

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**FSK/PSK MODÜLASYONLU
RÖLELİ VE İŞBİRLİKLİ SİSTEMLER**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Haluk DOĞAN**

Anabilim Dalı : Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği

Programı : Telekomünikasyon Mühendisliği

HAZİRAN 2009

İSTANBUL TEKNİK ÜNİVERSİTESİ ★ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**FSK/PSK MODÜLASYONLU
RÖLELİ VE İŞBİRLİKLİ SİSTEMLER**

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
Haluk DOĞAN
(504061341)**

Tezin Enstitüye Verildiği Tarih : 05 Mayıs 2009

Tezin Savunulduğu Tarih : 04 Haziran 2009

Tez Danışmanı : Doç. Dr. İbrahim ALTUNBAŞ (İTÜ)

Diğer Jüri Üyeleri : Prof. Dr. Ümit AYGÖLÜ (İTÜ)

Doç. Dr. Oğuz KUCUR (GYTE)

HAZİRAN 2009

ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında, değerli yardımlarını ve desteğini esirgemeyen danışmanım Sayın Doç.Dr. İbrahim ALTUNBAŞ'a ve çalışmalarında yaptığı katkılar nedeniyle Yük.Müh. Hacı İLHAN'a teşekkürü bir borç bilirim. Çalışmam süresince manevi desteğini hep yanımda hissettiğim eşim Özlem DOĞAN'a teşekkür ederim.

Ayrıca yüksek lisans öğrenimin boyunca bana her türlü maddi ve manevi desteği sağlayan Türk Silahlı Kuvvetlerine saygılarımı sunarım.

Haziran 2009

Haluk DOĞAN

İÇİNDEKİLER

Sayfa

ÖNSÖZ.....	iii
İÇİNDEKİLER	v
KISALTMALAR	vii
ÇİZELGE LİSTESİ.....	ix
ŞEKİL LİSTESİ.....	xi
SEMBOL LİSTESİ	xiii
ÖZET.....	xv
SUMMARY	xvii
1. GİRİŞ	1
1.1 Tezin Amacı	1
1.2 Genel Bilgiler	1
1.3 Bölümlere Genel Bakış	3
2. LİTERATÜRDEKİ KONUYA İLİŞKİN ÇALIŞMALAR	5
2.1 Sönümlemeli Kanallar	5
2.1.1 Genel	5
2.1.2 Kanal parametreleri	7
2.1.3 Doppler frekans kayması	8
2.1.4 Rayleigh sönümlemeli kanal	10
2.1.5 Rician sönümlemeli kanal	11
2.1.6 Nakagami- m sönümlemeli kanal	13
2.2 Çok Girişli-Çok Çıkışlı Sistemler (MIMO)	14
2.3 İşbirlikli Çeşitleme	16
2.3.1 Tarihsel gelişim	16
2.3.2 İşbirlikli çeşitlemede kullanılan protokoller ve aktarma yöntemleri	18
2.3.2.1 Kuvvetlendir ve aktar (AF)	18
2.3.2.2 Çöz ve aktar (DF)	18
2.3.2.3 Kodlamalı işbirliği	18
2.3.2.4 Protokol 1	19
2.3.2.5 Protokol 2	19
2.3.2.6 Protokol 3	20
2.4 FSK/PSK Modülasyonu	21
2.4.1 2FSK/4PSK modülasyonu	21
2.4.2 Diğer FSK/PSK modülasyonları	29
3. FSK/PSK MODÜLASYONUNU KULLANAN İŞBİRLİKLİ SİSTEMLER 31	31
3.1 Tek Röleli Sistemler	31
3.1.1 Kodlamasız yapılar	31
3.1.2 Kodlamalı yapılar	36
3.2 Çok Röleli Sistemler	40
3.2.1 Kodlamasız yapılar	41
3.2.2 Kodlamalı yapılar	45

4. FSK/PSK MODÜLASYONUNU KULLANAN İKİ KULLANICILI	
İSBİRLİKLİ SİSTEMLER	47
5. SONUÇ	61
KAYNAKLAR.....	63
ÖZGEÇMİŞ	67

KISALTMALAR

AF	: Amplify and Forward
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
BER	: Bit Error Rate
CRC	: Cyclic Redundancy Check
CVY	: Chen, Vucetic, Yuan
D	: Destination
DF	: Decode and Forward
FER	: Frame
FSK	: Frequency Shift Keying
LOS	: Line of Sight
LS	: Li and Stefanov
MIMO	: Multiple Input Multiple Output
PSK	: Phase Shift Keying
R	: Relay
S	: Source
SNR	: Signal to Noise Ratio
T	: Twisted
TCM	: Trellis Coded Modulation
TDM	: Time Division Multiplexing

ÇİZELGE LİSTESİ

	<u>Sayfa</u>
Çizelge 2.1 : K 'nin kanallara göre alabileceği değerler.....	12
Çizelge 2.2 : Protokol 1	20
Çizelge 2.3 : Protokol 2.	20
Çizelge 2.4 : Protokol 3.	20
Çizelge 2.5 : 2FSK/4PSK, $h=0.5$, farklı frekanslardaki işaretler için karesel uzaklıklar.....	25
Çizelge 2.6 : 2FSK/4PSK, $h = 0.5(T)$ için işaretler arasındaki karesel uzaklıklar ..	27
Çizelge 2.7 : h değerlerine bağlı olarak 2FSK/4PSK ile 8PSK karşılaştırılması	29

ŞEKİL LİSTESİ

Sayfa

Şekil 1.1	: Anten çeşitlemesi	2
Şekil 2.1	: (a) Gauss olasılık yoğunluk işlevi (b) AWGN güç spektral yoğunluğu...	5
Şekil 2.2	: Çok yollu sönümleme ortamı	6
Şekil 2.3	: Sönümlemenin sınıflandırılması.....	7
Şekil 2.4	: Sönümlemeli kanal sınıflandırması	9
Şekil 2.5	: Rayleigh dağılımının olasılık yoğunluk işlevi	11
Şekil 2.6	: K parametresine göre Rician dağılımının olasılık yoğunluk işlevi	12
Şekil 2.7	: Nakagami- m olasılık yoğunluk işlevi.....	13
Şekil 2.8	: MIMO sistem yapısı	15
Şekil 2.9	: Klasik röleli sistem.....	16
Şekil 2.10	: Çok röleli işbirlikli haberleşme sistemi.....	17
Şekil 2.11	: Kodlamalı işbirliği yapısı	18
Şekil 2.12	: 2FSK/4PSK işaret uzayı.....	22
Şekil 2.13	: 2FSK/4PSK (T) işaret uzayı.....	26
Şekil 2.14	: Faz dönmeli ve faz dönmesiz durumlarda $\Delta_0^2 - h$ değişimi.....	28
Şekil 2.15	: 2FSK/8PSK işaret uzayı.....	29
Şekil 3.1	: Tek röleli sistem yapısı.....	31
Şekil 3.2	: İlişkili alıcı blok diyagramı	32
Şekil 3.3	: Kodlamasız tek röleli sistem için 2FSK/4PSK ve 2FSK/4PSK(T) modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları ($h = 0.5$)	34
Şekil 3.4	: Kodlamasız tek röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları	35
Şekil 3.5	: Kodlamasız tek röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları.....	36
Şekil 3.6	: Ungerboeck kümelerine ayırma yöntemi	37
Şekil 3.7	: Ungerboeck 8 durumlu kafes kodu	37
Şekil 3.8	: Kodlamalı tek röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları	38
Şekil 3.9	: Kodlamalı tek röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları ($\text{SNR}_{\text{SR}} = \text{SNR}_{\text{SD}}$).....	39
Şekil 3.10	: Kodlamalı tek röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları (mükemmel ara kanal).....	40
Şekil 3.11	: Çok röleli sistem blok modeli	41
Şekil 3.12	: Kodlamasız çok röleli sistem için 2FSK/4PSK ve 2FSK/4PSK(T) modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları ($h = 0.5$)	42
Şekil 3.13	: Kodlamasız çok röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları	43
Şekil 3.14	: Kodlamasız çok röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami-2 kanaldaki hata başarımları.....	44

Şekil 3.15 : Kodlamasız çok röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami-3 kanaldaki hata başarımları	44
Şekil 3.16 : Kodlamalı çok röleli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları	45
Şekil 3.17 : Kodlamalı çok röleli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami-2 kanaldaki hata başarımları	46
Şekil 3.18 : Kodlamalı çok röleli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami-3 kanaldaki hata başarımları	46
Şekil 4.1 : İki kullanıcıli işbirlikli yapı	47
Şekil 4.2 : Zaman bölmeli iletim yapısı (a) Ortogonal direkt iletim (b) Ortogonal işbirlikli iletim	48
Şekil 4.3 : 8 Durumlu LS kafes kodu	51
Şekil 4.4 : 4 Durumlu LS kafes kodu	51
Şekil 4.5 : Asimetrik 8 PSK modülasyonu işaret uzayı	52
Şekil 4.6 : 8 Durumlu CVY kafes kodu	52
Şekil 4.7 : 8 Durumlu LS kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları	53
Şekil 4.8 : 8 Durumlu LS kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları ($\text{SNR}_{U1U2} = \text{SNR}_{U1D}$)	54
Şekil 4.9 : 8 Durumlu LS kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları (mükemmel ara kanal)	55
Şekil 4.10 : 4 Durumlu LS kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları	56
Şekil 4.11 : 4 Durumlu LS kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları ($\text{SNR}_{U1U2} = \text{SNR}_{U1D}$)	56
Şekil 4.12 : 4 Durumlu LS kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları (mükemmel ara kanal)	57
Şekil 4.13 : 8 Durumlu CVY kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları	58
Şekil 4.14 : 8 Durumlu CVY kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları ($\text{SNR}_{U1U2} = \text{SNR}_{U1D}$)	58
Şekil 4.15 : 8 Durumlu CVY kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları (mükemmel ara kanal)	59

SEMBOL LİSTESİ

η	: Alıcıyı etkileyen toplamsal beyaz Gauss gürültüsü
$p(\bullet)$	: Olasılık yoğunluk işlevi
T_m	: Maksimum zaman gecikmesi
B_c	: Uyumluluk band genişliği
f_D	: Doppler frekans kayması
T_c	: Uyumluluk zamanı
A_i	: i . yayılım yolundaki işaretin genliği
θ_i	: i . işaretin fazı
α_i	: i . yayılım yolundaki işaretin alıcı anteni ile yaptığı açı
v	: Mobil sistemin hızı
$\tilde{r}(t)$	: Alıcıda görülen kompleks işaret
$R(t)$	: Alıcıdaki işaretin kompleks zarfı
σ^2	: Varyans
$E[\bullet]$	: Ortalama
K	: Rice faktörü
m	: Nakagami parametresi
$\Gamma(\bullet)$	: Gamma işlevi
$n(t)$	: Gürültü işareti
E_b	: Bit başına ortalama enerji
E_s	: Simge enerjisi
N_0	: Beyaz gürültü tek yönlü güç spektral yoğunluğu
N_1, N_2	: Kod Sözcükleri
$s_i(t)$	: İletilen işaret modülasyonlu işaretler
f_c	: Taşıyıcı frekansı
$\psi_j(t)$	: j . taban işlevi
h	: Modülasyon indeksi
Δ_0^2	: Karesel Öklid uzaklığı
ρ	: Sönümleme katsayısı
$P_R(\bullet)$	: Hata olasılığı

FSK/PSK MODÜLASYONLU RÖLELİ VE İŞBİRLİKLİ SİSTEMLER

ÖZET

Günümüzde daha hızlı ve daha kaliteli telsiz iletişim sistemlerine olan talep artmakta ve bu da telsiz uygulama alanlarının genişlemesine neden olmaktadır. Telsiz iletişim sistemlerinde kullanılan kanallarda görülen en önemli bozucu etki, çok yollu yayılımdan kaynaklanan sönümlemedir. Sönümleme etkilerine karşı koyma yöntemlerinden biri, çok girişli çok çıkışlı (multi input multi output, MIMO) adı verilen çok antenli sistemler kullanmaktır. Bu yöntem anten çeşitlemesi olarak bilinir.

Birimlerde çok alıcı ve/veya çok verici anten kullanan uzay çeşitlemesi son yıllarda en çok ilgi gören çeşitleme yöntemlerinden biridir. Ancak verici anten çeşitlemesi yöntemleri özellikle hücresel sistemlerin baz istasyonları için uygun olmasına karşın, boyut, maliyet ve donanım karmaşıklığı açısından gezgin birimler için çok uygun değildir. Bu probleme bir çözüm olarak, işbirlikli çeşitleme adı verilen ve tek antenli birimlerin birbirlerinin antenlerini paylaşarak sanal bir MIMO sistem yarattıkları yöntem geliştirilmiştir.

Bu tez çalışmasında, röleli ve işbirlikli iletişim yöntemleri ile FSK/PSK modülasyonu kullanılarak verici anten çeşitlemesi sağlanmıştır. Rölenin veya diğer kullanıcıların alınan bilgiyi çözerek tekrar alıcıya ilettikleri çöz ve aktar (decode and forward, DF) yöntemini kullandıkları varsayılmıştır. Çalışmada özel olarak 2FSK/4PSK modülasyonu kullanılarak, röleli ve işbirlikli çeşitlemeli sistemlere ilişkin hata başarımlarının bilgisayar benzetimleri ile analizi yapılmıştır. Hem Rayleigh hem de Nakagami- m kanallar için analizler yapılmıştır. Benzetimler değişken röle sayılarına ve kaynak ile röle arasındaki kanalın kazanç değerlerine göre yapılmıştır.

Çalışmada tek ve çok röleli sistemler için hem kodlamalı hem de kodlamasız yapılar incelenirken, iki kullanıcıli işbirlikli sistemlerde kodlamalı işbirliği tekniği kullanılmıştır. Tez çalışması sonucunda röleli ve işbirlikli sistemlerde 2FSK/4PSK modülasyonu kullanarak 8PSK modülasyonuna göre daha iyi sonuçlar elde edilebildiği gösterilmiştir.

RELAYING AND COOPERATIVE SYSTEMS WITH FSK/PSK MODULATION

SUMMARY

As demand for faster and more qualified wireless systems increase, the range of wireless applications expands. The most important disruptive effect for the wireless systems is fading which is originated in multipath spread. One of the way to avoid fading effects is using systems with multiple antennas that is called multi input multi output (MIMO). This method is known as antenna or space diversity.

Space diversity using multiple antennas at transmitter and/or receiver sides is one of the most popular diversity methods in recent years. The transmitter diversity is feasible for the base station in cellular systems but not for the mobile units, because of dimension, cost and hardware complexity. To solve this problem, cooperative diversity methods, in which terminals having one antenna sharing each others' antenna, thus, creating virtual MIMO systems, have been developed.

In this thesis, transmitter antenna diversity is ensured by using FSK/PSK modulation with relaying and cooperative transmit methods. The decode and forward (DF) method in which the relays or the other users decode the signal transmitted by the source and then transmit to the destination, is assumed. Computer simulations of relaying and cooperative systems have been done and analyzed by using 2FSK/4PSK modulation technique. Both, Rayleigh and Nakagami- m channels have been used in transmission. Simulations have been made by variable relay numbers and channel gains between source and relays.

While uncoded and encoded structures for one and multi-relaying systems have been analysed, coded cooperative diversity techniques have been used for the cooperative systems with two users. As a result of this thesis, it is observed that relaying and cooperative systems using 2 FSK/4PSK modulation achieve better error performance than the systems using 8PSK.

1. GİRİŞ

1.1 Tezin Amacı

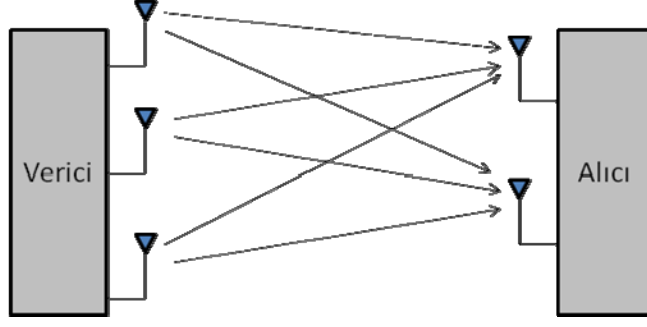
Tezin ana amacı, gerek röleli gerekse de çok kullanıcıli işbirlikli sistemlerde faz modülasyonu yerine frekans ve faz modülasyonunu birlikte kullanarak daha iyi hata başarımına ulaşılabileceğini göstermektir. Bu çalışmada, ele alınan sistemlerin hata başarımları Rayleigh ve Nakagami sönümlemeli kanallar için araştırılmıştır.

1.2 Genel Bilgiler

Günümüzde telsiz uygulama alanlarındaki çalışmalarda görülen artış ve bu çalışmalara ilişkin artan talep, telsiz ağlarda önemli gelişmeleri beraberinde getirmiştir. Telsiz kanallarda iletişim; girişim, sönümleme, çok yollu sönümleme, yol kaybı ve gölgeleme gibi birçok etkilere maruz kalmaktadır. Gezgin iletişim sistemlerinde özellikle çok yollu sönümlemenin etkisi, istenilen düzeyde iletişimin sağlanmasını zorlaştırmaktadır. Bu etkiler karşısında haberleşmede kayıpların en aza indirilmesi önem kazanmıştır. Bu konuda yapılan çalışmalarda, kanalda görülen olumsuz etkileri en aza indirebilmek amacıyla haberleşme sisteminde çeşitlemeyi, yani iletilen işaretin bağımsız sönümlemelerden etkilenen birden fazla kopyasının alıcıya ulaştırılmasını öne çıkaran çözümler üretilmiştir. Anten (uzay) çeşitlemesi son yıllarda en çok ilgi gören çeşitleme yöntemi olmuştur.

Anten çeşitlemesi, alıcı ve vericide uygulanmasına göre alıcı ve verici çeşitlemesi olarak adlandırılmıştır. Genel olarak, çok giriş çok çıkış (Multiple input multiple output, MIMO) adı verilen bu modellemelerde özellikle Alamouti'nin [1] ve Tarokh vd. [2]'nin yaptığı iletim çeşitleme çalışmaları temel olarak kabul görmüştür.

Verici tarafta kodlama teknikleri, alıcı tarafta ise işaret işleme teknikleri kullanılarak yüksek iletim hızlarına ulaşmak, çok yollu sönümlemeye direnç göstermek ve birden fazla kullanıcıya hizmet vermek mümkün olmuştur.



Şekil 1.1 : Anten çeşitlemesi.

Anten çeşitlemesi Şekil 1.1’de gösterilmiştir. Verici anten çeşitlemesi yöntemleri özellikle hücresel sistemlerin baz istasyonları için uygun olmasına karşın, boyut, maliyet ve donanım karmaşıklığı açısından gezgin birimler için çok uygun değildir [3]. Bu probleme bir çözüm olarak 2002’de Laneman vd. [4] tarafından “işbirlikli çeşitleme (cooperative diversity)” tekniği geliştirilmiştir. İşbirlikli çeşitlemede kaynak kullanıcısı, bilgisini doğrudan ve bir veya birden fazla birim (röle) üzerinden hedef-alıcıya göndererek verici çeşitlemesi sağlamaktadır. İşbirlikli çeşitleme, gerekli iletim gücünü azaltarak daha uzun batarya süresi ve sınırlı girişim sistemi oluşturarak kapasite artışı sağlamıştır.

Literatürde röleli ve işbirlikli sistemlere ilişkin çeşitli çalışmalar yapılmış ve değişik kodlar tasarlanmıştır. Bu konuda yapılan çalışmalar arasında Laneman vd. [4], Nabar vd. [5], Stefanov ve Erkip [6], Zhao ve Valenti [7], Hunter ve Nostaria[8], Liu ve Spasojevic[9] ile Vucetic ve Li’nin [10] çalışmaları öne çıkmaktadır. Bu çalışmalarda güç verimliliğini artıran kodlar tasarlanırken, bunlar genelde düşük hızlı kodlar oldukları için uygulamalarda bandın çok verimli olarak kullanılmadığı görülmektedir. [11]’de ise, Li ve Stefanov tarafından yüksek hızlı kodlamalı işbirlikli kodlar tasarlanmıştır.

Bu tezde, 2FSK/4PSK modülasyonu ile iletim yapan röleli ve işbirlikli sistemler incelenmekte ve bilgisayar benzetimleri ile elde edilen hata başarımları verilmektedir. Elde edilen sonuçlar 2FSK/4PSK modülasyonu ile aynı işaret sayısına sahip 8PSK modülasyonu ile karşılaştırılmaktadır.

1.3 Bölümlere Genel Bakış

Bu tez çalışmasında, işbirlikli iletişim yöntemleri ve FSK/PSK modülasyonu kullanılarak verici anten çeşitlemesi sağlanmıştır. Röle veya diğer kullanıcıların alınan bilgiyi çözerek tekrar alıcıya ilettikleri çöz ve aktar (decode and forward, DF) yönteminin kullanıldığı varsayılmıştır. Çalışmada modülasyon tekniği olarak 8PSK ve 2FSK/4PSK modülasyonları uygulanmıştır. Bu modülasyon teknikleri kullanılarak işbirlikli çeşitlemeli sistemlere ilişkin hata başarımlarının bilgisayar benzetimleri ile analizi yapılmıştır. Benzetimler röle sayılarına ve kaynak ile röle arasındaki kanalın kazanç değerlerine göre çeşitlendirilmiştir.

Bölüm 2’de sönümlemeli kanallar ve özellikleri, işbirlikli çeşitleme kullanan sistemlerin yapıları ve FSK/PSK modülasyonu tanıtılmaktadır.

Bölüm 3’te FSK/PSK modülasyonu kullanılarak tek röleli ve çok röleli yapılar Rayleigh ve Nakagami kanallarda incelenmekte ve benzetim sonuçları ortaya konmaktadır.

Bölüm 4’te kullanıcılar arası işbirlikli sistemler incelenmektedir.

Bölüm 5’te ise bu tez çalışmasında varılan sonuçlar sunulmakta ve ileride yapılabilecek çalışmalar tartışılmaktadır.

2. LİTERATÜRDEKİ KONUYA İLİŞKİN ÇALIŞMALAR

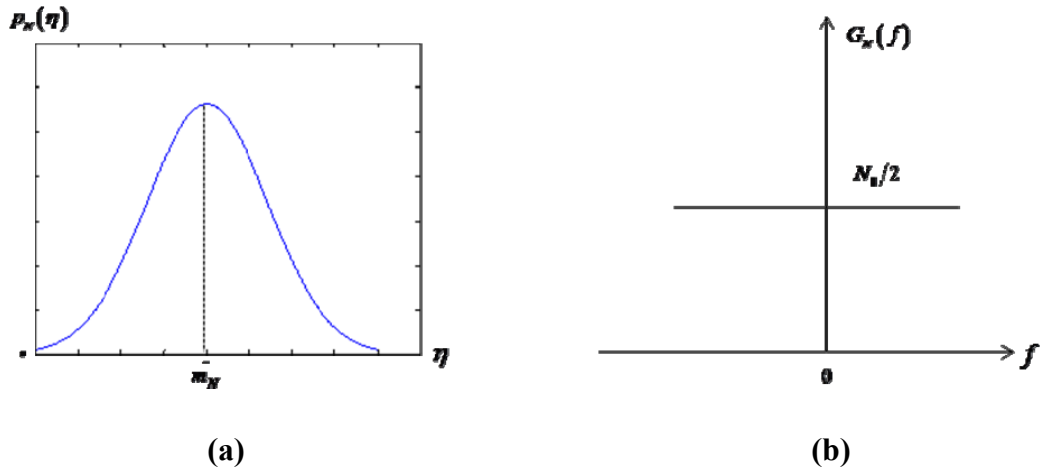
2.1 Sönümlemeli Kanallar

2.1.1 Genel

Haberleşme sistemlerinde en sık karşılaşılan bozucu etki toplamsal beyaz Gauss gürültüsüdür (AWGN). AWGN kanallarda işaretler istatistiksel bağımsız Gauss gürültü örnekleriyle bozulmaya uğrarlar. Bozulmadaki temel etken alıcısındaki ısı gürültüsüdür. Bu kanalda m_N beklenen değer, σ^2 varyans olmak üzere gürültünün olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi verilebilir [12]:

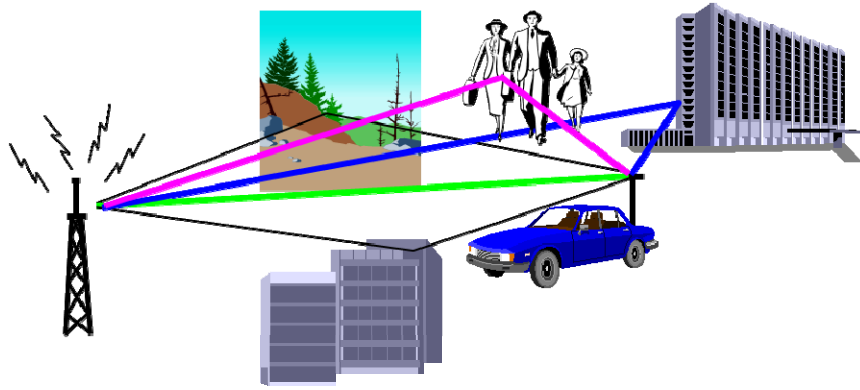
$$p_N(\eta) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(\eta-m_N)^2}{2\sigma^2}}, \quad -\infty < \eta < \infty. \quad (2.1)$$

Şekil 2.1a'da görüldüğü gibi Gauss olasılık yoğunluk işlevi ortalamaya yakın değerler için yükselirken ortalamadan uzaklaştıkça azalır. Gürültünün çift yönlü güç spektral yoğunluğunun $N_0/2$ varsayılmaktadır. Şekil 2.1b'de ise bu spektral yoğunluk gösterilmektedir.



