegen bir D matrisi bulunabilir. V matrisinin satırları A 'nın özvektörleri iken D 'nin köşegen elemanları A 'nın özdeğerleridir. Özdeğerler $i=1, 2, \dots, n$ olmak üzere λ_i ile gösterilir. A 'nın karekökü olan ve kod sözcük farkı olarak tanımlanabilen B matrisi aşağıdaki şekildedir:

$$B(c, e) = \begin{bmatrix} \mathbf{c}_1^1 - \mathbf{e}_1^1 & \mathbf{c}_2^1 - \mathbf{e}_2^1 & \dots & \mathbf{c}_l^1 - \mathbf{e}_l^1 \\ \mathbf{c}_1^2 - \mathbf{e}_1^2 & \mathbf{c}_2^2 - \mathbf{e}_2^2 & \dots & \mathbf{c}_l^2 - \mathbf{e}_l^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \mathbf{c}_1^n - \mathbf{e}_1^n & \mathbf{c}_2^n - \mathbf{e}_2^n & \dots & \mathbf{c}_l^n - \mathbf{e}_l^n \end{bmatrix} \quad (2.17)$$

Burada $A(c, e) = B(c, e) B^H(c, e)$ olduğu açıkça görülmektedir. $P(c \rightarrow e)$ hata olasılığını özdeğerler cinsinden bulmak için $d^2(c, e)$ nin özdeğerler cinsinden yazılması gerekmektedir. $\beta_{i,j} = \Omega_j V^H$ olmak üzere,

$$\Omega_j A \Omega_j^H = \sum_{i=1}^n \lambda_i |\beta_{i,j}|^2 \quad (2.18)$$

şeklinde yazılabilir. Bölümün en başında da söylendiği gibi $h_{i,j}$ sönümleme katsayıları 0.5 varyanslı ve ortalamaları sıfırdan farklı ve $E[h_{i,j}]$ olan bağımsız Gauss rastlantı değişkenleridir. Bu noktada yeni bir tanımlama yapılması gerekirse, $K^j = (E[h_{1,j}], E[h_{2,j}], \dots, E[h_{n,j}])$ şeklinde bir vektör tanımlamak mümkündür. Bu tanımdan yola çıkılarak, $\beta_{i,j}$ lerin 0.5 varyanslı ve $K^j \cdot v_i$ ortalamalı bağımsız Gauss rastlantı değişkenleri oldukları sonucuna varılabilir.

$K_{i,j} = |E[\beta_{i,j}]|^2 = |K^j v_i|^2$ olursa, $|\beta_{i,j}|$ lerin olasılık yoğunluk işlevi, Rician dağılımına sahip olup

$$p(|\beta_{i,j}|) = 2|\beta_{i,j}| \exp(-|\beta_{i,j}|^2 - K_{i,j}) I_0(2|\beta_{i,j}| \sqrt{K_{i,j}}) \quad (2.19)$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $I_0(\cdot)$ sıfırıncı dereceden değiştirilmiş birinci tür Bessel işlevidir. Tüm bu bilgiler doğrultusunda, hata olasılığının üst sınırı tekrar hesaplanacak olursa

$$P(c \rightarrow e) \leq \prod_{j=1}^m \left(\prod_{i=1}^n \frac{1}{1 + \frac{E_s}{4N_o} \lambda_i} \exp \left(- \frac{K_{i,j} \frac{E_s}{4N_o} \lambda_i}{1 + \frac{E_s}{4N_o} \lambda_i} \right) \right) \quad (2.20)$$

sonucuna ulaşılabacaktır [3]. Buradan özel bir durum için yorum çıkarmak mümkündür.

Rayleigh sönümlemesi söz konusu ise sönümleme katsayılarının ortalaması 0 olacağından $K_{i,j}$ vektörünün tüm bileşenleri 0 olacaktır. Bu durumda hata olasılığının üst sınırı şu şekli alacaktır:

$$P(c \rightarrow e) \leq \left(\frac{1}{\prod_{i=1}^n (1 + \lambda_i E_s / 4N_o)} \right)^m \quad (2.21)$$

A matrisinin rankı r olmak üzere, $n-r$ tane özdeğeri sıfırdır. A 'nın sıfırdan farklı özdeğerleri $\lambda_1, \lambda_2 \dots \lambda_r$ olarak alınacak olursa,

$$P(c \rightarrow e) \leq \left(\prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-m} (E_s / 4N_o)^{-rm} \quad (2.22)$$

ifadesi elde edilir. Burada mr çeşitleme kazancını belirtirken $(\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_r)^{1/r}$ kodlama kazancını ifade etmektedir.

2.2.2.2 Hızlı sönümlemeli kanallar

Yavaş sönümlemeli kanalların karakteristiklerinden bahsederken $h_{i,j}$ sönümleme katsayılarının bir çerçeve boyunca sabit kabul edildikleri söylenmişti. Hızlı sönümlemeli kanallar için ise $h_{i,j}$ katsayılarının simgeden simgeye geçişte değiştiği kabul edilecektir. Yavaş sönümlemeli kanallarda olduğu gibi $1 \leq j \leq m$ olmak üzere t anında j . antende alınan işaret,

$$r_t^j = \sum_{i=1}^n h_{i,j}(t) c_t^i \sqrt{E_s} + n_t^j \quad (2.23)$$

olarak ifade edilebilmektedir. $h_{i,j}(t)$ ler, $1 \leq t \leq l$ ve $1 \leq i \leq n$ olmak üzere i . verici anten ve j . alıcı anten arasındaki sönümleme katsayılarını ifade etmektedir. $h_{i,j}(t)$ ler bağımsız Gauss rastlantı değişkenleri olup ortalamaları sıfır ve varyansları 0.5' tir. Bu ifade çok hızlı sönümlemeli Rayleigh kanallar için geçerli olsa da Rician kanallara geçmek de mümkündür.

En büyük olabilirlikli kod çözücünde, iletilen bir simge dizisi $\mathbf{c} = (c_1^1 c_1^2 \dots c_1^n c_2^1 c_2^2 \dots c_2^n \dots c_l^1 c_l^2 \dots c_l^n)$ nin $\mathbf{e} = (e_1^1 e_1^2 \dots e_1^n e_2^1 e_2^2 \dots e_2^n \dots e_l^1 e_l^2 \dots e_l^n)$ şeklinde ifade edilen bir başka diziye hatalı çözülme olasılığı, $h_{i,j}(t)$ sönümleme katsayılarının bilindiği varsayımı altında

$$P(c \rightarrow e | h_{i,j}(t), i = 1, 2, \dots, n, j = 1, 2, \dots, m) \leq \exp(-d^2(c, e) E_s / 4N_o) \quad (2.24)$$

olarak ifade edilir. Bu ifadedeki $d^2(c, e)$

$$d^2(c, e) = \sum_{j=1}^m \sum_{t=1}^l \left| \sum_{i=1}^n h_{i,j}(t) (c_t^i - e_t^i) \right|^2 \quad (2.25)$$

olarak karşımıza çıkmaktadır. $\Omega_j(t) = (h_{1,j}(t), h_{2,j}(t), \dots, h_{n,j}(t))$ ve $C(t)$ de, p . satır ve q . sütundaki elemanı $(c_t^p - e_t^p)(c_t^q - e_t^q)^*$ olan $n \times n$ 'lik bir matris olmak üzere

$$d^2(c, e) = \sum_{j=1}^m \sum_{t=1}^l \Omega_j(t) C(t) \Omega_j^H(t) \quad (2.26)$$

şeklinde yazılabilir. $C(t)$, Hermityan bir matris olduğundan $V(t)D(t)V^H(t) = C(t)$ eşitliğini sağlayan bir $V(t)$ matrisi ve gerçel köşegen bir $D(t)$ matrisi bulunabilir. $1 \leq i \leq n$ olmak üzere $D(t)$ 'nin köşegen elemanları $D_{ii}(t)$ ile gösterilebilir. Yavaş sönmülemelemedeki notasyonlara benzer olarak $D_{ii}(t)$ ler $C(t)$ 'nin özdeğerleridir ve $C(t)$ Hermityan olduğundan gerçeldirler. $\beta_{i,j}(t) = \Omega_j(t)V^H(t)$ olarak düşünüldüğünde $\beta_{i,j}(t)$ 'ler $1 \leq j \leq m$, $1 \leq i \leq n$ ve $1 \leq t \leq l$ olmak üzere sıfır ortalamalı ve varyansı 0.5 olan bağımsız Gauss rastlantı değişkenleridir.

$\beta_{i,j}(t)$ 'nin tanımından yola çıkarak

$$\Omega_j(t)C(t)\Omega_j^H(t) = \sum_{i=1}^n D_{ii}(t) |\beta_{i,j}|^2 \quad (2.27)$$

ifadesi elde edilir. Şimdiye dek edinilen bilgiler doğrultusunda hata olasılığının üst sınırı

$$P(c \rightarrow e) \leq \prod_{i,j} \left(1 + D_{ii}(t) \frac{E_s}{4N_o} \right)^{-m} \quad (2.28)$$

biçimini alacaktır. $C(t)$ matrisinin sütunları $\mathbf{c}_t - \mathbf{e}_t = (c_t^1 - e_t^1, c_t^2 - e_t^2, \dots, c_t^n - e_t^n)$, nin farklı çarpanlarıdır. Bu durumda, $c_t^1, c_t^2, \dots, c_t^n \neq e_t^1 e_t^2 \dots e_t^n$ ise $C(t)$ 'nin rankı bir, aksi halde $C(t)$ 'nin rankı sıfır olur. Dolayısıyla, $D_{11}(t), D_{22}(t), \dots, D_{nn}(t)$ elemanlarından $n-1$ tanesi sıfır iken sıfır olmayan elemanlar $|\mathbf{c}_t - \mathbf{e}_t|^2$ 'dir. Hata olasılığının üst sınırı bu durumda şu biçimi alacaktır:

$$P(c \rightarrow e) \leq \prod_{i,j} \left(1 + |\mathbf{c}_t - \mathbf{e}_t|^2 \frac{E_s}{4N_o} \right)^{-m} \quad (2.29)$$

$\nu(c, e)$, $1 \leq t \leq l$ olmak üzere $|\mathbf{c}_t - \mathbf{e}_t| \neq 0$ olduğu anlar kümesi ve δ_H kümenin eleman sayısı olmak üzere hata olasılığının üst sınırı

$$P(c \rightarrow e) \leq \prod_{t \in V(c,e)} \left(\left| c_t - e_t \right|^2 \frac{E_s}{4N_o} \right)^{-m} \quad (2.30)$$

şeklinde ifade edilebilir. Bu durumda çeşitleme kazancı $m \delta_H$ 'dir.

2.2.2.3 Uzak-zaman kafes kodlar için kod tasarım ölçütleri

➤ Yavaş sönümlemeli kanallar için kod tasarım ölçütleri

Hata olasılığının üst sınırı ifadesinden de açıkça görülebildiği üzere yavaş sönümlemeli kanallar için kod tasarım ölçütleri alıcıda kullanılan anten sayısı m ve A matrisinin rankı r olmak üzere mr çeşitleme kazancı olarak ifade edilmektedir. A matrisinin rankı r 'nin en büyük değeri verici anten sayısı olan n olabildiğinden çeşitleme kazancının maksimum değeri nr dir.

- Küçük rm değerlerine sahip-ki bu, sistemin az sayıda bağımsız alt kanala sahip olması anlamına gelir- sistemler için A matrisinin rankı hata olasılığında en önemli rolü oynamaktadır. Minimum rank ile alıcı anten sayısının çarpımı olan rm minimum çeşitleme olarak adlandırılır. Ayrıca, hata olasılığını azaltmak için en küçük ranka sahip yol çifti boyunca A matrisinin sıfırdan farklı özdeğerlerinin çarpımının minimum değeri olabildiğince yüksek tutulmalıdır [8]. Bu durumda, küçük mn değerleri için *rank* ve *determinant* ölçütleri olarak adlandırılan kod tasarım ölçütleri şu şekilde özetlenebilir:

Rank ve determinant ölçütleri

- ✓ Tüm yol çiftleri boyunca hesaplanacak olan $A(c,e)$ matrisinin minimum rankı olabildiğince yüksek tutulmalıdır.

- ✓ Minimum rankın bulunduğu yol çiftleri boyunca en küçük çarpım

$\prod_{i=1}^r \lambda_i$ maksimize edilmelidir.

- Yüksek rm çarpımlı, yani yüksek sayıda bağımsız alt kanallı sistemler için hata üst sınırı şu şekilde verilebilmektedir [8]:

$$P(c,e) \leq \frac{1}{4} \exp\left(-m \frac{E_s}{4N_o} \sum_{i=1}^r \lambda_i\right) . \quad (2.31)$$

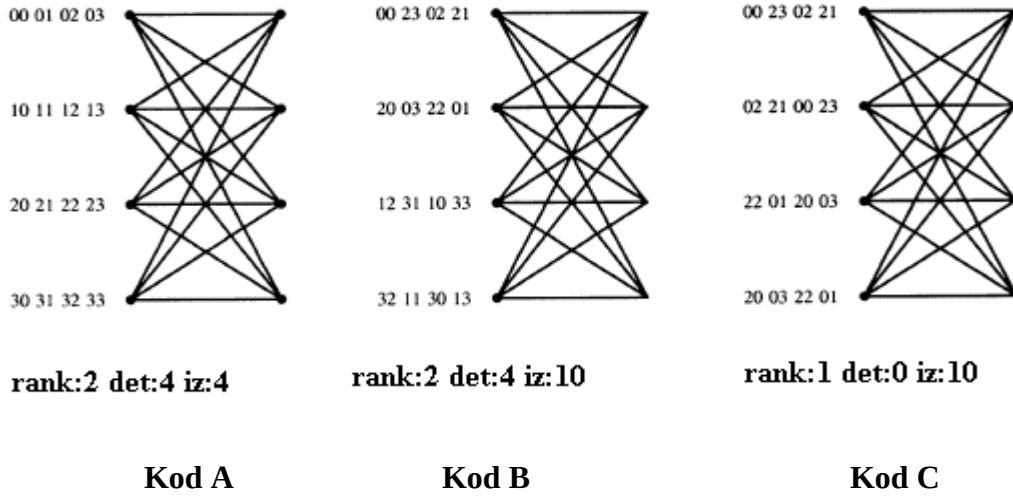
Açıkça görülebileceği üzere hata olasılığını düşürmek adına A matrisinin özdeğerlerinin toplamının olabildiğince büyük seçilmesi gerekir. A matrisinin

özdeğerlerinin toplamı, bu matrisin izine eşittir. Bu durumda, yüksek rm değerleri için tüm olası yol çiflerinden oluşturulacak olan A matrislerinin izlerinin en küçük değeri olabildiğince büyütülmelidir. Bu ölçüt ise *iz ölçütü* olarak adlandırılmaktadır. A matrisinin izi şu şekilde verilebilir:

$$Iz(A(c,e)) = \sum_{i=1}^n \sum_{t=1}^l |c_t^i - e_t^i|^2. \quad (2.32)$$

Bu ifadeden anlaşılabileceği üzere A matrisinin izi aynı zamanda c ve e simge dizileri arasındaki karesel Öklid uzaklığına eşittir. Buradan da şu sonuca varılır ki simge dizileri arasındaki Öklid uzaklıklarının en küçük değeri olabildiğince büyük seçilmeli ki kodun hata başarımı daha iyi olsun. Yüksek rm değerleri için kod tasarım ölçütleri şu şekilde özetlenebilir:

- ✓ A matrisinin rankı yeterince büyük tasarlanmalıdır ki rm çarpımı yüksek olarak nitelendirilebilsin. Genelde rm çarpımı 4' ten büyük değerlerde bu ölçütlere uymaktadır.
- ✓ A matrisinin izi olabildiğince büyük tasarlanmalı ki hata başarımı iyi olsun. $rm \geq 4$ için iz ölçütü yüksek olacak şekilde tasarlanmış kodların, rank ve determinant ölçütlerine uyacak şekilde tasarlanmış kodlara göre daha iyi hata başarımı sağladığı gözlenmiştir. Görüldüğü üzere yüksek rm değerleri için uzay zaman kafes kodlama, AWGN etkisi altındaki kafes kodlamalı modülasyona benzemektedir. Dolayısıyla, kod tasarımı sırasında benzer ölçütlere dikkat edilmelidir, ki STTC için değerlendirilmesi gereken iz ölçütü, TCM' deki serbest uzaklık (d_{free}^2) parametresine denk gelmektedir. Şekil 2.3' te 2 antenli QPSK için uzay-zaman kafes kodlama tekniğinin kullanıldığı kafes yapıları görülmektedir.



