

UZAY-ZAMAN KAFES KODLAMA (STTC) KULLANAN  
ÇOK-GİRİŞLİ ÇOK-ÇIKIŞLI (MIMO) SİSTEMLERDE  
EŞİT OLMAYAN HATA KORUMALI (UEP) VİDEO İLETİMİ

Ahmet DUMLU

Y.Lisans Tezi

ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ  
ANABİLİM DALI

Yrd.Doç.Dr. Bülent ÇAVUŞOĞLU

2009

Her Hakkı Saklıdır

ATATÜRK ÜNİVERSİTESİ  
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

UZAY-ZAMAN KAFES KODLAMA (STTC) KULLANAN  
ÇOK-GİRİŞLİ ÇOK-ÇIKIŞLI (MIMO) SİSTEMLERDE  
EŞİT OLMAYAN HATA KORUMALI (UEP) VİDEO İLETİMİ

Ahmet DUMLU

ELEKTRİK VE ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ ANABİLİM DALI

ERZURUM

2009

Her hakkı saklıdır

Yrd.Doç.Dr. Bülent ÇAVUŞOĞLU danışmanlığında, Ahmet DURLU tarafından hazırlanan bu çalışma 11/08/2009 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı'nda Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan: Doç.Dr. Ömer GÜNDOĞDU

İmza:



Üye: Yrd.Doç.Dr. Bülent ÇAVUŞOĞLU

İmza:



Üye:Yrd.Doç.Dr. Birol SOYSAL

İmza:



**Yukarıdaki sonucu onaylarım**

**Prof.Dr. Ömer AKBULUT**

**Enstitü Müdürü**

## ÖZET

Y. Lisans Tezi

### UZAY-ZAMAN KAFES KODLAMA (STTC) KULLANAN ÇOK-GİRİŞLİ ÇOK-ÇIKIŞLI (MIMO) SİSTEMLERDE EŞİT OLMAYAN HATA KORUMALI (UEP) VİDEO İLETİMİ

Ahmet DURLU

Atatürk Üniversitesi  
Fen Bilimleri Enstitüsü

Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Anabilim Dalı

Danışman: Yrd. Doç. Dr. Bülent ÇAVUŞOĞLU

Bu tez çalışmasında; kablosuz iletişim sistemlerinde karşılaşılan çok yönlü sönümlenme etkisiyle mücadele etmede kullanılan kodlama, modülasyon ve çeşitleme teknikleri incelenmiştir. Ardından kodlama, modülasyon ve çeşitleme tekniklerinin bir arada kullanıldığı ve yüksek spektral verimlilikte yüksek veri hızlarının elde edildiği uzay-zaman kodlamalı çok-girişli çok-çıkışlı (Multiple Input Multiple Output - MIMO) sistemler araştırılmıştır. Bu tezin literatüre asıl katkısı STTC (Space Time Trellis Coded) kullanılan MIMO sisteme eşit olmayan hata korumasının (Unequal Error Protection - UEP) uyarlanmasıdır. Matlab programı ile bir video verisi, önce çerçevelerine ayrıştırılmış ve elde edilen bu çerçeve bilgilerinin uzay-zaman kafes kodlama kullanan çok-girişli çok-çıkışlı sistemler üzerinden iletimi sağlanmıştır. İletim sırasında, videoya ait önemli çerçeve bilgilerini, alıcıda daha yüksek ortalama işaret/gürültü oranına sahip antenden, daha az öneme sahip olan diğer çerçeve bilgilerinin ise alıcıda daha düşük ortalama işaret/gürültü oranına sahip antenden iletilmesi sağlanmıştır. Böylece videonun daha önemli çerçeveleri hatadan daha fazla korunarak eşit olmayan hata koruması sağlanmıştır. İletim sonrasında, alıcıda birleştirilen video verisi ile gerçek video verisi karşılaştırılmıştır. Kanal gürültüsü nedeniyle bozulan video için elde edilen ortalama tepe işaret/gürültü oranlarına (Average Peak Signal to Noise Rate - APSNR) bakıldığında eşit olmayan hata korumasının alıcıdaki video kalitesini artırdığı gözlemlenmiştir.

**2009, 94 sayfa**

**Anahtar Kelimeler:** Eşit Olmayan Hata Koruma (Unequal Error Protection - UEP), Katlamalı Kodlama, Çeşitleme Teknikleri, Kafes Kodlama Modülasyonu (Trellis Coded Modulation - TCM), Uzay-Zaman Blok Kodlama (Space Time Block Coded - STBC), Uzay-Zaman Kafes Kodlama (Space Time Trellis Coded - STTC), Çok-girişli Çok çıkışlı sistemler (Multiple Input Multiple Output - MIMO)

## **ABSTRACT**

MSc. Thesis

### **VIDEO TRANSMISSION WITH UNEQUAL ERROR PROTECTION (UEP) IN MULTI-INPUT MULTI-OUTPUT (MIMO) SYSTEMS USING SPACE-TIME TRELLIS CODING (STTC)**

Ahmet DUMLU

Atatürk University  
Graduate School of Natural and Applied Sciences  
Department of Electrical and Electronics Engineering

Supervisor: Assist. Prof. Dr. Bülent ÇAVUŞOĞLU

In this thesis; coding, modulation and diversity techniques used for competing multipath fading in wireless communication systems are studied in details. Then space-time coded Multi-Input Multi-Output (MIMO) systems in which coding, modulation and diversity techniques are used all together and high data rates are received with high spectral efficiency are researched. The main contribution of the thesis is to apply Unequal Error Protection (UEP) to MIMO systems using STTC. In the simulations, first frames of a video stream are extracted in Matlab and then they are transmitted over Multi-Input Multi-Output (MIMO) systems using space-time trellis coding. More important frames are transmitted by the antenna with higher average signal to noise rate (SNR) in receiver and less important frames are transmitted by the antenna with lower average signal to noise rate in receiver. After the transmission, the received video and the original video are compared. The Average Peak Signal to Noise Ratio (APSNR) obtained by comparing the original and received video corrupted due to channel noise showed that using unequal error protection increased the video quality at the receiver.

**2009, 94 pages**

**Keywords:** Unequal Error Protection (UEP), Convolutional Coding, Diversity Techniques, Trellis Coded Modulation (TCM), Space-Time Block Coding (STBC), Space-Time Trellis Coding (STTC), Multi-Input Multi-Output (MIMO) Systems

## **TEŞEKKÜR**

Bu araŐtırmanın planlanması ve yürütülmesinde teşvik, tavsiye ve yardımlarını eksik etmeyen saygıdeğer hocam Sayın Yrd. Doç. Dr. Bülent ÇAVUŞOĞLU'na teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca, çalışmam esnasında yardım ve desteklerini esirgemeyen Elektrik ve Elektronik Mühendisliği Bölümü Öğretim Elemanları'na ve çalışmalarım sırasında manevi desteklerini esirgemeyen aileme teşekkürü bir borç bilirim.

Ahmet DURLU

Temmuz 2009

## İÇİNDEKİLER

ÖZET .....	i
ABSTRACT .....	ii
TEŞEKKÜR .....	iii
SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ .....	vi
ŞEKİLLER DİZİNİ .....	viii
ÇİZELGELER DİZİNİ .....	x
<b>1. GİRİŞ .....</b>	<b>1</b>
<b>2. KURAMSAL TEMELLER .....</b>	<b>4</b>
2.1. Hareketli İletişim Sistemlerinde Kanal Modelleri ve Sınıflandırılması .....	4
2.1.1. Sönümlenmeli çok yollu kanallar .....	4
2.1.2. Sönümlenme çeşitleri .....	6
2.2. Kanal Kodlama .....	11
2.2.1. Blok kodlama ve kod örnekleri .....	13
2.2.2. Katlamalı kodlar ve kod çözümü .....	15
2.3. Kafes Kodlamalı Modülasyon (TCM) .....	33
2.3.1. Faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) .....	35
2.3.2. Kodlanmamış QPSK iletimi .....	42
2.3.3. Kodlanmış işaretin, kodlanmamış işaret üzerinden kodlama kazancının hesaplanması .....	43
2.3.4. Kodlanmış QPSK işaretinde $d_{serbest}^2$ ' in hesaplanması .....	44
2.3.5. Kodlanmış 8PSK işaretinde $d_{serbest}^2$ ' in hesaplanması .....	45
<b>3. MATERYAL ve YÖNTEM .....</b>	<b>49</b>
3.1. Çok-Girişli Çok-Çıkışlı Sistemler (MIMO) .....	49
3.2. Çok-Girişli Çok-Çıkışlı Kablosuz Kanallar .....	50
3.3. Çeşitleme Yöntemleri .....	51
3.4. MIMO Sistem Modeli .....	53

3.4.1. Uzay zaman blok kodlama .....	55
3.4.2. Tek verici iki alıcı sisteminde iletim çeşitlemesi .....	55
3.4.3. Bir alıcı ile iki vericili Alamouti tekniği .....	58
3.4.4. Uzay zaman kafes kodları .....	61
3.4.5. Uzay-zaman kafes kodların tasarım ölçütleri.....	64
3.4.6. Duruğumsu sönümlenmeli kanal için uzay-zaman kafes kodlarının tasarım ölçütleri .....	67
3.4.7. QPSK modülasyonlu, uzay zaman kafes kod örnekleri .....	69
3.5. Verici Anten Seçimli Uzay-Zaman Kafes Kodları .....	73
3.5.1. Anten seçme işlemi .....	74
3.6. MPEG-2 Video Standardı .....	75
3.6.1. Analog görüntünün sayısal dönüşürülmesinde temel kavramlar ve yöntemleri .....	76
3.6.2. Bir video yapısı .....	81
3.6.3. MPEG-2 sıkıştırma tekniği .....	83
<b>4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA .....</b>	<b>89</b>
4.1. MIMO Sistemlerde Eşit Olmayan Hata Koruma Uygulaması.....	90
4.2. Benzetimler .....	90
<b>5. SONUÇ.....</b>	<b>93</b>
<b>KAYNAKLAR.....</b>	<b>94</b>
<b>ÖZGEÇMİŞ .....</b>	<b>95</b>



## SİMGELER ve KISALTMALAR DİZİNİ

$B_c$	Uyum bant genişliği
$T_m$	Gecikme yayılımı
$B_d$	Doppler yayılması
$T_c$	Uyumluluk zamanı
$\rho_k$	$k$ . yolun zayıflama katsayısı,
$\theta_k$	$k$ . yolun faz kayması
$\tau_k$	$k$ . yolun gecikmesi
$f(x)$	Normal dağılım fonksiyonu
$\sigma_x^2$	Dağılımın varyans parametresi
$U$	Giriş bit dizisi
$G$	Impuls cevabı
$V$	Çıkış bit dizisi
$T_b$	Bit iletim süresi
$E_b$	Bit başına iletilen sinyal enerjisi
$f_c$	Taşıyıcı frekansı
$d$	Semboller arasındaki uzaklık
$Q(x)$	Tümler hata fonksiyonu
$P_e$	Ortalama hata olasılığı
$d_{serbest}^2$	Öklid uzaklık toplamı
$E_b/N_o$	Sembol başına düşen enerjinin gürültü yoğunluğuna oranı
$N_T$	Verici anten dizisindeki anten sayısı
$N_R$	Alıcı anten dizisindeki anten sayısı
$H$	Kanal matrisi
$\alpha_i$	Zayıflama katsayıları
$\theta_i$	Kanal faz kaymaları

## **Kısaltmalar**

AWGN	Toplamsal Beyaz Gauss Gürültüsü
SED	Karesel Öklid Uzaklık
MPSK	M'li Faz Kaydırmalı Anahtarlama
MSED	Minimum Karesel Öklid Uzaklık
BER	Bit Hata Oranı
MIMO	Çok-Girişli Çok-Çıkışlı Sistemler
FEC	İleri Yönde Hata Düzeltme
MRRC	En Büyük Olabilirlikli Karar Kuralı
MPEG	Hareketli Görüntü Uzmanları Birliği
YUV	Renk Uzayı
DCT	Ayrık Kosinüs Dönüşümü