Şekil 2.1 : (a) Gauss olasılık yoğunluk işlevi (b) AWGN güç spektral yoğunluğu.

Telsiz iletişimi yapan kanallarda binaların, doğal veya yapay diğer başka etkilerin neden olduğu kırılma ve yansımalar ile atmosferik yansımalar nedeniyle, alıcı ve verici arasında birden çok yayılım yolu mevcuttur. Bu yolların her birinden iletilen işaretin genliği ve fazı farklılıklar gösterebilir. Bu nedenle alıcıda görülen işaretin seviyesinde zamanla sönümlenme adı verilen değişimler gözlemlenir. Bu nedenle AWGN kanal özellikle gezgin telsiz iletişim sistemlerini uygun olarak modelleyememekte, sönümlenmeli kanal modeli kullanılmaktadır [13]. Şekil 2.2’de çok yollu sönümlenme ortamı gösterilmiştir.



Şekil 2.2 : Çok yollu sönümlenme ortamı.

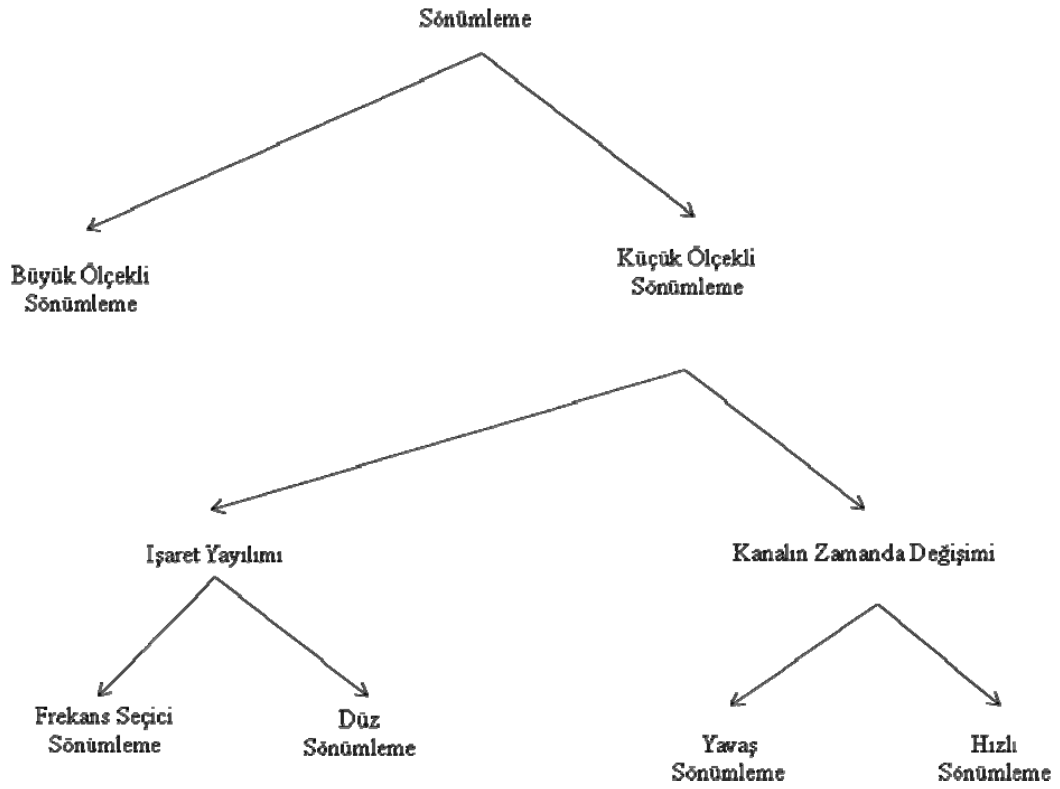
Gezgin iletişim kanallarında oluşan sönümlenmeler iki ana başlık altında karakterize edilebilirler [12]:

- Geniş ölçekli sönümlenme (large- scale fading)
- Küçük ölçekli sönümlenme (small- scale fading)

Geniş ölçekli sönümlenme geniş alanlarda hareket sonucu ortalama işaret gücünün zayıflamasını ya da yol kaybını ifade eder. Geniş ölçekli sönümlenmede verici ile alıcı arasında bulunan engebeli yeryüzü şekilleri ve çok katlı binalar önemli etkenlerdir. Bu tür etkenlerle orta ölçekte meydana gelen sönümlenmelere ise gölgeleme (shadowing) denilmektedir [12].

Küçük ölçekli sönümlenme, alıcı ve verici arasındaki uzaklığın küçük değişimleri sonucu olarak işaretin genlik ve fazındaki dinamik değişimleri ifade eder. Küçük ölçekli sönümlenme, işaretin zaman yayılımı (time-spreading) ve kanalın zamanla değişim özelliğinden kaynaklanmaktadır [12].

Şekil 2.3'te sönümlemeli kanalların sınıflandırılması görülmektedir [12].



Şekil 2.3 : Sönümlemenin sınıflandırılması.

Sönümlemeli bir kanalı karakterize etmek için kullanılan bazı parametreleri tanımlamak, ilerleyen bölümlerde bazı konuların anlaşmasında yararlı olacaktır.

2.1.2 Kanal parametreleri

Sönümlemeli bir kanalda, iletilen işaret, değişik yayım yollarından ve değişik gecikmelerde alıcıya ulaşır. Bu nedenle alıcıda iletilen işaretin bozulmuş şekli gözlemlenir. Alıcıda işaretin ilk ve son görünümü arasındaki zaman farkına çok yollu yayılım (maksimum zaman gecikmesi) denilmektedir ve T_m ile gösterilmektedir [12,13].

Kanalın belirli bir işaretin spektral bileşenlerini yaklaşık olarak eşit kazanç ve doğrusal fazda geçirdiği frekans aralığına uyumluluk band genişliği (coherence bandwidth) denir ve B_c ile gösterilir [12, 13]. Uyumluluk band genişliği, T_m cinsinden,

$$B_c \approx \frac{1}{T_m} \quad (2.2)$$

ile verilmektedir.

İletilen işaretin band genişliğini B ile gösterelim. Eğer B , $B \ll B_c$ eşitsizliğini sağlarsa, kanal transfer fonksiyonu sabit gibi etki eder ve işaretin bütün frekans bileşenleri kanaldan eşit olarak iletilir. Buna frekans seçici olmayan sönümlleme (frequency nonselective fading) adı verilir. Eğer bu eşitsizlik sağlanmıyorsa, işaretin değişik frekans bileşenleri için kanal transfer fonksiyonu farklılık gösterir ve frekans seçici sönümlleme (frequency selective fading) olarak tanımlanır.

2.1.3 Doppler frekans kayması

Alıcı veya vericiden biri veya her ikisi hareketli ise alınan işaretin frekansında hız ve taşıyıcı frekansla orantılı Doppler kayması (Doppler shift) adı verilen bir kayma görülür. Değişik yayılım yollarından gelen işaretler değişik frekans kaymalarına uğrarlar. v alıcının sabit hızını, c elektromanyetik dalganın ortamda ilerleme hızını (ışık hızı, $3 \times 10^8 \text{ m/s}$), f_c taşıyıcı frekansını, α elektromanyetik dalganın, alıcının hareket yönüyle yaptığı açıyı göstermek üzere, alıcıda oluşan Doppler frekans kayması,

$$f_D = f_c \frac{v}{c} \cos \alpha \quad (2.3)$$

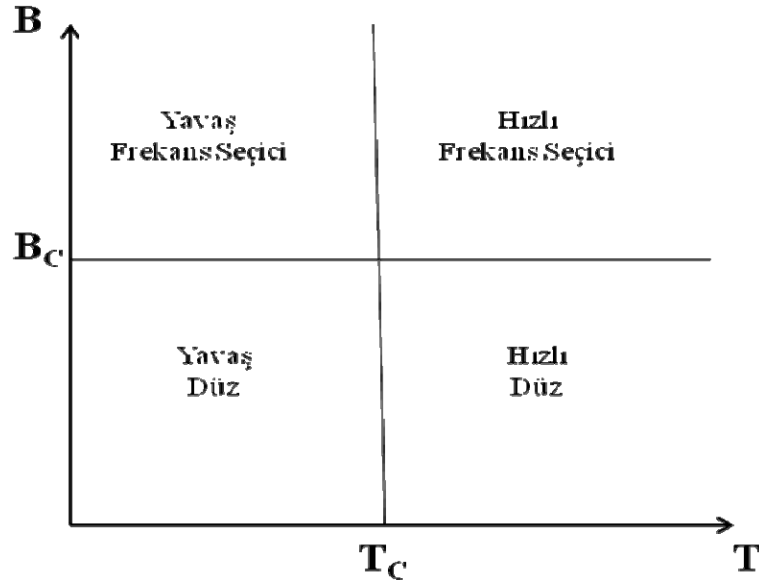
şeklinde tanımlanır. Doppler kaymalarının en büyüğüne maksimum Doppler kayması denir ve $f_{D,\max}$ ile gösterilir. Kanala ilişkin uyumluluk zamanı (coherence time),

$$T_c \approx \frac{1}{f_{D,\max}} \quad (2.4)$$

olarak ifade edilir. Uyumluluk zamanı, kanalın darbe (impuls) yanıtının sabit kaldığı ya da yüksek ilişkiye sahip olduğu zaman aralığını ifade etmektedir. Eğer iletilen işaretin simge süresi T ($B \cong 1/T$), $T \ll T_c$ eşitsizliğini sağlıyorsa işaretin zarfı iletim boyunca sabittir. Eğer T , bu eşitsizliği sağlamıyorsa zamanda seçici sönümlleme (time-selective fading) görülür.

Ayrıca simge süresi T , kanalın uyumluluk zamanı T_c 'den küçük ise yavaş sönmüleme, büyük ise hızlı sönmüleme gerçekleşir. Yavaş sönmülemede, sönmüleme etkisi ardı ardına gelen birçok simgeyi aynı düzeyde etkilerken, hızlı sönmülemede, sönmüleme etkisi simgeden simgeye farklılık gösterir.

B_c ve T_c iletilen işaret için kanalın nasıl davranacağını belirlemektedir. Şekil 2.4'te bu etki beraberce gösterilmiştir.



Şekil 2.4 : Sönmülemeli kanal sınıflandırması.

- $B \ll B_c$ ve $T \ll T_c$ ise kanal zamanda yavaş, frekansta ise düz sönmülemeli olarak adlandırılır.
- $B > B_c$ ve $T > T_c$ ise kanal zamanda hızlı, frekansta ise frekans seçici sönmülemeli olarak adlandırılır.
- $B \ll B_c$ ve $T > T_c$ ise kanal zamanda hızlı, frekansta ise düz sönmülemeli olarak adlandırılır.
- $B > B_c$ ve $T \ll T_c$ ise kanal zamanda yavaş, frekansta frekans seçici sönmülemeli olarak adlandırılır.

Kanalın zamanla değişmediği durumlarda, kanalı modellemek için duruğumsu sönmüleme modeli kullanılır. Bu modelde, kanaldaki sönmüleme katsayılarının bir çerçeve uzunluğu boyunca değişmediği, fakat çerçeveden çerçeveye istatistiksel olarak değiştiği varsayılmıştır.

2.1.4 Rayleigh sönümlemeli kanal

İletilen işaretin alıcıya N ayrı yayılım yoluyla geldiğini ve alıcının da v hızıyla hareket ettiğini varsayalım. A_i , θ_i , α_i sırasıyla i nci yayılım yolundan gelen elektromanyetik dalganın genliğini, fazını ve alıcı antenle yaptığı açığı gösterebilir. Alınan işaretle $f_{D,i}$ kadar Doppler kaymasına uğramış bileşenleri bulunur:

$$f_{D,i} = f_c \frac{v}{c} \cos \alpha_i, \quad i = 1, 2, \dots, N. \quad (2.5)$$

Alınan kompleks işaret $r(t)$,

$$\tilde{r}(t) = \sum_{i=1}^N A_i \exp j \left[2\pi (f_c - f_{D,i})t + \theta_i \right] \quad (2.6)$$

ve alınan işaretin kompleks zarfı,

$$R(t) e^{j\Theta(t)} = \sum_{i=1}^N A_i e^{-j(2\pi f_{D,i}t - \theta_i)} \quad (2.7)$$

biçimindedir [12]. Rayleigh sönümlemeli kanal için alınan işaretin kompleks zarfı, reel ve imajiner kısımları birbirinden bağımsız, sıfır ortalamalı, σ^2 varyanslı Gauss işlevidir. $\Theta(t)[0, 2\pi]$ aralığında düzgün dağılımlıdır ve $R(t)$ 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu,

$$p_R(r) = \begin{cases} \frac{r}{\sigma^2} e^{-r^2/2\sigma^2} & , 0 \leq r < \infty \\ 0 & , r < 0 \end{cases} \quad (2.8)$$

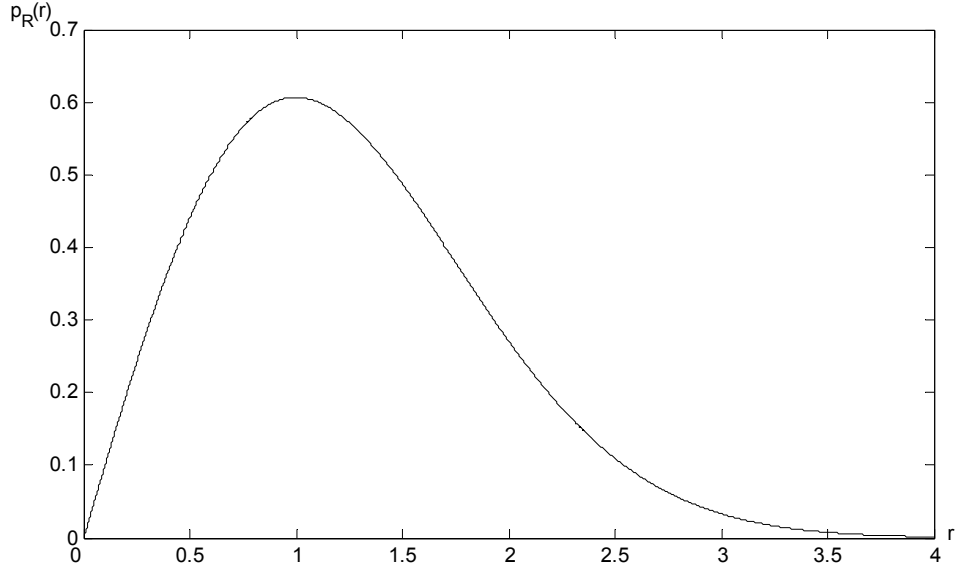
biçiminde Rayleigh dağılımlıdır. Zarfın ortalama gücü, ortalaması ve varyansı aşağıdaki gibidir:

$$E[R^2] = 2\sigma^2 \quad (2.9a)$$

$$E[R] = \sqrt{\frac{\pi}{2}} \sigma \quad (2.9b)$$

$$\text{Var}[R] = E[R^2] - E^2[R] = \left(2 - \frac{\pi}{2}\right) \sigma^2. \quad (2.9c)$$

Rayleigh dağılımının değişimi $\sigma^2 = 1$ için Şekil 2.5'te gösterilmektedir.



Şekil 2.5 : Rayleigh dağılımının olasılık yoğunluk işlevi.

2.1.5 Rician sönümlemeli kanal

İletim ortamında doğrudan görüş yolu (Line of sight, LOS) ve/veya güçlü bir şekilde yansıyan ve parametreleri belirlenebilen bir yayılım yolu varsa, sönümlemeyi modellemek için Rician dağılımı kullanılır. Bu durumda alınan işaretin kompleks zarfı,

$$R(t)e^{j\Theta(t)} = a(t)e^{j\varphi(t)} + b(t)e^{j\beta(t)} \quad (2.10)$$

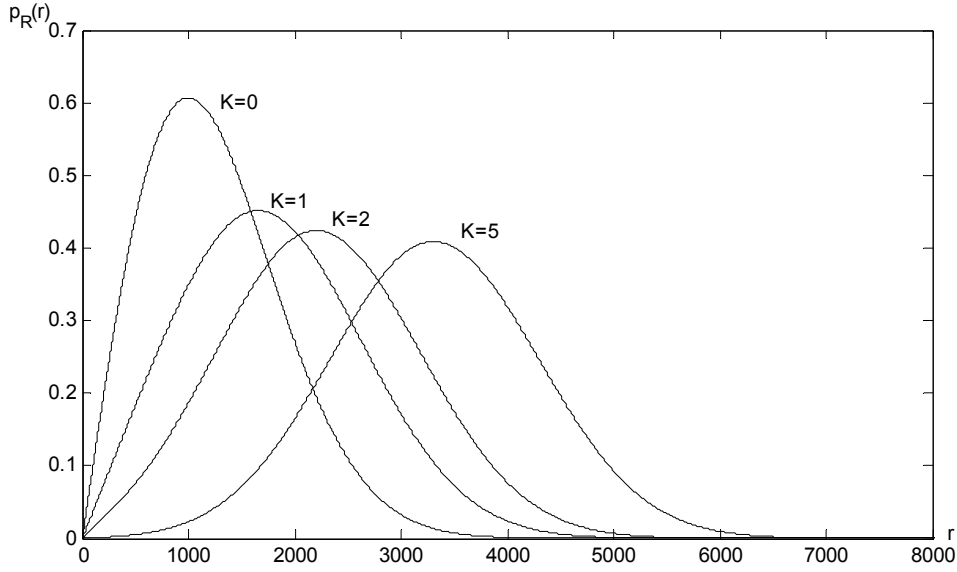
olarak gösterilir. Kompleks zarfta görülen $a(t)$ Rayleigh, $\varphi(t)[0, 2\pi]$ aralığında düzgün dağılımlıdır, $b(t)$ ve $\beta(t)$ deterministik işaretlerdir. $R(t)$ 'nin olasılık yoğunluk fonksiyonu ise,

$$p_R(r) = \frac{r}{\sigma^2} \exp\left(-\frac{r^2 + b^2}{2\sigma^2}\right) I_0\left(\frac{rb}{\sigma^2}\right) \quad (2.11)$$

biçimindedir [12]. Burada $I_0(\cdot)$, sıfırıncı dereceden birinci tür değiştirilmiş Bessel fonksiyonu, b alınan işaretin sabit yayılım yolundan gelen zarf bileşenini ve $2\sigma^2$ Rayleigh dağılımlı kısmının gücünü gösterir. Sabit yol bileşeninin gücü ile Rayleigh bileşeninin gücünün oranı da Rice faktörünü (K) verir:

$$K = \frac{b^2}{2\sigma^2} \cdot \quad (2.12)$$

Zarfin ortalama enerjisi, $E[R^2] = b^2 + 2\sigma^2$ biçimindedir. K parametresinin değerlerine göre Rician dağılımının değişimi Şekil 2.6'da gösterilmektedir.



Şekil 2.6 : K parametresine göre Rician dağılımının olasılık yoğunluk işlevi.

K parametresinin alacağı değerlere göre kanal sınıflaması Çizelge 2.1'de verilmiştir.

Çizelge 2.1 : K 'nin kanallara göre alabileceği değerler.

AWGN Kanal	$K = \infty$
Rayleigh Sönümlemeli Kanal	$K = 0$
Rician Sönümlemeli Kanal	$0 < K < \infty$

Çizelge 2.1'den görüldüğü gibi K 'nin sonsuz olduğu AWGN kanalda verici ile alıcı sürekli birbirlerini görmekte ve gönderilen işaret doğrudan alıcıya ulaşmaktadır. Bu nedenle kanal AWGN kanala eşdeğer bir kanaldır. Rayleigh sönümlemeli kanalda ise verici ve alıcı hiçbir şekilde birbirlerini görmemekte ve tüm bileşenler yansiyarak alıcıya ulaşmaktadır. Bu nedenle Rayleigh sönümlemeli kanal hata başarımını en kötü etkileyen kanal türüdür. Bir sistemin avantajı en kötü şartlarda sağladığı başarıma bağlı olduğu için, iletişim sistemlerinin hata başarımları genel olarak Rayleigh sönümlemeli kanalda incelenmektedir.

2.1.6 Nakagami- m sönümlmeli kanal

Nakagami- m dağılımı, Rayleigh ve Rician dağılımlarını kapsamaktadır. Nakagami dağılımının olasılık yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibidir [12-15]:

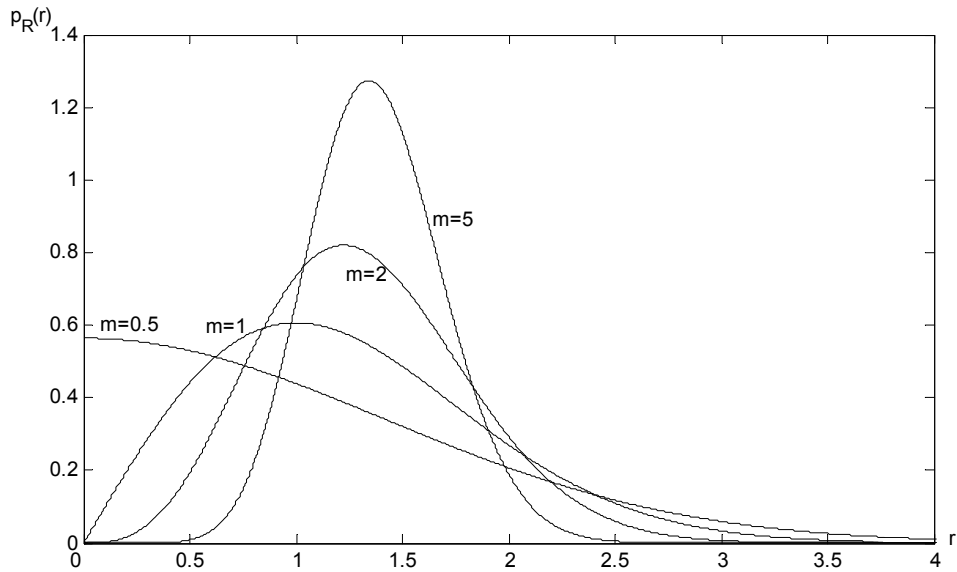
$$p_R(r) = \frac{2m^m r^{2m-1}}{\Gamma(m) E^m(R^2)} \exp\left[-\frac{mr^2}{E(R^2)}\right], \quad m \geq \frac{1}{2}. \quad (2.13)$$

Burada $\Gamma(\cdot)$ gamma fonksiyonunu göstermektedir. Eğer $m > 0$ ve tamsayı ise,

$$\Gamma(m) = (m-1)! \quad (2.14)$$

olur. $\Gamma(\cdot)$ fonksiyonunun bazı değerleri, $\Gamma(1/2) = \sqrt{\pi}$, $\Gamma(1) = 1$, $\Gamma(3/2) = \sqrt{\pi/2}$ 'dir.

Bu durumda Şekil 2.7'de de gösterildiği gibi, $m = 0.5$ olması durumunda dağılım tek yönlü Gauss, $m = 1$ olması durumunda dağılım Rayleigh ve $m \rightarrow \infty$ durumunda ise impuls fonksiyonuna yaklaşmaktadır.



Şekil 2.7 : Nakagami- m olasılık yoğunluk işlevi.