Şekil 2.3: 4 durum, 2 anten ve QPSK için kafes yapıları

Bu kafes yapıları için düşük rm değerlerinin geçerli olduğu göz önüne alınırsa, rank en önemli kod tasarım ölçütüdür. Dolayısıyla, verilen değerlere göre çok rahat bir şekilde Kod C' nin en kötü hata başarımına sahip olması kaçınılmazdır. Bu durum, Kod A ve B tam rank iken Kod C nin tam rank olmamasından kaynaklanmaktadır. Kod A ve Kod B arasında bir karşılaştırma yapılacak olursa Kod B nin daha iyi hata başarımı sağlaması beklenmektedir ki bu durum, rank ve determinant değerleri Kod A ile aynı olmasına karşın iz büyüklüğü daha fazla olduğundan ileri gelir. Ancak, yüksek rm değerlerinde Kod C, Kod A' dan daha iyidir.

➤ Hızlı sönmülemeli kanallar için kod tasarım ölçütleri

Hızlı sönmülemeli kanallar için verilen hata üst sınır ifadesinden (2.30) da görüldüğü üzere en önemli kod tasarım ölçütü $\delta_H m$ dir.

- Düşük $\delta_H m$ değerleri için hata olasılığı ifadesinde ağırlıklı olarak δ_H olarak adlandırılan en kısa adımda birleşen yol çiftleri arasındaki simge Hamming uzaklığı rol oynamaktadır. Buna ek olarak, hata olasılığını azaltmak için δ_H ın bulunduğu yol çifti üzerindeki minimum simge çarpımı olan d_p^2 olabildiğince yüksek tutulmalıdır. Düşük $\delta_H m$ değerleri için dikkat edilmesi gereken kod tasarım ölçütleri şu şekilde özetlenebilir:

- ✓ Tüm olası yol çiftleri arasında bulunacak minimum simge Hamming uzaklığı olan δ_H yı maksimize etmek gerekmektedir.

✓ δ_H ya sahip olan yol çiftleri arasında bulunabilecek en küçük simge çarpımı olan d_p^2 parametresi olabildiğince yüksek olacak şekilde kod tasarlanmalıdır.

- Yüksek $\delta_H m$ değerleri için hata olasılığı

$$P(c, e) \leq \frac{1}{4} \exp\left(-m \frac{E_s}{4N_o} d_E^2\right)$$

$$= \frac{1}{4} \exp\left(-m \frac{E_s}{4N_o} \sum_{t=1}^l \sum_{i=1}^n |c_t^i - e_t^i|^2\right) \quad (2.33)$$

şeklinde verilmektedir. Görüldüğü üzere yüksek $\delta_H m$ değerleri için hata olasılığı ağırlıklı olarak d_E^2 tarafından belirlenmektedir. Yüksek $\delta_H m$ değerleri için kod tasarım ölçütleri şu şekilde özetlenebilir:

- ✓ δ_H değeri yeterince yüksek olmalıdır ki $\delta_H m$ yüksek değer alsın.
- ✓ Tüm olası yol çiftleri arasındaki minimum Öklid uzaklığı maksimize edilmelidir. Görüldüğü üzere yavaş sönmlemeli kanallarda yüksek rm değerleri için geçerli olan tasarım ölçütleri ile hızlı sönmlemeli kanallarda yüksek $\delta_H m$ değerleri için tasarım ölçütleri benzeşmektedir.

3. İŞBİRLİKLİ ÇEŞİTLEME

Telsiz iletişim sistemlerinin temel sorunlarının başında kanalda ortaya çıkan çok yollu sönümleme gelmektedir. Sönümlemeli kanallardaki hata başarımını arttırabilmek için çeşitleme teknikleri yaygın şekilde kullanılmaktadır. Verici çeşitlemesi sönümlemeyle başa çıkmada ek zaman veya bant genişliği gerektirmemesi nedeniyle etkin bir yöntemdir. Bu yaklaşımda hata başarımındaki iyileşme, vericide bir anten dizisi kullanılarak, bilgi işaretinin uzay, zaman veya frekansta birden fazla bağımsız sönümlemeli kanaldan iletilmesiyle sağlanır.

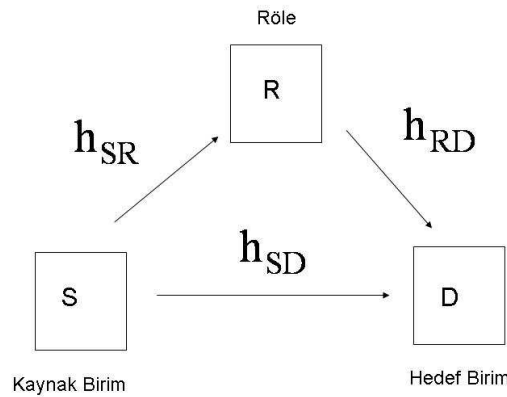
Telatar [1] ve ayrıca Foschini ve Gans [2] göstermişlerdir ki, çok girişli çok çıkışlı (multiple-input multiple-output, MIMO) kanallara ilişkin kanal sığası anten sayısı arttıkça artmaktadır. Bu, hata başarımının yanında sistemin iletim hızının (veya band verimliliğinin) artması anlamına da gelir. MIMO sistemler için kanal kodlama ile anten çeşitlemesini birleştiren uzay-zaman kodlama tekniği, ilk olarak Tarokh ve diğerleri (vd.) [3] ve Alamouti [4] tarafından önerilmiştir. Tarokh vd. [3], frekans seçici olmayan duruğumsu (quasi-static) ve hızlı sönümlemeli kanallar için kod tasarım ölçütleri geliştirmişler ve bu ölçütlere dayalı tam çeşitleme kazancı ve kodlama kazancı sağlayan uzay-zaman kafes kodlar (space-time trellis codes, STTC) tasarlamışlardır. Ardından, yeni tasarım ölçütleri ve daha iyi hata başarımı sağlayan çeşitli uzay-zaman kafes kodları önerilmiştir [5]-[6]. Alamouti ise, kodlama kazancı sağlamamasına karşın tam çeşitleme kazancı sağlayan, dayandığı dik yapı nedeniyle işaretlerin birbirlerinden bağımsız olarak çözülmesine olanak tanıyan iki verici antenli bir çeşitleme sistemi önermiştir. Alamouti'nin yöntemi daha sonra “uzay-zaman blok kodları (space-time block codes, STBC)” adı altında Tarokh vd. [3] tarafından genelleştirilmiştir. Genel olarak uzay-zaman kafes kodları daha iyi hata başarımı, uzay-zaman blok kodları ise daha basit verici ve alıcı yapısı sağlamaktadır.

Her ne kadar verici çeşitlemesi sağladığı hata başarımı sayesinde baz istasyonunda tercih edilebilir bir yaklaşımsa da, boyut ve maliyet sınırlamaları gezgin birimde çok sayıda anten kullanımına izin vermemektedir. Bu durumda tek antenli gezgin kullanıcıların antenlerini diğer kullanıcılarla paylaştıkları işbirlikli çeşitleme uygun bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır. İşbirliği yapan kullanıcı diğer kullanıcının

iletimini bekler ve başka bir zaman diliminde alınan işareti yükselt-ilet ya da çöz-ilet yöntemleri ile yeniden iletir.

3.1 Klasik Röleli Sistem ve İşbirlikli Çeşitleme

İşbirlikli çeşitlemenin veya diğer adıyla kullanıcı işbirliği çeşitlemesinin (user cooperation diversity) temelleri E. van der Meulen [7] ve Cover ve El Gamal'ın [8] tek röleli kanal (relay channel) üzerine çalışmalarına kadar uzanmaktadır. Klasik bir röleli kanal modeli Şekil 3.1'deki gibidir. Burada S kaynak, R röle ve D hedef alıcıyı göstermektedir. Sistem, tam veya yarı dupleks olarak çalışabilir. Tam dupleks durumda röle aynı anda işaret gönderebilir ve alabilir. Ancak bu yöntem, gönderilen ve alınan işaretlerin güç düzeyleri arasındaki büyük farktan dolayı karmaşık bir röle devresi gerektirir. Yarı dupleks yapı ise, zaman veya frekans bölmeli olarak daha basit devrelerle gerçekleştirilebilir.



Şekil 3.1: Klasik röleli kanal

Röleli yapının çalışması, iletilecek modülasyonlu işaretin S tarafından R ve/veya D'ye gönderilmesi ve R'nin aldığı bozulmuş işareti “işleyerek” D'ye aktarması biçiminde gerçekleşir. Tüm birimler tek alıcı ve tek verici antenle donatılmıştır. D, S ve R'den gelen tüm işaretleri uygun biçimde birleştirerek S'ye ilişkin bilgiyi bulur.

Yayınım derecesi, kaynağı aynı anda dinleyen birimlerin sayısı ile belirlenir. Çatışma olasılığı ise hedef birim kaynak ve röleden aynı anda işaret aldığı anda en büyük değerine ulaşır. Yayınım ve çatışma derecesine göre değişen üç farklı TDMA tabanlı iletim protokolü bulunmaktadır.

Protokol I: İlk zaman aralığında kaynak hem röleye hem de hedef birime işaret iletir. İkinci zaman aralığında ise hedef, hem kaynaktan hem röleden işaret alır. Bu protokol, yayılım ve çatışma derecesinin en büyük olduğu protokoldür.

Protokol II: İlk zaman aralığında kaynak hem röleye hem de hedef birime işaret iletir. İkinci zaman aralığında ise hedef yalnızca röleden işaret alır. Bu protokol, yayılım derecesinin en büyük olduğu ancak çatışma derecesinin hiç olmadığı protokoldür.

Protokol III: İlk zaman aralığında kaynak sadece röle ile iletişim kurar. İkinci zaman aralığında ise hedef, hem kaynaktan hem röleden işaret alır. Bu protokol, yayılım derecesinin düşük olduğu ancak çatışma derecesinin en büyük olduğu protokoldür.

Üç protokolün özeti Çizelge 3.1’de verilmektedir.

Çizelge 3.1: TDMA tabanlı üç protokol

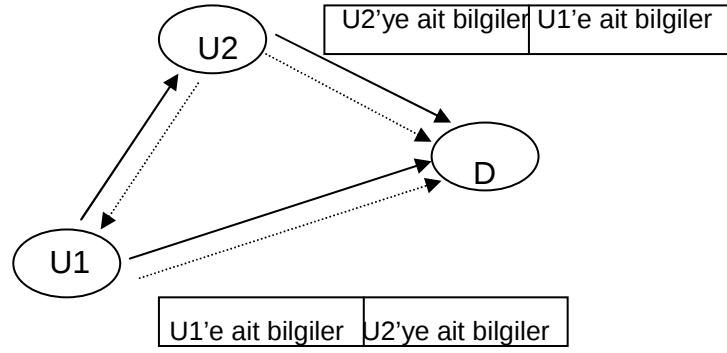
Zaman dilimi	I	II	III
1	$S \rightarrow R, D$	$S \rightarrow R, D$	$S \rightarrow R$
2	$S \rightarrow D, R \rightarrow D$	$R \rightarrow D$	$S \rightarrow D, R \rightarrow D$

Röle, alınan işarete yükselt-ilet (amplify-forward-AF) ya da çöz-ilet (decode-forward-DF) yöntemlerinden birini uygulayarak iletme yardımcı olur. İlk kez Laneman ve Wornell [9,10] tarafından önerilen AF yönteminde R, S’den aldığı işareti kuvvetlendirerek D’ye gönderir. Genel olarak AF yöntemi, basit yapısından dolayı kolay analiz olanağı ve kimi durumlarda DF yöntemine göre daha iyi hata başarımları sağlar [11]. Bu nedenle oldukça tercih edilen bir tekniktir. Bu yöntemde R, S’den gönderilen işareti etkileyen bozucu işareti de D’ye kuvvetlendirerek aktarmasına karşın, sistemde tam çeşitleme derecesi elde edilebildiği gösterilmiştir [20]. Bununla birlikte, tam çeşitleme için alıcının (D’nin) S ve R arası kanal katsayılarını tam olarak bilmesi gerekmektedir. Ayrıca, S’den alınan analog işaretin örneklenmesi, kuvvetlendirilmesi ve yeniden iletimi pratikte bellek problemlerine yol açabilir. DF yönteminde ise R, aldığı işaretten yararlanarak S’ye ilişkin bilgiyi bulur ve D’ye aktarır [11]. Bu yöntemde R, kaynak bilgilerini çözdüğü için donanım karmaşıklığı, gecikme ve hatalı çözüm durumunda hata yayılımı problemleri ortaya çıkar.

AF ve DF yöntemleri birbirleriyle yarışabilir hata başarımları sağlarlar. Literatürde, DF yönteminin ön plana çıktığı kimi senaryolar yanında [12], AF yönteminin daha iyi hata başarımı sağladığı durumlar da rapor edilmiştir [11]. Ayrıca kanallara ilişkin yol kaybını (path loss) da hesaba katarak, rölenin kaynağa yakın olduğu durumda AF yönteminin DF yöntemine göre daha iyi hata başarımı sağladığını gösteren çalışmalar da bulunmaktadır [9].

AF ve DF dışında literatürde verilmiş başka aktarma yöntemleri de bulunmaktadır. Örneğin temelleri Cover ve El Gamal'ın [8] çalışmasına kadar uzanan ve “sıkıştır ve aktar” (compress and forward, CF) olarak adlandırılan yöntemde, röle kaynaktan aldığı işareti belli bir bozulma ile sıkıştırdıktan sonra alıcıya aktarır. Bu, karmaşıklığı artırmakla beraber iletim hızında esneklikler sağlamaktadır. Literatürde bu konudaki çalışmalarda belirtildiği üzere, rölenin kaynağa yakın olduğu durumda CF, DF ve AF'e göre daha iyi hata başarımı sağlamaktadır. Söz konusu yöntemlerin bir arada kullanıldığı çalışmalar da bulunmaktadır. Karşılaşılabilecek hata yayılımı problemini azaltabilmek için Laneman vd. [10], S ve R arasındaki kanala ait işaret/gürültü oranı belli bir eşik değerin üstünde kalırsa R'nin aktarma yaptığı, aksi halde S'nin iletime devam ettiği “seçmeli aktarma” (selection relaying) adlı yöntemi önermişlerdir. Bunlar dışında yine Laneman vd. [20], doğrudan iletimin başarılı olup olmadığı bilgisini sınırlı bir geri besleme ile D'den kullanıcılara aktaran ve böylece spektral verimliliği artıran “artımlı aktarma” (incremental relaying) yöntemini önermişlerdir.

Klasik röleli model, sistemde birden fazla kullanıcı (kaynak) olması durumuna kolayca genelleştirilebilir. Bu durumda kullanıcılar hem kaynak hem de diğer kullanıcılar için röle görevi üstlenirler [14]. İki kullanıcı bir işbirlikli iletişim modeli Şekil 3.2'de görülmektedir. Burada U1 ve U2 kullanıcıları, D ise hedef alıcıyı göstermektedir.



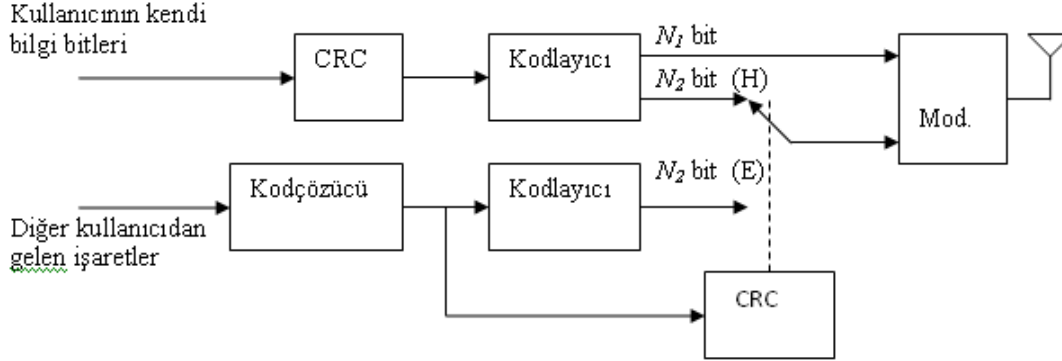
Şekil 3.2: İki kullanıcıli işbirlikli iletişim modeli.

Klasik röle yapısından farklı olarak burada her iki kullanıcı da birbirlerine bilgi gönderdiği için iletişim protokolü zaman, frekans veya kod bölmeli olmalıdır. Bu genelde, örneğin U1'e ilişkin bilginin bir kısmının doğrudan U1 tarafından, kalan kısmının da U2 üzerinden iletilmesi şeklinde gerçekleşir. Klasik röleli yapı için tanımlanan AF ve DF aktarma yöntemleri burada da geçerlidir. AF yönteminde U1, U2'den aldığı bilgiyi kuvvetlendirerek kendi bilgisi ile beraber D'ye aktarır. U2 de, U1'den aldığı bilgiyi kuvvetlendirerek kendi bilgisi ile beraber D'ye aktarır. DF yönteminde de her kullanıcı, kendi bilgileri ile beraber diğer kullanıcıların bilgilerini D'ye aktarır.