## ŞEKİLLER DİZİNİ

Şekil 2-1 Sönümlenmeli Kanal Karakteristikleri .....	6
Şekil 2-2 Parametreleri (3,1,3) olan katlamalı kodlayıcı.....	16
Şekil 2-3 Delinmiş kod yöntemi ile kodlama oranının değiştirilmesi.....	17
Şekil 2-4 Kodlama oranı (4,3,3) olan katlamalı kodlayıcı .....	18
Şekil 2-5 Parametreleri (4,3,3) Olan katlamalı Kodun Sistematik Formu .....	18
Şekil 2-6 $t=0$ anında bellek kaydırmalı yazmacın durumu ve çıkış bilgileri.....	20
Şekil 2-7 $t=1$ anında bellek kaydırmalı yazmacın durumu ve çıkış bilgileri.....	21
Şekil 2-8 $t=2$ anında bellek kaydırmalı yazmacın durumu ve çıkış bilgileri.....	21
Şekil 2-9 $t=3$ anında bellek kaydırmalı yazmacın durumu ve çıkış bilgileri.....	22
Şekil 2-10 Kafes Diyagramı .....	26
Şekil 2-11 Parametreleri (2,1,2) olan katlamalı Kodlayıcı.....	27
Şekil 2-12 (01) Girişi Sonrasında Elde Edilen Kafes Diyagramı.....	28
Şekil 2-13 (01 10) Girişi Sonrasında Elde Edilen Kafes Diyagramı.....	29
Şekil 2-14 (01 10 00) Girişi Sonrasında Elde Edilen Kafes Diyagramı.....	30
Şekil 2-15 (01 10 00 ) Girişi Sonrasında Hayatta Kalan Yollar.....	31
Şekil 2-16 (01 10 00 11) Girişi Sonrasında Elde Edilen Kafes Diyagramı.....	31
Şekil 2-17 (01 10 00 11) Girişi Sonrasında Hayatta Kalan Yollar.....	32
Şekil 2-18 (01 10 00 11 00) Girişi Sonrasında Elde Edilen Kafes Diyagramı.....	32
Şekil 2-19 (01 10 00 11 00) Girişi Sonrasında Hayatta Kalan Yollar.....	33
Şekil 2-20 Genel TCM Kodlu Modülasyon Yapısı.....	34
Şekil 2-21 I/Q Fazör diyagramı.....	35
Şekil 2-22 BPSK için Sinyal-Uzayı Diyagramı .....	37
Şekil 2-23 8-PSK İçin Sinyal-Uzayı Diyagramı .....	39
Şekil 2-24 8 PSK İçin Sembollerin Yıldız Kümesi Diyagramı ve Sembol Uzaklıkları..	41
Şekil 2-25 QPSK Yıldız Diyagramı ve Kafes Diyagramı .....	42
Şekil 2-26 QPSK Yıldız Diyagramı ve Viterbi Yöntemi ile $d_{serbest}^2$ Hesaplanması .....	44
Şekil 2-27 Kodlama Oranı 2/3 Olan katlamalı Kodlayıcı Yapısı.....	45
Şekil 2-28 Kodlama Oranı 2/3 Olan katlamalı Kodlayıcının Kafes Diyagramı.....	47
Şekil 2-29 Öklid Uzaklık Cinsinden Kafes Diyagramı .....	47

i	Şekil 3-1 AT&T Labs-Research'ün Gerçekleştirdiği Deney Çalışması .....	50
	Şekil 3-2 Uzay-Zaman Sistemlerinde Farklı Anten Konfigürasyonları.....	51
	Şekil 3-3 Bir MIMO Sistemin Blok Diyagramı .....	53
	Şekil 3-4 Alıcı Anten Çeşitlemesine Sahip Haberleşme Sistemi .....	56
	Şekil 3-5 Verici Anten Çeşitlemesine Sahip Haberleşme Sistemi .....	59
	Şekil 3-6 $N_T$ Antenli Uzay-Zaman Kafes Kodu Vericisi .....	62
	Şekil 3-7 4PSK İçin Uzay-Zaman Kafes Kodu Kodlayıcısı .....	69
	Şekil 3-8 TSC Uzay-Zaman Kafes Diyagramı.....	72
	Şekil 3-9 Anten Seçme İşlemi .....	75
	Şekil 3-10 $Y=0,5$ değeri için UV renk değerleri .....	77
	Şekil 3-11 Video Yapısı .....	82
	Şekil 3-12 Çerçeve İçi Sıkıştırma Tekniği Blok Diyagramı .....	84
	Şekil 3-13 Zigzag Tarama Yöntemi .....	85
	Şekil 3-14 Hareket Tahmini .....	86
	Şekil 3-15 Çerçeveler arası sıkıştırma Blok Diyagramı .....	87
	Şekil 3-16 Örnek Mpeg Çerçeve Yapısı.....	88
	Şekil 4-1 2x2 MIMO Sistem için BER Performans Eğrisi .....	91
	Şekil 4-2 UEP uygulanmış video iletiminin UEP Uygulanmış video iletimi ile karşılaştırılması .....	92

## ÇİZELGELER DİZİNİ

Çizelge 2.1 Kodlayıcın Giriş Bitine Bağlı Olarak Çıkış Bit Dizisi Tablosu .....	23
Çizelge 2.2 Katlamalı kod tablosu .....	24
Çizelge 2.3 Kodlayıcının Durum Diyagramı .....	46
Çizelge 3.1 Alamouti Durum Tablosu.....	59
Çizelge 3.2 STTC Üreteç Matrisleri.....	68
Çizelge 3.3 4PSK Modülasyonu için 2 Bellekli Durum Tablosu.....	71
Çizelge 3.4 MPEG ve JPEG‘de Kullanılan Örnekleme Modları .....	81
Çizelge 3.5 MPEG ve JPEG‘de Kullanılan Çözünürlük Modları .....	81

## 1. GİRİŞ

Son yıllarda hareketli kablosuz iletişim teknolojilerinde kazanılan yüksek hızda bilgi iletimi ve verimli bant genişliği kullanımı ile hareketli kablosuz iletişim sistemleri gündelik yaşamın vazgeçilmez bir parçası haline gelmiştir.

Kablosuz iletişim teknolojilerinin evrimsel olarak gelişmesinin en önemli nedeni gelişen uygulamalarda her zaman daha yüksek veri oranları elde etme ve spektrumu daha verimli kullanma arzusu olmuştur.

Analog kablosuz iletişim sistemleri ile başlayan ve artık yerini üçüncü nesil (3G) kablosuz iletişim teknolojisine bırakan 3G teknolojisi sayesinde son kullanıcılara kablosuz ortamda yüksek hızda ve oranda bilgi iletimi sağlanmaktadır. Ülkemizde de imzalanan lisans sözleşmeleri ile, 2009 yılının son çeyreğinde son kullanıcılar kablosuz ortamda iletişimlerini sadece ses iletimi ve kısa mesaj iletimi üzerine değil; ses ile birlikte görüntülü bir iletişim kurabilme imkanı bulacaklardır. Aynı zamanda kablosuz ortamda her noktada yüksek hızda internet erişimi kullanılabilir.

Kablosuz iletişim sistemlerinde, bant genişliği verimli kullanılarak daha hızlı ve daha yüksek veri oranlarında iletişim gerçekleştirilmede bazı sınırlayıcı faktörlerle karşılaşmaktadır. Bu sınırlayıcı faktörlerden en önemlisi kablosuz iletişim kanallarında görülen çok yönlü sönmeme etkisidir. Alıcı ve/veya vericinin gezgin olması ve bu iki birim arasında var olan engeller (Yüksek binalar, dağlar, v.s.) nedeniyle ortaya çıkan çok yönlü sönmeme etkisiyle mücadele etmek için şu adımlar izlenmelidir: Öncelikle, gönderilen bilginin alıcıda hatalı olarak algılanmasının önüne geçmek için gönderilecek bilginin iyi bir şekilde kodlanması, daha sonra kodlanan bilginin kanalda fazla bant işgal etmemesi için güçlü bir modülasyona tabi tutulması ve ardından çeşitleme teknikleri ile alıcı ve verici arasında farklı iletişim kanalları kurulması gerekmektedir. Kablosuz iletişim sistemlerinde diğer bir sınırlayıcı faktör ise yüksek veri oranları elde etmek için alıcı ve verici birimlerinde oluşan karmaşık yapı ve bunun sonucunda ortaya

çıkan maliyet problemidir. Karmaşıklığı ve maliyeti azaltmanın en etkili yolu, alıcı ve verici arasında oluşturulan farklı iletişim kanallarından en iyi işaret/gürültü oranına sahip kanalın belirlenmesidir. Böylece kodlama, modülasyon, çeşitleme ve kanal seçme tekniklerinin bir arada kullanımı ile sönümlenme etkileri daha da azaltılmakta ve sistem kapasitesinde artış sağlanabilmektedir.

Bu tez çalışmasında ilk olarak kuramsal temel oluşturması amacı ile kablosuz kanal modelleri ve bu kanalların sınıflandırılması incelenmiş olup, ardından kablosuz iletişim teknolojilerinde sıklıkla kullanılan kanal kodlama teknikleri ve Uzay-Zaman Kafes Kodlarında kullanılan Viterbi kod çözümü tekniği incelenmiştir. Son olarak kodlamanın ve modülasyonun birlikte kullanıldığı kafes kod modülasyonu ayrıntılı bir şekilde araştırılmıştır.

Tezin materyal ve yöntem bölümünde ise, ilk olarak çok-girişli çok-çıkışlı sistemlerin genel mimarisi ve sönümlenme etkisini azaltmak için kullanılan çeşitleme teknikleri incelenmiştir. Ardından anten çeşitleme tekniğinin kullanıldığı ve sönümlenme etkisiyle baş etmede iletilmek istenen bilgi ile birlikte bilgiye ait kopyaların da iletiildiği Uzay-Zaman Blok Kod yapısı anlatılmış ve tezin ana teması olan verimli bant genişliğini kullanarak yüksek hızda bilgi iletiminin gerçekleştiği Uzay-Zaman Kafes Kodlama yapısı ve anten seçme tekniğinin nasıl yapıldığı incelenmiştir. Yine aynı bölümde Matlab programı ile simülasyonu gerçekleştirilen Uzay-Zaman Kafes Kodlama yönteminde iletilecek bilginin MPEG video dosyası olması nedeniyle MPEG video sıkıştırma tekniği ayrıntılı olarak incelenmiştir.

Tezin araştırma ve bulgular bölümünde ise bir MPEG video verisi Matlab programı ile çerçevelerine ayrıştırılmış ve videoya ait elde edilen çerçeveler yine Matlab programı ile Uzay-Zaman Kafes Kodlama tekniğiyle iletimi gerçekleştirilmiştir. İletim sırasında videoya ait en önemli çerçeve bilgilerinin, kanal seçme tekniği ile işaret/gürültü oranı daha iyi olan kanaldan iletilmesi gerçekleştirilmiştir. Son olarak alıcı tarafta kod çözme ve birleştirme tekniğiyle MPEG video verisi tekrar elde edilmiş, simülasyon sonucunda

elde edilen işaret/gürültü oranı değerlerine karşın bit hata olasılığı eğrisi üzerinde tartışılmıştır.



## 2. KURAMSAL TEMELLER

### 2.1. Hareketli İletişim Sistemlerinde Kanal Modelleri ve Sınıflandırılması

Mobil radyo kanallarında, verici anten tarafından gönderilen işaret, alıcı antene çeşitli yolları takip ederek ulaşır. Verici ve alıcı arasındaki iletim yolları doğrudan bir görüş hattı olabileceği gibi binalar, arazi, yüzey şekilleri veya bitki örtüsü sebebiyle ciddi olarak engellenen iletim yollarına sahip olabilir. Söz konusu olan bu engellerden dolayı gönderilmiş semboller, alıcılara farklı gecikmeler ile ulaşmaktadır. İletim kanallarını modellemede, sıklıkla kullanılan toplamsal beyaz Gauss gürültülü (AWGN) kanal modeline, kablosuz hareketli iletişim sistemlerinde kanal modeli olarak çok yollu sönümlenmeli (multipath fading) kanal modeli eklenebilir. Çok yollu sönümleme, bir işaretin vericiden alıcıya birçok yoldan ulaşması nedeni ile alıcıda elde edilen işaretin genliğinde ve fazında ani değişimlerin olmasına neden olur. Alıcıya farklı zamanlarda ulaşan birden çok işaretin girişimi sonucu meydana gelen sönümleme, günümüzde mobil iletişim sistemlerinde sıkça karşımıza çıkan ve etkisinin azaltılması gereken önemli bir bozucu etkidir.

#### 2.1.1. Sönümlenmeli çok yollu kanallar

Sönümlenmeli çok yollu kanalları sınıflandırabilmek için öncelikle bazı parametrelerin açıklanmasında fayda vardır. Bu parametrelerden bazıları; uyum bant genişliği, uyumluluk zamanı, Doppler yayılması ve gecikme yayılmasıdır.

##### 1) Gecikme yayılması, ( $T_m$ )

Sönümlenmeli bir kanala gönderilen darbe (impuls) işaretinin alıcıda ilk ve son görünümü arasındaki farka çok yollu yayılım (maksimum zaman gecikmesi) denilmektedir ve  $T_m$  ile gösterilmektedir.

## 2) Uyum bant genişliği, ( $B_c$ )

Uyum bant genişliği ( $B_c$ ), işaretlerin aynı kazanç ve doğrusal faz ile geçebildikleri düzgün bant genişliğine denilmektedir. Diğer bir ifadeyle kanalın belirli bir işaretin spektral bileşenlerini yaklaşık olarak eşit kazanç ve doğrusal fazda geçirdiği frekans aralığıdır. Uyum bant genişliği ile çok yönlü yayılım arasındaki ilişki;

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

şeklinde yazılabilir. Ayrıca uyum bant genişliği, işaretlerin kanalda farklı derecede sönmülemeye uğramaları için frekanslarının ne kadar ayırık olacağı hakkında fikir vermektedir.

## 3) Uyumluluk zamanı, ( $T_c$ )

Uyumluluk zamanı ( $T_c$ ), kanalın darbe (impuls) yanıtının sabit kaldığı ya da yüksek ilişkiye sahip olduğu zaman aralığını ifade etmektedir. Eğer simge süresi uyumluluk zamanından küçük olursa simgenin iletim boyunca zamanda değişmediği varsayılır.

## 4) Doppler yayılması, ( $B_d$ )

Alıcı ve verici antenlerin sabit hızda birbirleriyle bağıl olarak hareket etmeleri halinde, alıcı tarafında sabit frekans kayması oluşacaktır. Kanalın zamanla değişim özelliğinden dolayı meydana gelen spektral genişlemesine Doppler yayılımı denir ve ( $B_d$ ) ile ifade edilir. Alıcı tarafta alınan işaretin toplam bant genişliği; temel bant işaretinin bant genişliği ve Doppler kayması miktarı ile belirlenir. Eğer temel bant işaretinin bant genişliği Doppler yayılımına göre çok büyük ise alıcıya ulaşan işaretle Doppler yayılması etkisi ihmal edilebilir. Herhangi bir yolun Doppler frekansı aşağıdaki formül ile bulunabilir.

$$f_d = f_c \frac{v}{c} \quad (2.2)$$

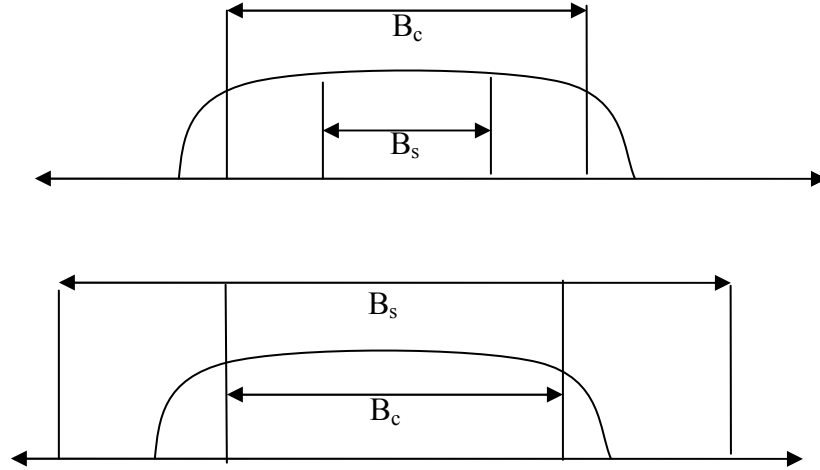
Burada;  $f_c$ ; taşıyıcı frekansı,  $v$ ; mobil birimin hızını,  $c$  ise ışık hızını ifade etmektedir. Uyumluluk zamanı ile Doppler yayılımı arasındaki ilişki;

$$T_c \approx 1 / B_d \quad (2.3)$$

şeklinde ifade edilir (Rappaport 2002).