Gösterilebilir ki, Nakagami- m dağılımı, m 'in aldığı değerlere göre Rician dağılımı ile ilişkilidir. Buna göre Rice parametresi K ile m arasındaki ilişki aşağıdaki şekilde ifade edilebilir:

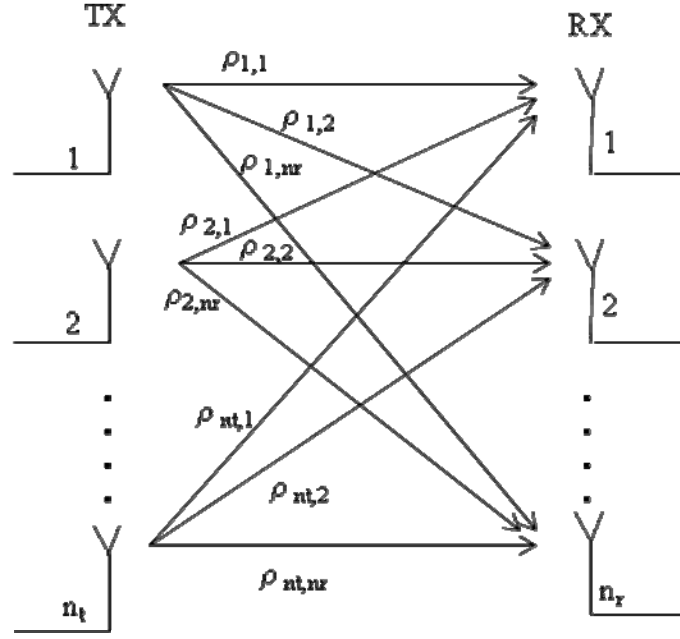
$$K = \frac{\sqrt{m^2 - m}}{m - \sqrt{m^2 - m}}, \quad m > 1 \quad (2.15a)$$

$$m = \frac{(K + 1)^2}{2K + 1}. \quad (2.15b)$$

2.2 Çok Girişli-Çok Çıkışlı Sistemler (MIMO)

Telsiz iletişim sistemlerinde kullanılan kanallarda görülen en önemli bozucu etki, çok yönlü yayılımdan kaynaklanan sönmülemedir. Bu bozucu etkiyi engelleyebilmek için gönderilen işaretin birden fazla kopyasının alıcıya daha az bozulmuş olarak ulaştırılması gerekmektedir. Telsiz iletişimde bunun için kullanılan yöntemler genel olarak çeşitleme başlığı altında toplanmaktadır. Çeşitlemede ana fikir, alıcıda iletimi yapılan işaretin bağımsız sönmülenen farklı kopyalarını kullanarak aynı anda sönmülenme olasılığını azaltmaktır.

Telsiz haberleşme sistemlerinde en çok başvurulan çeşitleme yöntemleri zaman, frekans ve uzay çeşitlemesidir [4]. Zaman çeşitlemesi, bilginin farklı zaman aralıklarında iletilmesi yöntemiyle yapılmaktadır. Frekans çeşitlemesinde bilgi, farklı frekans bantlarında gönderilmektedir. Uzay çeşitlemesi ise alıcıda ve/veya vericide birden fazla anten kullanımı ile gerçekleştirilmektedir. Bu tür yapılar, çok girişli çok çıkışlı (multi input multi output, MIMO) sistemler olarak adlandırılmaktadır. Anten çeşitlemesi olarak da bilinen bu yöntemle aynı bilgi farklı sönmüleme özelliklerine sahip çok sayıda kanaldan iletilmiş olmaktadır. Anten çeşitlemesi, çoklu anten kullanımının alıcıda veya vericide gerçekleşmesine göre alıcı çeşitlemesi ve verici çeşitlemesi olarak ikiye ayrılabilir. Alıcı çeşitlemesi ile ilgili çalışmalar 80'li yıllarda başlamasına rağmen verici çeşitlemesine yönelik çalışmalar 90'lı yılların ortalarından itibaren öne çıkmaya başlamıştır. Şekil 2.8'de MIMO sistem yapısı sunulmuştur.



Şekil 2.8 : MIMO sistem yapısı.

Şekilde görülen sistemin verici tarafta n_t tane, alıcı tarafta ise n_r tane antene sahip olduğu varsayılmaktadır. Verici anten i ve alıcı anten j arasındaki kompleks sönümleme katsayısı $\rho_{i,j}$ 'dir. Bu durumda belirli bir zamanda verici antenlerden sırasıyla $\{s_1, s_2, \dots, s_{n_t}\}$ işaretleri iletildiğinde, alıcı anten j tarafından alınan işaret aşağıdaki şekilde olacaktır:

$$r_j(t) = \sum_{i=1}^{n_t} \rho_{i,j} s_i(t) + n_j(t). \quad (2.16)$$

Burada $n_j(t)$, t anında j antenindeki gürültü işaretidir. Bu işaret, bir t anında tek taraflı güç spektral yoğunluğu N_0 olan, sıfır ortalamalı, istatistiksel bağımsız kompleks Gauss rastlantı değişkeni olarak modellenebilir. Alıcı tarafta işaretin farklı antenlerden gelen ve farklı sönümlemelerden etkilenmiş durumları görüleceği için sönümleme etkisi azaltılmış olacaktır.

Son yıllarda MIMO yapılar ve bu yapılara uygun kod tasarımının araştırılması literatürde geniş ilgi görmektedir. Bu çalışmaların en önemlileri arasında Tarokh vd. [2] ve Alamouti [1] tarafından önerilmiş olan uzay-zaman kodları gelmektedir. Uzay-zaman kodlama tekniği, kanal kodlama ile anten çeşitleme tekniklerini birleştirerek tek antenli sistemlere göre daha iyi iletim hızına ve sönümlemeli kanallarda daha iyi hata başarımına olanak sağlamaktadır. Tarokh vd. [2], duruğumsu (quasi-static) ve

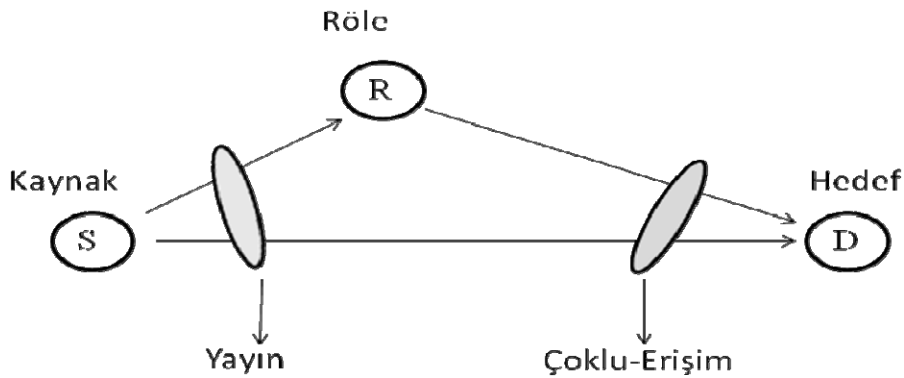
hızlı sönmülemeli kanallar için kod tasarım kriterleri belirlemişler ve bu kriterlere göre uzay-zaman kafes kodlar tasarlamışlardır. Alamouti ise, blok kodlama ile anten çeşitlemesini birlikte kullanan bir sistem önermiştir. Tarokh vd.'nin [2]'de duruğumsu kanallar için önerdikleri tasarım kriteri rank ve determinant kriteridir. Rank kriteri maksimum çeşitleme kazancını sağlamak için kullanılır. Determinant kriteri ise kodlama kazancını maksimum yapmak için kullanılır. Hızlı sönmülemeli kanallarda ise simgeler arası Hamming uzaklığı ve çarpımsal uzaklık kriterleri geçerlidir [2].

2.3 İşbirlikli Çeşitleme

Verici anten çeşitlemesi yöntemleri özellikle hücresel sistemlerin baz istasyonları için uygun olmasına karşın, boyut, maliyet ve donanım karmaşıklığı açısından gezgin birimler için çok uygun değildir. Bu probleme bir çözüm olarak 2002'de Laneman vd. [4] tarafından ortaya atılan “işbirlikli çeşitleme (cooperative diversity)” tekniği kullanılabilir.

2.3.1 Tarihsel gelişim

Röleli kanallar üzerine ilk çalışma 1971 yılında Van der Meulen tarafından yapılmış ve klasik röle kanalı tanıtılmıştır [16]. Şekilde 2.9'da da görüleceği gibi bu yapı üç terminalden oluşmaktadır. Bunlar iletim yapan kaynak (S), alıcı işlemini gören hedef (D) ve kaynak ile hedef arasındaki iletime yardımcı olmak üzere hem alıcı hem de verici görevi gören röledir (R). Bu klasik yapıda röle bilgi üretmemekte, sadece kaynağa destek vermektedir. Sistem kaynak tarafından gözlemlendiğinde yayın kanalı, hedef tarafından gözlemlendiğinde ise çoklu erişim kanalı olarak görülebilir.



Şekil 2.9 : Klasik röleli sistem.

Van der Meulen'in çalışmasından sonra, Cover ve El Gamal'in çalışmaları [17] ile röleli sistemler konusu genişletilmiştir. Bu çalışma daha fazla toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) aktarıcı kanal sığasının analizi ile ilgilidir.

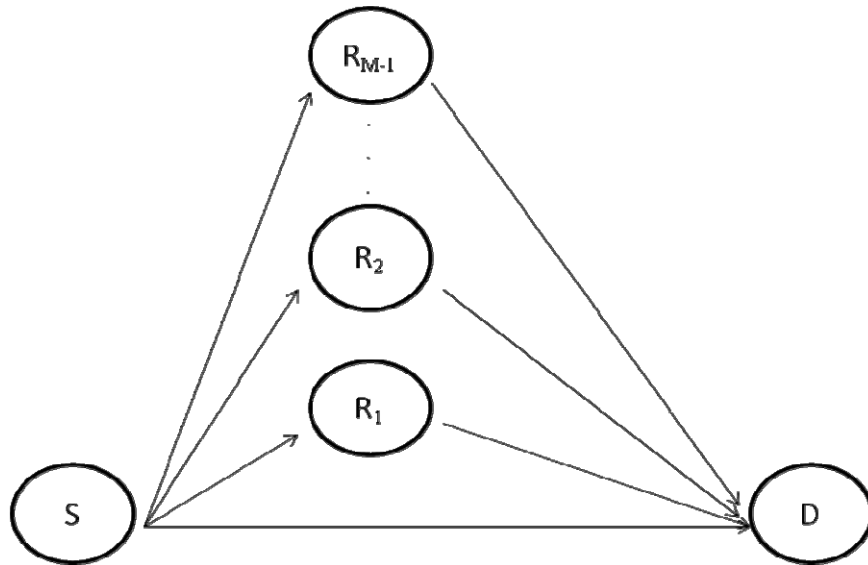
Röleli sistemde, rölenin görevi ana kanala yardımcı olmak iken, işbirlikli sistemde, kullanıcılar hem kaynak hem de aktarıcı işlevi görürler.

Röleli kanal eksenli çalışmalar yetmişli yıllarda öne çıkmasına rağmen seksenli ve doksanlı yıllarda bu konuda yeterince araştırma yapılmamıştır. 2000'li yılların başında Laneman vd.'nin çalışmaları [4, 14, 18] ile tekrar önem kazanan işbirlikli çeşitleme konusundaki araştırmalar halen devam etmektedir.

Röle ve işbirliğinin telsiz iletişim kanallarında beraber kullanılması değişik başarımlar ölçütlerine göre değerlendirilebilir. Bunlar içinde çeşitleme kazancı, spektral verimlilik, kanal sığası sayılabilir.

Bu konuda yapılan çalışmalara bakıldığında, kanal sığasına yönelik Sendonaris vd. [19], Kramer vd. [20], Høst-Madsen ve Zhang'ın [21] çalışmaları, çeşitleme kazancına yönelik Laneman ve Wornell [4] ve Nabar vd.'nin [5] çalışmaları ve spektral verimliliği arttırmaya yönelik Rankov ve Wittneben [22], Oechtering vd. [23], Popovski ve Carvalho'nun [24] çalışmaları öne çıkmaktadır.

Klasik tek röleli sistem, çok röleli duruma kolayca genişletilebilir. Kaynağın, M-1 tane röle ile işbirliği yaparak iletim yaptığı bir sistem Şekil 2.10'da gösterilmiştir.



Şekil 2.10 : Çok röleli işbirlikli haberleşme sistemi.

2.3.2 İşbirlikli çeşitlemede kullanılan protokoller ve aktarma yöntemleri

İşbirlikli haberleşmede temel olarak kuvvetlendir ve aktar (amplify and forward, AF), çöz ve aktar (decode and forward, DF) ve kodlamalı işbirliği (coded cooperation) yöntemleri kullanılmaktadır [4].

2.3.2.1 Kuvvetlendir ve aktar (AF)

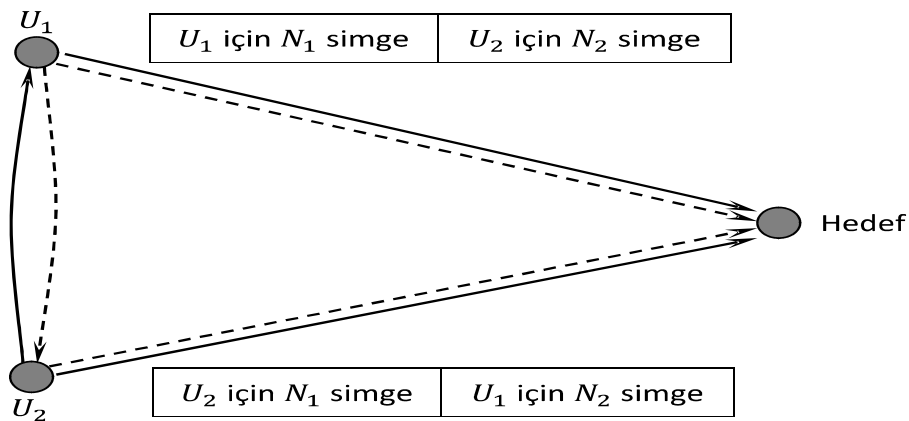
Bu yöntemde her röle, işbirliği yaptığı kullanıcının ilettiği işareti alıp kuvvetlendirerek alıcıya iletir. Alıcı ise kaynak ve röleden gelen işaretleri uygun yöntemlerle birleştirir ve iletilmiş olan işarete karar verir. Röleye kaynaktan gelen işaret gürültü ve sönümlemeden etkilendiği ve kullanıcının bozulmuş işaretini kuvvetlendirerek ilettiği halde, alıcıya aynı işaretin farklı ve birbirinden bağımsız sönümlere maruz kalmış kopyaları geldiği için sistem iyi performans verir.

2.3.2.2 Çöz ve aktar (DF)

Bu yöntemde, kullanıcılar işbirliği yaptığı diğer kullanıcının ilettiği işareti alıp, kod çözme işlemiyle işbirliği yaptığı birimin ilettiği bitleri elde eder ve tekrar kodlayarak alıcıya iletir. Alıcı ise hem kullanıcıdan hem de işbirliği yaptığı birimden gelen işaretleri uygun yöntemlerle birleştirerek iletilmiş olan bitlere karar verir.

2.3.2.3 Kodlamalı işbirliği

İşbirliğinin kanal kodlaması ile birleştirildiği yöntemdir. Kodlamalı işbirliği yönteminde, her kullanıcı, işbirliği yaptığı birimin kodlanmış bilgisinin bir kısmını iletir, eğer bu mümkün değilse kendisine ait bilgiyi iletir. Burada önemli olan nokta bu işlemlerin hiçbir geri beslemeye gerek duyulmadan kod tasarımı ile otomatik olarak yapılmasıdır. Şekil 2.11’de kodlamalı işbirliği yapısı gösterilmiştir.



Şekil 2.11 : Kodlamalı işbirliği yapısı.

Kullanıcılar kaynak bilgilerini çevrimsel artık kontrol (Cyclic redundancy check, CRC) kodlarıyla genişletilmiş bloklara ayırırlar. Her bir kullanıcının bilgisi sırasıyla N_1 ve N_2 bitlerini içeren iki bölümden oluşan kod sözcüğü ile kodlanır. Aynı şekilde bilgi iletim periyodu da N_1 ve N_2 bit aralıklarını içeren iki zaman dilimine ayrılır. Birinci zaman diliminde her kullanıcı N_1 bitlerini içeren kod sözcüğünü yollarken aynı zamanda işbirliği yaptığı birimin bitlerini çözer. CRC kodlarına bakarak da, bu bitleri doğru çözüp çözmediğini kontrol eder. Eğer doğru çözmüşse ikinci zaman diliminde N_2 bitlerini içeren işbirliği yaptığı birimin kod sözcüğünü hedefe iletir. Eğer CRC koduna göre hatalı çözdüğüne karar verirse N_2 bitlerini içeren kendi kod sözcüğünü hedefe iletir.

Yukarıda da görülebileceği gibi, kod sözcüklerinin doğru çözülüp çözülmemesine göre dört farklı durum oluşabilir.

- Her iki kullanıcı da işbirliği yapar
- Sadece 1. kullanıcı işbirliği yapar
- Sadece 2. kullanıcı işbirliği yapar
- İşbirliği yapılmaz.

Ancak her durumda da bütün kullanıcılar iki zaman dilimi boyunca toplam $N = N_1 + N_2$ bit iletir. İşbirliği derecesi N_i/N olarak ifade edilir.

Bu yöntemlerin her birinde tipik olarak 3 ayrı protokol kullanılarak işbirliği yapılmaktadır [5].

2.3.2.4 Protokol 1

Bu protokolda ilk iletim zamanında S kullanıcısı, R rölesine ve D alıcısına iletim yaparken, ikinci iletim zamanında S kullanıcısı ve R rölesi D alıcısına iletim yaparlar. Birinci protokole ilişkin gönderilen işaretler Çizelge 2.2’de sunulmuştur.

Çizelge2.2 : Protokol 1.

1 nci zaman	2 nci zaman
$S(s_1) \rightarrow R$	$R(s_1) \rightarrow D$
$S(s_1) \rightarrow D$	$S(s_2) \rightarrow D$

2.3.2.5 Protokol 2

Bu protokolde ilk iletim zamanında S kullanıcısı, R rölesine ve D alıcısına iletim yaparken, ikinci iletim zamanında sadece R rölesi D alıcısına iletim yapar. İkinci protokole ilişkin gönderilen işaretler Çizelge 2.3’de sunulmuştur.

Çizelge 2.3 : Protokol 2.

1 nci zaman	2 nci zaman
$S(s_1) \rightarrow R$	$R(s_1) \rightarrow D$
$S(s_1) \rightarrow D$	

2.3.2.6 Protokol 3

Bu protokolde ilk iletim zamanında S kullanıcısı sadece R rölesine yapar. İkinci iletim zamanında ise S kullanıcısı ve R rölesine D alıcısına iletim yaparlar. Üçüncü protokole ilişkin gönderilen işaretler Çizelge 2.4’de sunulmuştur.

Çizelge 2.4 : Protokol 3.

1 nci zaman	2 nci zaman
$S(s_1) \rightarrow R$	$R(s_1) \rightarrow D$
	$S(s_1) \rightarrow D$

2.4 FSK/PSK Modülasyonu

Ungerboeck 1982 yılındaki çalışmasında [25] M-AM, M-PSK ve M-QAM modülasyonları için kafes kodlamalı modülasyonla (Trellis coded modulation, TCM), iletim hızından veya band verimliliğinden taviz vermeksizin kodlamasız yapılara göre 3-6 dB kazanç sağlanabileceğini göstermiştir. Bu tarihten sonra kafes yapıları üzerinde optimizasyon yapılarak veya kafes yapıları değiştirilerek bu sistemin performansını artırmaya yönelik birçok çalışma yapılmıştır.

Bu çalışmalar kapsamında Padovani ve Wolf 1986 tarihli makalelerinde [26] kafes kodlamada faz ve frekans modülasyonlarının (FSK/PSK) birleşiminin de kullanılabileceği göstermiştir. Padovani ve Wolf anılan çalışmalarında, 8PSK işaret kümesi ile aynı sayıda işarete sahip 2FSK/4PSK modülasyonu başta olmak üzere 2FSK/8PSK, 2FSK/16PSK ve 4FSK/8PSK modülasyon türleri için yüksek kodlama kazançlı Ungerboeck [25] tipi kodlayıcılar tasarlamışlardır. Bu çalışmalarla FSK/PSK modülasyonunun, Ungerboeck'in koduna göre band verimliliğini etkilemeksizin veya çok az bir etkiyle 0.6-1.22 dB kazanç elde edilebileceği ortaya konmuştur.

FSK/PSK modülasyonu genel olarak FSK ve PSK modülasyonlarının bir arada kullanıldığı bir modülasyon çeşididir. Buna göre; aFSK/bPSK modülasyonu, a tane farklı taşıyıcı frekanslı işaret dizisinin b farklı fazda dizilmiş şekli olarak tanımlanabilir.

2.4.1 2FSK/4PSK modülasyonu

2FSK/4PSK modülasyonunda işaretler, iki farklı taşıyıcı frekansı ile iletildiği için gönderilen işaretin ifadesi,

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cdot \cos \left[2\pi \left(f_c + a_i \frac{h}{2T} \right) \cdot t - \phi_i \right], \quad i = 0, 1, \dots, 7, \quad 0 \leq t \leq T \quad (2.17a)$$

olarak yazılabilir. Burada $a_i \in \{+1, -1\}$ olup, f_c temel bir taşıyıcı frekansını, T modülasyon aralığını, h modülasyon indeksini, ϕ_i ise işaretin fazını göstermektedir. $\lfloor x \rfloor$ işlevi x 'in tamsayı kısmını göstermek üzere,

$$\phi_i = \left\lfloor \frac{i}{2} \right\rfloor \cdot \frac{\pi}{2} \quad (2.17b)$$

biçimindedir. i çift ise $a_i = 1$ ve işaretin taşıyıcı frekansı,

$$f_1 = f_c + \frac{h}{2T}, \quad (2.17c)$$

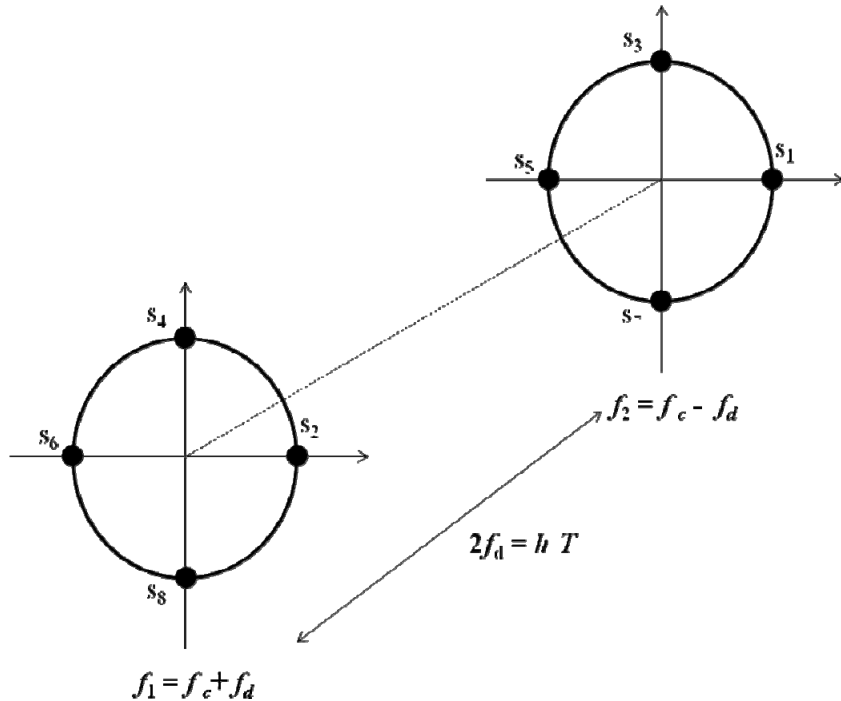
i tek ise, $a_i = -1$ ve taşıyıcı frekansı

$$f_2 = f_c - \frac{h}{2T} \quad (2.17d)$$

şeklinde olacaktır. Buradan görülebilir ki, 2FSK/4PSK modülasyonuna ilişkin işaret kümesi iki ayrı frekansta ikişer boyut olmak üzere toplam 4 boyutludur. Taban fonksiyonları kullanılarak, $s_i(t)$ işaretleri,

$$s_i(t) = \sum_{j=1}^4 s_{j,i} \cdot \psi_j(t) = s_{1,i} \cdot \psi_1(t) + s_{2,i} \cdot \psi_2(t) + s_{3,i} \cdot \psi_3(t) + s_{4,i} \cdot \psi_4(t) \quad (2.18)$$

eşitliği ile de verilebilir. Bu eşitlikte $\psi_j(t)$ ortonormal (birim enerjili ve birbirine dik) taban işlevleri, $s_{j,i}$ vektör bileşenlerini belirleyen katsayılardır. 2FSK/4PSK modülasyonuna ilişkin işaret kümesi Şekil 2.12’de sembolik olarak verilmiştir.