3.2 Kodlamalı İşbirlikli Çeşitleme

İşbirlikli iletişim sisteminin hata başarımını daha da iyileştirebilmek için kanal kodlama ile işbirliği teknikleri birleştirilebilir. Bu konudaki ilk çalışmalar Hunter ve Nosratinia [15],[16] tarafından gerçekleştirilmiştir. Buradaki temel düşünce, her kullanıcının bilgi bitlerini kodlaması ve bu kodlanmış bitlere ilişkin işaretlerin bir kısmının kendi anteni üzerinden, kalan kısmının diğer kullanıcılar üzerinden iletilmesidir. Böyle bir sistemin çalışma modeli, kullanıcılar arasında paylaşılan bilginin, kodlanmış bitler (veya karşı düşen modülasyonlu işaretler) olmaması varsayımı ile Şekil 3.2'dekinin aynıdır. Sistem verimini artırmak amacıyla, eğer bir kullanıcı diğer kullanıcıya ilişkin bilgileri başarılı bir şekilde alabilmişse D'ye aktarması, aksi halde kendi bilgilerini iletmeye devam etmesi mantığı kullanılmaktadır. Bilginin diğer kullanıcı tarafından başarılı bir şekilde alınıp alınmadığı, kullanıcılar arasında bir geri besleme yoluna gerek kalmaksızın doğrudan kodlama teknikleri ile test edilebilir. Bu amaçla, çevrimsel fazlalık

kontrolü (cyclic redundancy check, CRC) kodlama tekniğinden yararlanılır. Bir kullanıcıya ilişkin blok diyagramı Şekil 3.3'te görülmektedir.

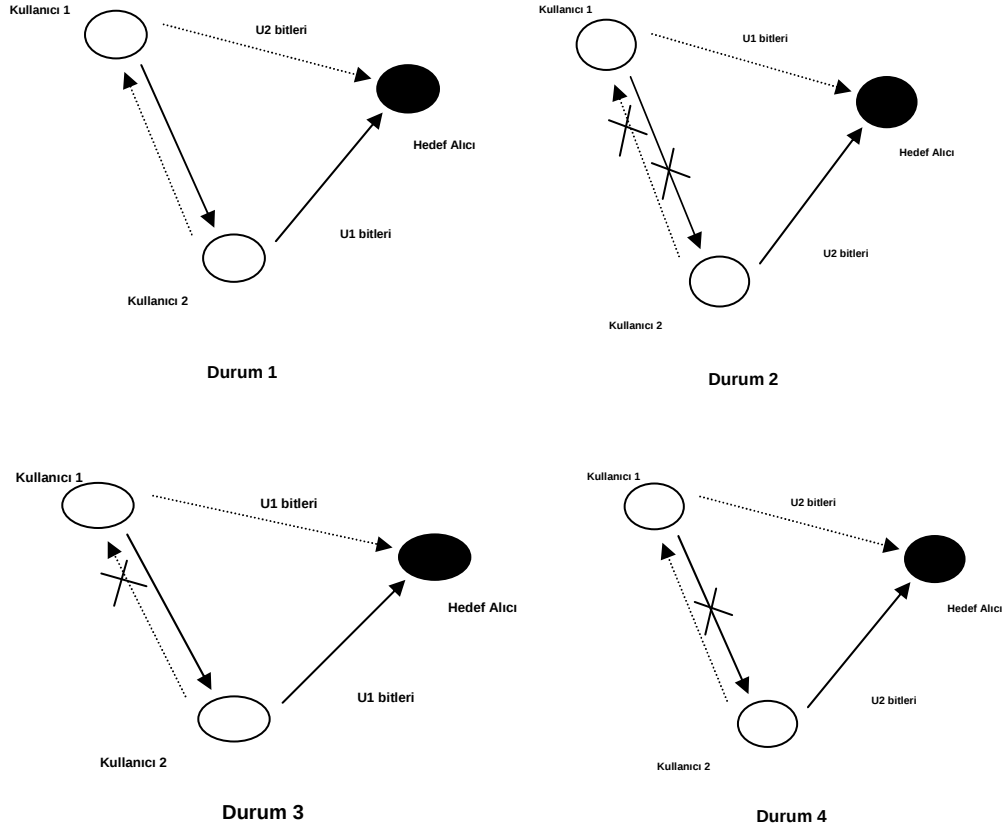


Şekil 3.3: Kodlamalı işbirliğinde bir kullanıcıya ait blok diyagramı.

Her kullanıcı bilgi dizisine CRC bilgisini ekleyip bir kanal kodlayıcı (blok, katlamalı vb.) yardımıyla kodlar. Kodlanmış bit dizisinin uzunluğu N varsayılın. N uzunluklu kodlanmış bit dizisi, N_1 ve N_2 uzunluklu iki farklı bit dizisine (çerçevesine) ayrılır. Kullanıcılar, kodlanmış bitlerinin N_1 bitlik kısımlarını diğer kullanıcıya ve D'ye gönderirler ve diğer kullanıcıdan gelen N_1 bitlik kodlanmış dizileri (işaretleri) alırlar. Daha sonra her kullanıcı gelen işaretlere bakarak diğer kullanıcının bilgi bitlerini çözer ve bu bitleri tekrar kodlar. Bu arada ayrıca CRC kontrolü yapar. Eğer CRC kontrolü başarılı ise (E), bilgi paketine kendine ait N_1 bitlik kodlanmış bitleri ve N_2 bitlik diğer kullanıcıya ait kodlanmış bitleri yerleştirir ve modülasyon işleminden sonra hedef alıcıya (D'ye) gönderir. CRC kontrolü başarılı değilse (H), N_1 ve N_2 bitlik kendi kodlanmış bitlerini modülasyon işleminden sonra hedef alıcıya gönderir.

Kullanıcılar kendilerine ait zaman aralıklarının ikinci bölümünde birbirlerinden bağımsız davrandıklarından işbirliği için Şekil 3.4'te görüleceği üzere dört durum karşımıza çıkmaktadır. Birinci durumda, her iki kullanıcı da birbirlerine ait simgeleri doğru çözer ve ikinci zaman bölümünde her ikisi de birbiri için iletim yapar ki bu, tam işbirliğine denk gelmektedir. İkinci durumda, her iki kullanıcı da birbirine ait simgeleri çözemez ve bu durumda işbirliği yapılmaz. Üçüncü durumda, U_2 , U_1 'e ait simgeleri başarıyla çözdüğü halde U_1 , U_2 'ye ait simgeleri doğru çözemez. Bu durumda, ikinci zaman bölümünde her iki kullanıcı da U_1 'in bilgi bitlerini iletirken

U2'ye ait bitler iletilmez. Son durum ise üçüncü durum ile aynı olup U1 ve U2'nin yerlerinin değiştirilmiş şeklidir.



Şekil 3.4: İlk zaman aralığında simgeleri doğru çözüp çözmemeye bağlı olarak ikinci zaman aralığı için oluşan dört işbirliği durumu

Bilgilerin çözülebilmesi için D'nin bu dört durumdan hangisinin gerçekleştiğini bilmesi gereklidir. Bu probleme bir çözüm, CRC kontrolü sağlanıncaya dek alıcının olası tüm durumlara göre ayrı ayrı kod çözme yapmasıdır [15]-[17]. Bu yöntem alıcıda karmaşıklığı bir miktar artırmaktadır. Diğer bir yöntem, her kullanıcının diğer kullanıcıya ait bilgi bitlerini doğru çözüp çözemediği bilgisini D'ye göndermesidir. Şekil 3.3' teki sistem için kullanıcılar arası kanalın ve kullanıcılar ile D arasındaki kanalların duruşumsu ve ayrıca hızlı sönmülemeli olduğu durumlar için hata olasılığı üst sınırına dayalı hata başarımlar analizlerine göre işbirlikli kodlamanın duruşumsu kanallarda maksimum çeşitleme sağladığı, hızlı sönmülemeli kanallarda ise sınırlı da olsa başarımda iyileşme sağladığı gösterilmektedir. İki'den fazla kullanıcıya sahip kodlamalı işbirlikli sistemler için genel bir hata başarımlar analizi sonucunda ise kullanıcılar arası kanal kalitesi arttıkça, çok kullanıcının daha iyi hata başarımlar sağladığı kanıtlanmaktadır.

Yukarıda anlatılan yapıya benzer bir işbirlikli kodlama yöntemi Stefanov ve Erkip [32] tarafından önerilmiştir. Bu çalışmada, sistemdeki tüm kanallar ayrı ayrı duruğumsu olsa bile, hedef alıcı tarafından görülen kanalın blok sönümlemeli olduğu gerçeğinden hareketle kullanıcılarda blok sönümlemeli kanallar için tasarlanmış kodların [32] kullanılabileceği belirtilmiştir. Ancak daha iyi bir yaklaşım olarak, kullanıcılar arası duruğumsu kanalı ve işbirliği olmadığı durumda karşılaşılan duruğumsu kanalı da düşünerek yeni kod tasarım ölçütü geliştirmişler ve bu ölçüte göre klasik katlamalı kodları kullanarak tasarladıkları uzay-zaman kodları ile, kullanıcılar arası kanal kötü olsa bile önemli miktarda çeşitleme ve kodlama kazancı elde etmişlerdir.

Gerek Hunter ve Nosratinia [15] ve gerekse Stefanov ve Erkip [32] tarafından önerilen yöntemler, kullanıcıların birden fazla antene sahip olabildiği durum için kolayca genelleştirilebilir. Bu teknik “işbirlikli uzay-zaman kodlaması” olarak adlandırılır. Bu tür bir çalışma Stefanov ve Erkip [33] tarafından önerilmiştir. Burada da, yukarıdakine benzer şekilde, blok sönümlemeli kanallar için tasarlanmış kodların kullanılabileceğini belirtmişler, ancak daha iyi bir yaklaşımın dizili (overlay) kodların kullanılması olduğunu bildirmişlerdir. Buna dayalı olarak kod tasarım ölçütleri vermişler ve işbirlikli çeşitleme için klasik katlamalı kodlar kullanarak tasarladıkları uzay-zaman kodları ile, kullanıcılar arası kanal kötü olsa bile önemli miktarda çeşitleme ve kodlama kazancı elde etmişlerdir.

İşbirlikli uzay-zaman kodlaması, kullanıcıların birden fazla antene sahip olmasına gerek kalmadan, röle görevi yapan kullanıcıların antenleri bir uzay-zaman koduna ilişkin “dağıtılmış (distributed)” antenler gibi düşünülerek de gerçekleştirilebilir. Bu teknik, “işbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kodlaması” olarak adlandırılır ve uzay-zaman blok kodlarına veya uzay-zaman kafes kodlarına uygulanabilir. İşbirlikli dağıtılmış uzay-zaman blok kodlamasında, blok kodun iletim matrisindeki sütunların her biri farklı bir kullanıcı tarafından iletilir [28]. İşbirlikli dağıtılmış uzay-zaman kafes kodlamasında ise, klasik uzay-zaman kafes kodlamasındaki tek kullanıcının farklı antenlerinden iletilecek işaretleri, farklı kullanıcıların tek antenlerinden iletilir ve böylece çeşitleme kazancı sağlanır.

4. FSK/PSK MODÜLASYONU

Frekans ve faz modülasyonlarını bir arada barındıran frekans/faz kaydırmalı anahtarlama (FSK/PSK) modülasyonu, sabit zarflı, doğrusal olmayan ve çok boyutlu bir modülasyon türüdür. İşaretlerarası minimum Öklid uzaklığının eşdeğer (aynı sayıda simge içeren) PSK modülasyonuna göre daha büyük olması nedeniyle yüksek kodlama kazancı sağlamaktadır. nFSK/mPSK biçiminde ifade edildiğinde, n farklı taşıyıcı frekanslı işaret kümesinin m farklı faza sahip biçimi olarak düşünülebilir. Örneğin 2FSK/4PSK modülasyonunda farklı iki taşıyıcı frekansı bulunmaktadır ve 4 farklı faza, dolayısıyla 8 elemana sahiptir ve işaret uzayında 4 boyutlu olarak gösterilir [18]. Padovani ve Wolf [18] başta 8PSK ile aynı sayıda işaret kümesine sahip olan 2FSK/4PSK olmak üzere 2FSK/8PSK, 2FSK/16PSK ve 4FSK/8PSK modülasyon türleri için toplamsal beyaz Gauss gürültülü yüksek kodlama kazançlı kodlayıcılar tasarlamışlardır.

4.1 2FSK/4PSK Modülasyonu

2FSK/4PSK modülasyonuna ilişkin işaret kümesi, f_c merkez frekans, h modülasyon indeksi ve T modülasyon aralığı olmak üzere, $f_c + h/2T$ ve $f_c - h/2T$ biçiminde iki farklı frekansa sahip iki 4PSK işaret kümesinden oluşmaktadır. $0 \leq t \leq T$ aralığında tanımlanan 2FSK/4PSK modülasyonlu 8 adet işarete ait $s(t)$ ifadesi

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{ah\pi}{T}t - \theta\right) \quad (4.1)$$

biçiminde verilir. Burada $k = 0, 1, 2, \dots, 7$ olmak üzere,

$$\theta = \frac{\pi}{2} \left\lfloor \frac{k}{2} \right\rfloor + \frac{1-a}{2} \phi \quad (4.2)$$

olup, E_s ortalama simge enerjisini göstermektedir. a , k çiftse 1, değilse -1 değerini alır. $\lfloor x \rfloor$ x 'ten küçük ya da eşit en büyük tamsayıyı ifade eder ve ϕ iki 4PSK işaret

kümesi arasındaki faz dönmesidir. Gram-Schmidt tekniği kullanılarak, 2FSK/4PSK ya ait $s(t)$ ifadesi dört taban işlevi tarafından belirlenen dört boyutlu bir vektör ile gösterilebilir. Ortonormal taban işlevleri [18],

$$\begin{aligned}
\psi_1(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t + \frac{h\pi}{T} t) \\
\psi_2(t) &= \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t + \frac{h\pi}{T} t) \\
\psi_3(t) &= \frac{1}{\sqrt{D}} \left[\sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t - \frac{h\pi}{T} t) - C_1 \psi_1(t) - C_2 \psi_2(t) \right] \\
\psi_4(t) &= \frac{1}{\sqrt{D}} \left[\sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t - \frac{h\pi}{T} t) + C_2 \psi_1(t) - C_1 \psi_2(t) \right]
\end{aligned} \tag{4.3}$$

olarak tanımlanır. Bu eşitliklerde

$$\begin{aligned}
C_1 &= \sin 2\pi h / 2\pi h \\
C_2 &= (1 - \cos 2\pi h) / 2\pi h \\
D &= 1 - C_1^2 - C_2^2
\end{aligned} \tag{4.4}$$

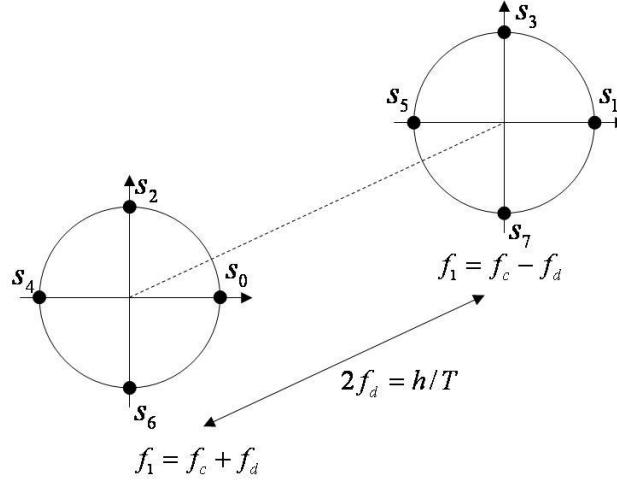
olarak verilir. Bu durumda $s(t)$ ifadesi

$$s(t) = \sum_{l=1}^4 s_{(l)} \psi_l(t) \tag{4.5}$$

olarak yazılabilir ve $s = (s_{(1)}, s_{(2)}, s_{(3)}, s_{(4)})$ vektörüyle ifade edilir. Burada

$$\begin{aligned}
s_{(1)} &= \sqrt{E_s} \left[\frac{1+a}{2} \cos \theta + C_1 \frac{1-a}{2} \cos \theta - C_2 \frac{1-a}{2} \sin \theta \right] \\
s_{(2)} &= \sqrt{E_s} \left[\frac{1+a}{2} \sin \theta + C_2 \frac{1-a}{2} \cos \theta + C_1 \frac{1-a}{2} \sin \theta \right] \\
s_{(3)} &= \sqrt{E_s} \sqrt{D} \frac{1-a}{2} \cos \theta \\
s_{(4)} &= \sqrt{E_s} \sqrt{D} \frac{1-a}{2} \sin \theta
\end{aligned} \tag{4.6}$$

olarak hesaplanır. Aslında 4 boyutlu olan 2FSK/4PSK modülasyonuna ilişkin işaret kümesi, $\phi=0$ için simgesel olarak Şekil 4.1’ deki gibi gösterilebilir.