### 2.1.2. Sönümlenme çeşitleri

Sönümlenmeli kanallar Şekil 2.1'de gösterilen kanal karakteristiklerine göre sınıflandırılmaktadır.



**Şekil 2-1** Sönümlenmeli Kanal Karakteristikleri

Çok yönlü yayılım ile iletilen işaret, düzgün ya da frekans seçici sönümlenme etkisine uğramaktadır.

### 1) Düzgün sönümlmeli kanal

Kablosuz bir kanal, eğer işaret bant genişliğinden daha geniş bir banda sahip ve karakteristik olarak sabit kazançlı ve doğrusal fazlı ise, kanalda meydana gelecek sönümleme düzgün sönümleme olarak adlandırılır. Düzgün sönümlemede kanalın çok yollu yapısı, iletilen işaretin spektral karakteristiğinin alıcıda aynen korunacağı anlamına gelir. Ancak, çok yollu iletim nedeniyle alınan işaretin gücü, kanal kazancının değişimi ile birlikte değişmektedir. Düzgün sönümlmeli kanallar “genlik değiştiren kanallar” olarak da bilinir ve kanala gönderilen işaretin bant genişliği kanalın bant genişliğinden çok daha dar olduğundan “dar bantlı kanallar” olarak da bilinmektedir.

Kanal karakteristikleri cinsinden ele alındığında düzgün sönümlmeli kanal;

$$B_s \ll B_c \quad (2.4)$$

$$T_s \gg \sigma \quad (2.5)$$

koşulunu sağlayan kanaldır. Burada  $T_s$ ; işaretin simge periyodunu,  $B_s$ ; işaretin bant genişliğini,  $\sigma$ ; kanalın gecikme yayılımının standart sapma sembol süresini,  $B_c$ ; kanalın uyum bant genişliğini ifade etmektedir.

### 2) Frekans seçici sönümlmeli kanal

Kanalın karakteristiksel olarak sabit kazanç ve doğrusal faza sahip olduğu ve bant genişliğinin, işaretin bant genişliğinden daha küçük olduğu durumlarda iletilen işaret, frekans seçici sönümlemeden etkilenir. Bu özelliğe sahip olan çok yollu yapıda alınan işaret, iletilen işaretin değişik gecikmeler ile alıcıya ulaşmış ve zayıflamış kopyalarından oluşur. İletilen işaretin, zaman bölgesinde dağılmasından dolayı alınan

işarete semboller arası girişim, yani bozulmalar meydana gelir. Kanal parametreleri göz önüne alındığında frekans seçici kanal;

$$B_s > B_c \quad (2.6)$$

$$T_s < \sigma \quad (2.7)$$

koşulunu sağlayan kanaldır. Buna göre kanal uyumluluk bant genişliği, işaret bant genişliğinden küçük ise veya eşdeğer olarak gecikme yayılımının karesel ortalamasının karekökü, sembol süresinden büyükse frekans seçici sönümleme meydana gelmektedir (Rappaport 2002).

### 3) Doppler yayılımı sonucu hızlı sönümlenmeli kanal

Bir kanalın hızlı sönümleme etkisine mi yoksa yavaş sönümleme etkisine mi sahip olduğu anlamak için iletilen temel bant işaretinin değişim hızının, kanalın değişim hızına göre ne kadar hızlı olduğunun incelenmesi gerekmektedir. Hızlı sönümlenmeli kanalda, kanalın darbe yanıtı bir simge periyodu boyunca çok hızlı değişir. Bu durum kanalın uyum zamanının, iletilen işaretin simge periyodundan daha küçük olduğu anlamını taşımaktadır. Bu kanal türünde Doppler yayılımından dolayı frekans yayılımı meydana gelmekte ve iletilen işarete bozulmalar olmaktadır. Hızlı sönümlemede aşağıda belirtilen koşulların meydana gelmesi gerekmektedir;

$$T_s > T_c \quad (2.8)$$

$$B_s < B_d \quad (2.9)$$

#### 4) Doppler yayılımı sonucu yavaş sönümlenmeli kanal

Yavaş sönümlenmeli kanalda; kanalın darbe yanıtı, iletilen temel bant işaretin değişimine göre daha yavaş değişmektedir. Bu durumda kanalın birkaç simge periyodu boyunca sabit olduğu düşünülebilir. Frekans bölgesinde, kanalın Doppler yayılımı, temel bant işaretin bant genişliğinden çok küçüktür. Yavaş sönümlemede aşağıda belirtilen koşulların meydana gelmesi gerekmektedir;

$$T_s \ll T_c \quad (2.10)$$

$$B_s \gg B_d \quad (2.11)$$

Gezgin birimlerin hızları ve temel bant işaretin karakteristiği, iletilen işaretin hızlı ya da yavaş sönümlemeye uğrayıp uğramayacağını belirler.

#### 5) Rayleigh sönümlenmeli kanal

Verici tarafından gönderilen sinyalin alıcıya sadece yansıma, kırılma ve saçılma mekanizmaları sonucunda ulaştığı bir kablosuz iletim ortamı düşünüldüğünde; alıcı ve verici arasındaki kanala Rayleigh kanal denir. İletilen karmaşık sinyalin zarfı  $s(t)$  olarak ifade edildiğinde alıcı tarafta alınan sinyal modeli aşağıdaki gibi tanımlanır;

$$r(t) = \sum_k \rho_k e^{j\theta_k} s(t - \tau_k) + n(t) \quad (2.12)$$

Burada  $\rho_k$ ;  $k$ . yolun zayıflama katsayısını,  $\theta_k$ ;  $k$ . yolun faz kaymasını ve  $\tau_k$ ;  $k$ . yolun gecikmesini ifade etmektedir.

Kanalda eğer direkt görüşün olmadığı ve vericiden çıkan sinyalin birçok yoldan alıcıya ulaştığı (her yolun yaklaşık aynı zayıflatmaya sahip olduğu) varsayılırsa kanal;

$$s(t - \tau_s) = s(t) \quad (2.13)$$

olmak üzere;

$$r(t) = s(t) \sum_k \rho_k e^{j\theta_k} + n(t) \quad (2.14)$$

şeklinde modellenmektedir.

$h$  sıfır ortalamalı Karmaşık Gauss rastgele değişkeni ifade etmek üzere;

$$h = x + jy = ae^{j\theta_k} \quad (2.15)$$

şeklinde ifade edilebilir.

Alınan işaret bu durumda;

$$x = \sum_k \rho_k \cos(\theta_k) \quad , \quad y = \sum_k \rho_k \sin(\theta_k) \quad (2.16)$$

$$r(t) = hs(t) + n(t) \quad (2.17)$$

şeklinde ifade edilebilir.

$x$  sürekli bir rastgele değişken olduğunda;  $x$ 'in yoğunluk fonksiyonu aşağıdaki gibi tanımlanır;

$$f(x) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_x^2}} e^{-\frac{(x-m_x)^2}{2\sigma_x^2}} \quad (2.18)$$

Burada;  $f(x)$ ; normal dağılımı,  $x$ ; normal dağıtılmış rastgele değişkeni  $m_x$ ; dağılımın ortalama parametresini,  $\sigma_x^2$ ; dağılımın varyans parametresini belirtmektedir.

Merkezi limit teoremine göre denklem (2.15)'teki  $x$  ve  $y$  değişkenleri Gauss rastgele değişkenlerine yaklaşır. Bu durumda  $x$  ve  $y$  değişkenlerine bağlı yoğunluk fonksiyonları;

$$f_{x,y}(x,y) = \frac{1}{2\pi\sigma_x^2} e^{\left(-\frac{x^2+y^2}{2\sigma_x^2}\right)} \quad (2.19)$$

şeklinde tanımlanır. Genel formda denklem (2.20)'de ifade edilen yoğunluk fonksiyonu, Rayleigh dağılımlı olasılık yoğunluk fonksiyonu olarak tanımlanmaktadır.

$$f_x(a) = \frac{a}{\sigma_x^2} e^{\left(-\frac{a^2}{2\sigma_x^2}\right)} u(a) \quad (2.20)$$

İletişim kanallarında meydana gelen sönümlenme etkisi, alıcıda alınan işarete sönümlenmenin sınıfına göre, ya işaret üzerinde bozulmalara ya da işaretin gücünün alıcıda değişmesi ile ortaya çıkmaktadır. Bu sönümlenme etkilerini azaltmak ve başarıyı toplamsal beyaz Gauss gürültülü durumdaki mertebelere getirebilmek için birçok teknik kullanılmaktadır. Tezin ilerleyen bölümlerinde sönümlenme etkilerini azaltmak için kullanılan kodlama, çeşitleme ve güçlü modülasyon teknikleri incelenecektir.

## 2.2. Kanal Kodlama

Bir bilginin kanaldan iletildikten sonra sönümlenme etkisiyle meydana gelen hataların alıcı kısmında sezilmesi ve daha sonra düzeltilebilmesi için bilgi dizisine belirli bir kural eşliğinde fazladan bilgi eklenmesi işlemine kanal kodlama denilmektedir.



Kanal kodlamanın temel amacı, iletim hatalarını azaltabilmek olduğundan, kanal kodlama işlemi, hata kontrol kodlaması olarak da adlandırılmaktadır.

1948 yılında Shannon, iletilmesi gereken ortalama bilgi miktarı, kanal sığasından küçük olduğu sürece uygun kodlama tekniklerinden yararlanılarak, bilgi iletim işleminin hatasız olarak gerçekleşebileceğini kanıtlamıştır. Shannon'ın toplamsal beyaz gürültülü kanalda (AWGN) uygulanabilen kanal kapasitesi denklemi aşağıda verilmiştir (Ertürk 2002).

$$C = B \log_2 \left( 1 + \frac{P}{N_0 B} \right) = B \log_2 \left( 1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.21)$$

Burada  $C$ ; (bit/sn) kanal kapasitesini bir diğer ifadeyle kanaldan hatasız iletilebilen maksimum ortalama bilgi miktarını,  $B$ ; (Hz) iletim bant genişliğini,  $P$ ; (Watt) alıcıda alınan işaret gücünü,  $N_0$ ; ise (Watt/Hz) gürültünün güç yoğunluğunu ifade etmektedir.

Alıcıda alınan güç aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$P = E_b R_b \quad (2.22)$$

Burada  $E_b$ ; ortalama bit enerjisini ve  $R_b$  ise bit iletim hızını ifade etmektedir. Bu durumda kanal verimliliği aşağıdaki gibi tanımlanabilmektedir (Rappaport 2002).

$$\frac{C}{B} = \log_2 \left( 1 + \frac{E_b R_b}{N_0 B} \right) \quad (2.23)$$

Uygulamada yaygın olarak kullanılan kodlama yöntemleri, blok kodlama ve katlamalı kodlamadır.

Katlamalı kodlama tezin ilerleyen bölümlerinde incelenecek olan Kafes Kodlamalı Modülasyonun bir parçası olduğundan ayrıntılı bir şekilde incelenecek, blok kodlama ve çeşitleri hakkında ise kısa bilgiler verilecektir.

### 2.2.1. Blok kodlama ve kod örnekleri

Blok kodlama, ileri hata düzeltme tekniğiyle bilgilerin yeniden iletilmesine gerek kalmadan hataları sezebilme ve düzeltebilme yeteneğine sahip bir kodlama yöntemidir. Blok kodlama yöntemleri, sabit sayıda bilgi sembolünü sabit sayıda kod sembolüne eşleyebilmektedir. Blok kodlama,  $k$  adet bilgi bitini  $n$  adet kod bitine (kanal sembolüne) kodladığından bu kodlar genel ifadeyle  $(n,k)$  blok kodu olarak adlandırılmaktadır. Kodlama sonucunda bit miktarında artışa neden olan  $(n-k)$  adet kontrol biti, eşlik biti olarak ifade edilir.

#### 1) Hamming kodları

İkili Hamming kodları, yaygın olarak kullanılan  $(n,k) = (2^m - 1, 2^m - m - 1)$  parametrelili blok kodlardır. Hamming kodlarında  $k = (2^m - m - 1)$  adet bilgi biti,  $n = 2^m - 1$  kod bitine kodlanmaktadır. Hata kontrol işlemi gerçekleştirilmede  $(n-k) = m$  adet eşlik biti kullanılmaktadır (Rappaport 2002).

#### 2) Çevrimsel blok kodlar

Çevrimsel kodlar, blok kodların önemli bir alt sınıfını oluşturmaktadır. Çevrimsel kodlar, yüksek dereceli düzeltme kodlarının oluşturulmasına imkân sağlayabilmeleri, basit biçimde kaydırmalı kaydedici ve XOR kullanılarak donanımsal olarak gerçekleştirilebilmeleri ve kodlamada polinomsal şekilde ifade edilebilmeleri nedeniyle yaygın olarak kullanılan bir kodlama yöntemidir (Rappaport 2002).

Bir çevrimsel kod, derecesi  $(n-k)$  olan bir üreteç polinom kullanılarak oluşturulur. Bir  $(n,k)$  çevrimsel kodun üreteç polinomu;

$$g(p) = p^{n-k} + g_{n-k} p^{n-k-1} + \dots + g_1 p + 1 \quad (2.24)$$

formundadır.