Şekil 2.12 : 2FSK/4PSK işaret uzayı.

2FSK/4PSK işaret kümesine ilişkin 4 boyutlu uzayı belirten ortonormal $\psi_j(t)$ taban işlevleri aşağıdaki şekilde bulunabilir [26]:

$$\psi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \cos \left[2\pi \left(f_c + \frac{h}{2T} \right) t \right] \quad (2.19a)$$

$$\psi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \sin \left[2\pi \left(f_c + \frac{h}{2T} \right) t \right] \quad (2.19b)$$

$$\psi_3(t) = \frac{1}{\sqrt{D}} \left\{ \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \cos \left[2\pi \left(f_c - \frac{h}{2T} \right) t \right] - c_1 \psi_1(t) - c_2 \psi_2(t) \right\} \quad (2.19c)$$

$$\psi_4(t) = \frac{1}{\sqrt{D}} \left\{ \sqrt{\frac{2}{T}} \cdot \sin \left[2\pi \left(f_c - \frac{h}{2T} \right) t \right] + c_2 \psi_1(t) - c_1 \psi_2(t) \right\}. \quad (2.19d)$$

Bu eşitliklerde,

$$c_1 = \frac{\sin(2\pi h)}{2\pi h} \quad (2.19e)$$

$$c_2 = \frac{1 - \cos(2\pi h)}{2\pi h} \quad (2.19f)$$

$$D = 1 - c_1^2 - c_2^2 \quad (2.19g)$$

olarak tanımlanmaktadır. Gösterilebilir ki bu durumda, $a_i = \pm 1$ olmak üzere, her işarete ilişkin koordinat,

$$s_{1,i} = \sqrt{E_s} \left(\frac{(1+a_i)}{2} \cos \phi_i + c_1 \frac{(1-a_i)}{2} \cos \phi_i - c_2 \frac{(1-a_i)}{2} \sin \phi_i \right) \quad (2.20a)$$

$$s_{2,i} = \sqrt{E_s} \left(\frac{(1+a_i)}{2} \sin \phi_i + c_2 \frac{(1-a_i)}{2} \cos \phi_i + c_1 \frac{(1-a_i)}{2} \sin \phi_i \right) \quad (2.20b)$$

$$s_{3,i} = \sqrt{E_s} \cdot \sqrt{D} \left(\frac{(1-a_i)}{2} \cos \phi_i \right) \quad (2.20c)$$

$$s_{4,i} = \sqrt{E_s} \cdot \sqrt{D} \left(\frac{(1-a_i)}{2} \sin \phi_i \right) \quad (2.20d)$$

olarak ifade edilebilir. Eğer modülasyon indeksi $h = 0.5$ seçilirse,

$$c_1 = 0, \quad c_2 = \frac{2}{\pi}, \quad D = 1 - \frac{4}{\pi^2}$$

olarak bulunur ve $E_s = 1$ için $s_i(t)$ işaretlerine ilişkin vektörel ifadeler,

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

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

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

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

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

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

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

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

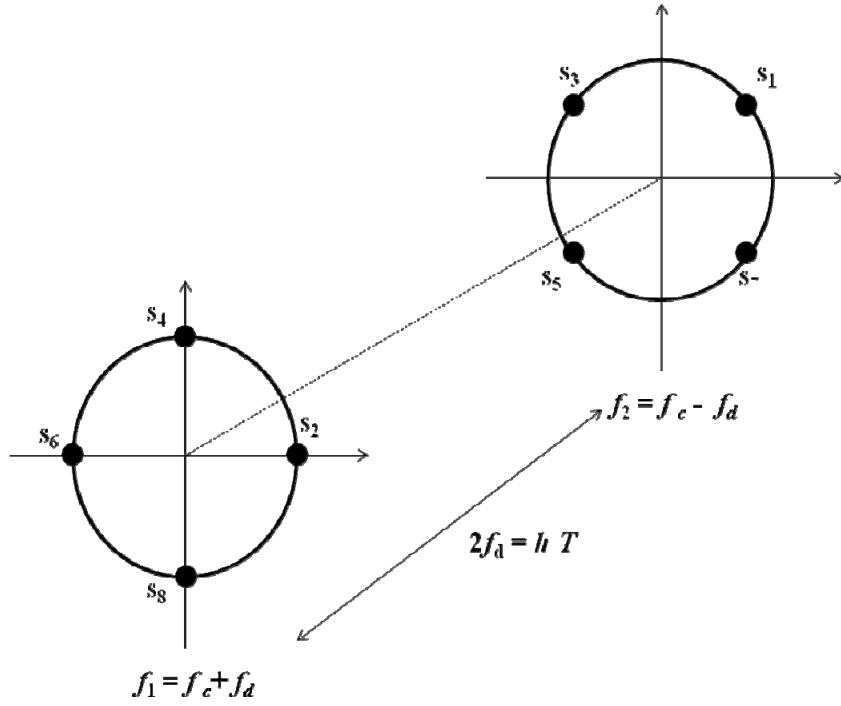
şeklinde bulunur. Her bir frekanstaki işaretler bir QPSK'ya eşit olduğu için aynı frekanstaki işaretler arasındaki karesel uzaklık 2 olmaktadır. Farklı frekanslardaki işaretler arasındaki karesel uzaklıklar ise Çizelge 2.5'te sunulmuştur.

Çizelge 2.5 : 2FSK/4PSK, $h=0.5$, farklı frekanslardaki işaretler için karesel uzaklıklar.

d_E^2	s_1	s_3	s_5	s_7
s_0	2	3.2732	2	0.7268
s_2	0.7268	2	3.2732	2
s_4	2	0.7268	2	3.2732
s_6	3.2732	2	0.7268	2

Çizelgeden de görülebileceği gibi, tüm işaretler arasındaki en küçük karesel Öklid uzaklığı $\Delta_0^2 = 0.7268$ 'dir. 2FSK/4PSK modülasyonu ile aynı işaret sayısına sahip 8PSK modülasyonunda ise $\Delta_0^2 = 0.586$ 'dır. Böylece en küçük karesel Öklid uzaklığı (Δ_0^2), 2FSK/4PSK modülasyonu kullanılarak 8PSK modülasyonuna göre artırılmıştır. Bu bizi, 2FSK/4PSK modülasyonu kullanarak eşdeğer 8PSK modülasyonuna göre daha yüksek kazançlı sistemler tasarlanabileceği sonucuna ulaştırmaktadır.

Bir frekansın belirlediği işaret kümesi, diğer frekansın belirlediği işaret kümesine göre belli oranlarda döndürülürse (twisted, T) Δ_0^2 daha da artırılabilir. Şekil 2.13'te f_2 frekanslı kümenin $\pi/4$ radyan döndürülmesi ile elde edilen 2FSK/4PSK(T) modülasyonlu işaret kümesi verilmiştir.



Şekil 2.13 : 2FSK/4PSK(T) işaret uzayı.

Faz dönmesi sonucunda oluşan $s_i(t)$ ifadesi, 2.17a'daki gibi olup, burada işaretin fazı,

$$\phi_i = \frac{\pi}{4} \cdot i \quad (2.21)$$

olarak bulunmaktadır.

Faz dönmeli durum için de kullanılan taban işlevleri 2.19'da verilen ortonormal taban işlevleridir. Modülasyon indeksi $h=0.5$ seçilmesi durumunda oluşan işaretlerin vektörel gösterimleri aşağıda verilmiştir:

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

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

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

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

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

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

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

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

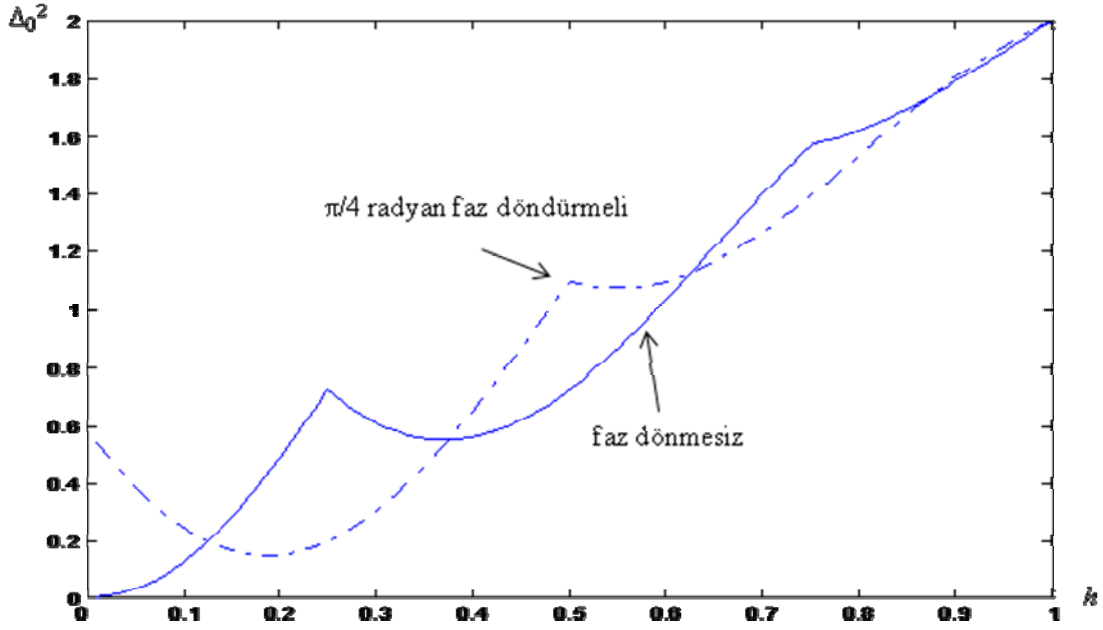
Bir frekanstaki $\frac{\pi}{4}$ radyan faz dönmesi durumunda, faz dönmesiz durumdaki gibi, aynı frekanstaki işaretler arası en küçük karesel Öklid uzaklığı 2'dir. Çizelge 2.6'da, 2FSK/4PSK modülasyonu, $h = 0.5(T)$ için farklı frekanslı işaretler arasındaki karesel Öklid uzaklıkları verilmektedir. Buradaki (T) notasyonu işaret kümesinin faz dönmeli (twisted) olduğunu göstermek için kullanılmıştır.

Çizelge 2.6 : 2FSK/4PSK, $h = 0.5(T)$ için işaretler arasındaki karesel uzaklıklar.

d^2_E	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

Buradan, işaretler arasındaki en küçük karesel uzaklık, $\Delta_0^2 = 1.1$ olarak elde edilir. Bu değer faz dönmesiz duruma göre daha yüksektir. Bu nedenle faz dönmeli durumla daha iyi kodlama kazancı sağlayan sistemler tasarlanabilir.

Bu tez çalışmasında, hem faz dönmeli, hem de faz dönmesiz durumlar için modülasyon indeksi $h = 0.5$ seçilmiştir. Bunun nedeni Şekil 2.14'te verilen grafikte görülmektedir [26].



Şekil 2.14 : Faz dönmeli ve faz dönmesiz durumlarda $\Delta_0^2 - h$ değişimi.

Grafikten görülebileceği gibi modülasyon indeksi h artırıldıkça, Δ_0^2 değeri de artmaktadır, ancak bu durumda da band verimliliği yönünde kayıp söz konusu olmaktadır. Bu nedenle h değerinin tepe yaptığı 0.5 değeri seçilmiştir.

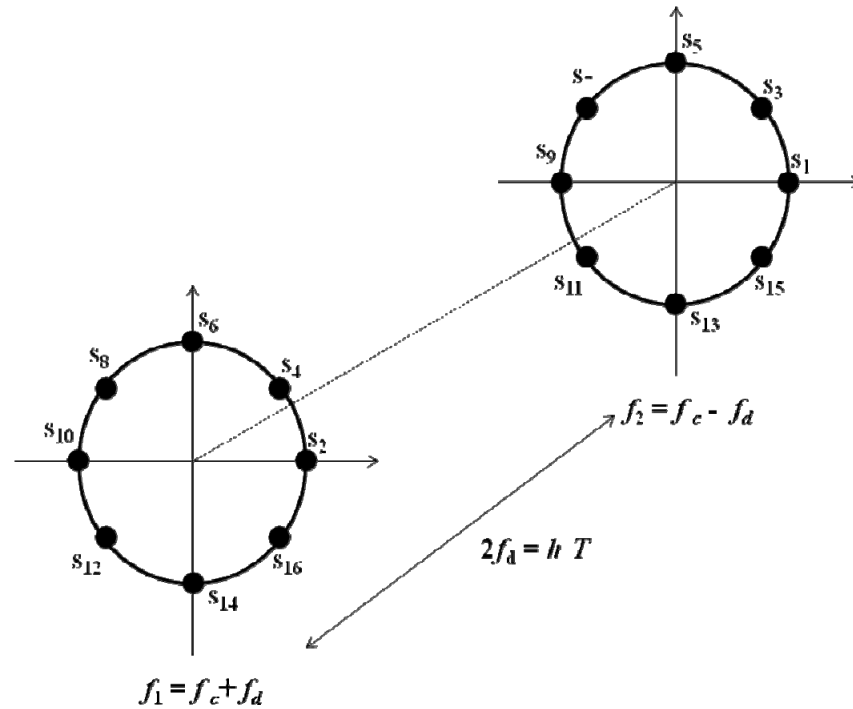
Çizelge 2.7’de h değerine bağlı olarak, işaretler arasındaki en küçük karesel uzaklık değerlerinin değişimi ve 8PSK’ya kıyasla, %90 ve %99 band genişliği tanımlarına göre band genişliklerindeki oransal değişimi verilmektedir [26]. Çizelgeden görüldüğü gibi, %90 band genişliği durumunda h değeri artıkça, 2FSK/4PSK modülasyonunun band genişliği artmaktadır. Örneğin, $h = 0.5(T)$ için, 8PSK modülasyonuna göre, yaklaşık %18 daha fazla band genişliği kullanılmaktadır. %99 band genişliği tanımına göre ise, h değeri ile band genişliği artmakta ve örneğin $h = 0.5(T)$ için 8PSK modülasyonundan yaklaşık %2 daha az band genişliği kullanılmaktadır.

Çizelge 2.7 : h değerlerine bağlı olarak 2FSK/4PSK ile 8PSK karşılaştırılması.

	2FSK/4PSK				8PSK
	$h = 0.25$	$h = 0.5(T)$	$h = 0.75$	$h = 1$	$h = 0$
Δ_0^2	0.727	1.1	1.576	2	0.586
%90 band genişliği	1.102	1.187	1.254	1.345	1
%99 band genişliği	0.996	0.985	0.981	0.98	1

2.4.2 Diğer FSK/PSK modülasyonları

2FSK/4PSK modülasyonu dışındaki diğer FSK/PSK modülasyonlarına örnek olarak 2FSK/8PSK, 2FSK/16PSK ve 4FSK/8PSK verilebilir. 2FSK/8PSK modülasyonunda iki taşıyıcı frekans ve her bir frekansta 8PSK modülasyonlu işaretlerin dizilimine benzer şekilde dizilmiş 8 işaret bulunmaktadır. Şekil 2.15'te 2FSK/8PSK işaret kümesinin sembolik olarak gösterimi verilmektedir.



Şekil 2.15 : 2FSK/8PSK işaret uzayı.

2FSK/8PSK modülasyonlu sistemlerde de, %90 band genişliği durumunda h değeri artıkça band genişliği artmaktadır. %99 band genişliği tanımına göre ise, 2FSK/8PSK modülasyonlu yapılar %2-3 daha az band genişliği kullanmaktadır.

Genel olarak, FSK/PSK yapılar göz önüne alındığında, faz sayısı artıkça yine FSK/PSK yapılar PSK ve QAM modülasyonlu sistemlere göre daha iyi sonuçlar vermektedir. Fakat faz sayısının 16'nın üste olduğu durumlarda yeterli verim elde edilemediği görülmüştür. Frekans sayısı arttıkça işaret uzayındaki boyut sayısı da artmaktadır. Fakat yine minimum Öklid uzaklıkları, eşit işaret sayısına sahip PSK ve QAM modülasyonlarına göre daha yüksek çıkmaktadır. Frekans sayısının artması durumunda, daha yüksek faz sayılı işaretlerle modülasyon yapılabilir [26].

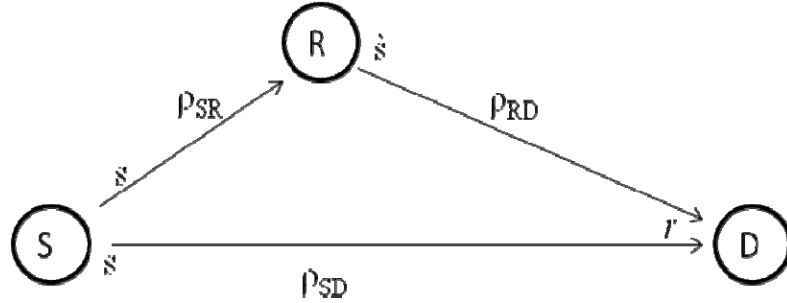
3. FSK/PSK MODÜLASYONUNU KULLANAN RÖLELİ SİSTEMLER

Bu bölümde FSK/PSK ($h=0.5$) modülasyonunu kullanan röleli sistemler incelenmektedir. Röleli sistem çöz ve aktar (DF) yapısı altında ele alınmaktadır. Bütün röleli sistemlerde ikinci bölümde açıklanan Protokol 2 kullanılmıştır. İncelenecek sistemlerde tek ve çok röle kullanılmış ve kodlamalı ve kodlamasız yapılar incelenmiştir. Bu sistemlere ilişkin hata başarımları bilgisayar benzetimi yoluyla elde edilmiş ve MATLAB paket programından yararlanılmıştır.

3.1 Tek Röleli Sistemler

3.1.1 Kodlamasız yapılar

Bu bölümde, 2FSK/4PSK modülasyonu kullanan kodlamasız tek röleli yapılar incelenmektedir. Ele alınan yapı Şekil 3.1’de gösterilmiştir.



Şekil 3.1 : Tek röleli sistem yapısı.

Sistemde zaman bölmeli çoklama (TDM) kullanılmakta ve birinci zaman diliminde kaynak, röle ve hedefe iletim yapmakta, ikinci zaman diliminde ise sadece röle hedefe yayın yapmaktadır [27]. Buna göre, birinci zaman diliminde röle ve hedefte görülen işaretler kompleks biçimde sırasıyla,

$$r_{SR} = \rho_{SR}S + n_{SR} \quad (3.1)$$

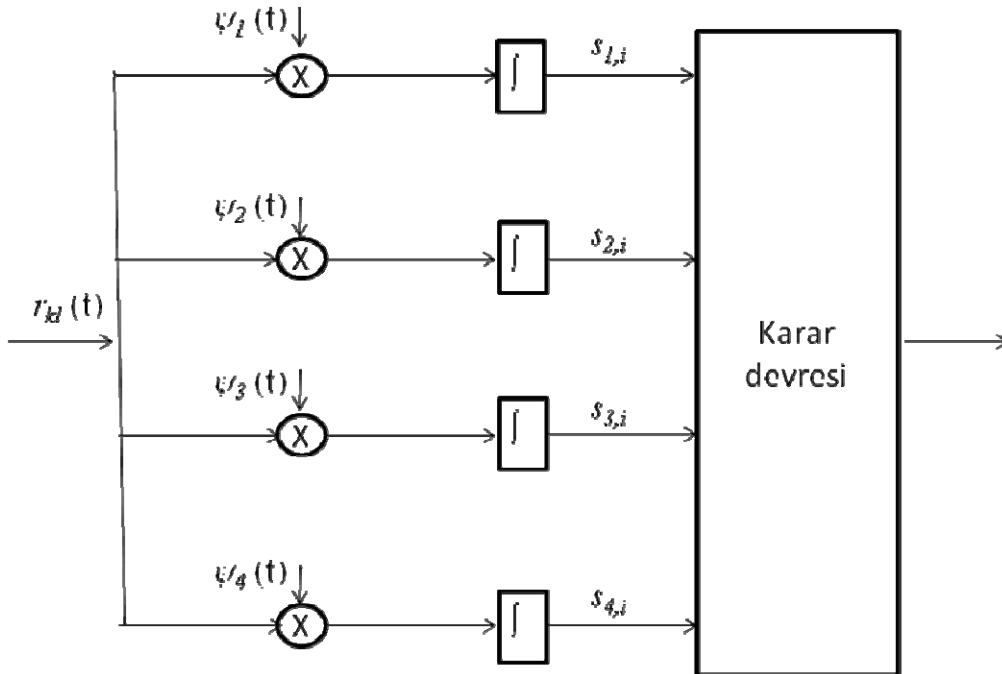
$$r_{SD} = \rho_{SD}S + n_{SD} \quad (3.2)$$

olarak ifade edilebilir. Burada ρ_{SR} ve ρ_{SD} sırasıyla kaynak-röle ve kaynak-hedef arasında gözlemlenen sönümleme katsayılarıdır. n_{SR} ve n_{SD} ise boyut başına $N_0 / 2$ varyanslı ve sıfır ortalamalı toplamsal Gauss gürültüleridir.

Kanalın hem genlik hem de faz sönümlemeli olması durumunda, karmaşık sönümleme katsayısı $\rho = |\rho| \cdot e^{j\varphi}$ olarak gösterilirse, sadece yansıyan işaret olması ve LOS olmaması durumunda $|\rho|$ 'ın Rayleigh dağılımlı ve φ 'nin ise $[0, 2\pi]$ aralığında düzgün dağılımlı rastlantı değişkenleri oldukları varsayılmaktadır. Bu durumda rölede ve alıcıda alınan işaret,

$$r_{kl}(t) = |\rho_{kl}| \sqrt{\frac{2}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + a_i \frac{h\pi}{T} t - \phi_i + \varphi_{kl}\right) + n_{kl}(t) \quad (3.3)$$

olarak gösterilir ($kl \in \{SR, SD\}$, $a_i \in \{-1, +1\}$). Sönümlemenin hem genlik hem de fazda görüldüğü bu durumda alıcı kısımda Şekil 3.2'de görülen ilişkili alıcı kullanılmaktadır. Şekilde $\psi_j(\cdot)$ fonksiyonları (2.19) eşitliği ile verilen, $s_i(t)$ 'ye ilişkin taban fonksiyonlarıdır.



Şekil 3.2 : İlişkili alıcı blok diyagramı.

Bu durumda alıcı ilişkili çıkışları,

$$s_{1,i} = \sqrt{E_s} \begin{pmatrix} V_1 \frac{(1+a_i)}{2} \cos \phi_i + V_2 \frac{(1+a_i)}{2} \sin \phi_i + V_1 c_1 \frac{(1-a_i)}{2} \cos \phi_i \\ + V_2 c_1 \frac{(1-a_i)}{2} \sin \phi_i + V_2 c_2 \frac{(1-a_i)}{2} \cos \phi_i - V_1 c_2 \frac{(1-a_i)}{2} \sin \phi_i \end{pmatrix} \quad (3.4a)$$

$$s_{2,i} = \sqrt{E_s} \begin{pmatrix} -V_2 \frac{(1+a_i)}{2} \cos \phi_i + V_1 \frac{(1+a_i)}{2} \sin \phi_i + V_1 c_2 \frac{(1-a_i)}{2} \cos \phi_i \\ + V_2 c_2 \frac{(1-a_i)}{2} \sin \phi_i - V_2 c_1 \frac{(1-a_i)}{2} \cos \phi_i + V_1 c_1 \frac{(1-a_i)}{2} \sin \phi_i \end{pmatrix} \quad (3.4b)$$

$$s_{3,i} = \sqrt{E_s} \cdot \sqrt{D} \left(V_1 \frac{(1-a_i)}{2} \cos \phi_i + V_2 \frac{(1-a_i)}{2} \sin \phi_i \right) \quad (3.4c)$$

$$s_{4,i} = \sqrt{E_s} \cdot \sqrt{D} \left(-V_2 \frac{(1-a_i)}{2} \cos \phi_i + V_1 \frac{(1-a_i)}{2} \sin \phi_i \right) \quad (3.4d)$$

$$V_1 = |\rho| \cos \varphi, \quad V_2 = |\rho| \sin \varphi \quad (3.4e)$$

olarak verilmektedir [26, 28]. $\varphi = 0$ olması durumunda faz sönümlemesi söz konusu olmayacak ve beklendiği gibi, tüm boyutlar $|\rho|$ ile çarpılacaktır. $|\rho|=1$ ve $\varphi=0$ olması durumunda ise daha önce 2FSK/4PSK için gösterilen vektörler bulunur.

DF yapısı gereği rölede çözümlenen işaret,

$$\hat{s}_R = \arg \min_{s \in A_s} |r_{SR} - \rho_{SR} s|^2 \quad (3.5)$$

şeklindedir. A_s , s 'ye ilişkin işaret uzayını göstermektedir.