Şekil 4.1: 2FSK/4PSK işaret kümesinin simgesel gösterilimi

Modülasyon indeksinin $h = 0.5$ ve $C_1=0$, $C_2=2/\pi$, $D=1-\frac{4}{\pi^2}$ olması durumunda

$s_i(t)$ işaretlerine ait vektörel ifadeler [21],

$$s_0(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_1 t) \quad : (1, 0, 0, 0)$$

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_2 t) \quad : (0, 0.6366, 0.7712, 0)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_1 t - \frac{\pi}{2}) \quad : (0, 1, 0, 0)$$

$$s_3(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_2 t - \frac{\pi}{2}) \quad : (-0.6366, 0, 0, 0.7712)$$

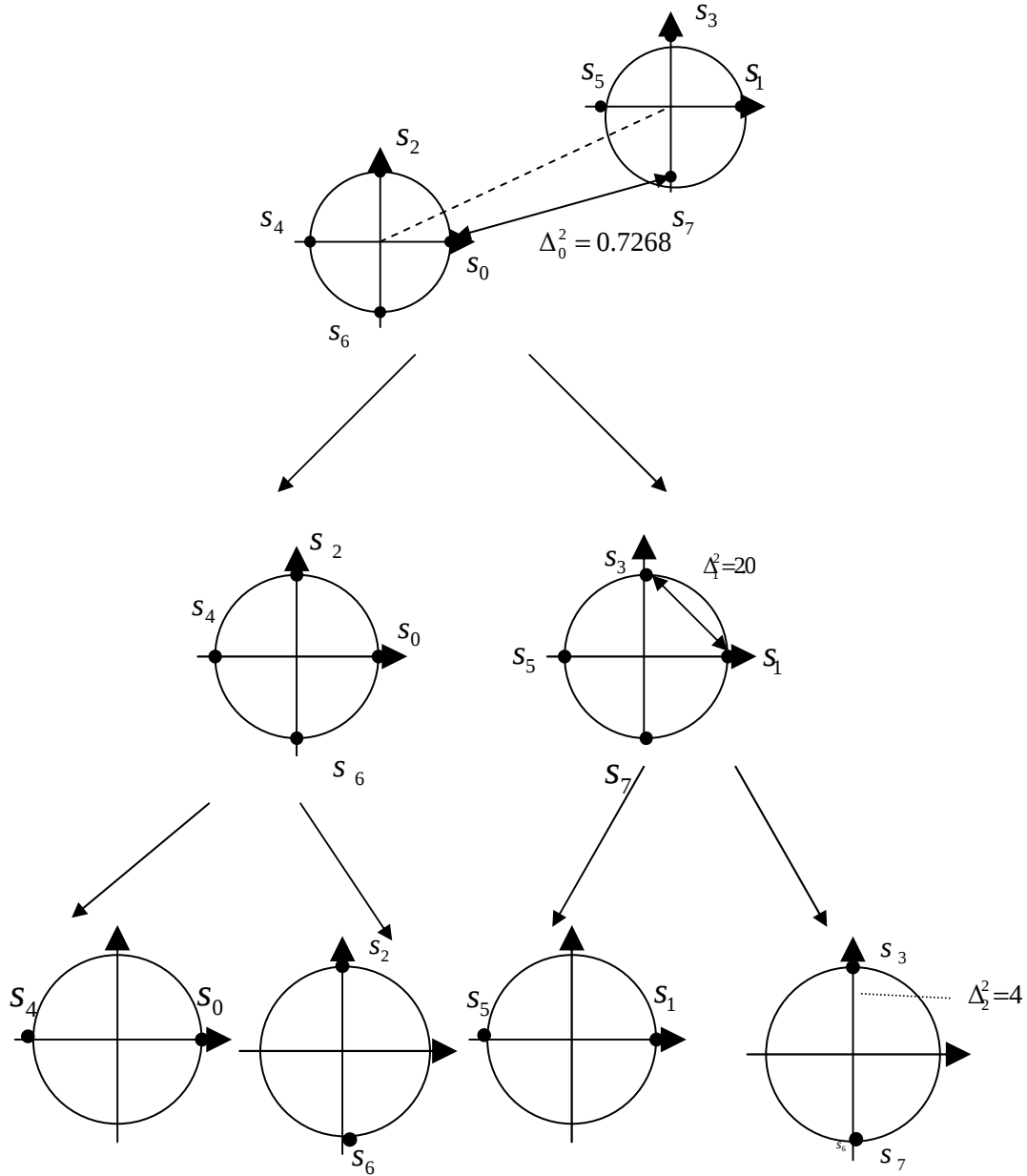
$$s_4(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_1 t - \pi) \quad : (-1, 0, 0, 0)$$

$$s_5(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_2 t - \pi) \quad : (0, -0.6366, -0.7712, 0)$$

$$s_6(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_1 t - \frac{3\pi}{2}) \quad : (0, -1, 0, 0)$$

$$s_7(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_2 t - \frac{3\pi}{2}) \quad : (0.6366, 0, 0, -0.7712) \quad (4.7)$$

biçiminde elde edilir. Buradan da görülebilir ki aynı frekanstaki işaretler arası en küçük karesel uzaklık 2'dir.



Şekil 4.2: 2FSK/4PSK işaret kümesinin küme bölmelemesi

Çizelge 4.1'de farklı frekanslı işaretler arasındaki karesel Öklid uzaklıkları görülmektedir. Ortalama simge enerjisinin $E_s = 1$ olduğu durumda, herhangi iki işaret

arasındaki en küçük karesel Öklid uzaklığı $\phi=0$ iken küme bölmeleme işleminin verildiği Şekil 4.2'den görüleceği üzere $\Delta_0^2=0.72$ 'dir. Bu değer, 2FSK/4PSK modülasyonu ile aynı sayıda elemana sahip olan 8PSK modülasyonunda 0.586'dır. Buradan, 2FSK/4PSK modülasyonu kullanarak daha iyi hata başarımı sağlayan sistemlerin tasarlanabileceği sonucuna varılabilir [18].

Çizelge 4.1: 2FSK/4PSK, $h=0.5$ için işaretler arasındaki karesel Öklid uzaklıkları

d_E^2	s_1	s_3	s_5	s_7
s_0	2	4.2732	2	0.7268
s_2	0.7268	2	4.2732	2
s_4	2	0.7268	2	4.2732
s_6	4.2732	2	0.7268	2

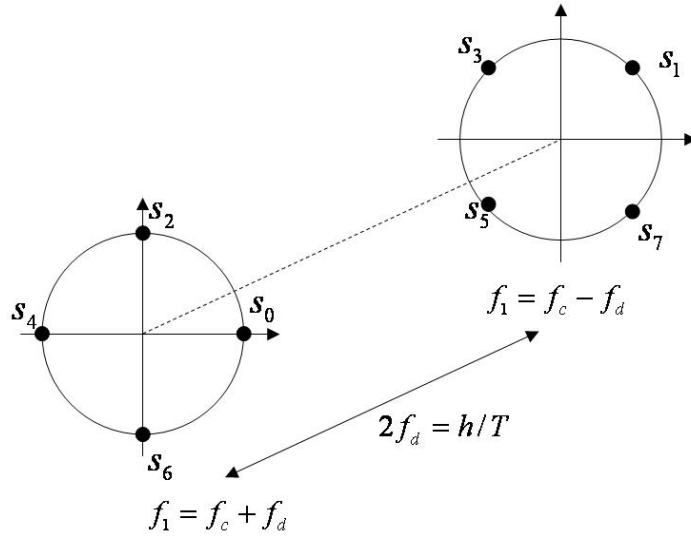
f_2 frekanslı kümenin $\phi = \pi/4$ döndürülmesi ile elde edilen işaret kümesi Şekil 4.3'deki gibidir. Faz dönmesi sonucunda oluşan $s(t)$ ifadesi

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{ah\pi}{T}t - \theta\right) \quad (4.8)$$

olarak verilir. İşaretin fazı

$$\theta = \frac{\pi}{4}k \quad (4.9)$$

olmaktadır.



Şekil 4.3: 2FSK/4PSK modülasyonlu $\pi/4$ radyan döndürülmüş işaret kümesi

Çizelge 4.2’de ise $\pi/4$ radyan döndürülmüş 2FSK/4PSK modülasyonlu işaret kümesi için karesel Öklid uzaklıkları verilmektedir. Bu çizelgeden, işaretler arası en küçük karesel uzaklığın 1.1 olduğu görülebilir [18].

Çizelge 4.2: Faz dönmeli 2FSK/4PSK, $h=0.5$ için işaretler arasındaki karesel Öklid uzaklıkları

d_E^2	s_1	s_3	s_5	s_7
s_0	2.9	2.9	1.1	1.1
s_2	1.1	2.9	2.9	1.1
s_4	1.1	1.1	2.9	2.9
s_6	2.9	1.1	1.1	2.9

$\pi/4$ radyan döndürülmüş 2FSK/4PSK modülasyon işaretlerinin vektörel ifadeleri de faz dönmesiz duruma benzer şekilde [21],

$$s_0(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_1 t) \quad : (1, 0, 0, 0)$$

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_2 t - \frac{\pi}{4}) \quad : (-0.4502, 0.4502, 0.5453, 0.5453)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_1 t - \frac{\pi}{2}) \quad : (0, 1, 0, 0)$$

$$s_3(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_2 t - \frac{3\pi}{4}) \quad : (-0.4502, -0.4502, -0.5453, 0.5453)$$

$$s_4(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_1 t - \pi) \quad : (-1, 0, 0, 0)$$

$$s_5(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_2 t - \frac{5\pi}{4}) \quad : (0.4502, -0.4502, -0.5453, -0.5453)$$

$$s_6(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_1 t - \frac{3\pi}{2}) \quad : (0, -1, 0, 0)$$

$$s_7(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_2 t - \frac{7\pi}{4}) \quad : (0.4502, 0.4502, 0.5453, -0.5453) \quad (4.10)$$

olarak elde edilir ve aynı frekanstaki işaretler arası en küçük karesel Öklid uzaklığı 2'dir.

Modülasyon indeksi h arttırıldıkça herhangi iki işaret arasındaki en küçük karesel Öklid uzaklığı Δ_0^2 da artar ancak bu durumda band verimliliği yönünden kayıp oluşmaktadır, bu nedenle h 'nın optimum değeri olarak 0.5 seçilir.

FSK/PSK modülasyonu genel olarak PSK işaretleri ile karşılaştırılabilir band genişliğine sahiptir. Dahası, ilginç bir özellik olarak, kimi band genişliği tanımlarına göre daha iyi spektral özellik göstermektedir. Örneğin, %90 band genişliği tanımına göre PSK'dan daha fazla band genişliğine sahip olmasına karşın, %99 band genişliği tanımına göre PSK'dan biraz az band genişliğine sahiptir. Çizelge 4.3'te 2FSK/4PSK için h değerlerine bağlı olarak en küçük karesel uzaklık değerlerinin değişimi ve %90 ve %99 band genişliği tanımlarına göre ve 8PSK'ya kıyasla band genişliklerindeki oransal değişim verilmektedir. [21]

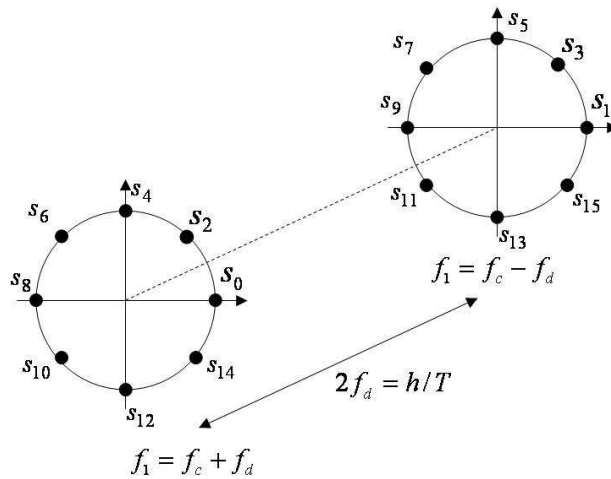
Çizelge 4.3: h değerlerine bağlı olarak 2FSK/4PSK ile 8PSK karşılaştırması

	2FSK/4PSK				8PSK
	$h=0.25$	$h=0.5$	$h=0.75$	$h=1$	$h=0$
En küçük karesel uzaklık	0.727	1,1	1.576	2	0.586
%90 bandgenişliği oranı	1.102	1.187	1.254	1.345	1
%90 bandgenişliği oranı	0.996	0.985	0.981	0.98	1

Çizelgeden de görüleceği üzere 2FSK/4PSK modülasyonu için %90 band genişliği tanımına göre h arttıkça band genişliği de artmakta iken %99 bandgenişliği tanımına göre h arttıkça band genişliği artmamakta, örneğin $h=0.5$ için 8PSK'dan %2 daha az band genişliği kullanılmaktadır.

4.2 Diğer FSK/PSK Modülasyonları

2FSK/4PSK modülasyonu dışında diğer FSK/PSK modülasyonları 2FSK/8PSK, 2FSK/16PSK ve 4FSK/8PSK'dır. Örneğin 2FSK/8PSK modülasyonunda iki farklı taşıyıcı frekans ve her frekansta 8PSK modülasyonlu işaretlerin dizilimine benzer şekilde 8 işaret bulunmaktadır. Şekil 4.4'te 2FSK/8PSK işaret kümesinin simgesel gösterilimi görülmektedir.[18]

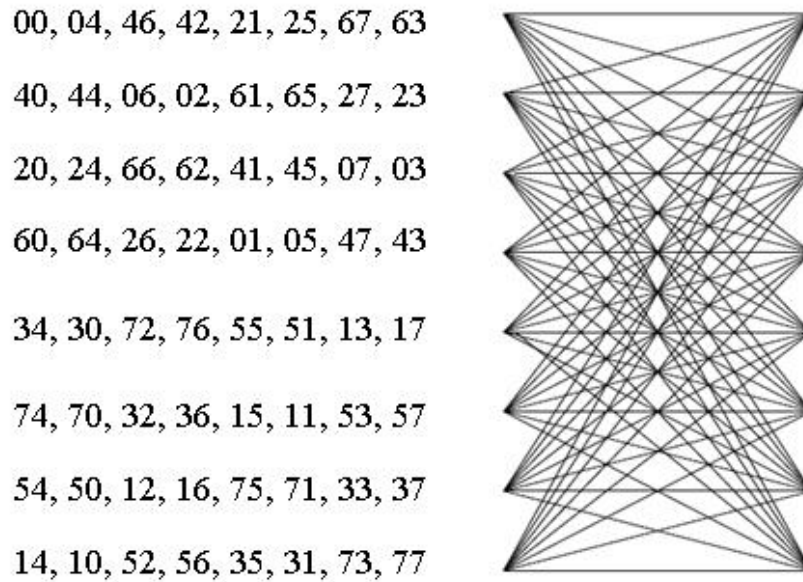


Şekil 4.4: 2FSK/8PSK modülasyonlu işaret kümesinin simgesel gösterilimi

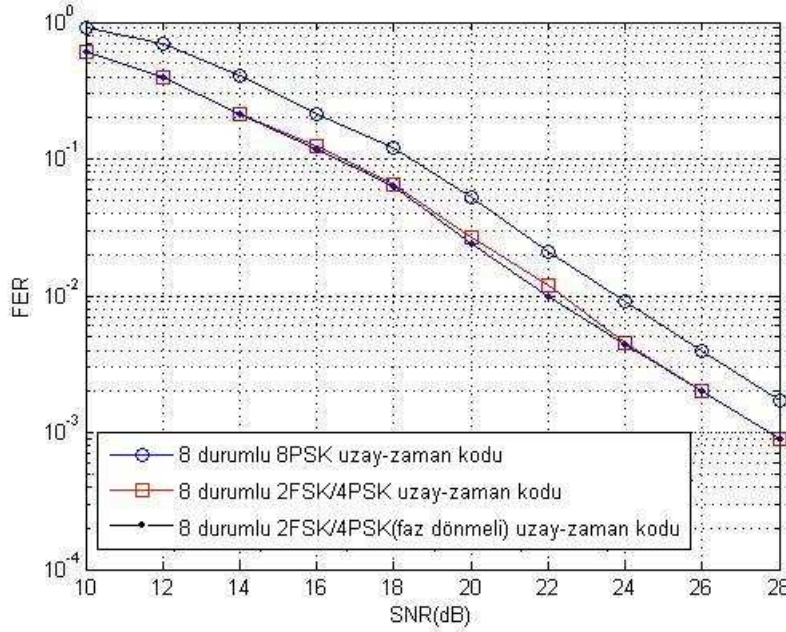
5. UZAY-ZAMAN KAFES KODLAMALI SİSTEMLERDE FSK/PSK MODÜLASYONUNUN KULLANILMASI

Bu tez çalışmasının ilk adımı olarak FSK/PSK modülasyonu uzay-zaman kafes kodlarında kullanılmıştır ve daha sonra işbirlikli çeşitlemeye uyarlanmıştır. Tez süresince, [21]'de duruğumsu Rayleigh sönümlemeli kanalda bilgisayar benzetimleri ilk kez yapılan FSK/PSK modülasyonlu sistemler, [21]'de yapılanlardan farklı olarak 3 ve 4 antenli durumlarda da incelenmiştir. Aynı zamanda 2 antenli durumda elde edilen sonuçlar da doğrulanmıştır.