$(x_{k-1}, \dots, x_0)$  terimleri  $k$  bitlik bir bilgi dizisini ifade etmek üzere, bu mesajın polinom gösterimi;

$$x(p) = x_{k-1} p^{k-1} + \dots + x_1 p + x_0 \quad (2.25)$$

şeklindedir.

Bu durumda çevrimsel kodlama sonucu elde edilecek kod sözcüğünün polinomsal ifadesi aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$c(p) = x(p)g(p) \quad (2.26)$$

#### 4) BCH kodlar

BCH (Bose-Chaudhuri-Hocquenhem) kodları, bir bitten fazla hatanın düzeltilebilmesine olanak tanıyan kodlardır ve Hamming kodların genelleştirilmiş bir biçimini oluşturmaktadır.

BCH kodları  $m \geq 3$  için  $t$  bit hata düzeltme sağlayacak şekilde  $n = 2^m - 1$  ve  $(n - k) \leq mt$  parametreleri ile üretilebilmektedir. BCH kodları hem iyi bir performans gösterebilmekte hem de çözümlene algoritmalarını basit biçimde gerçekleştirilebilmektedir (Rappaport 2002).

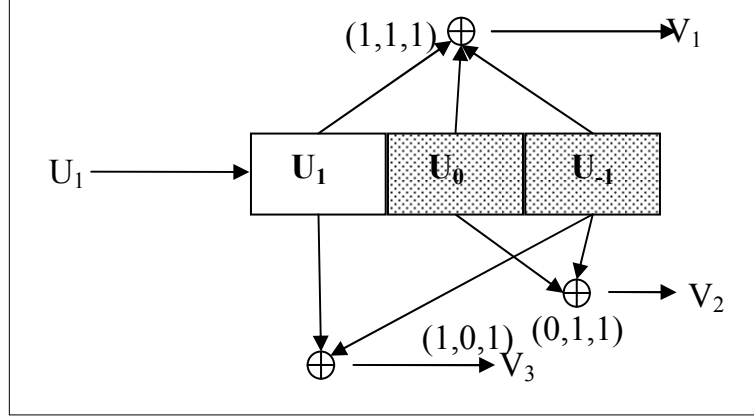
### 2.2.2. Katlamalı kodlar ve kod çözümlemesi

Bir bilgiye ait belirli bir uzunluktaki bit dizisi, gürültülü bir kanal üzerinden gönderildiğinde, kanal yapısına bağlı olarak bozulmalara uğrayabilir. İletim sırasında diziye ait olan bir bitin dahi bozulması ile alıcı tarafta asıl gönderilmek istenen bilginin hatalı algılanmasına sebep olabilmektedir. Belirli bir uzunluktaki bit dizisini iletmek yerine, bu bit dizisi ile katlamalı ilişkisi olan daha fazla uzunluktaki bit dizisini iletmek sönümlemeyle mücadele etmede iyi bir yöntemdir. Katlama ilişkisi sayesinde, iletim ortamında sönümleme etkisiyle bozulan bit veya bitler alıcı tarafta kolayca fark edilebilir ve düzeltme teknikleri ile doğru bilgiye ulaşılabilir. Detaylı olarak incelenecek olan katlamalı kodlama ve bu kodların çözümleme tekniği, özellikle kafes kodlama modülasyonunda kullanılarak hata olasılığını azaltmada büyük bir performans sağlamaktadır.

Katlamalı kodlarda genellikle üç parametre kullanılmaktadır. Bunlar çıkış bit sayısını ifade eden  $n$  parametresi, giriş bit sayısını ifade eden  $k$  parametresi ve bellek yazmacının bellek sayısını ifade eden  $m$  parametresidir. Kodlamanın verimini ölçmede, giriş bit sayısının çıkış bit sayısına oranı olan ve  $k/n$  olarak ifade edilen kodlama oranı kullanılır. Katlamalı kod üreten çiplerde  $(n,k,L)$  parametreleri mutlaka belirtilmelidir. Burada  $L$  ile ifade edilen değer, kodun kısıt uzunluğu olarak adlandırılır ve değeri  $L=k(m-1)$  kadardır. Bu tezde katlamalı kodlama parametresi olarak  $(n,k,m)$  ifadesi tercih edilecektir (Langton 1999).

#### A. Katlamalı kod yapısı

Katlamalı kod yapısı, parametrelerine bağlı olarak kolayca çizilebilir. Öncelikle  $m$  olarak ifade edilen bellek yazmacının bellek sayısı olan  $m$  adet kutu çizilir ve ardından  $n$  çıkış bitinin elde edildiği mod2 ekleyiciler çizilir. Daha sonra Şekil 2.2'de gösterildiği gibi üreteç polinomlar kullanılarak ekleyici ile bellek yazmacı birleştirilir.



**Şekil 2-2** Parametreleri (3,1,3) olan katlamalı kodlayıcı

Yukarıdaki katlamalı kodlayıcının kodlama oranı  $1/3$  tür. Kodun kısıt uzunluğu ise 2 dir. Birinci çıkış incelendiğinde, kaydırmalı yazmacın her üç aşamasının da çıkışa bağlı olduğu görülmektedir. Bu nedenle, birinci çıkış bağlantı vektörü  $g_1=[1 \ 1 \ 1]$  şeklinde oluşmaktadır. İkinci çıkış ise, bellek yazmacın ikinci ve üçüncü aşamasına bağlı olduğundan, ikinci çıkış bağlantı vektörü  $g_2=[0 \ 1 \ 1]$  şeklindedir. Son çıkışta ise bağlantı vektörü  $g_3=[1 \ 0 \ 1]$  dir. Çıkış biti belirleme işlemi, üreteç polinomlar olarak adlandırılan bitlerin toplamıyla elde edilir.

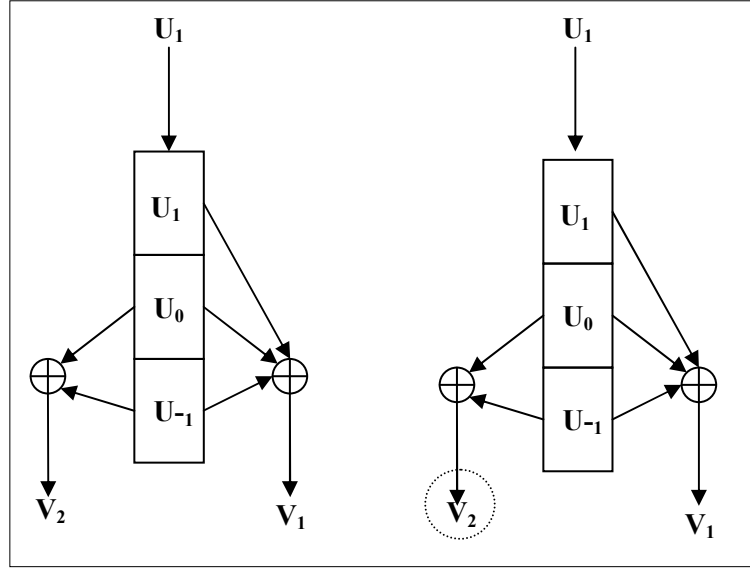
$$V_1 = \text{mod}_2(u_1 + u_0 + u_{-1}) \quad (2.27)$$

$$V_2 = \text{mod}_2(u_0 + u_{-1}) \quad (2.28)$$

$$V_3 = \text{mod}_2(u_1 + u_{-1}) \quad (2.29)$$

## B. Delinmiş kodlar

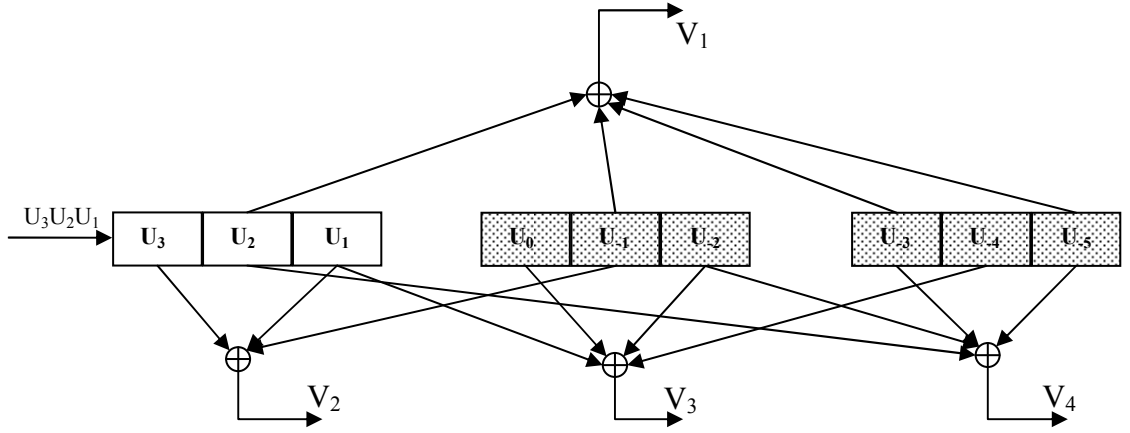
Giriş biti olan  $k$ 'nın 1'e eşit olduğu yani tek bir bitin giriş biti olarak alındığı özel durumlarda kodlama oranları  $1/2, 1/3, 1/4, 1/5, 1/7$  gibi değerler alabilir. Kodlama oranı normalde  $1/n$  olması gerekirken çıkıştaki  $n$  adet bitin bir tanesi basit donanımsal özellikler kullanılarak yok edilir. Kodlama oranı Şekil 2.3'te olduğu gibi  $1/2$ 'den  $2/3$ 'e dönüştürülebilir. Bu yapıyla iletim ortamındaki kanal koşullarına bağlı olarak, kodlama oranının kanala göre değiştirilmesi yarar sağlayacaktır (Langton 1999).



Şekil 2-3 Delinmiş kod yöntemi ile kodlama oranının değiştirilmesi

### C. Kodlayıcı girişine birden fazla bitin uygulanması ( $k > 1$ )

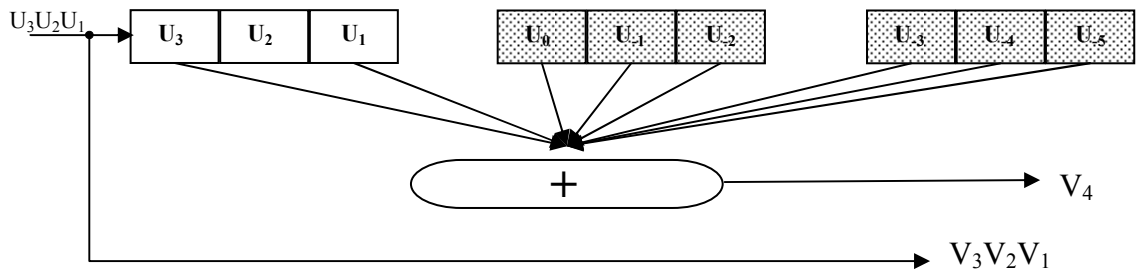
Parametre değerleri (4,3,3) gibi olan bir kodlamada, giriş biti olan  $k$ 'nin birden büyük olduğu durumlarda ( $k+1$ ) çıkış biti elde edilir. Örneğin 3 bitlik bir girişe karşın çıkışta 4 bit çıkış gerçekleştirilebilir. Şekil 2.4'te olduğu gibi bellek sayısı 3'tür ve sistemin kısıt uzunluğu  $(3 \times 2) = 6$  dır. Dolayısıyla  $2^6 = 64$  adet kod durumu üretilebilir. Bağlantı biçimlerini gösteren vektörler, polinom olarak gösterildiğinde 9. dereceden polinomlarla gösterilebilir. Aşağıda gösterilen sistemde birinci çıkışı ifade eden bağlantı vektörü  $g_1 = (0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1)$  dir ve polinom gösterimi  $g_1(p) = p + p^4 + p^6 + p^8$  şeklindedir.



Şekil 2-4 Kodlama oranı (4,3,3) olan katlamalı kodlayıcı

#### D. Sistematik kodlayıcı

Çıkış bitlerinde giriş bitlerinin kolayca tanımlanabilir olduğu ve katlamalı kodun özel bir durumunun olduğu yapı sistematik kodlayıcı olarak nitelendirilir. Parametreleri (4,3,3) olan katlamalı kodun sistematik formu Şekil 2.5'te verilmiştir.



Şekil 2-5 Parametreleri (4,3,3) Olan katlamalı Kodun Sistematik Formu

Şekil 2.5'te görüldüğü gibi 4 çıkış bitinin 3'ü, girişte bulunan 3 giriş bitinin tamamen aynıdır. Dördüncü ve son bit ise, tek polinom kullanılarak 3 giriş bitinin kombinasyon formunda oluşan eşlik bitidir (Langton 1999).

Sistemik formlar daha az donanım gerektirdiği ve kodlamada oluşabilecek ciddi hatalara sebebiyet vermediği için genelde tercih edilmektedir.

### E. Bit dizisinin kodlanması

Katlamalı kodlayıcıların girişine bir bit dizisi uygulandığında, kodlayıcı çıkışında elde edilecek bit dizisi, giriş bit dizisi ile kodlayıcının impuls cevabının konvolusyonu ile hesaplanabilir.

$$v = u * g \quad (2.30)$$

Burada  $u$ ; giriş bit dizisini,  $g$ ; kodlayıcının impuls cevabını,  $v$  ise çıkış bit dizisini ifade etmektedir.

Matematiksel olarak genel bir formda çıkış bit dizisi aşağıdaki gibi tanımlanabilir.