Röle elde ettiği işareti demodüle edip karar verdikten sonra, tekrar modüle ederek, ikinci zaman diliminde hedefe iletir. Bu anda hedefte gözlemlenen işaret,

$$r_{RD} = \rho_{RD} \hat{s}_R + n_{RD} \quad (3.6)$$

şeklindedir. Bu durumda iletim anının sonunda karar devresinin girişinde gözlemlenen işaret,

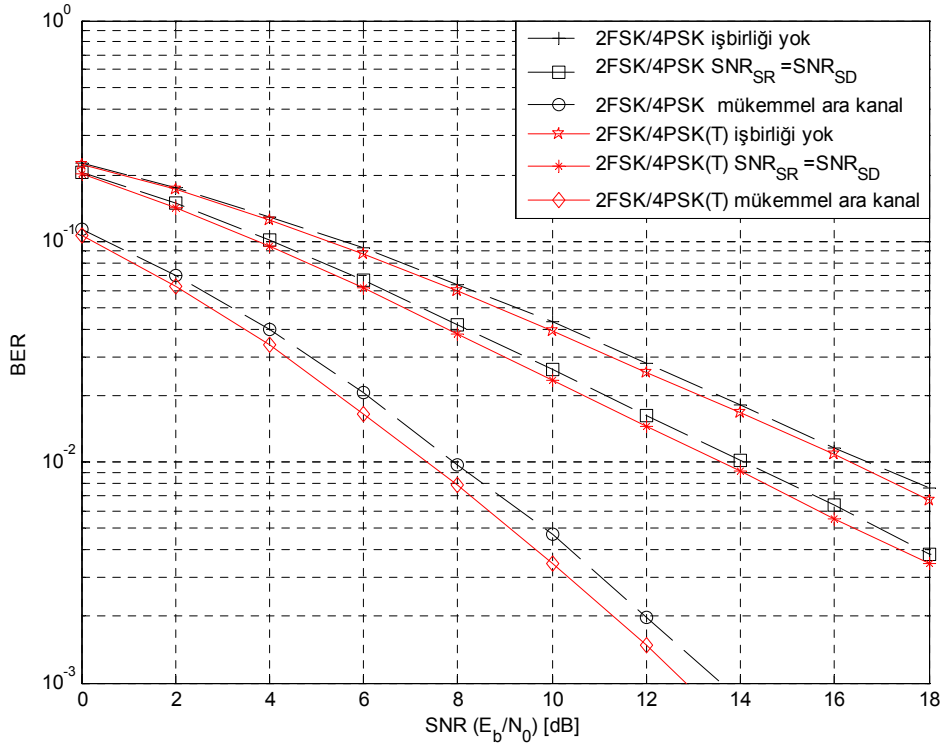
$$r_D = r_{SD} + r_{RD} \quad (3.7)$$

olur ve karar devresinde,

$$\hat{s}_D = \arg \min_{s \in A_s} |r_{SD} - \rho_{SD}s|^2 + \arg \min_{s \in A_s} |r_{RD} - \rho_{RD}\hat{s}_R|^2 \quad (3.8)$$

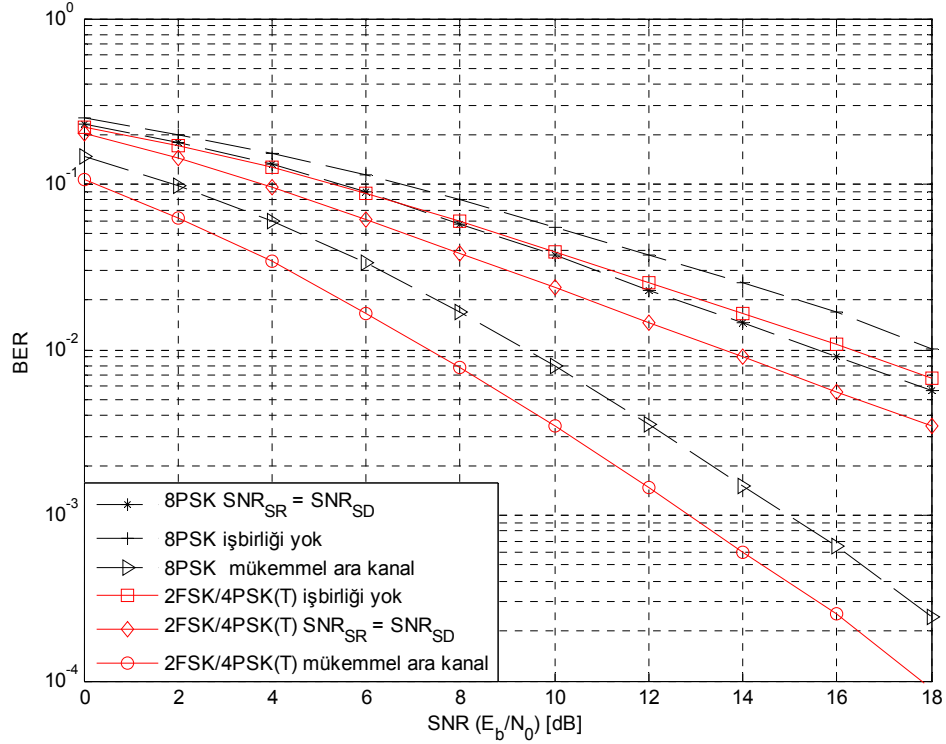
eşitliği ile hedef simgelerine ve bitlerine karar verilir.

Şekil 3.3'te 2FSK/4PSK ve faz döndürmeli 2FSK/4PSK, $h = 0.5(T)$ modülasyonunu kullanan tek röleli kodlamasız sistemin Rayleigh kanallardaki bit hata olasılıkları verilmiştir. Sistemde kaynak, röle ve hedefte bir verici anten ve bir alıcı anten olduğu varsayılmıştır. Bit başına düşen enerji E_b ile gösterilmiştir. Gürültünün boyut başına varyansı $N_0/2$ olmak üzere, simge enerjisi $E_s = 1$ alınmıştır. İletim ortamı duruğumsu kabul edilmiştir. SNR_{SD} kaynak-hedef, SNR_{RD} röle-hedef ve SNR_{SR} kaynak-röle arasındaki işaret gürültü oranını göstermek üzere, $\text{SNR}_{SD} = \text{SNR}_{RD}$ kabul edilmiştir. Benzetimler kaynak-hedef arasındaki işaret gürültü oranlarına göre gerçekleştirilmiştir. Buna göre faz döndürmeli yapılar normal yapılara göre 0.2-0.3 dB kazanç sağlamaktadır.



Şekil 3.3 : Kodlamasız tek röleli sistem için 2FSK/4PSK ve 2FSK/4PSK(T) modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları ($h = 0.5$).

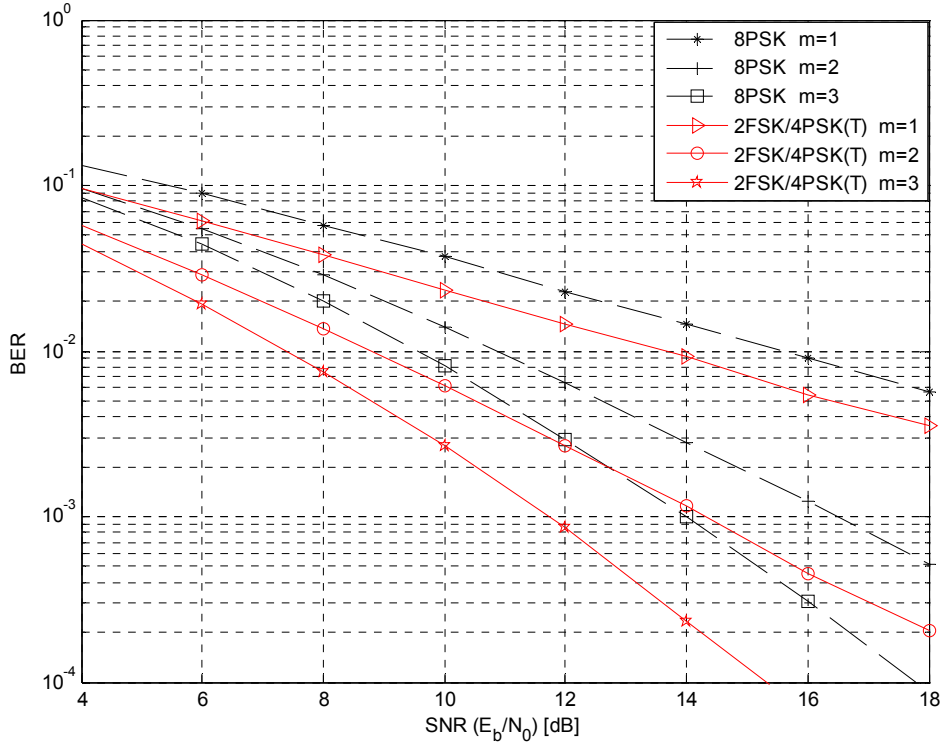
Şekil 3.4'te ise kodlamasız tek röleli sistem için Rayleigh kanaldaki hata başarımları 8PSK ile karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Sistemde kaynak-hedef ve röle-hedef arasındaki işaret gürültü oranları eşit kabul edilmiştir.



Şekil 3.4 : Kodlamasız tek röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları.

Şekilden de görülebileceği gibi, kodlamasız tek röleli sistemde, 2FSK/4PSK modülasyonu ile 8PSK modülasyonuna göre bit hata olasılığında yaklaşık 2 dB kadar bir kazanç elde edilebilmektedir. Kaynak ve röle arasındaki iletim ortamı, 8PSK'ya göre olan kazancı önemli ölçüde etkilememektedir.

Şekil 3.5'te ise tek röleli sistemin Nakagami- m kanallardaki hata başarımları verilmiştir. Sistemde kaynak-hedef, kaynak-röle ve röle-hedef arasındaki işaret gürültü oranları eşit kabul edilmiştir.



Şekil 3.5 : Kodlamasız tek röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları.

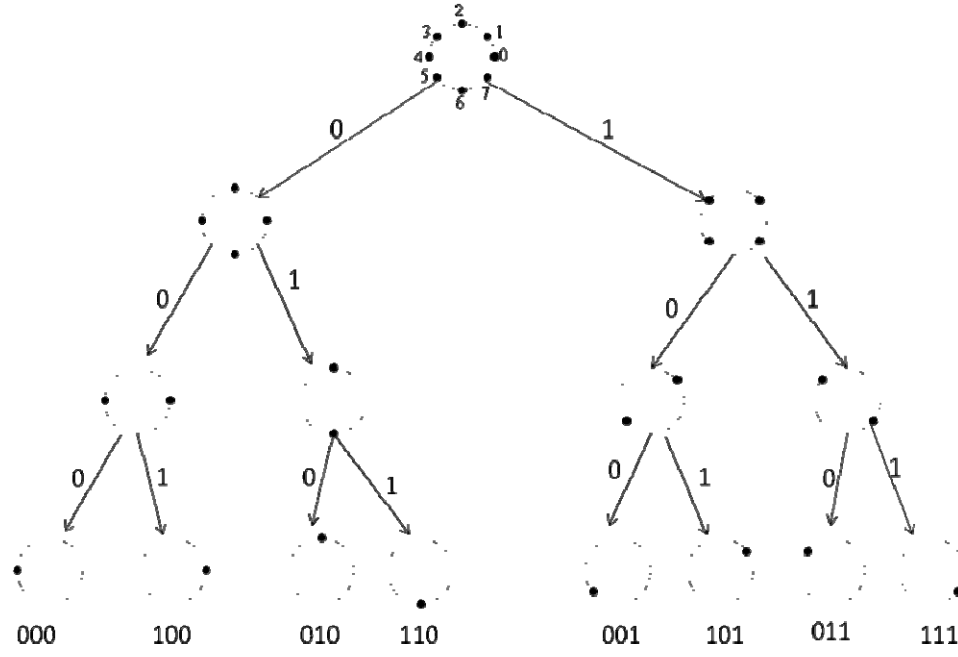
Nakagami- m kanallarda, 2FSK/4PSK modülasyonu ile 8PSK modülasyonuna göre yaklaşık 2 dB kazanç elde edilebilmektedir. m sayısının artmasıyla anılan kazançta az da olsa artış sağlanmaktadır.

3.1.2 Kodlamalı yapılar

Daha önce de belirtildiği gibi, kafes kodlamalı modülasyon (TCM), telsiz iletişimde telefon kanalları ve uydu kanalları gibi band genişliği sınırlı kanallarda band genişliğini artırmaksızın, sayısal iletişim başarımını iyileştirmek için kullanılan, güç ve spektrum verimliliği yüksek bir kodlama yöntemidir [25].

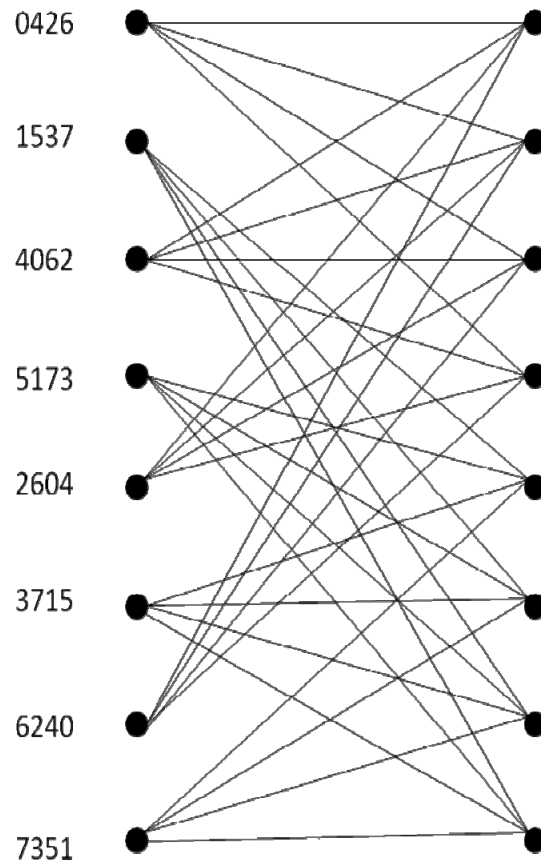
Yapılan çalışmalar sonucu TCM ile AWGN kanallarda olduğu gibi Rayleigh [29] ve Rician [30] kanallarda da oldukça iyi başarımlar elde edilebildiği görülmüştür.

TCM tasarımında genellikle Ungerboeck tarafından geliştirilen kümelere ayırarak eşleme (mapping by set partitioning) yöntemi kullanılmaktadır [25]. Şekil 3.6'da 8PSK işaret kümesine ilişkin eşleme gösterilmektedir.



Şekil 3.6 : Ungerboeck kümelere ayırma yöntemi.

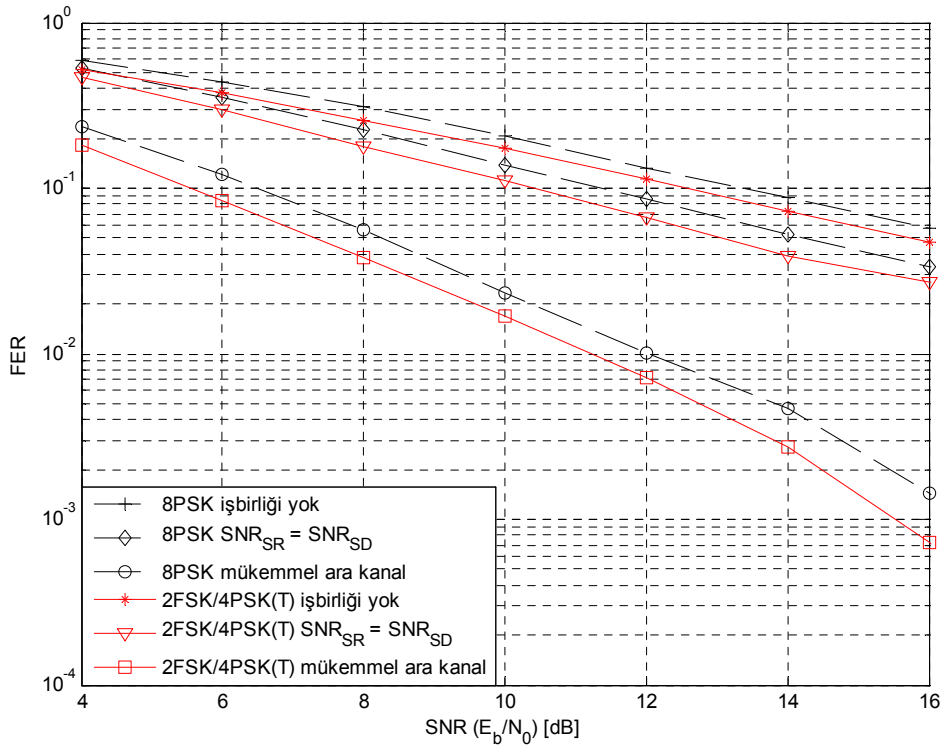
Ungerboeck tarafından tasarlanan 8PSK modülasyonlu 8 durumlu kafes kod ise Şekil 3.7’de sunulmuştur.



Şekil 3.7 : Ungerboeck 8 durumlu kafes kodu.

Şekil 3.8’de 2FSK/4PSK, $h = 0.5$ (T) modülasyonunu kullanan kodlamalı tek röleli sistemin Rayleigh kanaldaki hata başarımları kodlamalı 8PSK ile karşılaştırmalı olarak verilmiştir. Kodlamalı röleli 2FSK/4PSK sisteminde kaynak ve rölede kafes yapısı Şekil 3.7’de verilen kodun kullanıldığı varsayılmıştır. Tek fark, 8PSK simgeleri yerine, Şekil 2.13’te verilen 2FSK/4PSK(T) simgelerinin kullanılmasıdır. Bu yapıda da iletim periyodunun birinci anında kaynak, röle ve hedefe iletim yaparken röle aldığı işareti Viterbi kod çözücü ile çözerek, iletim periyodunun ikinci diliminde hedefe iletir. Böylece hedefte aynı işaretin istatistiksel bağımsız sönümleme değişkenlerinden etkilen kopyaları alınmış olur.

Kodlamalı yapılarda benzetimler, bit hata olasılığı yerine çerçeve hata olasılığına (FER) göre gerçekleştirilmiştir. Kaynak, röle ve hedefteki sistemlerde bir verici anten ve bir alıcı anten olduğu varsayılmıştır. Gürültünün boyut başına varyansı $N_0/2$ olmak üzere, simge enerjisi $E_s = 1$ alınmıştır. İletilen her çerçevenin uzunluğu 130 simgedir. İletim ortamı duruğumsu kabul edilmiştir. Benzetimlerde kaynak-hedef ve röle-hedef arasındaki işaret gürültü oranları eşit kabul edilmiştir ($\text{SNR}_{\text{SD}} = \text{SNR}_{\text{RD}}$). Karar devresinde kod çözme işleminde Viterbi algoritması kullanılmıştır.

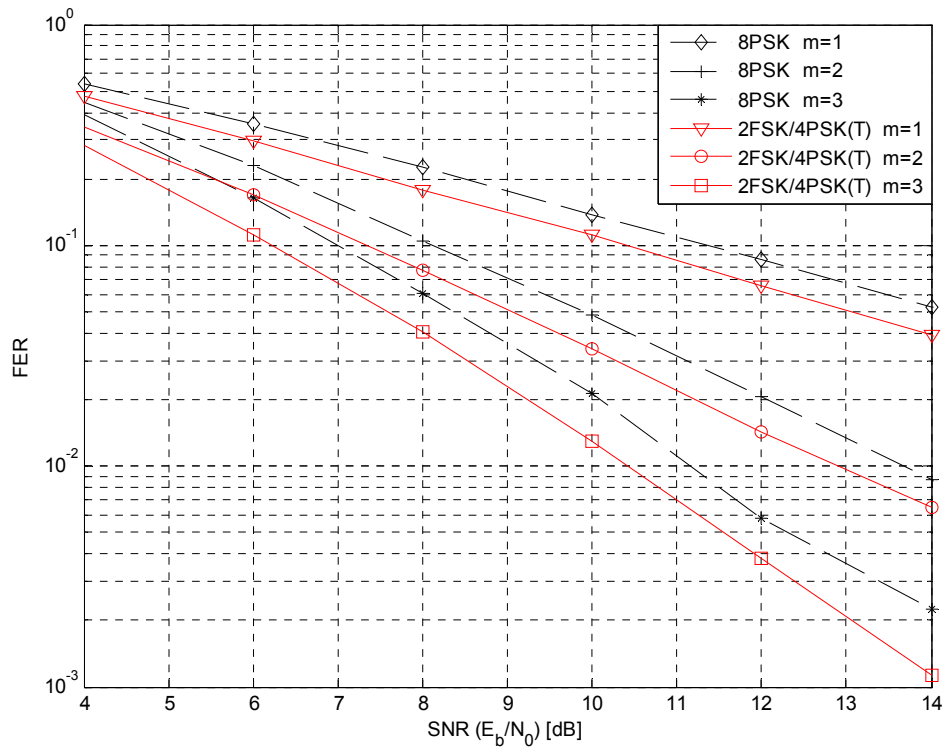


Şekil 3.8 : Kodlamalı tek röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları.

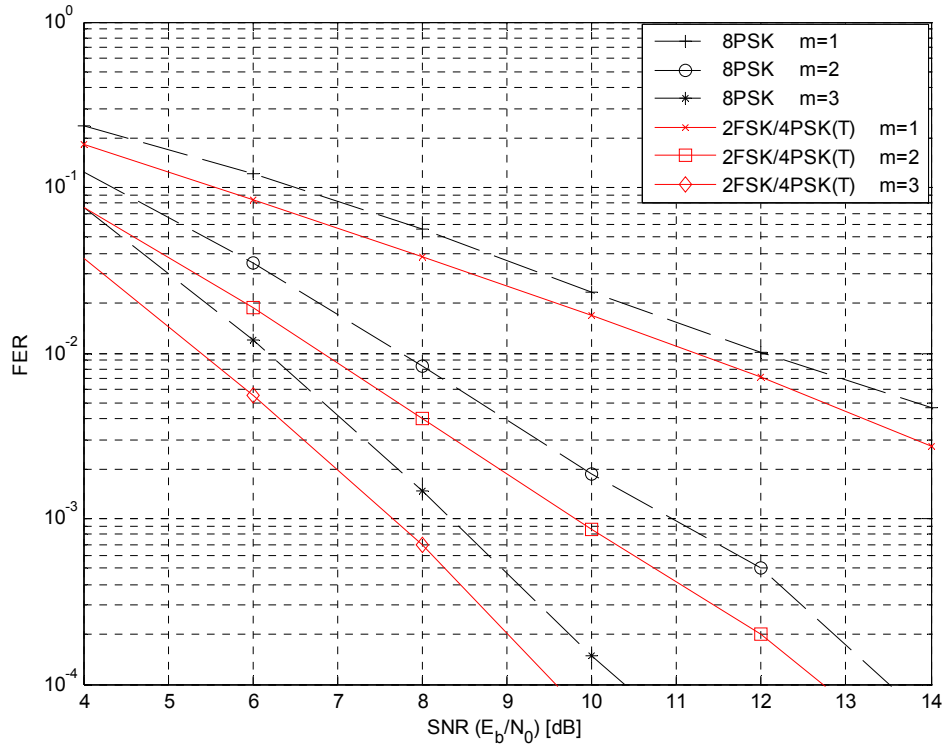
Kodlamalı tek röleli sistemlerde, 2FSK/4PSK modülasyonu ile 8PSK modülasyonuna göre 1 dB'e yakın kazanç sağlanabilmektedir. Kaynak-röle arasındaki durumun 2FSK/4PSK'nın 8PSK'ya göre kazanca önemli bir etkisinin olmadığı anlaşılmaktadır.

Kodlamalı tek röleli sistemlerde, Nakagami- m kanallar için elde edilen benzetim sonuçları ise Şekil 3.9 ve 3.10'da verilmiştir. Şekil 3.9'da kaynak-röle arasındaki işaret gürültü oranı, kaynak-hedef arasındaki işaret gürültü oranına eşit kabul edilirken ($\text{SNR}_{\text{SR}} = \text{SNR}_{\text{SD}}$), Şekil 3.10'da kaynak-röle arasındaki kanalın kayıpsız olduğu varsayılmıştır.

Nakagami- m kanallar değerlendirildiğinde, tek röleli sistemlerde 2FSK/4PSK modülasyonu ile 8PSK modülasyonuna göre yine yaklaşık 1 dB kazanç elde edilebilmektedir. m sayısının artmasının 8PSK'ya göre olan bu kazanca önemli bir etkisinin olmadığı görülmektedir.