Şekil 5.1'de görülen ve Tarokh vd. [3] tarafından 8PSK için önerilen 2 antenli uzay-zaman kafes kodu kullanılarak [21]'de ilk kez gerçekleştirilen bilgisayar benzetiminde 2FSK/4PSK ve 8PSK simgelerinin kullanımı ile elde edilen hata başarımları Şekil 5.2'de görülmektedir. Görüldüğü üzere 2FSK/4PSK modülasyonu 8PSK'ya göre 1.8 dB kadar daha iyi hata başarımı sağlamaktadır.



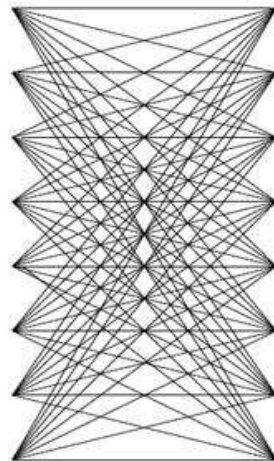
Şekil 5.1: 2 verici anten için 8 durumlu 2FSK/4PSK Tarokh [3] uzay-zaman kafe s kodu.



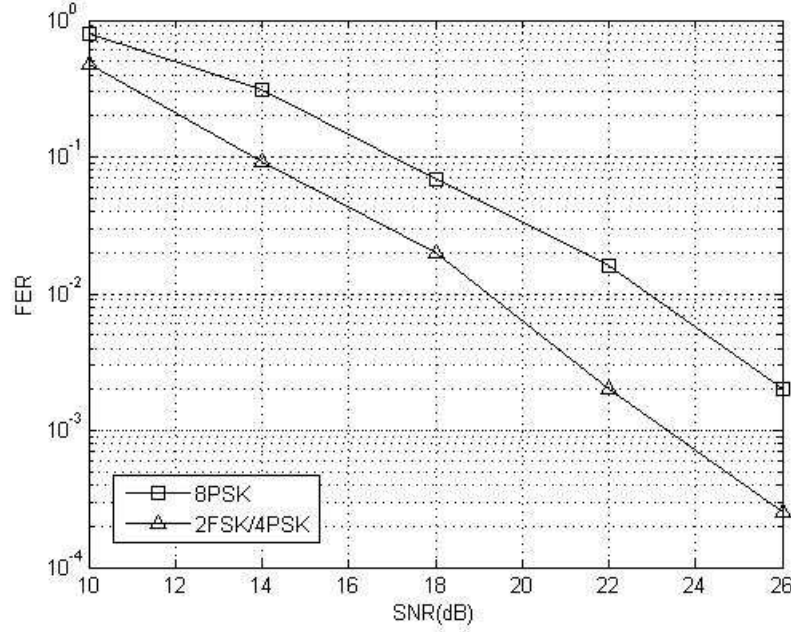
Şekil 5.2: 8 durumlu uzay-zaman kodların duruğumsu Rayleigh sönümlmeli kanaldaki çerçeve hata başarımları

Şekil 5.3'te görülen ve Vucetic vd. [6] tarafından önerilen 3 antenli uzay-zaman kafes kodu kullanılarak gerçekleştirilen bilgisayar benzetiminde 2FSK/4PSK ve 8PSK simgelerinin kullanımı ile elde edilen hata başarımları Şekil 5.4'te görülmektedir. Görüldüğü üzere 2FSK/4PSK modülasyonu 8PSK'ya göre daha iyi hata başarımı sağlamaktadır.

000, 044, 462, 426, 213, 257, 675, 631
 402, 446, 064, 020, 615, 651, 277, 233
 204, 240, 666, 622, 417, 453, 071, 035
 606, 642, 260, 224, 011, 055, 473, 437
 340, 304, 722, 766, 553, 517, 135, 171
 742, 706, 324, 360, 155, 111, 537, 573
 544, 500, 126, 162, 757, 713, 331, 375
 146, 102, 520, 564, 351, 315, 733, 777

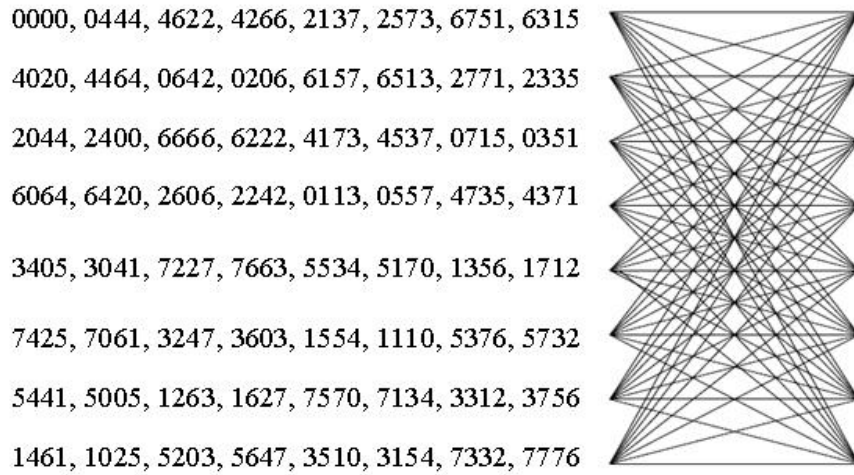


Şekil 5.3: 3 verici anten için 8 durumlu 2FSK/4PSK Vucetic [6] uzay-zaman kafes kodu.

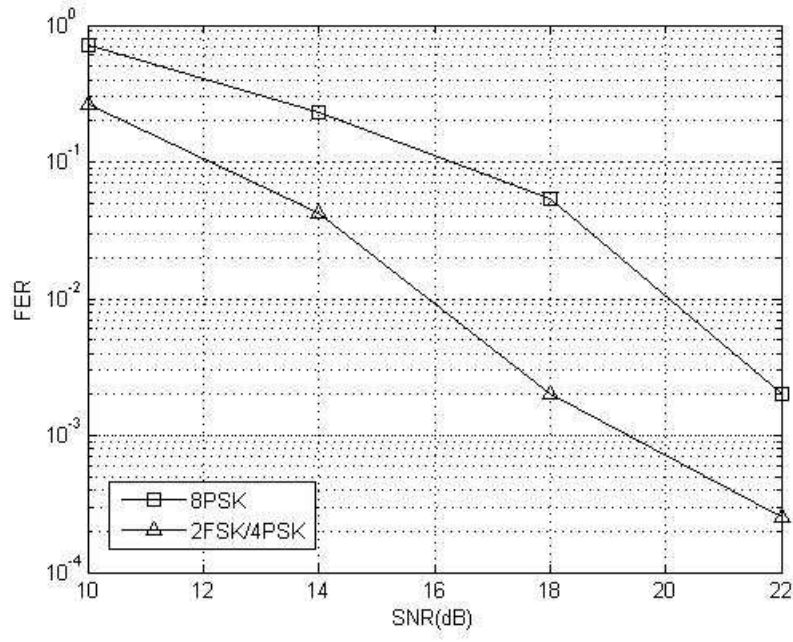


Şekil 5.4: Vucetic'in [6] optimum 3 simgeli uzay-zaman kafes kodunda 2FSK/4PSK ve 8PSK kullanılması durumunda çerçeve hata başarımları

Şekil 5.5'te görülen ve Vucetic vd. [6] tarafından 8PSK için önerilen 4 antenli uzay-zaman kafes kodu kullanılarak yapılan bilgisayar benzetiminde 2FSK/4PSK ve 8PSK simgelerinin kullanımı ile elde edilen hata başarımları Şekil 5.6'da görülmektedir. Görüldüğü üzere 2FSK/4PSK modülasyonu 8PSK'ya göre daha iyi hata başarımları sağlamaktadır.



Şekil 5.5: 4 simgeli 8 durumlu 2FSK/4PSK Vucetic [6] uzay-zaman kafes kodu



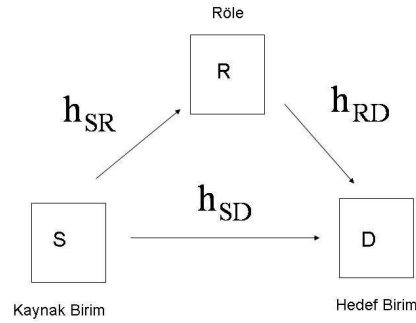
Şekil 5.6: Vucetic'in [6] optimum 4 simgeli uzay-zaman kafes kodunda 2FSK/4PSK ve 8PSK kullanılması durumunda çerçeve hata başarımları

6. RÖLELİ SİSTEMLERDE FSK/PSK MODÜLASYONU İLE BAŞARIM İYİLEŞTİRME

Bu bölümde FSK/PSK modülasyonu 3. Bölümde ayrıntılı olarak incelenen röleli çeşitleme teknikleri ile bütünleştirilmiş, hata başarımlarını benzetimleri yapılmıştır. Temel alınan modülasyon 4. Bölümde anlatılan 2FSK/4PSK modülasyonu olmuştur, ancak bu yaklaşım diğer FSK/PSK modülasyonlarına genelleştirilebilir.

2FSK/4PSK modülasyonu 4 boyutlu bir modülasyon olduğundan alıcı yapısı PSK, QAM gibi 2 boyutlu modülasyonlardan farklı olmaktadır. Bu bölümde, klasik röleli işbirlikli sistem için bilgisayar benzetimleri yapılmış ve 2FSK/4PSK'nın eşdeğeri 8PSK'dan daha iyi hata başarımları sağladığı ortaya konmuştur. Benzetimler duruğumsu Rayleigh sönümlemeli kanallar için gerçekleştirilmiştir.

Kaynak, hedef ve rölenin tek antenli olduğu sönümlemeli kanal etkisindeki klasik röleli işbirlikli sistem modeli Şekil 6.1'de görülmektedir.



Şekil 6.1: Klasik röleli işbirlikli sistem modeli

Görüldüğü üzere bilgi, kaynaktan(S) hedef birime(D) röle biriminin (R) yardımı ile iletilmektedir. Tüm birimler tek alıcı ve tek verici antenle donatılmıştır. h_{SR} kaynak ile röle arası, h_{SD} kaynak ile alıcı arası, h_{RD} röle ile hedef arası kanallardaki karmaşık sönümleme katsayılarıdır. Röle, aldığı işarete yükselt-ilet (AF) ya da çöz-ilet(DF) yöntemlerini uygulayarak iletişime yardımcı olur. Uygulama kolaylığı açısından AF daha tercih edilen bir tekniktir. Bilgisayar benzetimleri sırasında AF

kullanılmış ve birinci zaman diliminde sadece kaynaktan röleye, ikinci zaman diliminde ise hem kaynaktan hedefe hem röleden hedefe iletim yapılmıştır.

[24]'te verilen analizlere göre ikinci zaman dilimi sonunda alıcıda alınan işaret,

$$\begin{aligned}
 r &= h_1 x_1 + h_2 x_2 + n \\
 h_1 &= \sqrt{\frac{E_{SR} / N_o}{1 + E_{SR} / N_o + E_{RD} / N_o}} h_{SR} h_{RD} \sqrt{E_{RD}} \\
 h_2 &= \sqrt{\frac{1 + E_{SR} / N_o}{1 + E_{SR} / N_o + E_{RD} / N_o}} h_{SD} \sqrt{E_{SD}} \\
 n &= \sqrt{\frac{E_{RD}}{E_{SR} + N_o}} h_{RD} n_R + n_D
 \end{aligned} \tag{6.1}$$

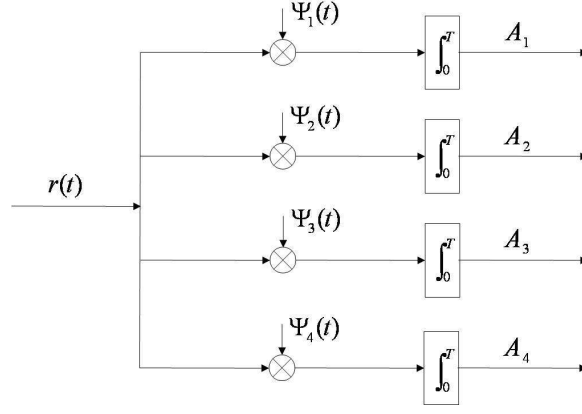
şeklinde normalize edilmektedir. Burada, x_1 röle tarafından, x_2 kaynak tarafından iletilen işaretler; n_D hedefe doğru iletim yaparken, n_R ise röleye doğru iletim yaparken eklenen toplamsal gürültüdür. E_{SR} / N_o , kaynak ile röle arası, E_{SD} / N_o kaynak ile hedef arasındaki, E_{RD} / N_o ise röle ile hedef arasındaki işaret-gürültü oranıdır. Tez çalışması sırasında rölelerin fazı kompanze ettiği varsayılarak kaynak ile röleler arasındaki sönmleme katsayısı gerçel alınmıştır.

Klasik röleli sistemde 2FSK/4PSK modülasyonu kullanılması durumunda, toplamsal gürültü göz önüne alınmaksızın, $0 \leq t \leq T$ aralığında hedef alıcıda alınan işaret (6.2)'deki gibi ifade edilir.

$$r_1(t) = |h_2| \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \frac{a\pi}{2T} t - \theta + \varphi^2) + |h_1| \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \frac{a\pi}{2T} t - \theta + \varphi^1). \tag{6.2}$$

Kullanılan yöntemde ikinci zaman diliminde hem kaynaktan hem röleden işaret alındığı için kaynak kullanıcıdan ve işbirliği yapan röleden gelen işaretler birlikte değerlendirilmektedir. Burada $h_1 = |h_1| \sin \varphi^1$ ve $h_2 = |h_2| \sin \varphi^2$ şeklindedir. Burada $k = 0, 1, 2, \dots, 7$ olmak üzere, θ , (4.2)'deki gibi ifade edilmekte olup a , k çiftse 1, değilse -1 değerini alır.

2FSK/4PSK modülasyonunun dört boyutlu olmasından ötürü alıcıda demodülasyon işlemi için Şekil 6.2'de görüldüğü üzere dört ilişkilendirici içeren bir ilişki alıcısı kullanılmaktadır.