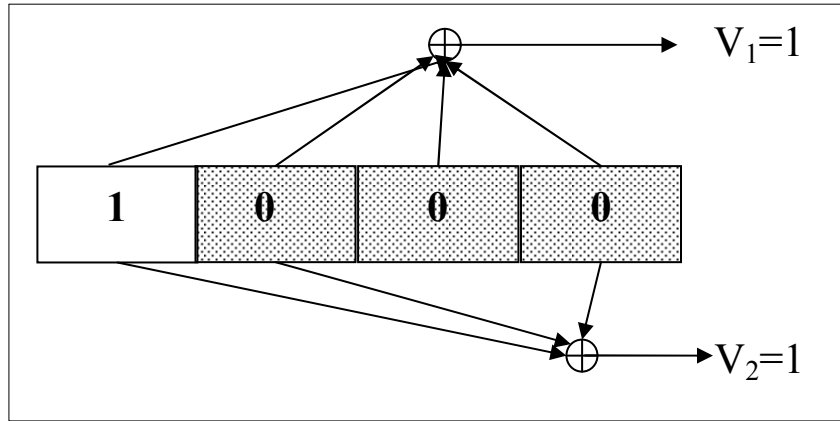
$$v_l^j = \sum_{i=0}^m u_{l-i} g_i^j \quad (2.31)$$

Burada  $v_l^j$ ; oluşacak olan çıkış bitlerini,  $u_{l-i}$ ; giriş bitlerini ve  $g_i^j$  polinom  $j$ ' nin  $i$ . terimini ifade etmektedir.

Parametreleri (2,1,4) olan katlamalı kodlayıcı girişine, (1 0) giriş bit dizisi uygulandığında kodlayıcı çıkışında nasıl bir bit dizisinin elde edileceğini inceleyelim.

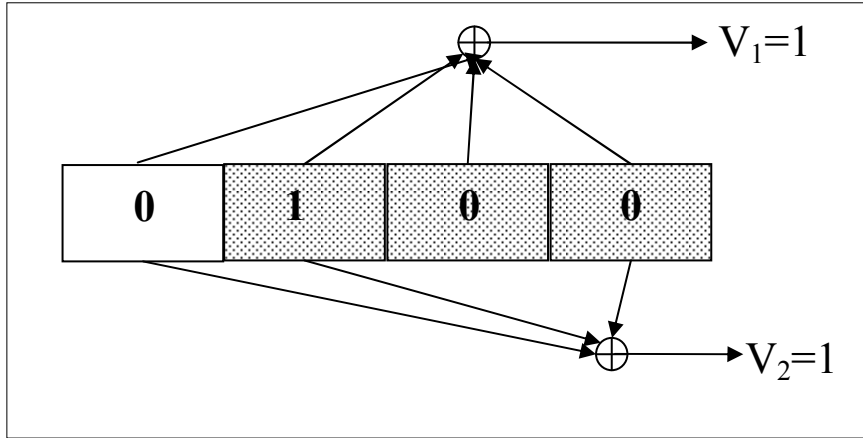


Şekil 2.6'da  $t=0$  anında kaydırmalı kaydedicinin ilk durumunun her zaman 0 olduğu kabul edilir. İlk çıkış bitini elde etmek için ilk giriş biti olan 1 ile kaydırmalı kaydedici içindeki tüm bitler mod2'ye göre toplanır ve toplama sonucunda ilk çıkış biti için 1 biti elde edilir. İkinci çıkış biti için ilk giriş biti olan 1 ile kaydırmalı kaydedici içindeki ilk ve son bitler mod2'ye göre toplanarak çıkışta yine 1 biti elde edilir.



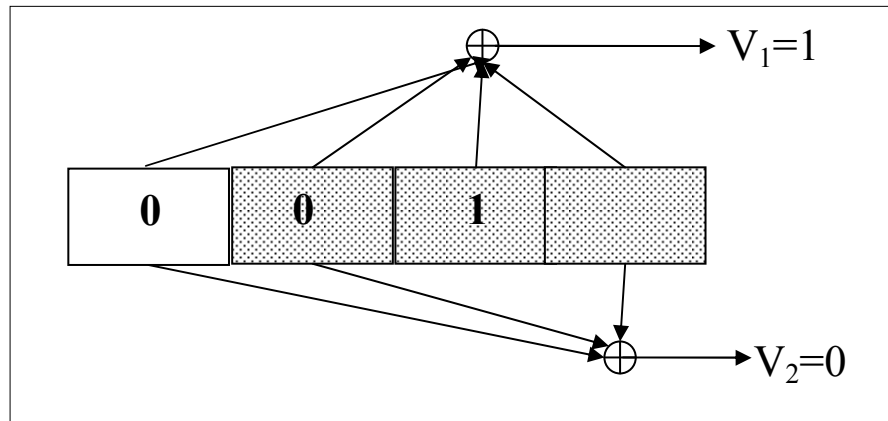
Şekil 2-6  $t=0$  anında bellek kaydırmalı yazmacın durumu ve çıkış bilgileri

$t=1$  anında, ilk giriş biti kaydırmalı kaydedici içinde ilerleyerek bellek kaydırmalı yazmacın durumunun Şekil 2.7'de belirtildiği gibi (0 0 0) durumundan (1 0 0) durumuna geçmesine sebep olur. Bu anda giriş bitimiz flush biti olarak adlandırılan 0 bitidir. Yine yukarıda bahsedilen toplama mantığı ile toplama gerçekleştirilir ve birinci çıkışta 1 biti, ikinci çıkışta ise yine 1 biti elde edilir.



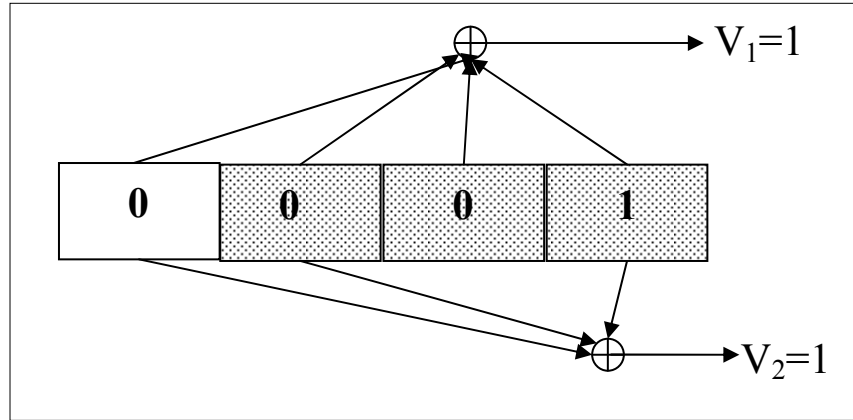
**Şekil 2-7**  $t=1$  anında bellek kaydırmalı yazmacın durumu ve çıkış bilgileri

Şekil 2.8’de  $t=2$  anında, ilk giriş biti tekrar bellek kaydırmalı kaydedici içinde ilerleyerek kaydırmalı yazmacın durumunun (0 1 0)’a geçmesine neden olur. Diğer flush biti olan 0 biti giriş biti olarak alınarak, toplama işlemleri gerçekleştirilir ve sonucun ilk çıkış biti için 1, ikinci çıkış biti için ise 0 elde edilir.



**Şekil 2-8**  $t=2$  anında bellek kaydırmalı yazmacın durumu ve çıkış bilgileri

Şekil 2.9’da  $t=3$  anında ilk giriş biti bellek kaydırmalı yazmacın en son belleğine yazılarak bellek kaydırmalı yazmacın durumunu (0 0 1) yapar. Bu durumda çıkış bitleri (1 1) olur.



**Şekil 2-9**  $t=3$  anında bellek kaydırmalı yazmacın durumu ve çıkış bilgileri

$t=4$  anında ise, ilk giriş biti bellek kaydırmalı yazmacı terk eder ve bellek kaydırmalı yazmacın ilk durumu olan (0 0 0) durumu elde edilir ve işlem bitirilir.

Sonuç olarak elde ettiğimiz çıkış bit dizisi (11 11 10 11 ) şeklindedir.

Katlamalı kodlayıcı girişine (0 0) giriş biti uygulanmış olsaydı, sonuçta aynı zaman aralığında tüm bitleri sıfır olan 8 bitlik bir bit dizisi elde edilmiş olacaktı. Dikkat edilirse bu uygulamada, kodlayıcının giriş bitine bağlı olarak impuls cevabı alınmıştır. Impuls cevabı 1 giriş biti için (11 11 10 11) olurken, 0 biti için impuls cevabı (00 00 00 00) şeklindedir.

Çıkış bit dizilerinin elde edildiği uygulama aşağıda gösterildiği gibi, giriş bit dizisi için impuls cevapları toplamı ile hesaplandığında aynı çıkış bit dizisi elde edilmektedir.

Giriş Bitleri	Impuls Cevabı
1	11 11 10 11
0	00 00 00 00
1	11 11 10 11
1	11 11 10 11
Toplama+	
Giriş Bitleri 1 0 1 1	Çıkış Bit Dizisi 11 11 01 11 01 01 11

Çizelge 2.1’de kodlayıcın giriş bitine bağlı olarak çıkış bit dizisi tablo halinde gösterilmiştir.

**Çizelge 2.1** Kodlayıcın Giriş Bitine Bağlı Olarak Çıkış Bit Dizisi Tablosu

Zaman	Giriş Biti	Çıkış Bitleri	Kodlayıcı Durumu
0	1	11	000
1	0	11	100
2	1	01	010
3	1	11	101
4	0	01	110
5	0	01	011
6	0	11	001

#### F. Kodlayıcı (encoder) dizaynı

Önceki bölümlerde bahsedilen metotlar, bir kodlayıcı içinde matematiksel olarak neler meydana geldiğini anlatmaktadır. Kodlayıcının yapısı donanımsal anlamda çok basittir.

Katlamalı kodlar için kodlama yapmada bir tablo kullanılır ve bu tabloda giriş biti, kodlayıcının durumu, çıkış bitleri ve giriş bitine bağlı olarak kodlayıcının son durumu olmak üzere 4 öge bulunmaktadır.

**Çizelge 2.2** Katlamalı kod tablosu

<b>Giriş Biti</b>	<b>Kodlayıcı Durumu</b>	<b>Çıkış Bitleri</b>	<b>Kodlayıcının Son Durumu</b>
0	000	00	000
1	000	11	100
0	001	11	000
1	001	00	100
0	010	10	001
1	010	01	101
0	011	01	001
1	011	10	101
0	100	11	010
1	100	00	110
0	101	00	010
1	101	11	110
0	110	01	011
1	110	10	111
0	111	10	011
1	111	01	111

Çizelge 2.2’de kombinasyonel olarak değişen giriş bitleri ve kodlayıcının durumuna göre elde edilen çıkış bitlerinin durumu gösterilmektedir.

Grafiksel olarak, kodlayıcının çalışma mantığını anlamayı sağlayacak üç yol bulunmaktadır. Bunlar; Durum Diyagramı, Ağaç Diyagramı ve Trellis (Kafes) diyagramıdır.

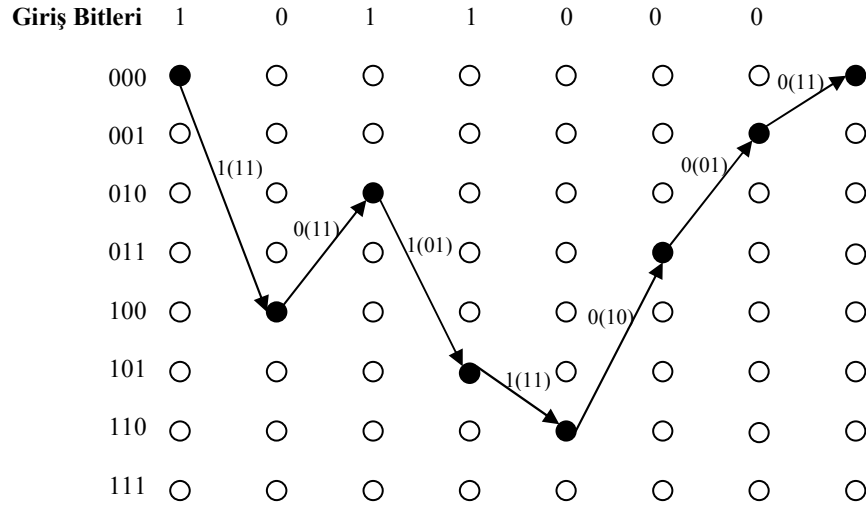
Burada daha sonraki konularda incelenecek olan kafes yapıları için Trellis diyagramı açıklanacaktır.

### **G. Trellis diyagramı (Kafes diyagramı)**

Kafes diyagramı karmaşık olmasına rağmen, genellikle durum ve ağaç diyagramına göre zamanda gösterilebildiği için daha çok tercih edilir.

$y$ -ekseni tüm olabilir durumları ifade ederken,  $x$ -ekseni ayrık zamanı ifade eder. Her geçen zamanda sonuca ulaşmak için paralel bir şekilde kafes içerisinde hareket edilir. Her bir geçiş yeni bir giriş bitinin geldiğini ifade etmektedir.

Kafes diyagramında  $y$ -ekseni üzerinde mümkün olan tüm  $2^L$  kadar durum, aşağı doğru yazılarak ifade edilmektedir. Daha sonra giriş biti olan 0 veya 1 bitine göre, oluşacak kodlayıcının son durumu bir önceki durumu ile birleştirilir. Parantez içindeki bitler çıkış bitini ifade ederken parantezin yanındaki bit, giriş bitini ifade etmektedir. Şekil 2.10’da giriş bit dizisinin (1 0 1 1 0 0 0) olduğu ve çıkış bit dizisi olarak (11 11 01 11 10 01 11) elde edildiği bir kafes diyagramı görülmektedir (Langton 1999).



Şekil 2-10 Kafes Diyagramı

#### H. Katlamalı kodların çözülmesi (Viterbi kod çözme)

Katlamalı kodları çözmeye birkaç farklı yöntem olmasına rağmen, hata olasılığının az olması ve hataların rastgele dağıtılması nedeniyle en çok tercih edilen yöntem, Viterbi kod çözmesidir (Ertürk 2002).