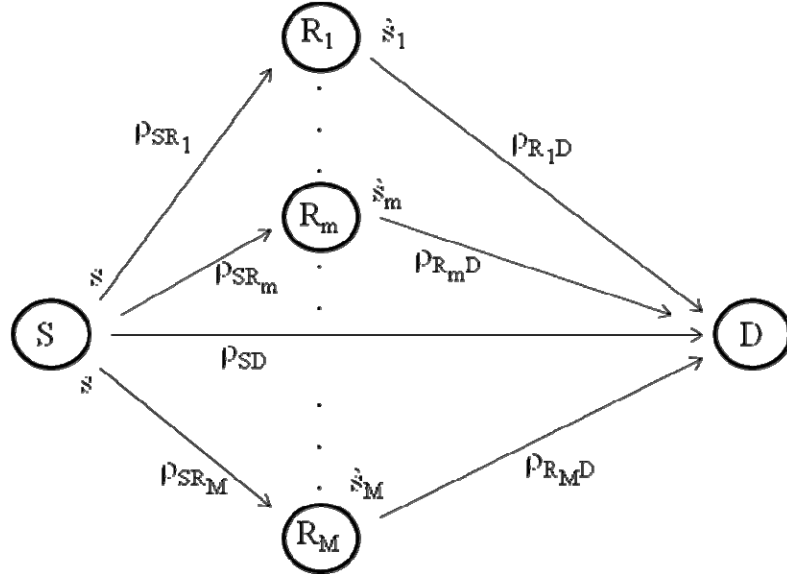
Şekil 3.9 : Kodlamalı tek röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları ($\text{SNR}_{\text{SR}} = \text{SNR}_{\text{SD}}$).



Şekil 3.10 : Kodlamalı tek röleli sistem için 2FSK/4PSK($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları (mükemmel ara kanal).

3.2 Çok Röleli Sistemler

Röleli sistemlerde, röle sayısı artırılarak çeşitleme kazancının artırılacağı bilinmektedir [27]. Bu bölümde sistem yapısı Şekil 3.11’de verilen, 2FSK/4PSK modülasyonlu çok röleli sistemin hata başarımları araştırılmakta ve bunlar yine 8PSK modülasyonlu sonuçlarla karşılaştırılmaktadır.



Şekil 3.11 : Çok röleli sistem blok modeli.

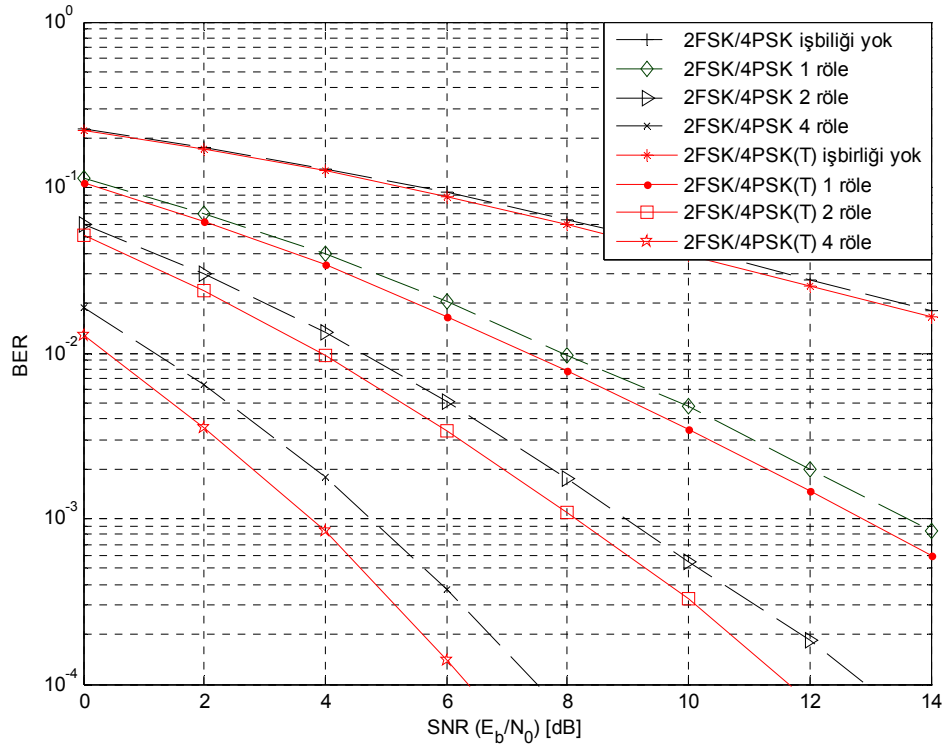
Şekilde, ρ_{SR} , ρ_{SD} ve ρ_{RD} sırasıyla kaynak-röle, kaynak-hedef ve röle-hedef arasında gözlemlenen sönmüleme katsayılarıdır. R_i , $i=1,2,\dots,M$ olmak üzere i nci röleyi göstermektedir. Bu yapıda karar devresi tarafından,

$$\hat{s}_D = \arg \min_{s \in \mathcal{A}_s} |r_{SD} - \rho_{SD}s|^2 + \sum_{i=1}^M \arg \min_{s \in \mathcal{A}_s} |r_{R_iD} - \rho_{R_iD}\hat{s}_{R_i}|^2 \quad (3.9)$$

eşitliği ile karar verilmekte ve kodlamalı yapılar için Viterbi algoritması kullanılmaktadır.

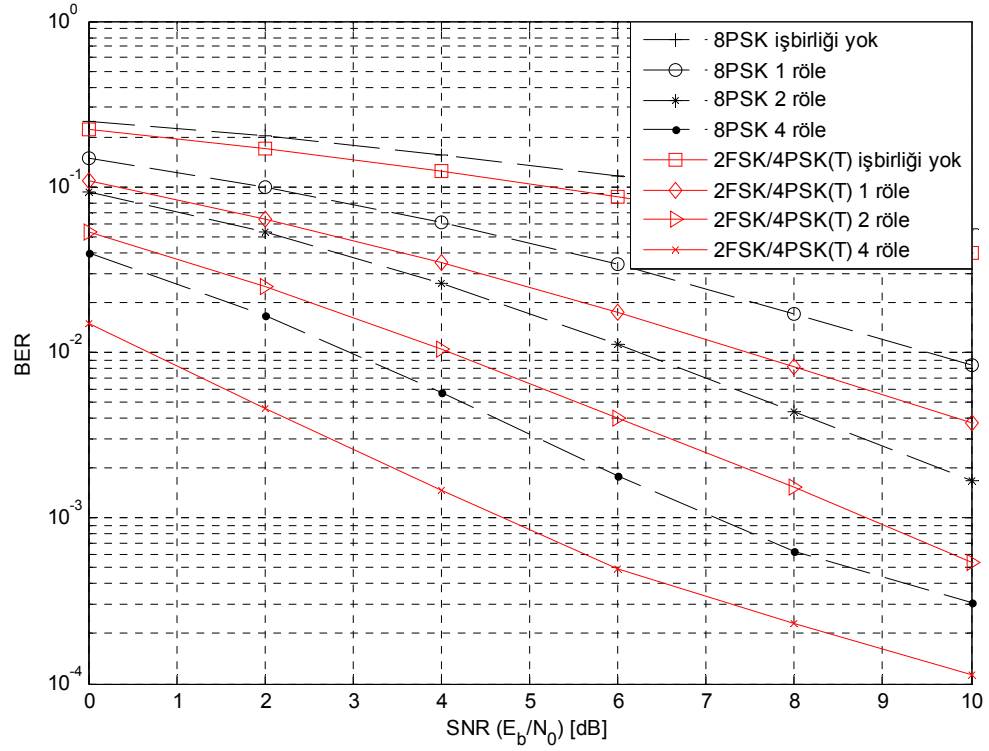
3.2.1 Kodlamasız yapılar

Şekil 3.12’de 2FSK/4PSK ve faz döndürmeli 2FSK/4PSK(T) modülasyonunu kullanan çok röleli kodlamasız sistemin Rayleigh kanallardaki bit hata olasılıkları verilmiştir. Sistemde, $\text{SNR}_{SD} = \text{SNR}_{RD}$ ve kaynak-röle arasındaki kanal kayıpsız kabul edilmiştir. Röle sayısının artması faz döndürmeli yapının kazancını da artırmaktadır.



Şekil 3.12 : Kodlamasız çok röleli sistem için 2FSK/4PSK ve 2FSK/4PSK(T) modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları ($h = 0.5$).

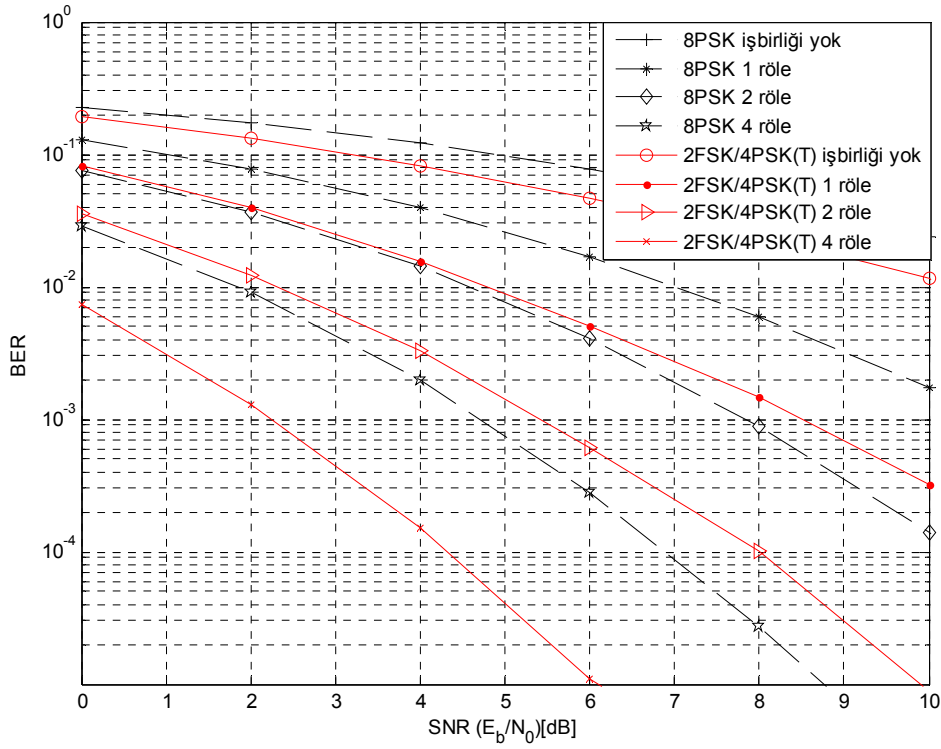
Şekil 3.13'te kodlamasız çok röleli sistemin için Rayleigh kanallardaki hata başarımlarının 2FSK/4PSK ile 8PSK karşılaştırması verilmiştir. Karşılaştırmalar bit hata olasılıkları üzerinden gerçekleştirilmiştir. Sistemde kaynak-hedef ve röle-hedef arasındaki işaret gürültü oranları eşit ve rölenin kaynağa yakın olduğu kabul edilerek, $SNR_{SR} = SNR_{SD} + 20$ dB olduğu varsayılmıştır.



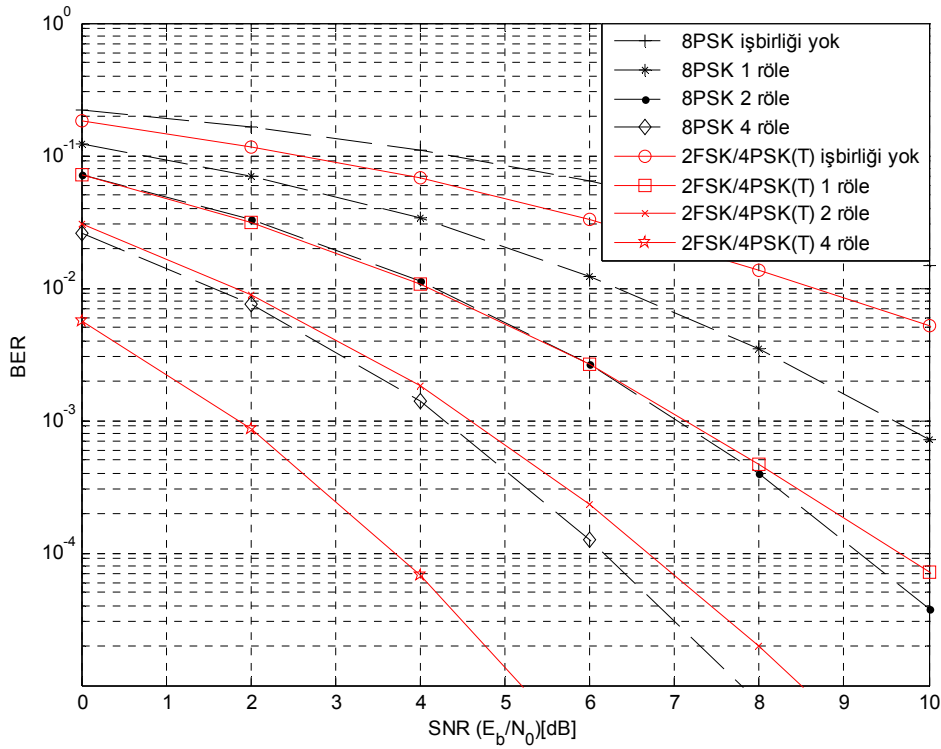
Şekil 3.13 : Kodlamasız çok röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanalındaki hata başarımları.

Bu yapıda da 2FSK/4PSK modülasyonlu sistemin, 8PSK modülasyonlu sisteme göre yaklaşık 2 dB kazanç sağladığı görülebilmektedir. Röle sayısının artmasının bu kazancı az da olsa artırdığı gözlemlenebilmektedir.

Aynı sistemin, Nakagami- m kanallar için elde edilen benzetim sonuçları ise Şekil 3,14 ve 3.15'te sunulmuştur. Şekil 3,14'te $m=2$, Şekil 3,15'te ise $m=3$ olarak alınmıştır. Nakagami- m kanallar değerlendirildiğinde, çok röleli sistemlerde 2FSK/4PSK modülasyonu ile 8PSK modülasyonuna göre yaklaşık 2-2.5 dB kazanç elde edilebilmektedir. m sayısının artmasının 8PSK'ya göre kazancı fazla etkilemediği ama röle sayısı arttıkça kazancın da arttığı görülebilmektedir.



Şekil 3.14 : Kodlamasız çok röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami-2 kanaldaki hata başarımları.



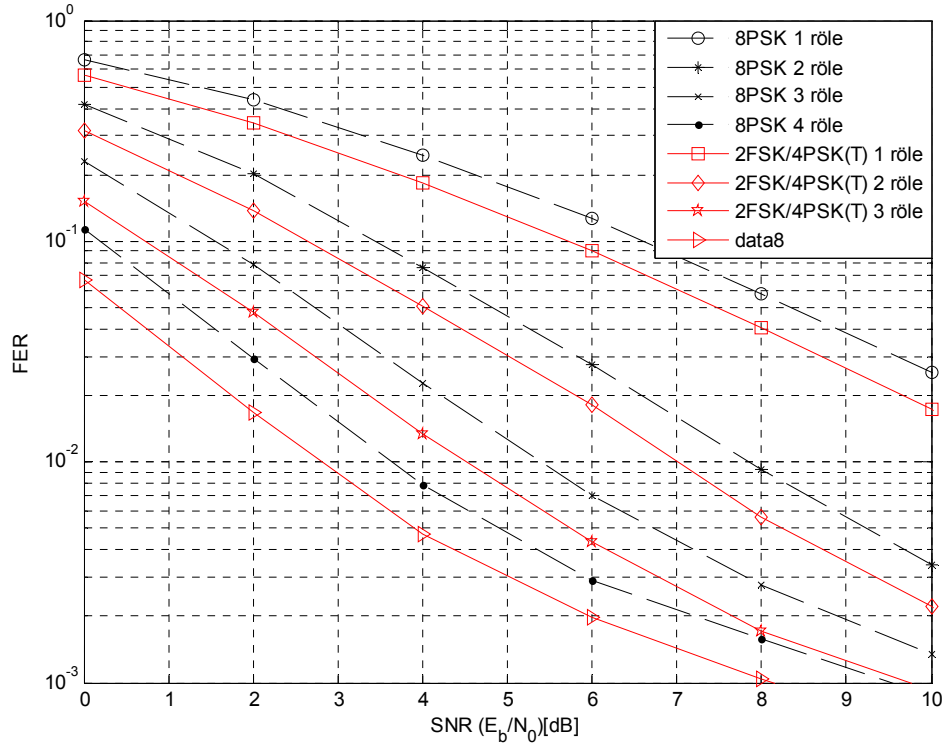
Şekil 3.15 : Kodlamasız çok röleli sistem için 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami-3 kanaldaki hata başarımları.

3.2.2 Kodlamalı yapılar

Bu bölümde çok röleli sistemlerin kodlamalı yapılardaki hata başarımları incelenmiştir. Benzetimler çerçeve hata olasılığı üzerinden değerlendirilmiştir.

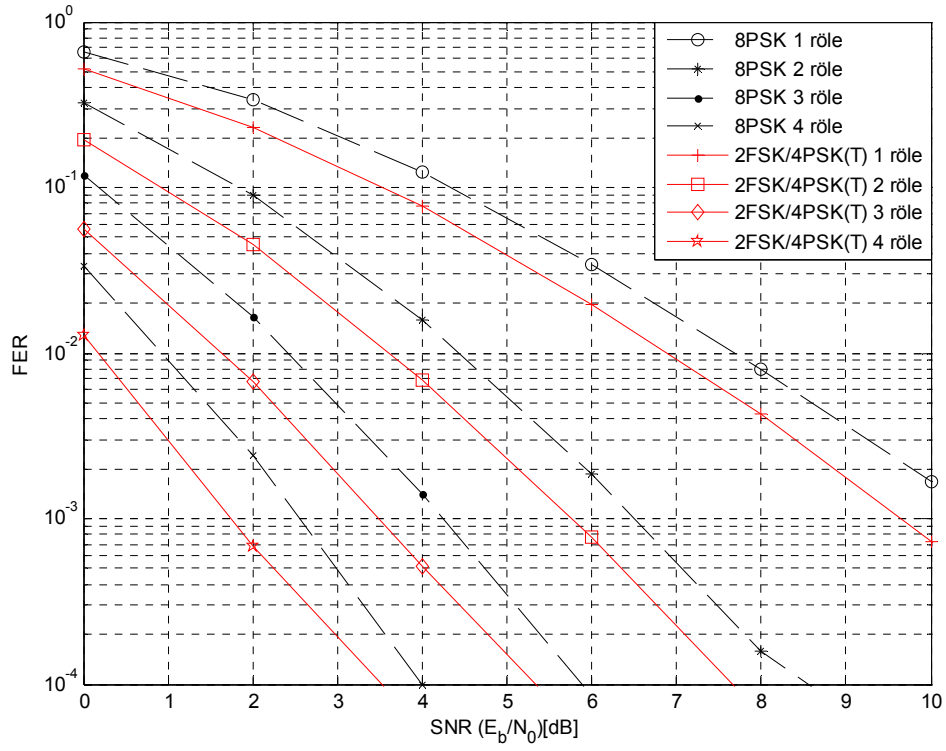
Şekil 3.16’da kodlamalı çok röleli sistemin için Rayleigh kanaldaki hata başarımlarının 2FSK/4PSK ($h = 0.5(T)$) ile 8PSK karşılaştırması verilmiştir. Kodlamalı yapılar için Şekil 3.7’de verilen Ungerboeck kafes kodu kullanılmıştır. Sistemde kaynak-hedef ve röle-hedef arasındaki işaret gürültü oranları eşit ve rölenin kaynağa yakın olduğu kabul edilerek, $SNR_{SR} = SNR_{SD} + 20$ dB olduğu varsayılmıştır.

Çok röleli kodlamalı yapılarda, 2FSK/4PSK modülasyonu ile 8PSK’ya göre yaklaşık 0.8 dB arasında kazanç elde edilebilmektedir. Röle sayısı bu kazanç farkını önemli oranda etkilememektedir.

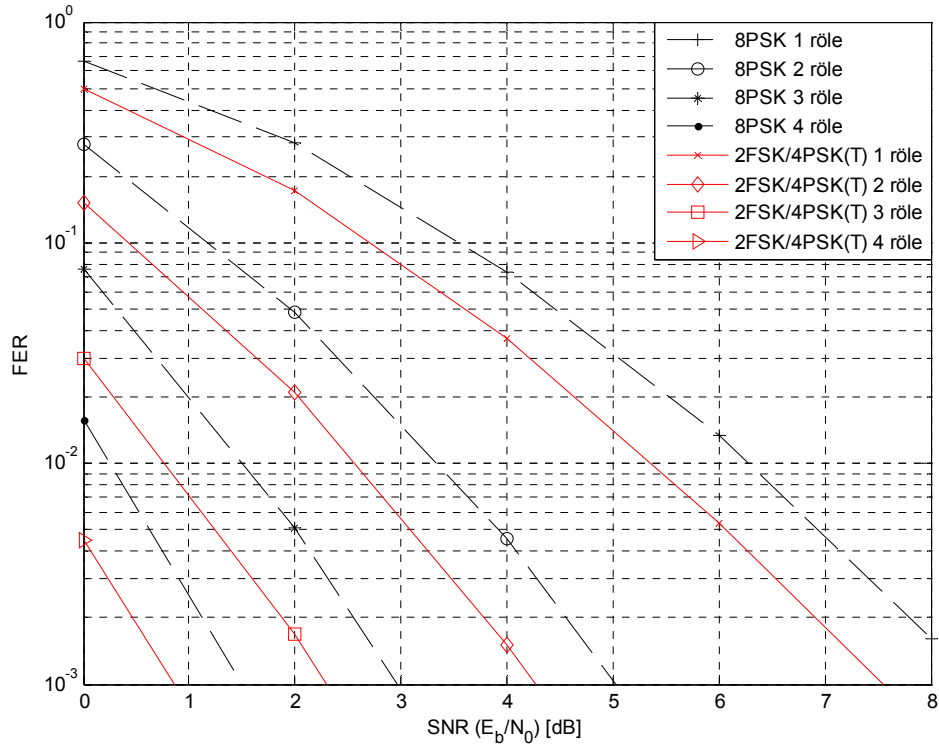


Şekil 3.16 : Kodlamalı çok röleli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları.

Şekil 3.17 ve 3.18’de ise aynı sistemin sırasıyla Nakagami-2 ve Nakagami-3 sönümlemeli kanallardaki hata başarımları gösterilmiştir.



Şekil 3.17 : Kodlamalı çok röleli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami-2 kanaldaki hata başarımları.

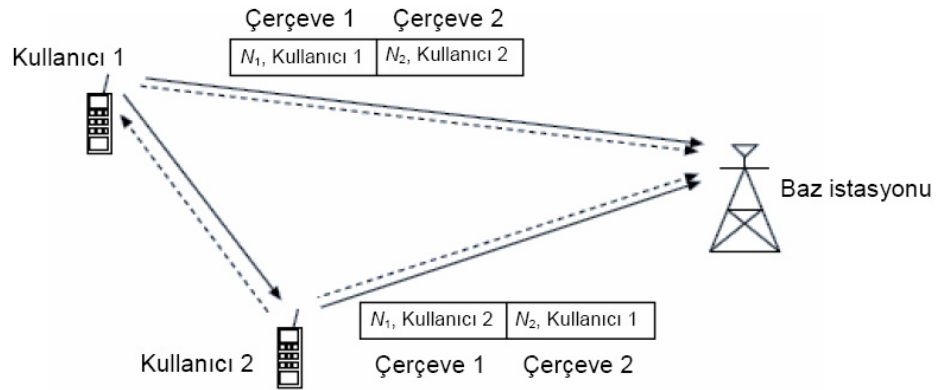


Şekil 3.18 : Kodlamalı çok röleli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami-3 kanaldaki hata başarımları.

4. FSK/PSK MODÜLASYONUNU KULLANAN İKİ KULLANICILI İŞBİRLİKLİ SİSTEMLER

Literatürde kodlamalı işbirlikli sistemlere ilişkin çeşitli çalışmalar yapılmış ve değişik kodlar tasarlanmıştır. Bu konuda yapılan çalışmalar arasında Stefanov ve Erkip [6], Zhao ve Valenti [7], Hunter ve Nostaria[8], Liu ve Spasojevic[9] ile Vucetic ve Li'nin [10] çalışmaları öne çıkmaktadır. Bu çalışmalarda genelde düşük hızlı kodların tasarlandığı görülmektedir. [11]'de ise, Li ve Stefanov tarafından yüksek hızlı kodlamalı işbirlikli kodlar tasarlanmıştır.