Şekil 6.2: 2FSK/4PSK modülasyonu için ilişki alıcısı

[23]'teki çözümleme izlenerek çıkış büyüklükleri A_1, A_2, A_3, A_4 (6.3)'teki gibi bulunur. $a^{(1)}$ kaynak tarafından hedefe iletilen simgelere ait iken $a^{(2)}$ röle tarafından iletilen simgeye aittir.

$$\begin{aligned}
 A_1 = & (\sqrt{E_s} h_{2,I} \frac{1+a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} + h_{2,Q} \frac{1+a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)} \\
 & + C_1 h_{2,I} \frac{1-a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} + C_1 h_{2,Q} \frac{1-a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)} \\
 & + C_2 h_{2,Q} \frac{1-a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} - C_2 h_{2,I} \frac{1-a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)}) \\
 & + \sqrt{E_s} h_{1,I} \frac{1+a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} + h_{1,Q} \frac{1+a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} \\
 & + C_1 h_{1,I} \frac{1-a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} + C_1 h_{1,Q} \frac{1-a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} \\
 & + C_2 \rho_Q^{R,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} - C_2 \rho_I^{R,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)}
 \end{aligned} \tag{6.3}$$

$$\begin{aligned}
A_2 = & (\sqrt{E_s} h_{2,I} \frac{1+a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)} - h_{2,Q} \frac{1+a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} \\
& + C_2 h_{2,I} \frac{1-a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} + C_2 h_{2,Q} \frac{1-a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)} \\
& - C_1 h_{2,Q} \frac{1-a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} + C_2 h_{2,I} \frac{1-a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)}) \\
& + \sqrt{E_s} h_{1,I} \frac{1+a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} - h_{1,Q} \frac{1+a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} \\
& + C_2 h_{1,I} \frac{1-a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} + C_2 h_{1,Q} \frac{1-a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} \\
& - C_1 h_{1,Q} \frac{1-a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} + C_1 h_{1,I} \frac{1-a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)}
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
A_3 = & (\sqrt{E_s} \sqrt{D} h_{2,I} \frac{1-a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} + h_{2,Q} \frac{1-a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)}) \\
& + \sqrt{E_s} \sqrt{D} h_{1,I} \frac{1-a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} + h_{1,Q} \frac{1-a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} \\
A_4 = & (\sqrt{E_s} \sqrt{D} h_{2,I} \frac{1-a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)} - h_{2,Q} \frac{1-a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)}) \\
& + \sqrt{E_s} \sqrt{D} h_{1,I} \frac{1-a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} - h_{1,Q} \frac{1-a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)}
\end{aligned}$$

Bu ifadelerdeki C_1, C_2, D (3.4)'te tanımlanmıştır. Bu çıkış katsayıları sıfır ortalamalı, N_o varyanslı istatistiksel bağımsız Gauss gürültü bileşenlerinden etkilenecektir. (3.6)'daki vektörel ifade kullanılarak ilişki alıcısı çıkışları,

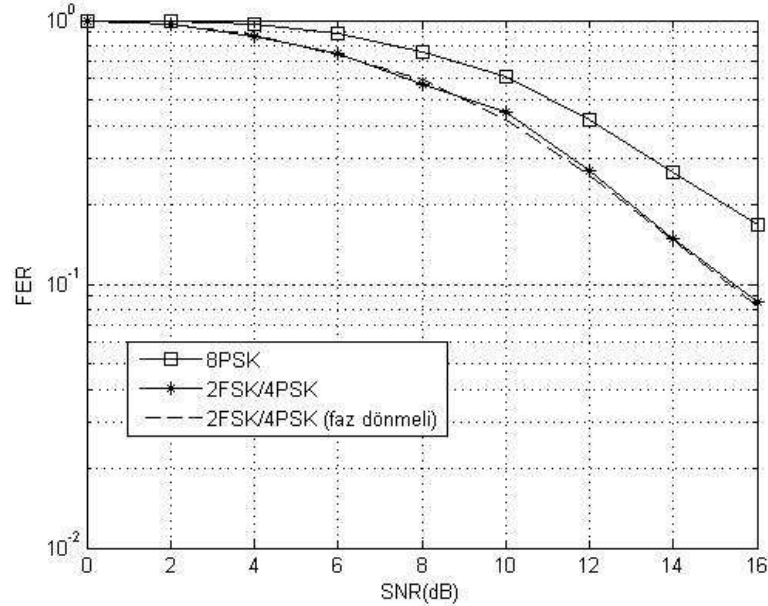
$$\begin{aligned}
A_1 = & (h_{2,I} s_{k(1),1} + h_{2,Q} s_{k(1),2}) + h_{1,I} s_{k(2),1} + h_{1,Q} s_{k(2),2} \\
A_2 = & (h_{2,I} s_{k(1),2} - h_{2,Q} s_{k(1),1}) + h_{1,I} s_{k(2),2} - h_{1,Q} s_{k(2),1} \\
A_3 = & (h_{2,I} s_{k(1),3} + h_{2,Q} s_{k(1),4}) + h_{1,I} s_{k(2),3} + h_{1,Q} s_{k(2),4} \\
A_4 = & (h_{2,I} s_{k(1),4} - h_{2,Q} s_{k(1),3}) + h_{1,I} s_{k(2),4} - h_{1,Q} s_{k(2),3}
\end{aligned} \tag{6.4}$$

olarak elde edilir. Alıcıda kanal durum bilgisi varsa, alınan işaret $q_k = (q_{k,1}, q_{k,2}, q_{k,3}, q_{k,4})$ olmak üzere 2FSK/4PSK alıcısına ait dal metriği [18],

$$\begin{aligned}
& (A_1 - ((h_{2,I}q_{k(1),1} + h_{2,Q}q_{k(1),2}) + h_{1,I}q_{k(2),1} + h_{1,Q}q_{k(2),2})))^2 + \\
& (A_2 - ((h_{2,I}q_{k(1),2} - h_{2,Q}q_{k(1),1}) + h_{1,I}q_{k(2),2} - h_{1,Q}q_{k(2),1})))^2 + \\
& (A_3 - ((h_{2,I}q_{k(1),3} + h_{2,Q}q_{k(1),4}) + h_{1,I}q_{k(2),3} + h_{1,Q}q_{k(2),4})))^2 + \\
& (A_4 - ((h_{2,I}q_{k(1),4} - h_{2,Q}q_{k(1),3}) + h_{1,I}q_{k(2),4} - h_{1,Q}q_{k(2),3})))^2
\end{aligned} \tag{6.5}$$

biçimindedir.

Bu ilişki katsayılarının hesaplanması ile klasik röleli işbirlikli sistemlere 2FSK/4PSK modülasyonunun uygulanması mümkün olmuştur. [24]'te 4 durumlu Tarokh uzay-zaman kafes kodu ve QPSK için yapılmış olan çalışma, 8 durumlu Tarokh uzay-zaman kafes kodu ve 8PSK ile 2FSK/4PSK için yapılmıştır. Kullanılan uzay-zaman kafes kod diyagramı Şekil 5.1'de, elde edilen çerçeve hata olasılığı başarımları eğrisi Şekil 6.3'te verilmiştir. Kafes kod üzerindeki rakamlar, Şekil 4.1'de simgesel olarak gösterilen ve (4.7)'de vektörel olarak ifade edilen 2FSK/4PSK simgelerine karşı düşmektedir. Başarım eğrisinden de görüleceği üzere 2FSK/4PSK, 8PSK'ya göre yaklaşık 2 dB'lik SNR kazancı sağlamaktadır. Örneğin FER=3.10⁻¹ değerine 2FSK/4PSK modülasyonu yaklaşık 12 dB'de ulaşırken 8PSK modülasyonu 14 dB'de ulaşmaktadır.

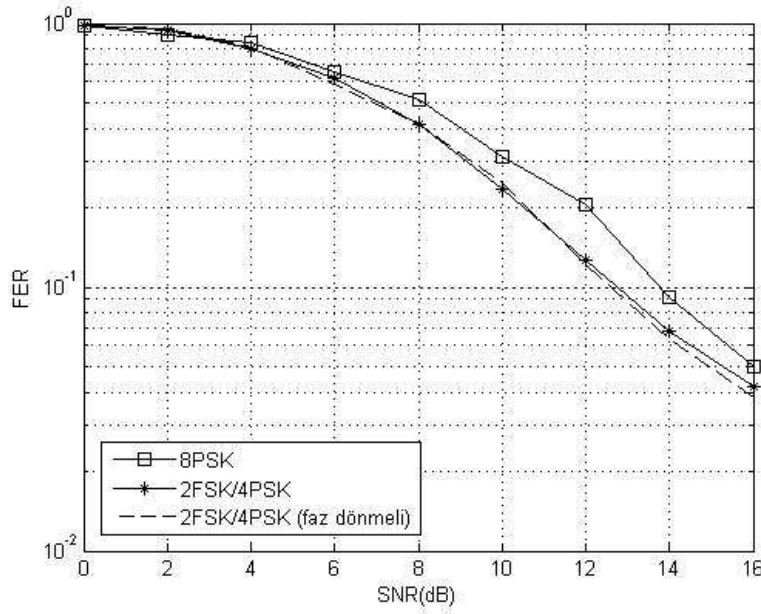


Şekil 6.3. Tarokh [3] uzay-zaman kafes kodunun işbirlikli çeşitlemede çerçeve hata başarımları

Tarokh'un 8 durumlu uzay-zaman kodunun tek röleli duruma uygulanmasının ardından [8]'de üreteç matrisleri verilen ve 3 ve 4 simgeli uzay-zaman kodları iki ve

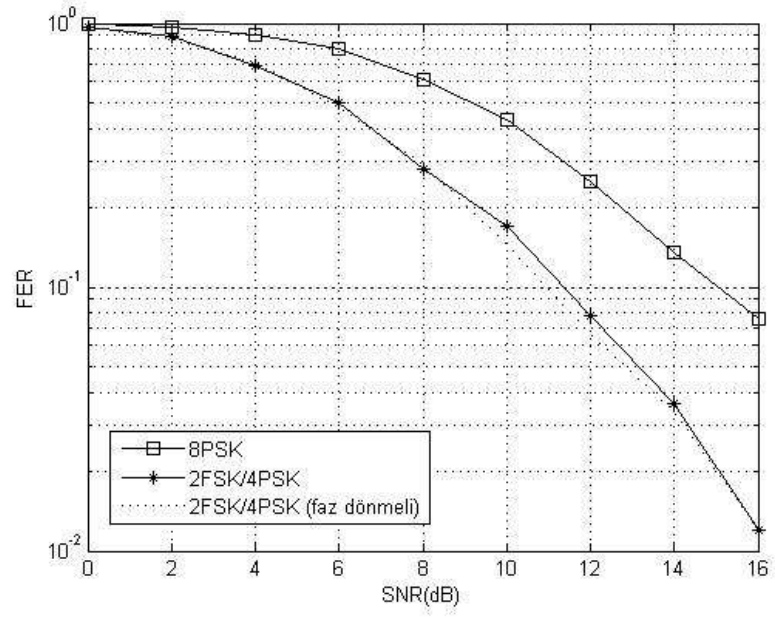
üç röleli durumda kullanılmıştır. İki röleli durumda, ikinci zaman aralığında kaynak, dal üzerindeki birinci simgeyi, ilk röle ikinci simgeyi ve ikinci röle ise üçüncü simgeyi hedefe iletmektedir ve bu sayede işbirliği yapılmaktadır.

İki röleli işbirliği için kullanılan ve yapısı Şekil 4.3'te verilen Vucetic kafes koduna ilişkin başarımlar eğrisi Şekil 6.4'te görülmektedir.



Şekil 6.4: Vucetic'in [6] optimum 3 simgeli uzay-zaman kafes kodunda 2FSK/4PSK ve 8PSK kullanılması durumunda iki röleli işbirlikli çeşitleme için çerçeve hata başarımları

Üç röleli durumda, ikinci zaman aralığında kaynak, dal üzerindeki birinci simgeyi, ilk röle ikinci simgeyi, ikinci röle üçüncü simgeyi, üçüncü röle ise dördüncü simgeyi hedefe iletmektedir ve bu sayede işbirliği yapılmaktadır. Üç röleli durumda kullanılan ve yapısı Şekil 4.5'te verilen Vucetic kafes koduna ilişkin başarımlar eğrisi Şekil 6.5'te görülmektedir.



Şekil 6.5: Vucetic'in [6] optimum 4 simgeli uzay-zaman kafes kodunda 2FSK/4PSK ve 8PSK kullanılması durumunda üç röleli işbirlikli çeşitleme için çerçeve hata başarımları

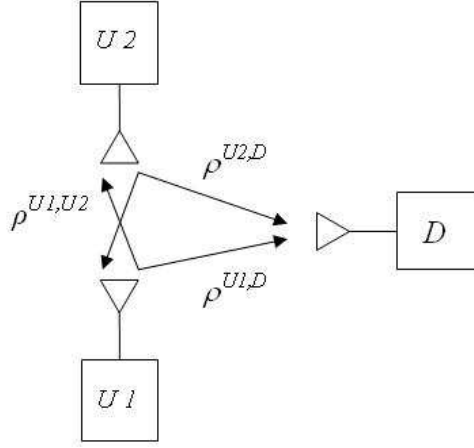
7. KODLAMALI İŞBİRLİKLİ SİSTEMLERDE FSK/PSK MODÜLASYONU İLE BAŞARIM İYİLEŞTİRME

Bu bölümde FSK/PSK modülasyonu 2. Bölümde ayrıntılı olarak anlatılan işbirlikli çeşitleme tekniklerinden kodlamalı kullanıcı işbirlikli sistemlere uygulanmış [35], hata başarımlar benzetimleri yapılmıştır. Örnek olarak alınan modülasyon 3. Bölümde ayrıntılı olarak anlatılan 2FSK/4PSK modülasyonu olmuştur, ancak bu yaklaşım diğer FSK/PSK modülasyonlarına genelleştirilebilir.

2FSK/4PSK modülasyonu 4 boyutlu bir modülasyon olduğundan alıcı yapısı PSK, QAM gibi 2 boyutlu modülasyonlardan farklı olmaktadır. Bu bölümde, kodlamalı kullanıcı işbirlikli sistemler için bilgisayar benzetimleri yapılmış ve 2FSK/4PSK'nın eşdeğeri 8 PSK'dan daha iyi hata başarımları sağladığı ortaya konmuştur. Benzetimler duruğumsu Rayleigh sönmülemeli kanallar için gerçekleştirilmiştir.

İşbirlikli işaretleşmenin kanal kodlaması ile birleştirildiği kodlamalı işbirliği [15], çeşitleme tekniklerine yeni bir yöntem olarak katılmıştır. En basit biçimiyle bu yöntemde iki kullanıcı tek bir hedefe iletim yapmaktadır. İlk kullanıcıdan iletilen bitler kullanılan modülasyon türüne göre simgelere eşlenir ve hem hedefe hem işbirliği yapan kullanıcıya iletilir. İşbirliği yapan kullanıcı çöz-aktar işlemiyle simgeleri çözer ve işbirliği sağlayacak bir yöntem ile ürettiği yeni eşlik bitlerini simgelere eşleyerek hedefe iletir. Kodlamalı işbirlikli çeşitleme tekniği, daha önce hız uyumlu delikli katlamalı kodlarla (RCPC) ve ikili faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK) modülasyonu ile kullanılmıştır [15]. Bu bölümde bu teknik 2FSK/4PSK modülasyonunda kullanılmış ve hata başarımları bilgisayar benzetimleri ile elde edilmiştir.

Kullanıcıların ve hedef alıcının bir anten kullandığı iki kullanıcı işbirlikli sistem modeli Şekil 7.1'de görülmektedir. Kodlamalı işbirlikli çeşitlemenin temel amacı kodlama ve iletim için aynı sistem kaynaklarını kullanmaktır. Ancak daha iyi çeşitleme kazancı elde edilebilmesi için kodlamalı simgeler kullanıcılar arasında yeniden düzenlenmektedir [15].



Şekil 7.1: İki kullanıcılı işbirlikli sistem modeli

Birinci kullanıcı (U1), kod sözcüklerini hem ikinci kullanıcıya (U2) hem alıcıya (D) iletir. U2 almış olduğu gürültülü işaretleri çözer, belirli bir yöntemle göre bir simgeye eşleyerek alıcıya gönderir. Alıcıda kod çözme işlemi sırasında işbirliği yapan kullanıcıdan gönderilen ek bilgi de metrik hesabına katılır. Bu yaklaşım her iki kullanıcı için de geçerlidir. Şekil 7.2’ de kodlamalı işbirlikli çeşitleme için simgesel bir gösterilim yer almaktadır. Tez çalışması boyunca ilk adımda kullanıcılar arası sürekli işbirliği yapılmış, daha sonra CRC koduna göre diğer kullanıcıdan alınan simgelerin doğru çözülüp çözülmemesine göre ve SNR değerinin belirli bir eşiği geçip geçmemesine göre işbirliği yapılmıştır.



Şekil 7.2: Kodlamalı işbirlikli çeşitleme

Bu çalışma sırasında işbirlikli çeşitleme hem kafes kodlamalı hem kafes kodlamasız durum için ele alınmıştır. İşbirliği yöntemi kafes kodunun kullanılıp kullanılmamasına göre değişmektedir.

➤ Kafes Kodlamasız Durum

Şekil 7.3’te kafes kodlamasız durum için kodlamalı işbirliğini açıklayan bir gösterilim yer almaktadır. Burada $s_{i,l}^{(k)}$, k . kullanıcının i . zaman aralığında ilettiği l . simgeyi göstermektedir.

	T1	T2	T3	T4	T5	T6
U1	$0 s_{12}^{(1)} s_{13}^{(1)}$		$s_{21}^{(2)} s_{32}^{(1)} s_{33}^{(1)}$		$s_{41}^{(2)} s_{52}^{(1)} s_{53}^{(1)}$	
U2		$s_{11}^{(1)} s_{22}^{(2)} s_{23}^{(2)}$		$s_{31}^{(1)} s_{42}^{(2)} s_{43}^{(2)}$		$s_{51}^{(1)} s_{62}^{(2)} s_{63}^{(2)}$

Şekil 7.3: Kafes kodlamasız durumda kodlamalı işbirliği

$b_{i,l}^k$, i . zaman aralığında, k . kullanıcının l . bitini ($l=1,2,...,6$) göstermek üzere, $b_{i,l}^k$ ($l=1,2,3$) ve $b_{i,l}^k$ ($l=4,5,6$) bitleri iki 2FSK/4PSK simgeye eşlenerek iletilir. k . kullanıcının $i-1$. zaman aralığında çözdüğü j . kullanıcıya ilişkin iki simgenin karşılığı olan $\hat{b}_{i-1,l}^j$ ($l=1,2,3$) ve $\hat{b}_{i-1,l}^j$ ($l=4,5,6$) bitleri belirlenerek $b_{i,m}^k = \hat{b}_{i-1,l}^j \oplus \hat{b}_{i-1,l+3}^j$ ($l=1,2,3$, $m=7,8,9$) bitleri oluşturulur ve i . zaman aralığında k . kullanıcının üçüncü 2FSK/4PSK simgesine eşlenerek iletilir. Burada $\oplus$, EXOR işlemidir.