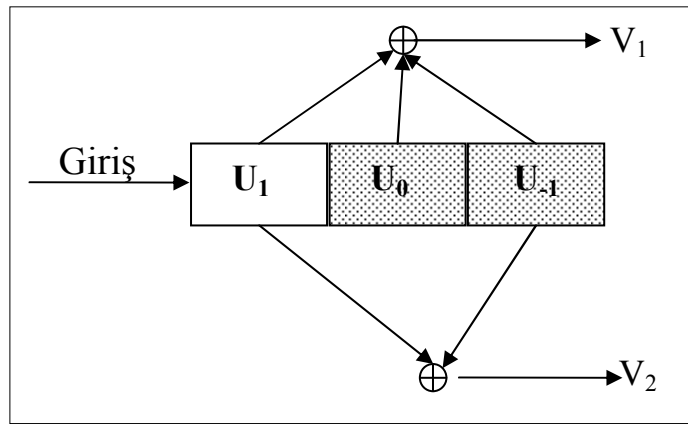
Viterbi yönteminde, alıcının sert-kararlı veya yumuşak-kararlı yapısına bağlı olarak farklı algoritmalar kullanılmaktadır.

Alıcı sert-kararlı kod çözme yapısına sahip ise sembollerin kararı, kod çözme öncesinde verilmektedir. Daha sonra oluşturulan kafes yapısı içerisinde, alınan sembol dizisine en düşük Hamming mesafesindeki kod çözümlenmektedir.

Alıcı yumuşak-kararlı kod çözme yapısına sahip ise, doğrudan uyumlu filtre çıkışı kullanılarak, kafes yapısındaki (daha sonraki bölümlerde detaylı olarak anlatılacak olan) en düşük Öklid mesafesi veren yol çözümlenmektedir.

Viterbi algoritması baştan itibaren olası her yolun benzerlik metriğini (Hamming veya Öklid mesafesini) hesaplayarak kafes içerisinde ilerlemektedir. Kafes yapısı içinde aynı duruma giriş yapan birden fazla yol olduğu takdirde, yüksek metriğe sahip yol dikkate alınmazken diğer yol hayatta kalan yol olarak muhafaza edilir. Aynı duruma giriş yapan birden fazla yol aynı metriğe sahip olursa, yollardan biri rastgele seçilerek hayatta kalırken diğer yollar atılmaktadır.

Gerçek sayılarla ifade ettiğimiz uzaklık kavramı, ikili sayılarla da ifade edilebilir. Örneğin (011011) ve (101101) bit dizileri karşılaştırıldığında, ikili dizilerin bit sıralanışına göre toplamda 4 bitin farklı, 2 bitin ise aynı olduğu görülmektedir. Bu örnekteki ikili bit dizisi için Hamming mesafesi, dizilerin bitleri arasındaki farklı bitlerin toplam sayısıdır. Eğer iki ikili sayı aynı olsaydı Hamming mesafesinin sıfır olarak alınması gerekirdi.

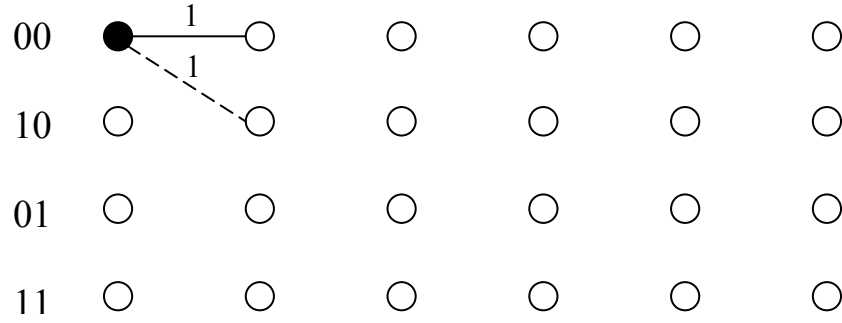


**Şekil 2-11** Parametreleri (2,1,2) olan katlamalı Kodlayıcı

Şekil 2.11’de gösterilen katlamalı kodlayıcı kullanılarak kodlanıp, iletilen bir verinin, alıcının sert-kararlı kod çözme yapısına sahip olduğu ve alıcıda (01 10 00 11 00) olarak alınan bir bit dizisinin, Viterbi Kod Çözücü kullanarak en olası bilginin nasıl çözümlendiğini inceleyelim (Ertürk 2002).



Başlangıç olarak kod çözücü, 00 durumunda olup, alıcıda alınan ilk iki bit 01 olmaktadır. Kodlayıcı ilk olarak 0 biti için 00 çıkış bitlerini üretmekte ve durumunu değiştirmemektedir. 1 biti için aynı durumda, 11 çıkışını üretmekte ve durumunu 00 durumundan, 10 durumuna dönüştürmektedir. Daha sonra elde edilen çıkış bitlerinin, alınan 01 bitlerine göre Hamming mesafeleri hesaplanmaktadır. Alınan 01 bitleri ile 00 çıkış bitleri arasında 1 Hamming mesafesi bulunmakta olup, alınan 01 bitleri ile 11 çıkış bitleri arasında 1 Hamming mesafesi bulunmaktadır. Alınan 01 giriş bilgisi için kafes diyagramı Şekil 2.12’de çizilmiştir. Kesikli çizgiler 1 bitini ifade ederken, kesiksiz çizgiler 0 bitini ifade etmektedir.

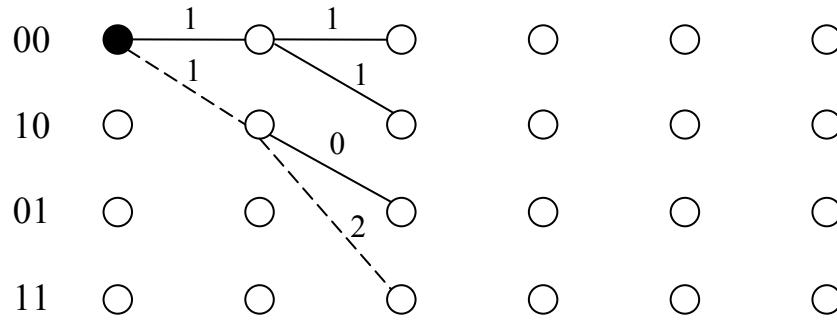


**Şekil 2-12** (01) Girişi Sonrasında Elde Edilen Kafes Diyagramı

Alıcıda bir sonraki aşamada alınan iki bit, 10 şeklindedir. Bu aşamada kodlayıcının 00 veya 10 gibi iki muhtemel durumu bulunmaktadır. Kodlayıcı 00 durumunda ise; 0 biti için çıkış olarak 00 bitlerini üretmekte ve durumunu değiştirmemektedir. 1 biti için yine aynı durumda, 11 çıkışını üretmekte ve durumunu 00 durumundan 10 durumuna dönüştürmektedir. Daha sonra elde edilen çıkış bitlerinin, algılanan 10 bitlerine göre Hamming mesafeleri hesaplanmaktadır. Alınan 10 bitleri ile 00 çıkış bitleri arasında 1 Hamming mesafesi bulunmakta olup, alınan 10 bitleri ile 11 çıkış bitleri arasında 1 Hamming mesafesi bulunmaktadır.

Eğer kodlayıcının durumu 10 konumunda ise; 0 biti için çıkış olarak 10 bitlerini üretmekte ve durumunu 00 durumundan 01 durumuna dönüştürmektedir. 1 biti için yine

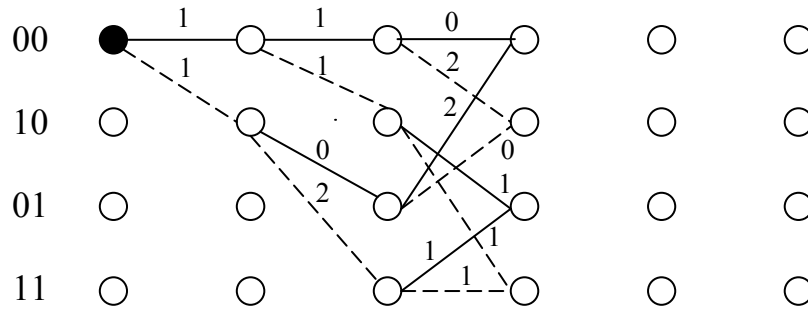
aynı durumda 01 çıkışı üretmekte ve durumunu 00 durumundan 11 durumuna dönüştürmektedir. Daha sonra elde edilen bu çıkış bitlerinin algılanan 10 bitlerine olan Hamming mesafeleri hesaplandığında 10'ın 10'a Hamming mesafesi 0 iken, 10'ın 01'e olan Hamming mesafesi 2 olarak bulunur. Algılanan 01 10 giriş bilgisi sonrası kafes diyagramı Şekil 2.13'te çizilmiştir (Ertürk 2002).



**Şekil 2-13** (01 10) Girişi Sonrasında Elde Edilen Kafes Diyagramı

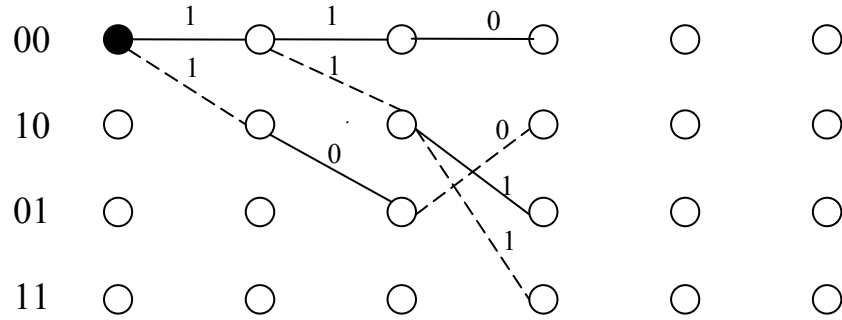
Bir sonraki aşamada, alıcıda alınan iki bit 00 şeklindedir. Bu aşamada ise kodlayıcının dört muhtemel durumu bulunmaktadır. Kodlayıcı 00 durumunda ise 0 biti için çıkış olarak 00 bitlerini üretmekte ve durumunu değiştirmemektedir. 1 biti için ise çıkış olarak 11 bitlerini üretmekte ve durumunu 10 konumuna dönüştürmektedir. Alınan 00 bitleri ile elde edilen çıkış bitleri arasında Hamming mesafeleri hesaplandığında, 00'ın 00'a olan Hamming mesafesi 0 iken, 00'ın 11'e olan Hamming mesafesi 2 olarak bulunur. Kodlayıcı 10 durumunda ise 0 biti için 10 çıkış bitleri üretmekte ve durumunu 01 durumuna dönüştürmektedir. 1 biti için ise 01 çıkış bitleri üretmekte ve durumunu 11 durumuna dönüştürmektedir. Alınan 00 bitleri ile elde edilen çıkış bitleri arasındaki Hamming mesafesi hesaplandığında, 00'ın 10'a Hamming mesafesi 1 iken, 00'ın 01'e Hamming mesafesi 1 olarak bulunur. Kodlayıcı 01 durumunda ise, 0 biti için 11 çıkış bitlerini üretmekte ve durumunu 00 durumuna dönüştürmektedir. 1 biti için ise 00 çıkış bitlerini üretmekte ve durumunu 10 durumuna dönüştürmektedir. Alınan 00 bitleri ile elde edilen çıkış bitleri arasındaki Hamming mesafesi hesaplandığında; 00'ın 11'e olan Hamming mesafesi 2 iken, 00'ın 00'a olan Hamming mesafesi 0 olacaktır. Son olarak kodlayıcının durumu 11 olduğunda, 0 biti için 01 çıkış bitlerini üretmekte ve durumunu

01 durumuna dönüştürmektedir. 1 biti için ise 10 çıkış bitleri elde etmekte ve durumunu değiştirmemektedir. Elde edilen çıkış bitlerinin, alınan 00 bitine olan Hamming mesafeleri hesaplandığında; 00'ın 01'e Hamming mesafesi 1 iken, 00'ın 10'a olan Hamming mesafesi 1 olarak bulunmaktadır. Böylece oluşan yol durumları Şekil 2.14'te çizilmiştir.



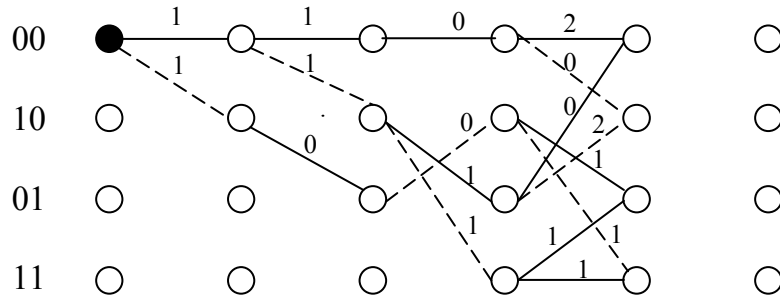
**Şekil 2-14** (01 10 00) Girişi Sonrasında Elde Edilen Kafes Diyagramı

Bu aşamada Şekil 2.14'teki kafes diyagramında da görüldüğü gibi, her duruma iki farklı yol giriş yapmaktadır. Bu nedenle her duruma giriş yapan yollardan, toplamda daha yüksek Hamming mesafesi veren yollar ihmal edilebilmektedir. Örneğin 00 durumuna giriş yapan iki yol incelendiğinde, birinci yolun toplam Hamming mesafesi 2 olan (1 1 0) yolu iken, diğeri toplamda 3 Hamming mesafesine sahip olan (1 0 2) yoludur. Bu durumda Hamming mesafesi küçük olan (1 1 0) yolu hayatta kalan yol olacaktır. Benzer şekilde 10 durumuna giriş yapan yollardan birincisi, toplam Hamming mesafesi 4 olan (1 1 2) yolu iken, ikincisi toplam Hamming mesafesi 1 olan (1 0 0) yoludur. Hayatta kalan yol toplam Hamming mesafesi en küçük olan (1 0 0) yoludur. Aynı şekilde 01 ve 11 durumları için toplam Hamming mesafeleri incelenip, en düşük Hamming mesafeli yollar tutulduğunda, Viterbi kod çözücünün durumu Şekil 2.15'teki gibi olacaktır.