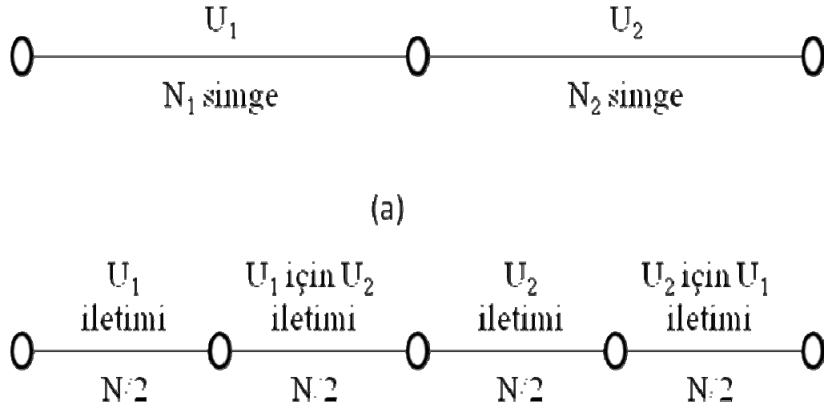
Bu bölümde tek antenli iki kullanıcı kodlamalı işbirliği yapan, Şekil 4.1'deki sistem yapısı incelenecektir.



Şekil 4.1 : İki kullanıcı işbirlikli yapı.

Bu sistemin röleli sistemden farkı kullanıcıların hem kaynak hem de aktarıcı olabilmelidir. Kullanıcılar U_1 ve U_2 olarak adlandırılacaktır. Öncelikle her kullanıcının bilgi bitleri CRC bitleri ile genişletilerek Şekil 4.2'deki gibi N_1 ve N_2 bitlerini içeren iki bölümden oluşan kod sözcüğü ile kodlanır. Bir çerçeve uzunluğu boyunca yapılan iletim periyodu da N_1 ve N_2 bit aralıklarını içeren iki zaman dilimine ayrılır. Birinci zaman diliminde her kullanıcı N_1 bitlerini içeren kod sözcüğünü iletirken aynı zamanda işbirliği yaptığı birimin bitlerini çözer. CRC kodlarına göre, bu bitleri doğru çözüp çözmediğini kontrol eder. Eğer doğru

çözmüşse ikinci zaman diliminde N_2 bitlerini içeren işbirliği yaptığı birimin kod sözcüğünü hedefe iletir. Eğer CRC koduna göre hatalı çözdüğüne karar verirse işbirliği yaptığı diğer kullanıcıyı ikaz ve N_2 bitlerini diğer kullanıcı kendisi iletir.



Şekil 4.2 : Zaman bölmeli iletim yapısı **(a)** Ortogonal direkt iletim
(b) Ortogonal işbirlikli iletim.

İşbirlikli yapı öncelikle U_1 kullanıcısı üzerinden incelenecektir. Aynı inceleme U_2 kullanıcı için de benzer yöntemle yapılabilir. Birinci kullanıcı U_1 , ilk zaman diliminde bilgi bitlerini kodlayıp oluşturduğu kafes yapısı üzerindeki birinci simgeleri (simgelerin yarısını) hedefe ve diğer kullanıcıya iletir. İkinci kullanıcı aldığı işareti Viterbi kod çözücü ile çözer. Eğer doğru karar vermişse ikinci zaman diliminde diğer simgeleri birinci kullanıcı adına hedefe iletir. Böylece hedef, iletilen simgelerin yarısını U_1 , diğer yarısını ise U_2 kullanıcısından almış olur. Kullanıcıların iletim yaptığı kanallar bağımsız sönümlenme değişkenlerine maruz kaldığı için çeşitleme kazancı elde edilmiş olur.

U_2 kullanıcısı aldığı işareti doğru çözemezse U_1 kullanıcısını bilgilendirir ve bu kullanıcı diğer simgeleri kendisi iletir. Hedefte ideal kanal bilgisi olduğu varsayıldığı için bilginin hangi kullanıcıdan geldiğinin bir önemi yoktur. Sistem yapısı içinde iletim hızının azalmadığı da görülmektedir. Sonra U_1 ve U_2 kullanıcıları değişerek iletim devam eder. Bu durumda hedefte alınan işaret,

$$r_D(t) = \sum_{i=1}^2 \rho_i s_i(t) + n_D(t) \quad (4.1)$$

olarak ifade edilir. Burada $n_D(t)$, 0 ortalamalı ve boyut başına $N_0/2$ varyanslı kompleks Gauss gürültüsünü, ρ_i , i nci kullanıcı ile hedef arasındaki bağımsız sönmüleme değişkenini belirtir. Hedefte ideal kanal bilgisi olduğu varsayılmıştır.

Yukarıda açıklanan yapı blok bir sistem olarak incelenebilir. Blok yapının çerçeve hata olasılığı (FER),

$$P_C = (1 - P_{in}) P_{BF} + P_{in} P_{QS} \quad (4.2)$$

olarak tanımlanır ve $P_C \leq P_{BF} + P_{in} P_{QS}$ ile üstten sınırlandırılabilir [11]. Burada P_{in} , U_1 ve U_2 arasındaki ara kanalın FER'i, P_{BF} , işbirliği gerçekleştiği andaki blok FER'i ve P_{QS} ise U_2 kullanıcının doğu çözemediği ve işbirliği gerçekleşmediği andaki FER'i göstermektedir.

E_{si} , i nci kullanıcıya ilişkin işaretin ortalama enerjisi olmak üzere, E_{s1}/N_0 , U_1 kullanıcısının iletim yaptığı anda hedefte görülen SNR'ı, E_{s2}/N_0 , U_2 kullanıcısının iletim yaptığı anda hedefte görülen SNR'ı ve E_{sin}/N_0 , ise U_1 kullanıcısının iletim yaptığı anda U_2 kullanıcısında tespit edilen SNR'ı ifade etmektedir. Bu durumda U_1 kullanıcısının U_2 kullanıcısı ile işbirliği yaptığı andaki çerçeve hata olasılığı üst sınırı,

$$\begin{aligned} P_C \leq & \left(\sum_s \sum_{e \neq s} \frac{1}{\Xi^2(s, e) \left(E_{s1} / 4N_0 \right)^{I_{d_1^2(s, e)}} \left(E_{s2} / 4N_0 \right)^{I_{d_2^2(s, e)}}} \right) \\ & + \left(\sum_s \sum_{e \neq s} \frac{1}{d_1^2(s, e) E_{sin} / 4N_0} \right) \\ & \times \left(\sum_s \sum_{e \neq s} \frac{1}{\left(d_1^2(s, e) + d_2^2(s, e) \right) d_1^2(s, e) E_{s1} / 4N_0} \right) \end{aligned} \quad (4.3)$$

olur [11]. Burada eğer $x > 0$ ise $I_x = 1$, $x = 0$ ise $I_x = 0$ ve $\Xi^2(s, e) = \Pi^2 d^2(s, e)$ 'dir. $d^2(s, e)$ iki kod sözcüğü arasındaki karesel Öklid uzaklığını belirtmektedir. $d_1^2(s, e) + d_2^2(s, e)$ ise alıcıya gelen bir daldaki kod sözcülerinin karesel uzaklıklarıdır.

İfadelerden de anlaşılacağı gibi, ara kanal ideale yaklaştıkça $P_C \approx P_{BF}$ olur. Böylece tam çeşitliliğin sağlandığı ve $E_{s_1} \approx E_{s_2} \approx E_s$ olduğu durumda hata çerçeve hata olasılığının,

$$P_C \approx \left(\frac{1}{E_s / 4N_0} \right) \left(\sum_s \sum_{e \neq s} \frac{1}{d_1^2(s, e) d_2^2(s, e)} \right) \quad (4.4)$$

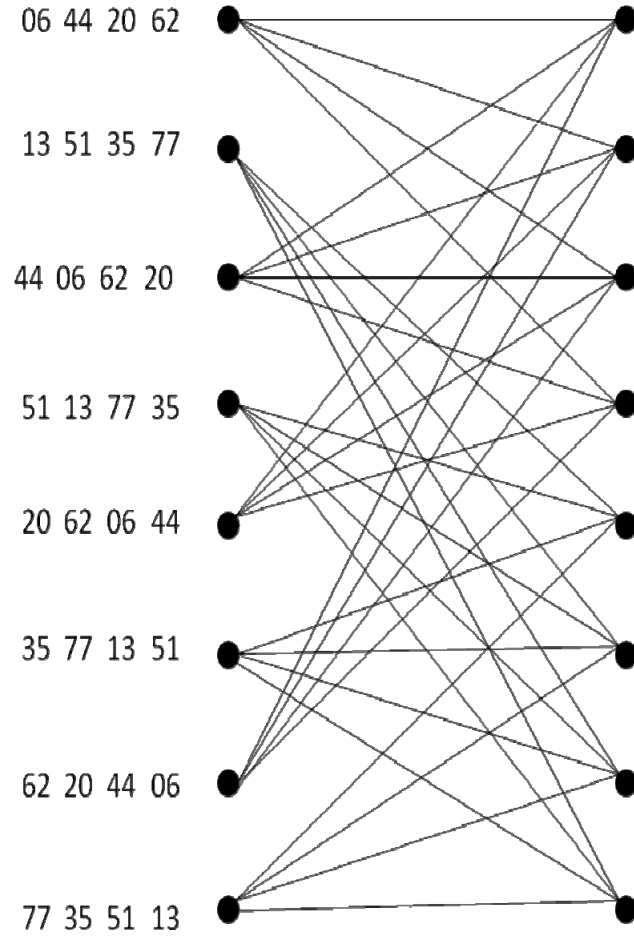
olduğu bulunur.

$$\Delta = \sum_s \sum_{e \neq s} \frac{1}{d_1^2(s, e) d_2^2(s, e)} \quad (4.5)$$

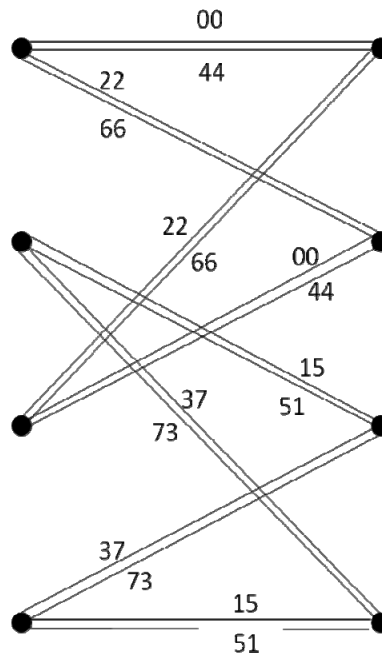
şeklinde tanımlanırsa, kod tasarımı da Δ 'nın minimize edilmesi esasına dayandırılır.

Yüksek hızlı kodlamalı işbirliği kapsamında 2FSK/4PSK modülasyonu ile aynı sayıda işaret kümesine sahip 8PSK modülasyonlu TCM yapı için en iyi hata başarımına sahip kod Li ve Stefanov [11] tarafından tasarlanmıştır. Bu tezde ayrıca, iki verici bir alıcı antenli uzay zaman kodları arasında en iyi kodlar olarak bilinen, Chen, Vucetic ve Yuan [31] tarafından tasarlanan ve CVY kodu olarak adlandırılan kodlar kullanılmıştır.

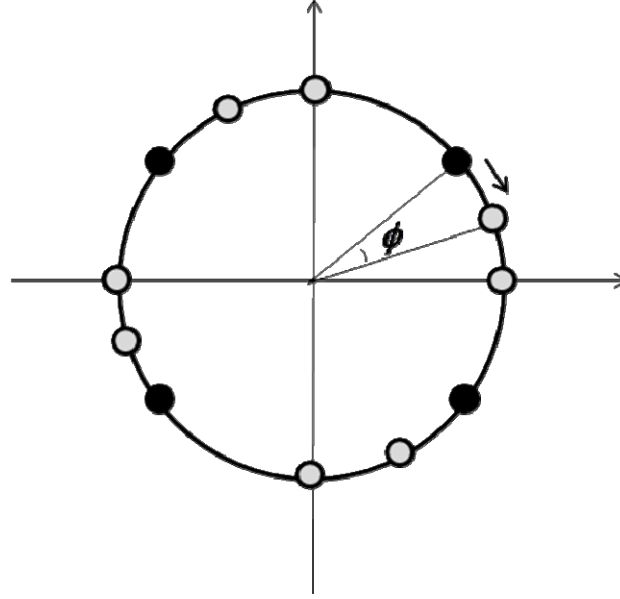
Bu tezde LS kodu olarak adlandırılan bu kodlardan, 8 durumlu 8PSK kodu Şekil 4.3'te, 4 durumlu kod ise Şekil 4.4'te sunulmuştur. Şekillerde 0,1,...,7 iletilen simgeleri göstermektedir. Bu kafes kodda asimetrik 8PSK modülasyonu kullanılarak hata başarımı iyileştirilmiştir. Asimetrik 8PSK modülasyonuna ait işaret uzayı Şekil 4.5'te verilmiştir. Asimetrik yapıda 8PSK işaret uzayındaki tek sayılı koordinatlar ϕ radyan döndürülmüştür. Bu durumda, gri renkle gösterilen işaretler yeni işaret uzayı olmak üzere, (4.5) ile verilen Δ ifadesini minimum yapacak şekilde, optimum dönme açıları, 4 durumlu kafes kodunda $\phi = \pi/6$, 8 durumlu kafes kodunda ise $\phi = -\pi/6$ bulunmuştur [11].



Şekil 4.3 : 8 durumlu LS kafes kodu.

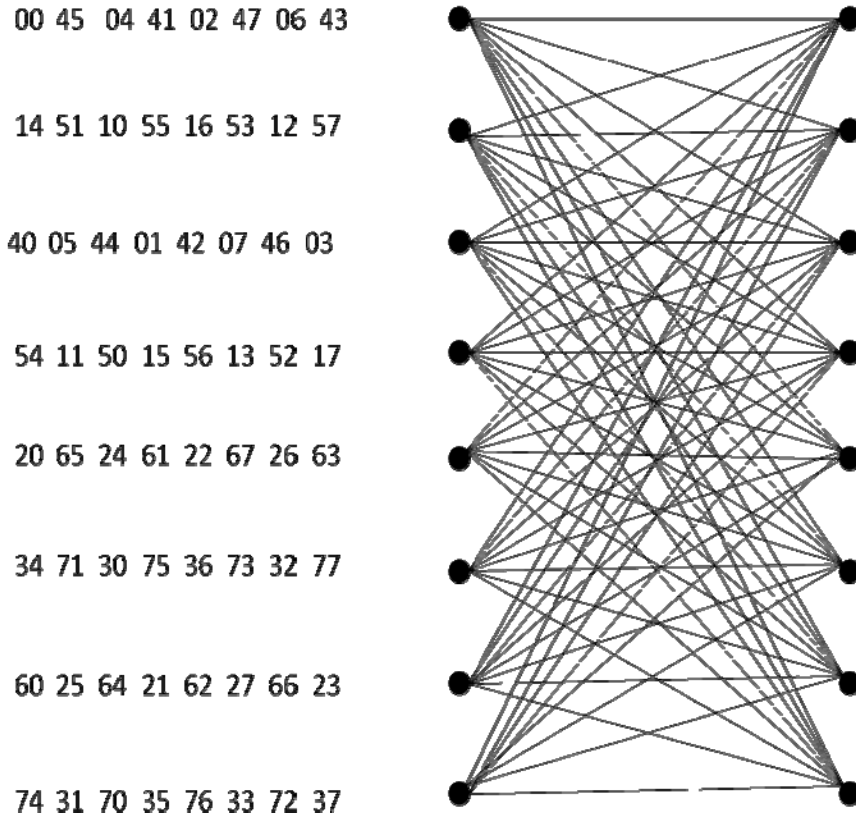


Şekil 4.4 : 4 durumlu LS kafes kodu.



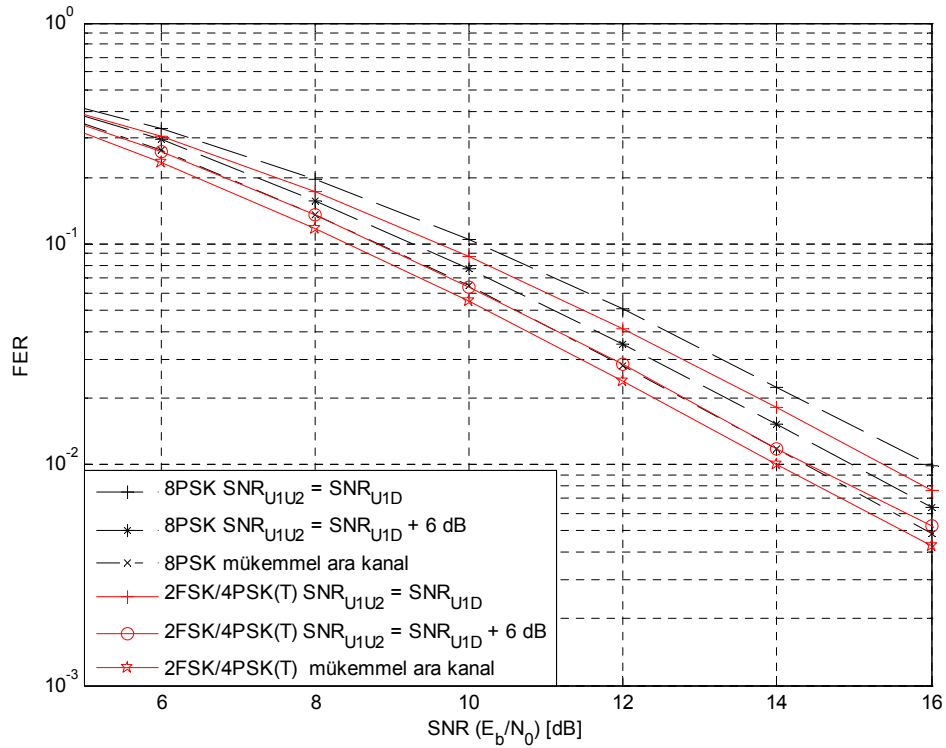
Şekil 4.5 : Asimetrik 8PSK modülasyonu işaret uzayı.

CVY kodu ise Şekil 4.6’da verilmiştir. Bu kod tasarımında rank ve determinant kriterleri esas alınmıştır.



Şekil 4.6 : 8 durumlu CVY kafes kodu.

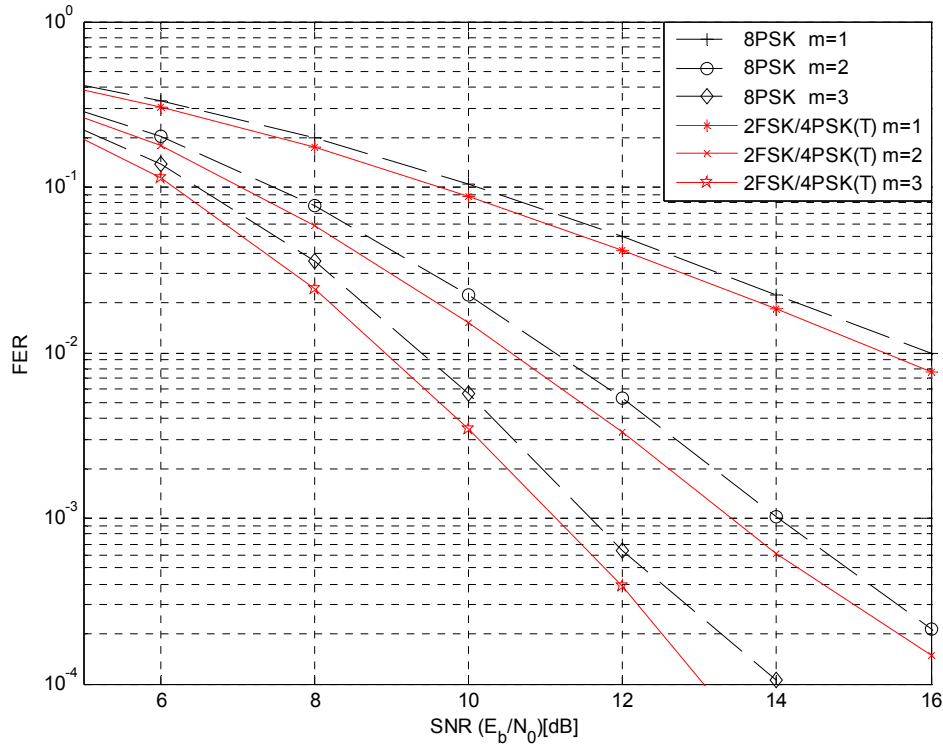
Şekil 4.7’de 8 durumlu LS kodunun Rayleigh kanaldaki hata başarımlarının 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) ile 8PSK karşılaştırması verilmiştir. Benzetimler, çerçeve hata olasılığına (FER) göre gerçekleştirilmiştir. U_1 ve U_2 kullanıcıları ile hedefteki sistemlerde 1 verici anten ve 1 alıcı anten olduğu varsayılmıştır. Gürültünün boyut başına varyansı $N_0/2$ olmak üzere, simge enerjisi birdir. Bir çerçeve içerisinde, 16’sı CRC biti olmak üzere 256 bilgi biti bulunmaktadır. CRC kodun üreteç çok terimli 16’lık düzende 15935 olarak alınmıştır. İletim ortamı duruğumsu kabul edilmiştir. Benzetimlerde U_1 -hedef ve U_2 -hedef arasındaki işaret gürültü oranları eşit kabul edilmiştir ($\text{SNR}_{U1D} = \text{SNR}_{U2D}$). Karar devresinde kod çözme işleminde Viterbi algoritması kullanılmıştır.



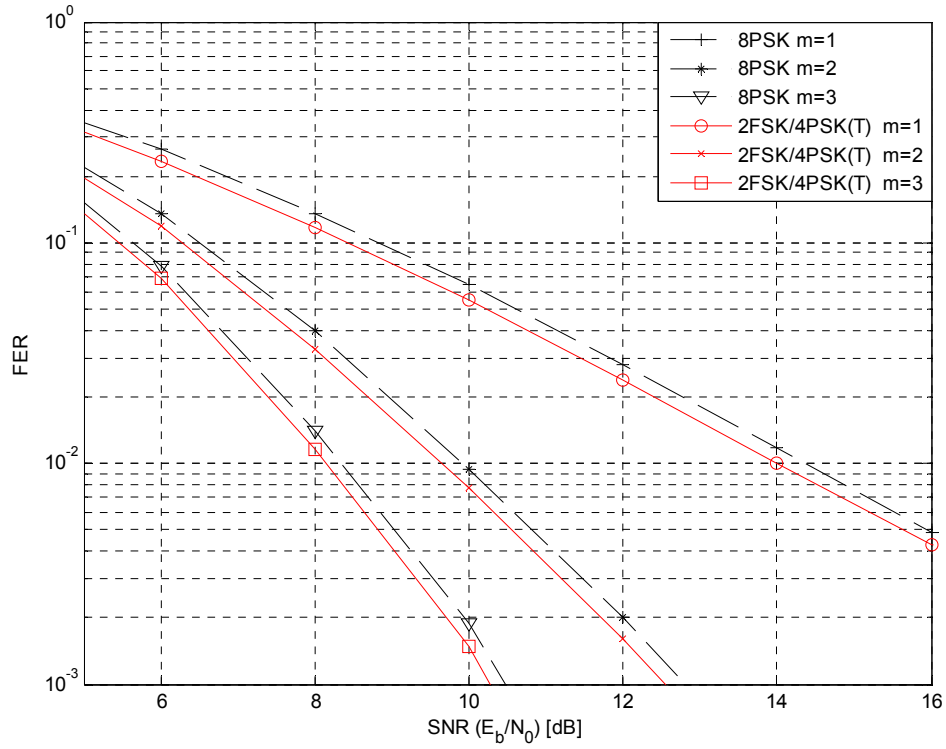
Şekil 4.7 : 8 durumlu LS kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları.

Buna göre 2FSK/4PSK modülasyonlu sistem 8PSK’ya göre yaklaşık 0.5 dB kazanç sağlamaktadır. Ara kanalın durumu iyileştikçe kazançta az da olsa bir azalma görülmektedir.

Söz konusu yapının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları Şekil 4.8 ve 4.9’da verilmiştir. Şekil 4.8’de ara kanaldaki işaret gürültü oranı kullanıcı-hedef arasındaki orana eşit ($\text{SNR}_{\text{U1U2}} = \text{SNR}_{\text{U1D}}$) kabul edilmiş, Şekil 4.9’da ise ara kanalın kayıpsız olduğu durum incelenmiştir. Nakagami- m kanallarda da 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) modülasyonu ile 8PSK’ya göre 0.5 dB’e varan kazançlar elde edilirken, m değeri kazanca fazla etki etmemektedir. Fakat kullanıcılar arasındaki kanal iyileştikçe kazançlarda az da olsa azalma görülmektedir.