➤ Kafes Kodlamalı Durum

Şekil 5.3'te kafes diyagramı görülen ve [8]'de üreteç matrisi $\begin{pmatrix} 2 & 4 & 0 & 3 & 2 & 4 \\ 1 & 6 & 4 & 4 & 0 & 0 \\ 3 & 2 & 4 & 0 & 4 & 2 \end{pmatrix}$ olarak

verilen uzay-zaman kafes kodu işbirlikli çeşitlemeye uygulandığında kafes üzerindeki ilk iki simge hem hedefe hem ikinci kullanıcıya iletilir. İlk iki simge ikinci kullanıcı tarafından çözülerek üçüncü simge elde edilir ve hedefe iletilir.

$\rho^{U1,U2}$ kullanıcılar arası, $\rho^{U1,D}$ U1 ile alıcı arası, $\rho^{U2,D}$ arası kanallardaki karmaşık sönümleme katsayıları olmak üzere, toplamsal gürültü göz önüne alınmaksızın, $0 \leq t \leq T$ aralığında hedef alıcıda alınan işaret (7.1)'deki gibi ifade edilir.

$|\rho^{U1,D}|, \rho^{U1,D}$ sönümleme katsayısının genliğini, $\phi^{U1,D}$ ise fazını ifade etmektedir.

Aynı durum $\rho^{U2,D}$ için de geçerlidir.

$$\begin{aligned}
 r(t) = & \left| \rho^{U1,D} \right| \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \frac{ah\pi}{T} t - \theta + \phi^{U1,D}) \\
 & + \left| \rho^{U2,D} \right| \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos(2\pi f_c t + \frac{ah\pi}{T} t - \theta + \phi^{U2,D})
 \end{aligned} \tag{7.1}$$

Alıcıda kaynak kullanıcıdan ve işbirliği yapan kullanıcıdan gelen işaretler birlikte değerlendirilmektedir. Birinci kullanıcıdan iki simge, ikinci kullanıcıdan bir simge iletilmektedir.

2FSK/4PSK modülasyonunun dört boyutlu olmasından ötürü alıcıda demodülasyon işlemi için Şekil 6.2’de verilen dört ilişkilendirici içeren bir ilişki alıcısı kullanılmaktadır.

[23]’deki çözümleme izlenerek $a^{(k)}$ ve $\theta^{(k)}$, k . kullanıcının ilettiği simgeye ilişkin olmak üzere çıkış katsayıları A_1, A_2, A_3, A_4 (7.2)’deki gibi bulunur. Burada $\rho_I^{U1,D} = |\rho^{U1,D}| \cos \varphi^{U1,D}$ ve $\rho_Q^{U1,D} = |\rho^{U1,D}| \sin \varphi^{U1,D}$ olup aynı ifadeler U2 için de geçerlidir.

$$\begin{aligned}
A_1 = & \sqrt{E_s} \left(\rho_I^{U1,D} \frac{1+a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} + \rho_Q^{U1,D} \frac{1+a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)} \right. \\
& + C_1 \rho_I^{U1,D} \frac{1-a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} + C_1 \rho_Q^{U1,D} \frac{1-a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)} \\
& + C_2 \rho_Q^{U1,D} \frac{1-a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} - C_2 \rho_I^{U1,D} \frac{1-a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)} \left. \right) \\
& + \sqrt{E_s} \left(\rho_I^{U2,D} \frac{1+a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} + \rho_Q^{U2,D} \frac{1+a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} \right. \\
& + C_1 \rho_I^{U2,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} + C_1 \rho_Q^{U2,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} \\
& + C_2 \rho_Q^{U2,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} - C_2 \rho_I^{U2,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} \left. \right) \\
A_2 = & \sqrt{E_s} \left(\rho_I^{U1,D} \frac{1+a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)} - \rho_Q^{U1,D} \frac{1+a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} \right. \\
& + C_2 \rho_I^{U1,D} \frac{1-a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} + C_2 \rho_Q^{U1,D} \frac{1-a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)} \\
& - C_1 \rho_Q^{U1,D} \frac{1-a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} + C_1 \rho_I^{U1,D} \frac{1-a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)} \left. \right) \\
& + \sqrt{E_s} \left(\rho_I^{U2,D} \frac{1+a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} - \rho_Q^{U2,D} \frac{1+a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} \right. \\
& + C_2 \rho_I^{U2,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} + C_2 \rho_Q^{U2,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} \\
& - C_1 \rho_Q^{U2,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} + C_1 \rho_I^{U2,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} \left. \right)
\end{aligned} \tag{7.2}$$

$$\begin{aligned}
A_3 &= \sqrt{E_s} \sqrt{D} \left(\rho_I^{U1,D} \frac{1-a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} + \rho_Q^{U1,D} \frac{1-a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)} \right) \\
&\quad + \sqrt{E_s} \sqrt{D} \left(\rho_I^{U2,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} + \rho_Q^{U2,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} \right) \\
A_4 &= \sqrt{E_s} \sqrt{D} \left(\rho_I^{U1,D} \frac{1-a^{(1)}}{2} \sin \theta^{(1)} - \rho_Q^{U1,D} \frac{1-a^{(1)}}{2} \cos \theta^{(1)} \right) \\
&\quad + \sqrt{E_s} \sqrt{D} \left(\rho_I^{U2,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \sin \theta^{(2)} - \rho_Q^{U2,D} \frac{1-a^{(2)}}{2} \cos \theta^{(2)} \right)
\end{aligned}$$

Bu çıkış katsayıları sıfır ortalamalı, N_o varyanslı istatistiksel bağımsız Gauss gürültü bileşenlerinden etkilenecektir.

(3.6) ifadesi kullanılarak ilişki alıcısı çıkışları,

$$\begin{aligned}
A_1 &= \rho_I^{U1,D} s_{(1)}^{(1)} + \rho_Q^{U1,D} s_{(2)}^{(1)} + \rho_I^{U2,D} s_{(1)}^{(2)} + \rho_Q^{U2,D} s_{(2)}^{(2)} \\
A_2 &= \rho_I^{U1,D} s_{(2)}^{(1)} - \rho_Q^{U1,D} s_{(1)}^{(1)} + \rho_I^{U2,D} s_{(2)}^{(2)} - \rho_Q^{U2,D} s_{(1)}^{(2)} \\
A_3 &= \rho_I^{U1,D} s_{(3)}^{(1)} + \rho_Q^{U1,D} s_{(4)}^{(1)} + \rho_I^{U2,D} s_{(3)}^{(2)} + \rho_Q^{U2,D} s_{(4)}^{(2)} \\
A_4 &= \rho_I^{U1,D} s_{(4)}^{(1)} - \rho_Q^{U1,D} s_{(3)}^{(1)} + \rho_I^{U2,D} s_{(4)}^{(2)} - \rho_Q^{U2,D} s_{(3)}^{(2)}
\end{aligned} \tag{7.3}$$

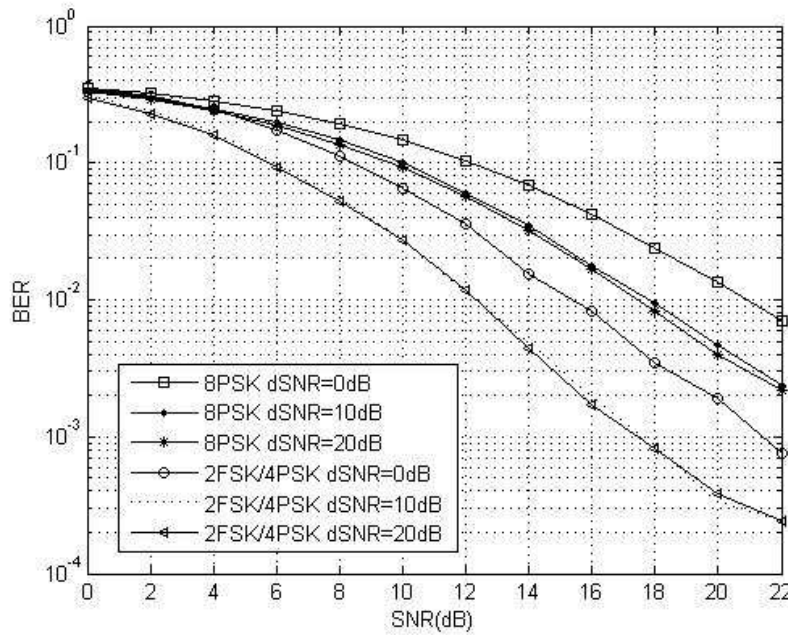
olarak elde edilir. Alıcıda kanal durum bilgisi varsa, alınan işaret $q_k = (q_{k,1}, q_{k,2}, q_{k,3}, q_{k,4})$ olmak üzere 2FSK/4PSK alıcısına ait dal metriği [18]

$$\begin{aligned}
& (A_1 - (\rho_I^{U1,D} q_1^{(1)} + \rho_Q^{U1,D} q_2^{(1)} + \rho_I^{U2,D} q_1^{(2)} + \rho_Q^{U2,D} q_2^{(2)}))^2 + \\
& (A_2 - (\rho_I^{U1,D} q_2^{(1)} - \rho_Q^{U1,D} q_1^{(1)} + \rho_I^{U2,D} q_2^{(2)} - \rho_Q^{U2,D} q_1^{(2)}))^2 + \\
& (A_3 - (\rho_I^{U1,D} q_3^{(1)} + \rho_Q^{U1,D} q_4^{(1)} + \rho_I^{U2,D} q_3^{(2)} + \rho_Q^{U2,D} q_4^{(2)}))^2 + \\
& (A_4 - (\rho_I^{U1,D} q_4^{(1)} - \rho_Q^{U1,D} q_3^{(1)} + \rho_I^{U2,D} q_4^{(2)} - \rho_Q^{U2,D} q_3^{(2)}))^2
\end{aligned} \tag{7.4}$$

olarak ifade edilebilir.

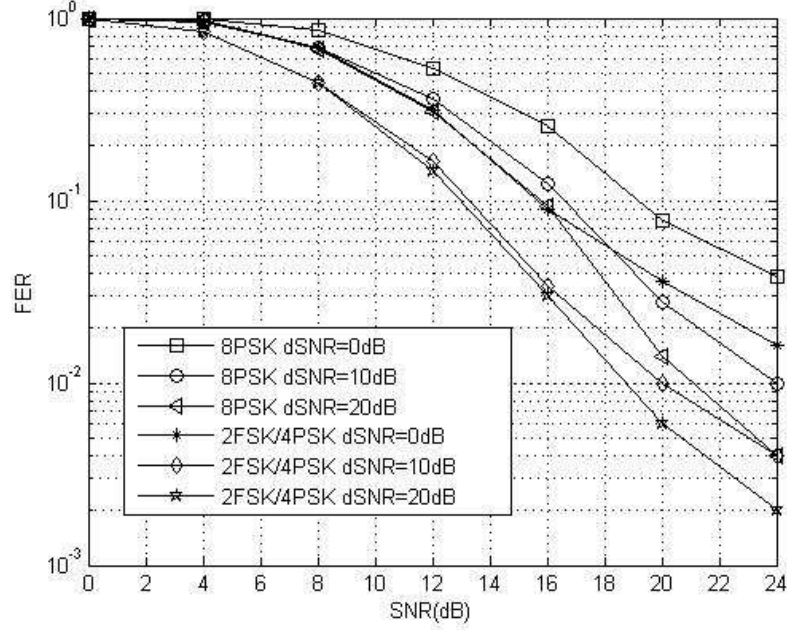
Bu ilişki katsayılarının hesaplanması ile kodlamalı işbirlikli sistemlere 2FSK/4PSK modülasyonunun uygulanması mümkün olmuştur. Daha önce de belirtildiği gibi

2FSK/4PSK modülasyonu hem herhangi bir kafes kodu kullanmadan hem kafes kodu kullanarak uygulanmıştır. 2FSK/4PSK için modülasyon indeksi $h=0.5$ alınmıştır. Kodlamasız durumda elde edilen hata başarımları Şekil 7.4'te verilmektedir. Kullanıcılar ile hedef arası ve kullanıcılararası kanalların istatistiksel bağımsız, istatistiksel özelliklerinin aynı duruşumsu Rayleigh dağılımlı oldukları varsayılmıştır. Kullanıcılararası kanalın işaret-gürültü oranı ile kullanıcı-hedef arası kanalın işaret-gürültü oranının farkı olarak tanımlanan farksal işaret-gürültü oranının (dSNR) 0, 10 ve 20 dB olması durumları için yapılan bilgisayar benzetimleri sonucunda 2FSK/4PSK modülasyonunun her durumda 8PSK modülasyonuna göre çok daha iyi sonuçlar verdiği gözlemlenmiştir. Örneğin, $BER = 10^{-2}$ değerini 8PSK SNR=21 dB de sağlarken, 2FSK/4PSK modülasyonu ile bu değere SNR=16 dB'de ulaşılmaktadır.



Şekil 7.4: 2FSK/4PSK ile 8PSK modülasyonu kullanan kodlamalı işbirlikli sistemlerin kafes kodlamasız durumda bit hata başarımları

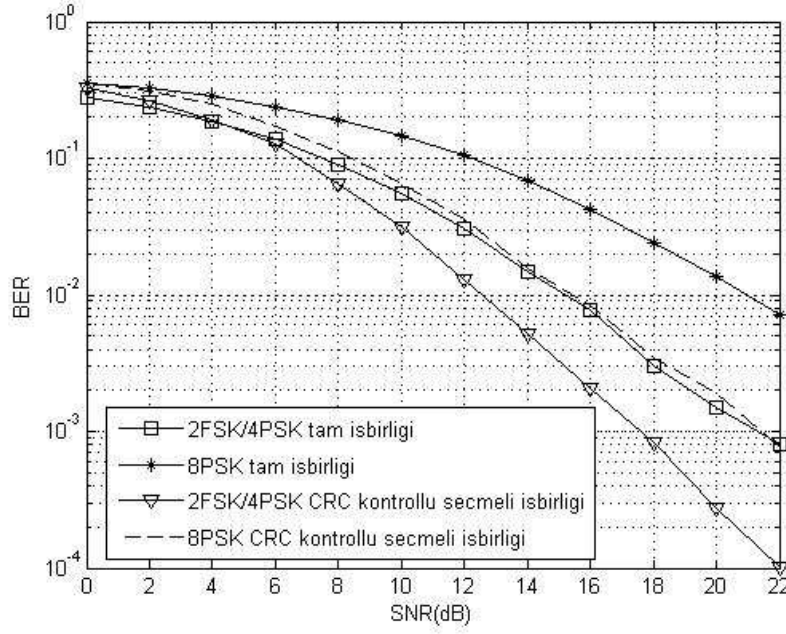
Şekil 5.3'te kafes kodu görülen 3 simgeli kafes kodun kodlamalı işbirlikli çeşitlemeye uygulanmasıyla elde edilen çerçeve hata olasılığı Şekil 7.5'te verilmektedir ve $FER = 10^{-2}$ değerinde 4 dB'lik güç kazancı sağlanmaktadır.



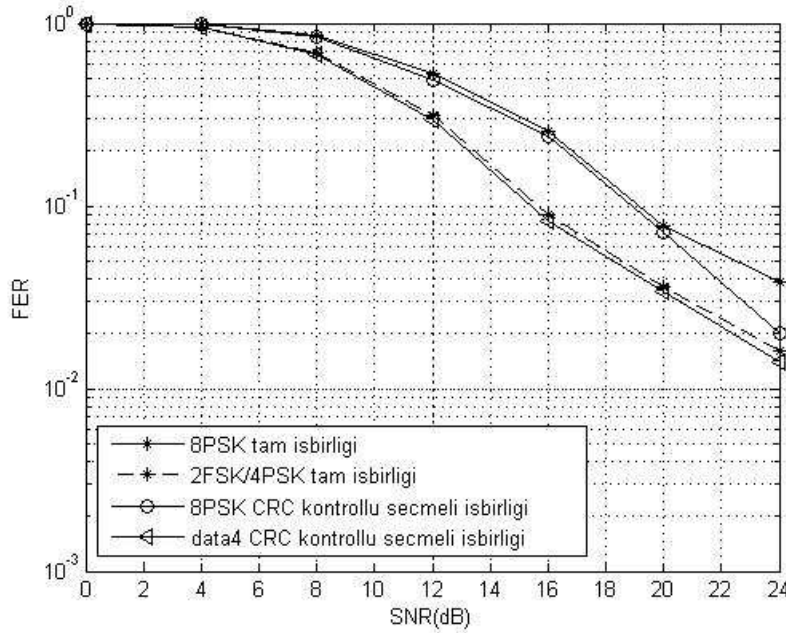
Şekil 7.5: 2FSK/4PSK ile 8PSK modülasyonu kullanan kodlamalı işbirlikli sistemlerin kafes kodlamalı durumda çerçeve hata başarımları

Kullanıcılararası tam işbirliği yapılması durumunda 2FSK/4PSK modülasyonu ile 8PSK modülasyonuna göre yüksek hata başarımları elde edilmiştir. Bu tez çalışması sırasında tam işbirliğinin yanısıra iki tür seçmeli işbirliği üzerine çalışılmış ve daha iyi hata başarımları elde edilmiştir.