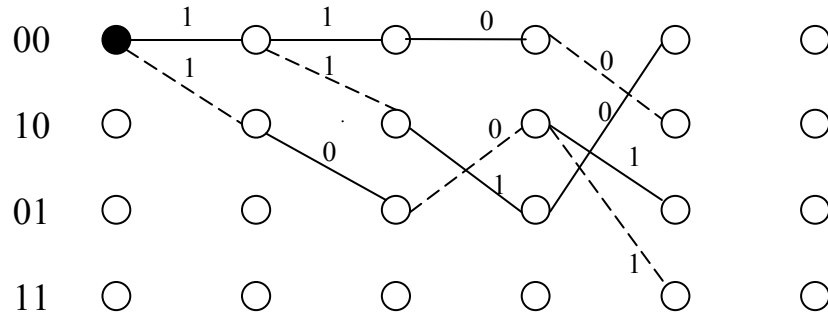
**Şekil 2-15** (01 10 00 ) Girişi Sonrasında Hayatta Kalan Yollar

Bir sonraki aşamada, alıcıda 11 bitleri alınmaktadır ve aynı kodlama ve hesaplama yöntemi ile kafes diyagramı Şekil 2.16'daki gibi oluşmaktadır.



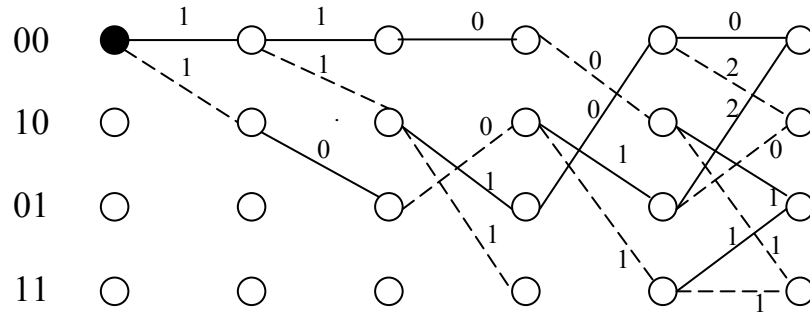
**Şekil 2-16** (01 10 00 11) Girişi Sonrasında Elde Edilen Kafes Diyagramı

Dikkat edilirse, bu aşamada da, aynı duruma giriş yapan yollar bulunmaktadır. Her durum için giriş yapan yollardan toplamda en küçük Hamming mesafesini veren yol, hayatta kalan yol olarak seçildiğinde, Viterbi kod çözücüsünün durumu Şekil 2.17'de gibi olmaktadır.



**Şekil 2-17** (01 10 00 11) Girişi Sonrasında Hayatta Kalan Yollar

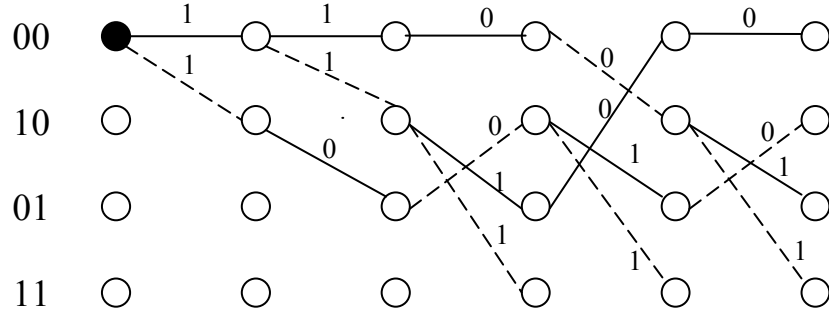
Alıcı bir sonraki aşamada 00 değerini algıladığında yine aynı kodlama ve hesaplama yöntemi ile kafes diyagramı Şekil 2.18'deki gibi oluşmaktadır.



**Şekil 2-18** (01 10 00 11 00) Girişi Sonrasında Elde Edilen Kafes Diyagramı

Bu aşamada her durum için toplamda en düşük Hamming mesafelerini vererek, hayatta kalan yollar ise Şekil 2.19'da gösterilmektedir. Dikkat edilirse 01 ve 11 durumlarına giriş yapan yollardan ikisinin de toplam Hamming mesafeleri aynıdır. Bu durumda alıcı iki yol arasındaki mesafeye bağlı bir tercih yapamayacağından, hayatta kalan yol rastgele belirlenmektedir.

Çözümleme için toplamda en düşük Hamming mesafesini (1 0 0 1 0) veren, 10101 bilgisine ait olduğu görülmektedir. Bu nedenle Viterbi kod çözücü bilgiyi 10101 olarak çözümlemektedir. (1 biti kesikli çizgi, 0 biti ise düz çizgi ile gösterilmektedir.)

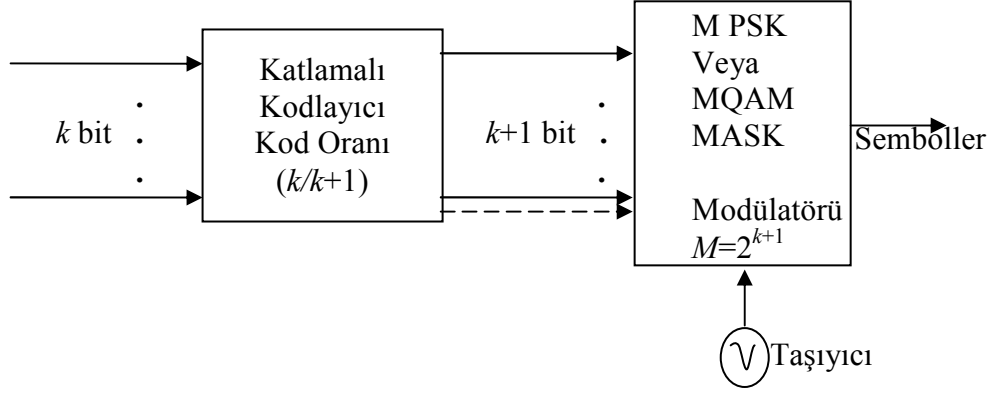


Şekil 2-19 (01 10 00 11 00) Girişi Sonrasında Hayatta Kalan Yollar

### 2.3. Kafes Kodlamalı Modülasyon (TCM)

Kodlama ve modülasyonun birlikte düşünüldüğü Kafes Kodlama Modülasyon tekniği, (TCM) ilk defa Ungerboeck tarafından önerilmiştir. Kafes Kodlama Modülasyon sistemi tasarımında, kafes yapısı üzerindeki ikili kod dizileri yerine, bu dizilere atanan modülasyonlu kanal işaretleri yerleştirilir (Langton 1999).

Kafes kodlama modülasyonunun yapısında ilk olarak  $k$  adet giriş biti için  $(k+1)$  adet çıkış bitinin elde edildiği katlamalı kodlayıcı kullanılır. Ardından elde edilen  $(k+1)$  çıkış biti, modülatör değeri  $M=2^{k+1}$  M seviyeli faz kaydırmalı anahtarlama (MPSK) veya (MQAM, MASK da olabilir) modülatörünün girişine uygulanmaktadır. Genel bir kafes kodlama modülasyonu yapısı Şekil 2.20’de gösterilmiştir.



**Şekil 2-20** Genel TCM Kodlu Modülasyon Yapısı

Bir sonraki bölümde incelenecek olan MPSK modülasyon tekniğinde, ikili bilgi bitleri gruplandırılarak, her bir bit grubu için farklı bir faza sahip olan taşıyıcı tahsis edilmekte ve bu taşıyıcının iletimi sonucunda bit grubunun temsil ettiği bilginin iletimi sağlanmaktadır. MPSK modülasyonunda, modülasyon seviyesi artırıldığında bit gruplarını temsil eden taşıyıcıların sayısı artmakta ve iletim için gerekli bant genişliğinde azalma sağlanmaktadır. Ancak modülasyon seviyesinin ve dolayısıyla taşıyıcı sayısının artırılması, iki komşu taşıyıcı arasındaki faz farkının azalmasına sebep olacak ve sistemin gürültüden etkilenme olasılığı ve sabit güç kullanımı durumunda hata olasılığı artacaktır (Ertürk 2002).

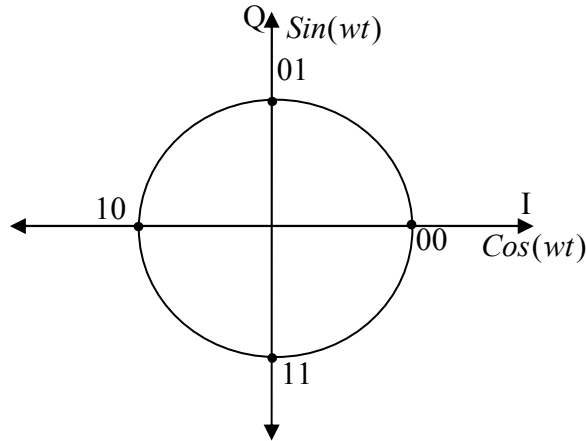
İkili bilgi bitleri MPSK modülasyonuna tabi tutulmadan önce, katlamalı kodlama ile kodlanıp daha sonra MPSK modülasyonuna tabi tutulduğunda modülasyon seviyesi artmasına rağmen alıcı tarafta ikili bitler arasındaki katlamalı ilişki sayesinde, hata olasılığı azaltılacak ve böylece kodlamanın getirdiği bir kodlama kazancı elde edilmiş olacaktır.

Kafes kodlama modülasyon ve uzay-zaman kafes kodlama yapılarında kullanılan, faz kaydırmalı anahtarlama modülasyonu ve Öklid uzaklık kavramının incelenmesi konunun daha iyi anlaşılmasında yardımcı olacaktır.

### 2.3.1. Faz kaydırmalı anahtarlama (PSK)

Faz Kaydırmalı Anahtarlama modülasyonunda iletilmek istenen birbirinden farklı sinyallerin her birinin iletimi, farklı taşıyıcı fazı kullanılarak gerçekleştirilir. Bir başka ifadeyle sinyaller geciktirilerek gönderilir. Her bir sinyali iletmek için kullanılacak olan M adet taşıyıcı, ilk taşıyıcının fazının  $2\pi$  radyanlık faz uzayında, M eşit parçaya bölünmesi sonucunda oluşturulabilir.

İlk taşıyıcı işaret  $i(t) = A \cos(2\pi f_c t)$  ile ifade edildiğinde taşıyıcılar  $i(t) = A \cos(2\pi f_c t + k \frac{2\pi}{M})$   $k = 0, 1 \dots M - 1$  şeklindedir. Örneğin 2-bit çıkışına sahip bir kodlayıcıdan, 4 farklı kombinasyonda ikili bit dizisi elde edilebilir. Taşıyıcıların olası genlik ve faz değerleri dikkate alındığında, x-ekseni gönderilecek sinyalin reel bileşeni olup, I harfi ile y-ekseni de sinyalin sanal bileşeni olup Q harfi ile gösterilmektedir. Bu durumda ilgili sinyallerin fazör diyagramı Şekil 2.21'deki gibi olacaktır.



Şekil 2-21 I/Q Fazör diyagramı

İkili PSK (BPSK) modülasyon tekniğinde, 1 ve 0 bitlerine karşılık gelen,  $S_0(t)$  ve  $S_1(t)$  olmak üzere iki farklı sinyal kullanılmaktadır (Uçan ve Osman 2006).



$$S_0(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.32)$$

$$S_1(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi) = -\sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.33)$$

Burada  $T_b$ ; bit iletim süresini,  $E_b$ ; bit başına iletilen sinyal enerjisini,  $f_c$ ; taşıyıcı frekansını göstermektedir. BPSK durumunda yukarıdaki eşitlikler incelendiğinde tek bir ana birim enerji fonksiyonu mevcuttur. Bu fonksiyon;

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T_b}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.34)$$

ile gösterilir.

Buna göre iletilen sinyaller  $S_0(t)$  ve  $S_1(t)$  aşağıdaki gibi ifade edilebilir;

$$S_0(t) = \sqrt{E_b} \times \phi_1(t) \quad (2.35)$$

$$S_1(t) = -\sqrt{E_b} \times \phi_1(t) \quad (2.36)$$

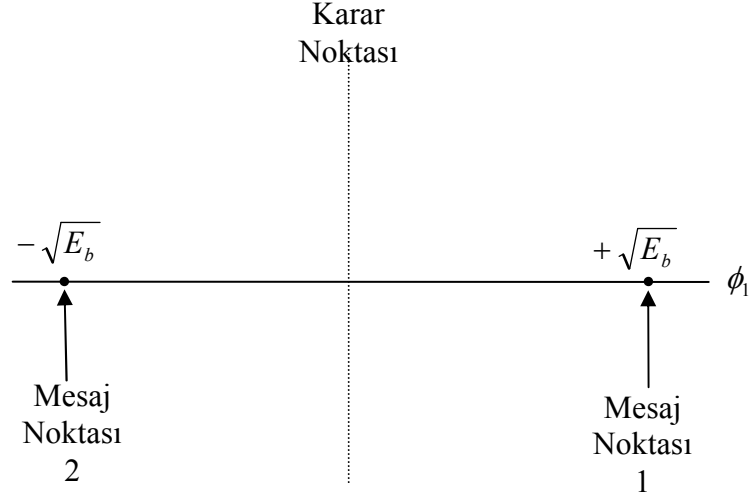
Bu iki sinyali tek boyutlu sinyal uzayı olarak karakterize etmek istediğimizde, mesaj noktalarının koordinatları;

$$S_0 = \int_0^{T_b} S_0(t) \times \phi_1(t) dt = +\sqrt{E_b} \quad (2.37)$$

$$S_1 = \int_0^{T_b} S_1(t) \times \phi_1(t) dt = -\sqrt{E_b} \quad (2.38)$$

olacaktır.

Şekil 2.22'de BPSK için sinyal-uzayı diyagramı çizilmiştir.