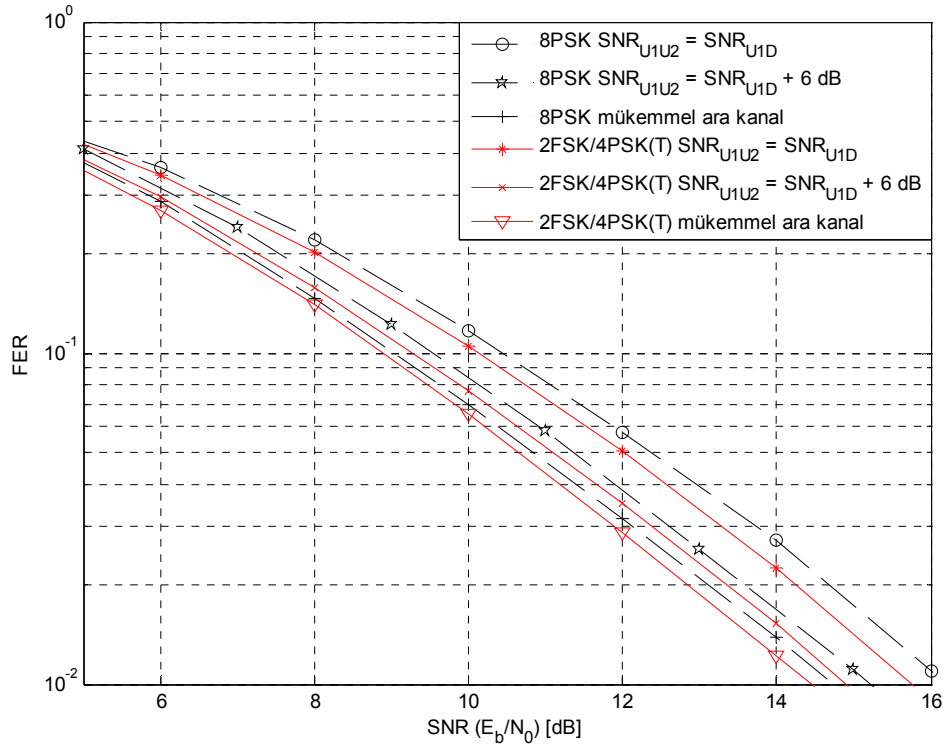


Şekil 4.8 : 8 durumlu LS kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları ($\text{SNR}_{\text{U1U2}} = \text{SNR}_{\text{U1D}}$).

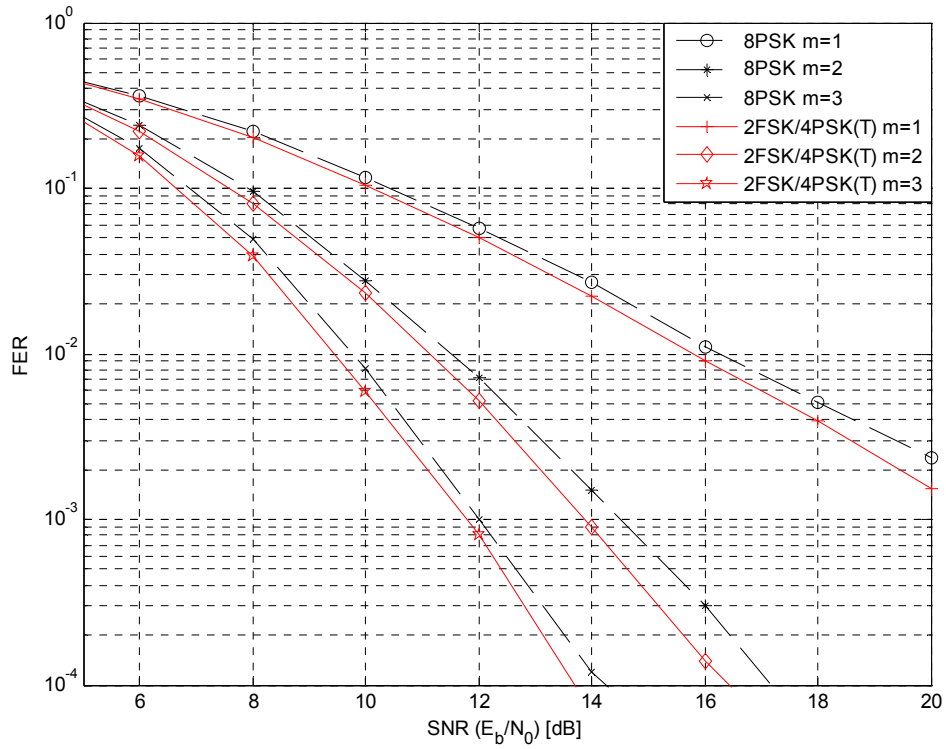


Şekil 4.9 : 8 durumlu LS kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları (mükemmel ara kanal).

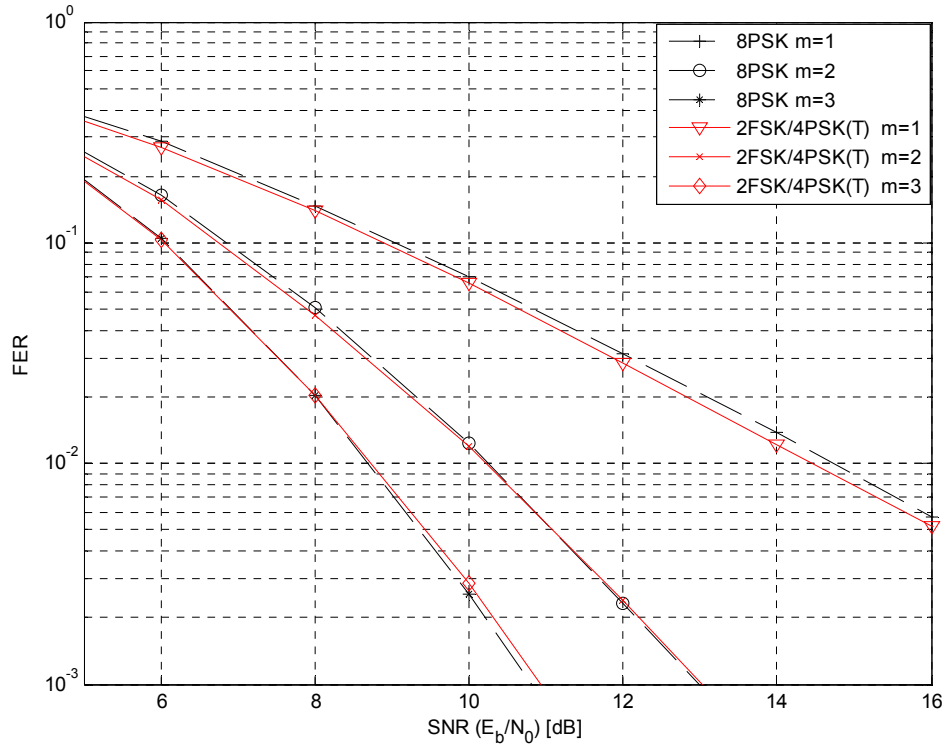
Aynı kanal değerleri altında 4 durumlu LS kodu incelendiğinde, yine 2FSK/4PSK'nın 8PSK'ya göre daha iyi sonuçlar verdiği görülmektedir. 4 durumlu kafes kodda 2FSK/4PSK'nın 8PSK'ya göre kazancı yaklaşık 0.3-0.5 dB arasında gerçekleşmektedir. Ara kanal kötüleştikçe kazanç artmaktadır. 4 durumlu kafes koda ilişkin hata başarımları Rayleigh kanal için Şekil 4.10'da, Nakagami- m kanallarda, $SNR_{U1U2} = SNR_{UID}$ durumu için Şekil 4.11'de ve ara kanalın kayıpsız olduğu durum için Şekil 4.12'de sunulmuştur.



Şekil 4.10 : 4 durumlu LS kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları.

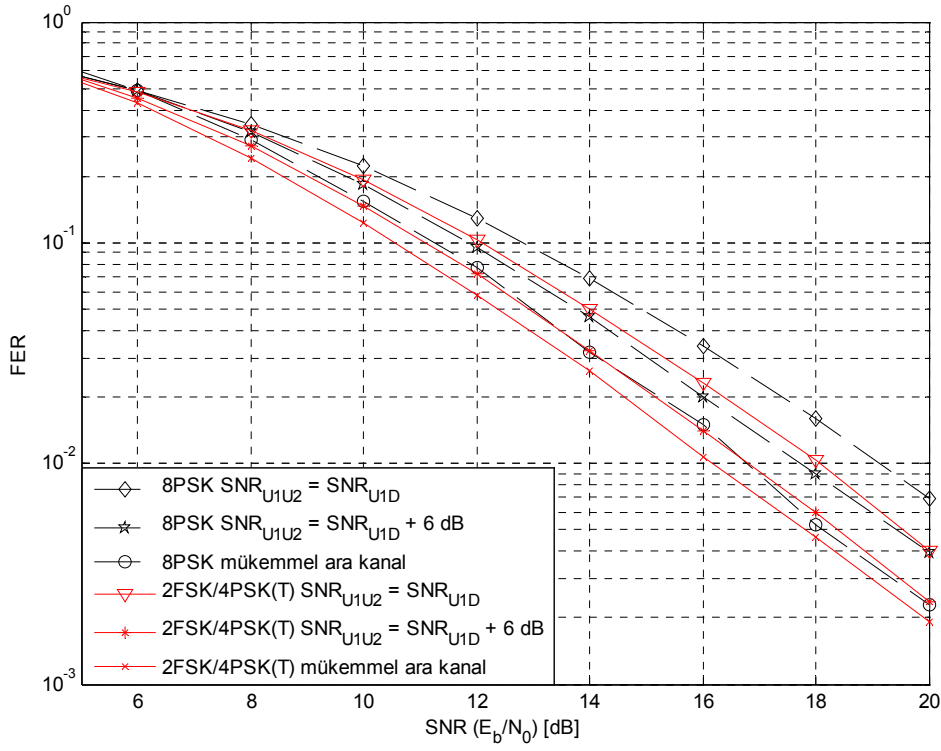


Şekil 4.11 : 4 durumlu LS kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları ($\text{SNR}_{U1U2} = \text{SNR}_{U1D}$).

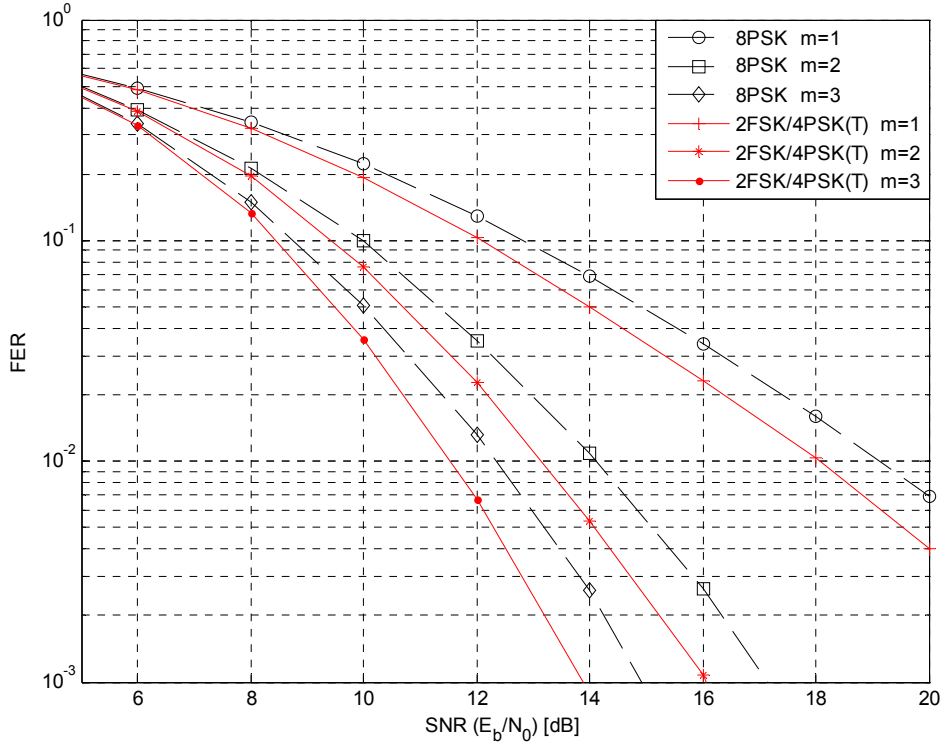


Şekil 4.12 : 4 durumlu LS kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları (mükemmel ara kanal).

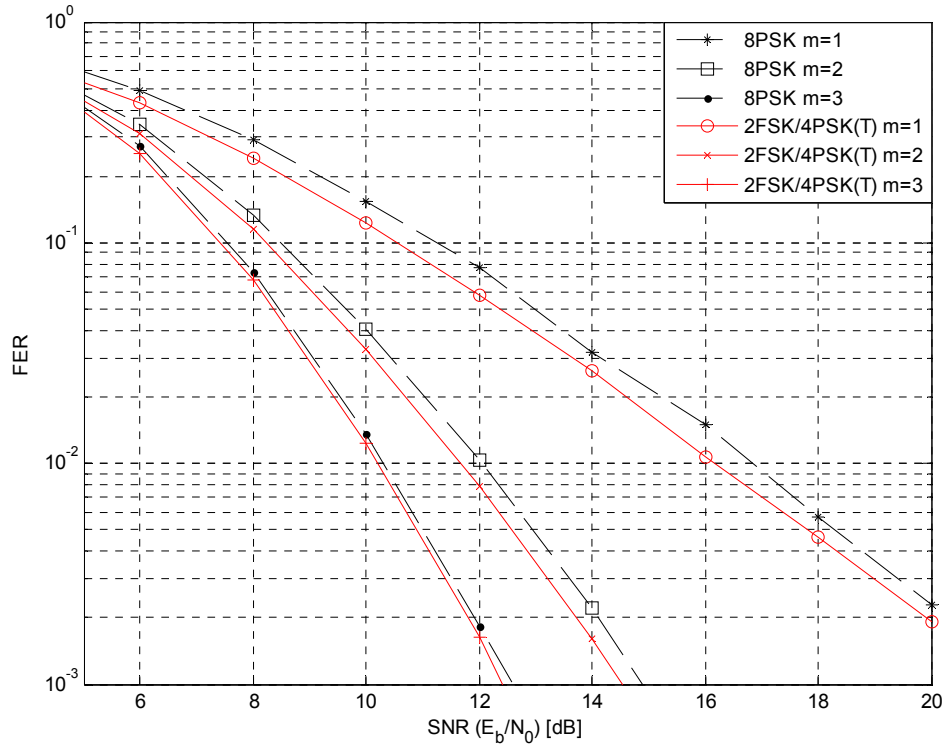
2FSK/4PSK'nın uzay zaman kodları için uygulaması [32]'de ortaya konmuş ve bazı kazançlar verilmiştir. Söz konusu çalışmada kullanılan 8 durumlu CVY kodu, bu tezdeki iki kullanıcılu kodlamalı işbirliği yapan sistem için de uygulanmıştır. Kanal parametreleri LS kafes kodlarındaki değerlerle aynı kabul edilmiştir. Buna göre 2FSK/4PSK ($h = 0.5$ (T)) modülasyonu 8PSK'ya göre 0.8-1 dB arasında bir kazanç sağlamaktadır. Ara kanalın durumu iyileştikçe kazanç azalmaktadır. Hata başarımları, Rayleigh kanal için Şekil 4.13'te, Nakagami- m kanallarda, $SNR_{U1U2} = SNR_{UID}$ durumu için Şekil 4.14'te ve ara kanalın kayıpsız olduğu durum için Şekil 4.15'te sunulmuştur.



Şekil 4.13 : 8 durumlu CVY kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Rayleigh kanaldaki hata başarımları.



Şekil 4.14 : 8 durumlu CVY kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları ($\text{SNR}_{U1U2} = \text{SNR}_{U1D}$).



Şekil 4.15 : 8 durumlu CVY kafes kodu kullanan, kodlamalı işbirlikli sistem için 2FSK/4PSK(T) ve 8PSK modülasyonlarının Nakagami- m kanaldaki hata başarımları (mükemmel ara kanal).

5. SONUÇ

Literatürde röleli ve işbirlikli sistemlere ilişkin birçok çalışma yapılmasına rağmen, bunlarda genelde düşük hızlı kodlar kullanılmıştır. Bu tezde, iletişim teknolojileri ve kanal kodlama esasları kapsamında günümüzde güncelliğini koruyan ve üzerinde çalışmalar yapılan, işbirlikli sistemlerde çöz ve aktar yöntemiyle 2FSK/4PSK modülasyonunu kullanarak, aynı işaret sayısına sahip 8PSK modülasyonuna göre hata başarımlarında belli oranlarda kazançlar elde edilebileceği gösterilmiştir. Bu amaçla gerek röleli sistem yapıları, gerekse iki kullanıcı kodlamalı işbirliği yapısı araştırılmış ve hata başarımları benzetimlerle verilmiştir. Benzetimler hem Rayleigh sönümlmeli hem de Nakagami- m sönümlmeli kanallar esas alınarak yapılmıştır.

Tek röleli sistemlerde gerek kodlamalı ve gerekse de kodlamasız yapılarda 2FSK/4PSK modülasyonu ile 8PSK modülasyonlu sistemlere göre 1-2 dB arasında kazançlar elde edilmiştir. Nakagami- m kanallarda m sönümleme katsayısının etkisi değerlendirilmiş ve 2FSK/4PSK'nın 8PSK'ya göre yine önemli miktarda kazanç sağladığı tespit edilmiştir.

Tezde ayrıca sonraki bölümünde kodlamalı işbirliği yapan iki kullanıcı sistemler üzerinde 2FSK/4PSK modülasyonunun etkisi incelenmiştir. Bu kapsamda 2FSK/4PSK modülasyonlu sistemlerle, literatürde en iyi 8PSK modülasyonlu kodlamalı işbirlikli sistemlere göre 1 dB'e yakın kazançlar elde edilmiştir. Bu çalışmada elde edilen sonuçlara göre, bundan sonraki çalışmalarda FSK/PSK modülasyonunun etkin olarak kullanılabileceği değerlendirilmektedir.

KAYNAKLAR

- [1] **Alamouti S.M.**, 1998: A simple transmit diversity technique for wireless communications, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **16**, 1451–1458.
- [2] **Tarokh V., Seshadri N., Calderbank A. R.**, 1998: Space-time codes for high data rate wireless communications: Performance criterion and code construction, *IEEE Transaction on Information Theory*, **44**, 744–765.
- [3] **Altunbaş İ., İlhan H.**, 2006: Klasik uzay-zaman kafes kodlarını kullanan işbirlikli çeşitlemeli sistemler için hata performans analizi, *ELECO 2006 Elektrik - Elektronik - Bilgisayar Mühendisliği Sempozyumu ve Fuarı Bildirileri*.
- [4] **Laneman J. N., Wornell G.W. ve D.N.C., Tse**, 2001: An efficient protocol for realizing cooperative diversity in wireless networks, *IEEE International Symposium On Information Theory*, 294.
- [5] **Nabar R. U., Bölcskei H., Kneubuhler F. W.**, 2004: Fading relay channels: performance limits and space-time signal design, *IEEE J. Select. Areas Commun.*, **22**, 1099-1109.
- [6] **Stefanov A., Erkip E.**, 2004: Cooperative coding for wireless networks, *IEEE Transactions on Communications*, **52**, 1470–1476.
- [7] **Zhao B., Valenti M.**, 2003: Distributed turbo coded diversity for the relay channel, *IEEE Electronics Letters*, **39**, 786-787.
- [8] **Hunter T., Nosratinia A.**, 2006: Diversity through coded cooperation, *IEEE Transactions on Wireless Communications*, **2**, 283-289.
- [9] **Liu R., Spasojevic P., Soljanin E.**, 2003: User cooperation with punctured turbo codes, *Proceedings of Allerton Conference on Communication, Control and Computing*.
- [10] **Li Y., Vucetic B., Wong T. F., Dohler M.**, 2006: Distributed turbo coding with soft information relaying in multihop relay networks, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **24**, 2040–2050.
- [11] **Li J., Stefanov A.**, 2007: General design criteria and properties of cooperative MTCM systems, *IEEE GLOBECOM*, 3432-3436.

- [12] **Proakis, J.G., Salehi M.**, 1994: Communication system engineering, Practice-Hall, New Jersey.
- [13] **Sklar, B.**, 1997: Rayleigh fading channels in mobile digital communication systems part I: characterization, *IEE Communication Magazine*, **35**, 90-100.
- [14] **Laneman J. N., Wornell G. W.**, 2003: Distributed space-time-coded protocols for exploiting cooperative diversity in wireless networks, *IEEE Trans. Inform. Theory*, **49**, 2415-2425.
- [15] **Nakagami M.**, 1960: The m-distribution-a general formula of intensity distribution of rapid fading, *Statistical Methods Of Radio Wave Propagation*, Pergamon, New York.
- [16] **Moulen V., E. C.**, 1971: Tree terminal communication channel, *Advances in Applied Prob.J.*, **3**, 6-7.
- [17] **Cover T. M., Gamal A. A. E.**, 1979: Capacity theorems for the relay channel, *IEEE Trans.Inform. Theory*, **25**, 572-584.
- [18] **Laneman J., D. Tse, Wornell G.**, 2004: Cooperative diversity in wireless networks: efficient protocols and outage behavior, *IEEE Trans. Inform. Theory*, **50**, 3062–3080.
- [19] **Sendonaris A., Erkip E., Aazhang B.**, 1998: Increasing uplink capacity via user cooperation diversit, *IEEE Int. Symp. Information Theory (ISIT'98)*, Cambridge, MA., USA, 156.
- [20] **Kramer G., Gastpar M., Gupta P.**, 2005: Cooperative strategies and capacity theorems for relay networks, *IEEE Trans.Inform. Theory*, **51**, 3037-3063.
- [21] **Høst-Madsen, Zhang** 2005: Capacity bounds and power allocation for wireless relay channels, *IEEE Trans. Inform. Theory*, **51**, 2020-2040.
- [22] **Rankov B., Wittneben A.**, 2007: Spectral efficient protocols for halfduplex fading relay channels, *IEEE Journal on Selected Areas in Communications*, **25**, 379-389.
- [23] **Oechtering T. J.**, 2002: Spectrally efficient bidirectional decode-and-forward relaying for wireless networks, *PhD. Thesis*, Technischen Universitat Berlin.
- [24] **Popovski P., Carvalho E.**, 2007: Spectrally-efficient wireless relaying based on superposition coding, *Vehicular Technology Conference, VTC 2007 Spring, IEEE 65th*, 2936-2940.
- [25] **Ungerboeck G.**, 1982: Channel coding with multilevel/phase signals, *IEEE Trans.*, **28**, 55-67.

- [26] **Padovani R., Wolf, J.,K.**, 1986: Coded phase/frequency modulation, *IEEE Trans.*, **34**, 446-453.
- [27] **Wang T., Cano A., Giannakis G., Laneman N.**, 2007: High-performance cooperative demodulation with decode and forward relays, *IEEE Trans., Com.*, **55**, 1427-1438.
- [28] **Xiong T.; Bhatmuley S.**, 1997: Performance of MHPM in Rician and Rayleigh fading mobile channels, *IEEE Trans. Com.*, **45**, 279-283.
- [29] **Chan K., Bateman A.**, 1992: The Performance of reference based M-ary PSK with TCM in Rayleigh fading, *IEEE Trans. VT.*, **41**, 190-198.
- [30] **Gu Y., Lee C.W.**, 1998: Set partitioning for multilevel codes on a Rayleigh fading channel, *IEEE Trans. Com.*, **46**, 161-163.
- [31] **Chen, Z., Vucetic B., Yuan J.**, 2001: Improved space-time trellis code modulation scheme on slow rayleigh fading channels, *IEEE Electronic Letters*, **37**, 440-441.
- [32] **Öztürk B.**, 2005: FSK/PSK modülasyonu için uzay zaman kodları, *Yük.Lis. Tezi*, İTÜ, İstanbul.

ÖZGEÇMİŞ

Ad Soyad: Haluk DOĞAN
Doğum Yeri ve Tarihi: ÇANAKKALE 22.02.1971
Adres: Kuleli Askeri Lisesi Çengelköy İSTANBUL
Lisans Üniversite: Kara Harp Okulu ANKARA