İlk yöntemde, kullanıcı, diğer kullanıcıdan gelen bilgi bitlerini doğru çözmesi durumunda işbirliği yapmakta, aksi takdirde kendi bitlerini iletmektedir. Kullanıcının aldığı bilgiyi doğru çözüp çözmediği CRC kod kontrolü ile gerçekleşmektedir. Bu yöntem ile kafes kodlamasız durumda elde edilen hata başarımları Şekil 7.6'da, kafes kodlamalı durumda elde edilen hata başarımları ise Şekil 7.7'de verilmektedir. Seçmeli işbirliği, kullanıcılararası farksal işaret-gürültü oranının 0 olması durumunda daha çok fark oluşturduğu için başarımları eğrilerinde dSNR=0 durumunda tam ve seçmeli işbirliği durumunda elde edilen hata başarımları karşılaştırılmıştır. Seçmeli işbirliği özellikle kafes kodlamasız durumda bit hata oranı anlamında oldukça kazanç sağlamaktadır. Kafes kodlamasız durumda, hem 8PSK hem 2FSK/4PSK modülasyonunda seçmeli işbirliği yapıldığında 4 dB'ye yakın bir işbirliği kazancı elde edilmektedir. Örneğin, 2FSK/4PSK modülasyonu $BER=10^{-2}$ değerini tam işbirliği durumunda 16 dB'de sağlarken, CRC kontrollü işbirliği durumunda 12 dB'de sağlamaktadır.



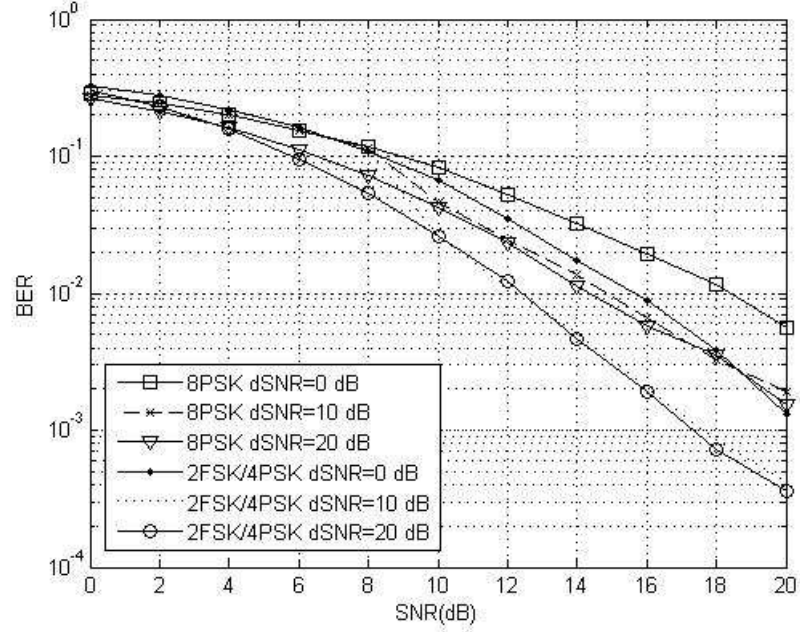
Şekil 7.6: 2FSK/4PSK ile 8PSK modülasyonu kullanan kodlamalı işbirlikli sistemlerin tam ve seçmeli işbirliği yapılması ve kafes kodlamasız durumda bit hata başarımları



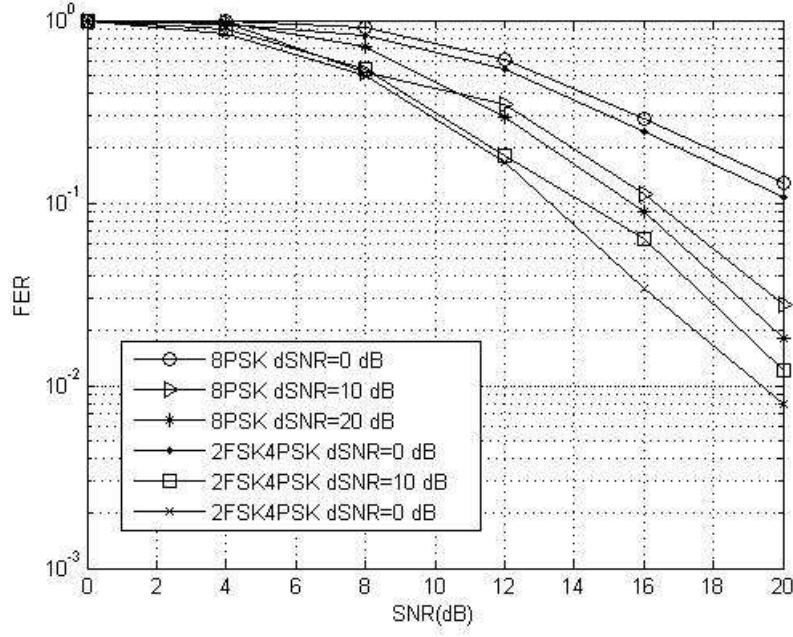
Şekil 7.7: 2FSK/4PSK ile 8PSK modülasyonu kullanan kodlamalı işbirlikli sistemlerin tam ve seçmeli işbirliği yapılması ve kafes kodlamalı durumda çerçeve hata başarımları

Seçmeli işbirliği için kullanılan ikinci yöntem ise anlık işaret-gürültü oranının önceden belirlenmiş olan eşik işaret-gürültü oranından yüksek olması durumunda kullanıcıların işbirliği yapmasıdır. Yapılan bilgisayar benzetimlerinde, eşik SNR

değeri 20 dB alınmış ve farksal işaret gürültü oranının 0, 10 ve 20 dB olması durumunda sonuçlar elde edilmiştir. Şekil 7.8’de kafes kodlamasız durum için bit hata başarımları, Şekil 7.9’da ise kafes kodlamalı durum için çerçeve hata başarımları verilmektedir. Anlık işaret gürültü oranı eşik SNR’dan yüksek ise işbirliği yapılmasını öngören seçmeli işbirliği yönteminde farksal işaret gürültü oranının ve anlık işaret gürültü oranının düşük olması durumunda işbirliği yapılmamaktadır.



Şekil 7.8: Eşik SNR yöntemine göre seçmeli işbirliği yapılması durumunda 8PSK ve 2FSK/4PSK modülasyonlarının kafes kodlamasız durumda bit hata başarımları



Şekil 7.9: Eşik SNR yöntemine göre seçmeli işbirliği yapılması durumunda 8PSK ve 2FSK/4PSK modülasyonlarının kafes kodlamalı durumda çerçeve hata başarımları

8. SONUÇ

İletişim sistemlerinin temel amacı iletilen bilginin en doğru şekilde alıcıda alınmasını sağlamak, dolayısıyla iletişim kanalının bozucu etkilerini olabildiğince ortadan kaldırmaktır. Bunun için pek çok kodlama ve modülasyon teknikleri geliştirilmekte ve kanalın bozucu etkisine karşın alıcıda en iyi hata başarımını sağlayarak kullanıcıya bilgiyi ulaştırmak için her geçen gün yapılan çalışmaların sayısı artmaktadır. Bu tez çalışmasında durağan Rayleigh kanallarda FSK/PSK modülasyonu uzay-zaman kafes kodlarına uygulanarak işbirlikli çeşitlemeli sistemlerde kullanılmıştır.

FSK/PSK modülasyonu, işaretlerarası Öklid uzaklığının yüksek olması sayesinde yüksek kodlama kazançları sağlamaktadır. Bu tez çalışması sırasında temel alınan modülasyon türü 8PSK'nın eşdeğeri olan 2FSK/4PSK olmuştur. Band genişliği açısından da bakıldığında büyük kayıplar görülmemektedir, hatta %90 bandgenişliği tanımına göre 8PSK'dan biraz daha fazla, %99 bandgenişliği tanımına göre daha az band genişliği kullanılmaktadır.

Telsiz iletişim sistemlerinin temel sorunlarının başında kanalda ortaya çıkan çok yollu sönmülemeye karşı hata başarımını arttırmak için çeşitleme teknikleri yaygın olarak kullanılmaktadır. Verici çeşitlemesi sönmülemeyle başa çıkmada kullanılan bir yöntem olmakla birlikte boyut ve maliyet sınırlamaları gezgin birimde çok sayıda anten kullanımına izin vermemektedir. Bu durumda tek antenli gezgin kullanıcıların antenlerini diğer kullanıcılarla paylaştıkları işbirlikli çeşitleme uygun bir yöntem olarak karşımıza çıkmaktadır. İşbirliği yapan kullanıcı diğer kullanıcının iletimini bekler ve başka bir zaman diliminde alınan işareti yükselt-ilet ya da çöz-ilet yöntemleri ile yeniden iletir.

Yapılan çalışmada, 2FSK/4PSK modülasyonu kodlamalı işbirlikli çeşitlemeli sistemlere uygulanmış ve 8PSK'dan daha iyi hata başarımları elde edilmiştir. Taşıyıcı frekansları farklı işaret kümelerinden birinin faz açısının $\pi/4$ radyan

döndürölmesi ve döndürölmemesi durumları ayrı ayrı incelenmiş ve faz dönmesi durumunda biraz daha iyi başarıml elde edildiği gözlemlenmiştir.

Bundan sonraki aşamalarda FSK/PSK modölasyonu için rank ve determinant ölçütlerine göre kod tasarımı yaparak en iyi uzay-zaman kafes kodunun bulunması ve diğer FSK/PSK modölasyonlarına bu çalışmayı taşımak yapılacak çalışmalar arasında yer alabilir.

KAYNAKLAR

- [1] **I.E. Telatar**, 1999. Capacity of multi-antenna Gaussian channels, *Eur. Trans. Telecommun.*, vol. **10**, pp 585-595, Nov.Dec.
- [2] **G.J Foschini and M.J.Gans**, 1998. On limits of wireless communication in a fading environment when using multiple antennas, *Wireless Pers. Commun.*,vol. **6**, pp. 311-335.
- [3] **Tarokh, V. and Seshadri, N.**, 1998. Space-time codes for high data rate communications: Performance criterion and code construction, *IEEE Transactions on Information Theory*, vol. **44**, pp. 744-765.
- [4] **S.M. Alamouti**, 1998. A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, vol. **16**, pp. 1451-1458, October.
- [5] **S. Baro, G. Bauch, and A. Hansmann**, 2000. Improved codes for space-time trellis coded modulation, *IEE Electronic Letters*, vol. **4**, pp. 20-22
- [6] **Vucetic and J. Yuan**, 2001. Improved space-time trellis coded modulation scheme on slow Rayleigh fading channels, *IEEE Trans. Commun.*,, vol. **37**, pp. 440-441.
- [7] **E. van der Maulen**, 1971. Three-terminal communication channels, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. **3**, pp. 120-154.
- [8] **T. Cover and A. El Gamal**, 1979. Capacity theorems for the relay channel, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. **25**, pp. 572-584.
- [9] **J.N Laneman and G.W. Wornell**, 2000. Energy-efficient antenna sharing and relaying for wireless networks, *Proc. IEEE WCNC 2000*, pp. 7-12.
- [10] **J.N Laneman, G.W. Wornell and D.N.C Tse**, 2001. An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks, *Proc. IEEE ISIT 2001*, p.294.

- [11] **H. Li and Q. Zhao**, 2006. Distributed modulation for cooperative wireless communications, *IEEE Signal Proc. Mag.*, vol. **23**, pp.30-36, September.
- [12] **A. Sendonaris, E. Erkip, and B.Aazhang**, 2003. User cooperation diversity- Part I: System Description, *IEEE Trans. Commun.*, vol. **51**, pp. 1927-1938.
- [13] **J.N Laneman, G.W. Wornell and D.N.C Tse**, 2004. Cooperative diversity in wireless networks, *IEEE Commun. Mag.*, vol. **42**, pp. 74-80, October.
- [14] **A. Sendonaris, E. Erkip, and B.Aazhang**, 1998. Increasing uplink capacity via user cooperation diversity, *Proc. IEEE ISIT*, p. 156.
- [15] **T.E. Hunter ve A. Nosratinia**, 2002. Cooperation diversity through coding, *Proc. IEEE ISIT*, p.220.
- [16] **A. Sendonaris, E. Erkip, and B.Aazhang**, 2005. Towards maximum achievable diversity in space, time, and frequency: Performance analysis and code design, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. **4**, pp. 1847-1857, July.
- [17] **T.E. Hunter ve A. Nosratinia**, 2006. Diversity Through Coded Cooperation, *IEEE Trans. on Wireless Communications*, vol. **5**, pp:283-289, February.
- [18] **R. Padovani, and J.K. Wolf**, 1986. Coded phase/frequency modulation, *IEEE Trans. Commun.*, vol. **34**, pp. 446-453, May.
- [19] **S.S. Periyalwar and S.M. Fleisher**, 1992. Multiple trellis coded frequency and phase modulation, *IEEE Trans. Commun.*, vol. **40**, pp. 1038-1046, June.
- [20] **İ. Altunbaş and Ü. Aygölü**, 1994. Multilevel coded FSK/PSK modulation, *Proc. IEEE ICC*.
- [21] **Ö. Baykara**, 2005. FSK/PSK modülasyonu için uzay-zaman kodları, *Y. Lisans Tezi*, Fen Bilimleri Enstitüsü, İ.T.Ü.
- [22] **Z. Chen, B. Vucetic, J. Yuan, and K.L. Lo**, 2002. Space-time trellis codes for 8-PSK with two, three and four transmit antennas in quasi-static flat fading channels, *IEE Electronics Letters*, vol. **38**, pp. 462-464.

- [23] **F. Xiong and S.Bhatmuley**, 1997. Performance of MHPM in Rician and Rayleigh fading mobile channels, *IEEE Trans Commun.*, vol. **45** pp.279-283, Mar.
- [24] **O.Canpolat, M.Uysal and M.M.Fareed**, 2007. Analysis and Design of Distributed Space-Time Trellis Codes With Amplify and Forward Relaying, *IEEE Transactions*, July.
- [25] **O.Canpolat ve M.Uysal**, Super-Orthogonal Space-Time Trellis Coded Cooperative Diversity Systems.
- [26] **Y.-M. Gu, W.-G. Yang, and C.-W. Lee**, 1996. Two level codes for frequency/phase modulation, *IEE Electronic Letters*, vol. **32**, pp. 987-988, May.
- [27] **G. Leus, W. Zhao, B. Giannakis, and H. Deliç**, 2004. Space-time frequency-shift keying, *IEEE Trans. Commun.*, vol. **52**, pp. 346-349, Mar.
- [28] **W. Su, Z. Safar, and K.J.R. Liu**, 2005. Full-rate full-diversity space-frequency codes with optimum coding advantage, *IEEE Trans. Inform. Theory*, vol. **51**, pp. 229-249, January.
- [29] **D. Chen and J.N. Laneman**, 2006. Modulation and demodulation for cooperative diversity in wireless systems, *IEEE Trans. Wireless Commun.*, vol. **5**, pp. 1785-1794, July.
- [30] **P.A. Anghel, G. Leus, and M. Kaveh**, 2002. Distributed space-time coding in cooperative networks, *Proc. 5th Nordic Signal Processing Symp.*, pp. 1097-1103.
- [31] **P.A. Anghel and M. Kaveh**, 2006. On the performance of distributed space-time coding systems with one and two non-generative relays, *IEEE Trans. Wireless Commun.* vol. **5**, pp. 682-692, March.
- [32] **A. Stefanov and E. Erkip**, 2004. Cooperative coding for wireless networks, *IEEE Trans. Commun.*, vol. **52**, pp. 1470-1476, September.
- [33] **Ungerboeck, G. ,** 1982, Channel Coding with Multilevel / Phase Signals, *IEEE Transactions On Information Theory*, vol. **28**, No.1, January.

- [34] **Yuan, J. , Chen, Z. , Vucetic B. and Firmanto, W. ,** 2003, Performance and Design of Space-Time Coding in Fading Channels, *IEEE Transactions On Communications*, vol. **51**, No.12, December.
- [35] **Çelik, D., Altunbaş, İ. ve Aygölü, Ü.,** 2009, Kodlamalı İşbirlikli Sistemlerde FSK/PSK Modülasyonu ile Başarım İyileştirme, *IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, Nisan.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Çilem Deniz Çelik

Doğum Yeri ve Tarihi: Selim, 04.06.1984

Lisans Üniversitesi: İstanbul Teknik Üniversitesi

Yayın Listesi:

- **Çelik, D., Altunbaş, İ. ve Aygölü, Ü.,** 2009, Kodlamalı İşbirlikli Sistemlerde FSK/PSK Modülasyonu ile Başarım İyileştirme, *IEEE Sinyal İşleme ve İletişim Uygulamaları Kurultayı*, Nisan.