Şekil 2-22 BPSK için Sinyal-Uzayı Diyagramı

BPSK sinyalleri için alıcı tarafta ortalama bit hata olasılığı;

$$p_e = Q\left(\frac{d}{2\sigma}\right) \quad (2.39)$$

ifadesinden d: semboller arasındaki uzaklık;

$$d = 2\sqrt{E_b} \quad (2.40)$$

$$\sigma: \text{standart sapma; } \sigma^2 = \frac{N_0}{2} \Rightarrow \sigma = \sqrt{\frac{N_0}{2}} \quad (2.41)$$

$$p_e = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}}\right) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_b}{N_0}}\right) \quad (2.42)$$

fonksiyonu ile hesaplanabilir. Burada  $N_0$ ; gürültü yoğunluğunu,  $E_b$ ; bit başına düşen

enerji miktarını,  $Q(x)$  fonksiyonu ise değeri  $Q(x) \equiv \frac{1}{\sqrt{2\pi}} \int_x^\infty e^{-y^2/2} dy$  olan tümler hata

fonksiyonunu ifade etmektedir.

Burada belirli bir gürültü için bit başına sinyal enerjisi ( $E_b$ ) arttıkça, 1 ve 0 sembollerine karşılık gelen mesaj noktaları birbirinden daha ayırık hale gelecek ve ortalama hata olasılığı ( $P_e$ ) arzu edilen haberleşme güvenilirliğini sağlayacak biçimde azalacaktır.

M-boyutlu PSK tekniğinde ise, taşıyıcının fazı M adet muhtemel değer alır. M adet muhtemel sinyalden biri aşağıda yazılı denkleme sahiptir.

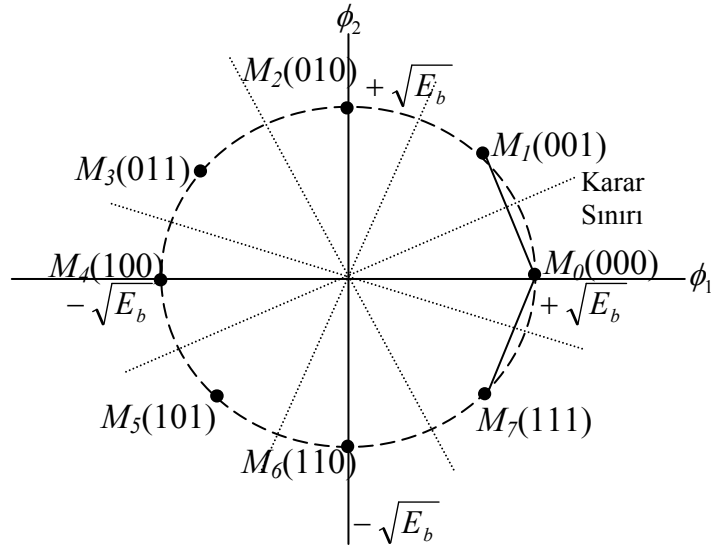
$$S_i(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M}(i-1)\right) \quad i = 1, 2, \dots, M \quad (2.43)$$

Burada  $E_s$ ; sembol başına sinyal enerjisini,  $f_c$ ; taşıyıcı frekansını göstermektedir. Her bir  $S_i(t)$  sinyali, eşitlikleri aşağıda verilen  $\phi_1(t)$  ve  $\phi_2(t)$  gibi iki ana fonksiyon ile belirlenir;

$$\phi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) \quad (2.44)$$

$$\phi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \quad (2.45)$$

Bu nedenle MPSK sinyal takımı iki boyutludur. M=8 olduğu durumda, 8 adet mesaj noktası, merkezi orijinde yer alan ve yarıçapı  $\sqrt{E_b}$  olan bir çemberin üzerine eşit aralıklarla yerleştirilir.



**Şekil 2-23** 8-PSK için Sinyal-Uzayı Diyagramı

Şekil 2.23'te görüldüğü gibi sinyal-uzayının diyagramı dairesel olarak simetriktir. Bu nedenle ortak sınıra dayalı karar tekniği ile 8-PSK için ortalama sembol hatası yaklaşık olarak hesaplanabilir.

Mesaj noktası  $M_0$ 'a karşılık gelen sinyalin koordinatlarının  $\phi_1$  ve  $\phi_2$  eksenleri boyunca  $+\sqrt{E_b}$  ile 0 olduğunu varsayarsak, kanal gürültüsü nedeniyle  $M_0$  için oluşabilecek hatalı karar noktalarının en yakın mesaj noktaları  $M_1$  ve  $M_7$  olacaktır. Bu durumda  $M_0$ 'dan uzaktaki bu iki noktanın her biri için  $M_0$ 'a olan Öklid uzaklığının hesaplanması gerekmektedir.

Gerçek sayılarda kullanılan ve analog bir değeri ifade eden Öklid uzaklığı iki nokta arasındaki en kısa mesafe olarak adlandırılır. Bu Öklid uzaklık bir  $P_1$  noktasının koordinatları olan  $(x_1, y_1)$  için ve  $P_2$  noktasının koordinatları olan  $(x_2, y_2)$  için aşağıda yazılı formülle hesaplanır (Langton 1999).

$$\text{Öklid Uzaklık} = \sqrt{(x_1 - x_2)^2 + (y_1 - y_2)^2} \quad (2.46)$$

Öklid uzaklığı sinyaller için I-Q uzayında tanımlanabilir. 8-PSK için sembollerin yer aldığı yıldız kümesi diyagramı Şekil 2.23'te çizilmiştir. Bu noktalar arasındaki mesafeler yarıçap bilindiği için kolayca hesaplanabilir. Bu durumda  $M_0$ 'dan uzaktaki  $M_1$  ve  $M_7$  noktalarının her biri için Öklid uzaklığı;

$$d_{01} = d_{07} = 2\sqrt{E_s} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right) \quad (2.47)$$

denklemleri ile belirlenir. Böylece 8-PSK için ortalama sembol hatası da;

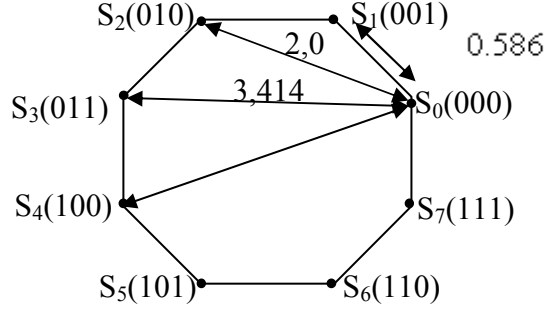
$$p_e = \text{erfc}\left(\sqrt{\frac{E_s}{N_0}} \sin\left(\frac{\pi}{M}\right)\right) \quad (2.48)$$

olacaktır (Uçan ve Osman 2006).

Sayısal temel bant bilgi işaretinin bit oranı,  $r_b$  (bit/sn) ile gösterilmektedir.  $M$ 'li PSK iletiminde  $M$  adet taşıyıcı ( $M=2^k$ ) kullanıldığında ikili bitler,  $k$ 'lı gruplar halinde gruplandırılır.  $k=2$  için ikili bitler, 2'li gruplar halinde (00, 01, 10, 11)  $M=4$  taşıyıcı ile taşınmaktadır. Bu durumda her bit grubu bir adet taşıyıcı ile iletildiğinden  $M$ 'li PSK sembol oranı  $r_s = r_b / k = r_b / \log_2 M$  baud (sembol/s) olmaktadır. Bu nedenle,  $M$ 'li PSK için her sembolün iletim süresi  $T_s = 1/r_s = k/r_b = kT_b$  şeklinde, ikili bit zaman dilimi süresinin  $k$  katına çıkmaktadır. İkili iletime oranla çok seviyeli iletimde sembol-zaman dilimi süresi arttığından, bant genişliğinde bir azalma meydana gelmekte ve sınırlı haberleşme kaynaklarının daha etkili kullanımına olanak tanımaktadır.

8-PSK için sembollerin yer aldığı yıldız kümesi diyagramı Şekil 2.24'te çizilmiştir. Yarıçapın 1'e eşit olduğu ve genlik değerini ifade ettiği diyagramda, her noktada belirli bir genlik ve faza sahip semboller bulunmaktadır. Bu noktalar arasındaki mesafeler yarıçap bilindiği için kolayca hesaplanabilir. Şekilde sembollerin birbiri ile olan Öklid

uzunluğunu hesaplamada Karesel Öklid Uzaklık (SED) kullanılmıştır. Bu uzaklıkların en küçüğü Minimum Karesel Öklid Uzaklığı (MSED) olarak adlandırılır ve  $d_{\min}^2$  ile ifade edilir.



**Şekil 2-24** 8 PSK İçin Sembollerin Yıldız Kümesi Diyagramı ve Sembol Uzaklıkları

8-PSK işaretinin  $S_0$   $S_3$   $S_2$   $S_1$   $S_0$  sembolleri ile ifade edilen bit dizisine sahip olduğu düşünülürse tüm bitleri sıfır olan  $S_0(000)$  sembolü referans alınarak diğer sembollerin  $S_0$ 'a olan Karesel Öklid Uzaklıkları sırasıyla;

$S_0$  'ın  $S_0$  'a olan uzaklığı= 0,0

$S_0$  'ın  $S_1$  'e olan uzaklığı= 0,586

$S_0$  'ın  $S_2$  'ye olan uzaklığı=2,0

$S_0$  'ın  $S_3$  'e olan uzaklığı= 3,414 şeklindedir.

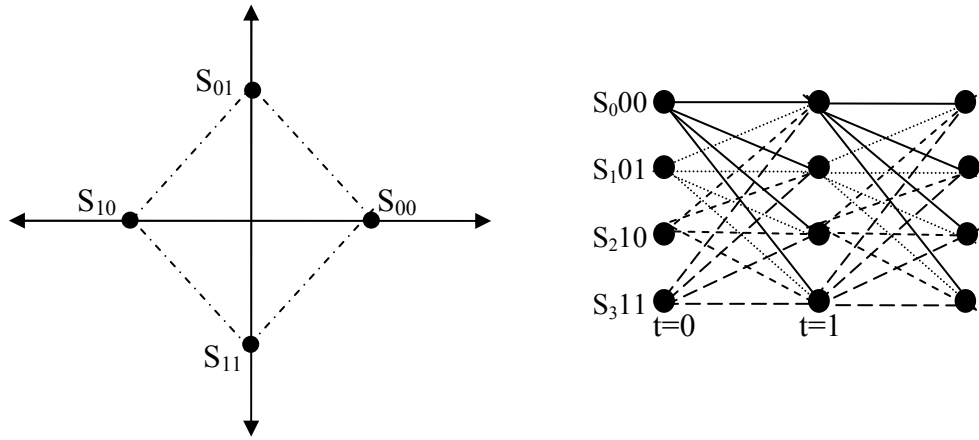
Bu dizi örneği için  $S_0$  referans sembolüne olan tüm Karesel Öklid uzaklıklarının toplamına Öklid Uzaklık Toplamı denir ve  $d_{\text{serbest}}^2$  olarak adlandırılır ve değeri;

$d_{\text{serbest}}^2 = 0,0 + 0,586 + 2,0 + 3,414 = 6,0$  olarak hesaplanır.

Kafes kodlamalı modülasyonun verimliliği, kodlanmamış işaret üzerinden kodlama kazancı hesaplanmasıyla belirlenir. Kodlanmamış QPSK işaretini ele alırsak:

### 2.3.2. Kodlanmamış QPSK iletimi

Bir QPSK işareti iletilmek istendiğinde, QPSK işaretinin genlik değeri 1 olduğundan 4 noktaya sahip olan yıldız diyagramında Minimum Öklid Uzaklığı;  $d_{\min} = \sqrt{2}$  olacaktır. Şekil 2.25’de çizilen kafes diyagramı incelendiğinde  $t=0$  anında gönderilebilecek semboller  $S_0, S_1, S_2, S_3$  sembollerinden biri olabilir.



Şekil 2-25 QPSK Yıldız Diyagramı ve Kafes Diyagramı

Alıcı tarafta ise gönderilen sembol algılanabildiği gibi sembolün 3 farklı kombinasyonu da algılanabilir.

Alıcı tarafta karar verme işlemi, bir çeşit dart tahtasına benzetilen karar eşiğine bağlı olarak, hesaplayacağı Karesel Öklid Uzaklığın (MSED) bir fonksiyonu olan hata performansı ile sembole karar verebilir. Bu örnekte Minimum Karesel Öklid Uzaklık 1,414'tür.

$E_b/N_o=9,6\text{dB}$  olan AWGN kanal üzerinden kodlanmamış QPSK işaret iletildiğinde Bit hata oranı  $10^{-5}$  seviyelerinde olur. Sembol başına düşen enerjinin gürültü yoğunluğuna oranı olan  $E_b/N_o$  değerini azaltmanın yolu, QPSK modülasyonundan önce giriş bitlerinin kodlamaya tabi tutulmasıdır (Langton 1999).

QPSK modülatörüne saniyede 2 bitin girdiği varsayıldığında bit oranı( $r_b$ )=2, modülatör çıkışında sembol oranı  $r_s = \frac{r_b}{k} = \frac{r_b}{\log_2 M} = \frac{2}{\log_2 4} = 1$  olacaktır. Kodlanmış QPSK iletimi ise bir sonraki başlıkta incelenecektir.

Giriş bitleri kodlama oranı 2/3 olan katlamalı kodlayıcıda kodlanıp daha sonra QPSK modülatörü üzerinden iletilmek istendiğinde ise kodlamadan dolayı bit oranı 2 iken bu oran 3 olacaktır ( $k+1$ ). Sembol oranı ise yukarıdaki ifadede 1,5 olarak elde edilecektir. Sembol değerinin artması, iletim için gerekli bant genişliğinin de artmasına sebep olacaktır.

### 2.3.3. Kodlanmış işaretin, kodlanmamış işaret üzerinden kodlama kazancının hesaplanması

Kodlanmış işaretin kodlama kazancı aşağıdaki ifade ile elde edilir.

$$\gamma = \frac{d_{\text{serbest / coded}}^2}{d_{\text{min / uncoded}}^2} \times \frac{E_{s / coded}}{E_{s / uncoded}} \quad (2.49)$$

Burada  $d_{\text{serbest / coded}}^2$  ifadesi kodlanmış dizinin Karesel Öklid Uzaklık toplamını,  $d_{\text{min / uncoded}}^2$  ise önceden belirlenmiş diziler arasındaki Karesel Öklid Uzaklık (MSED) miktarını ifade etmektedir (Langton 1999).

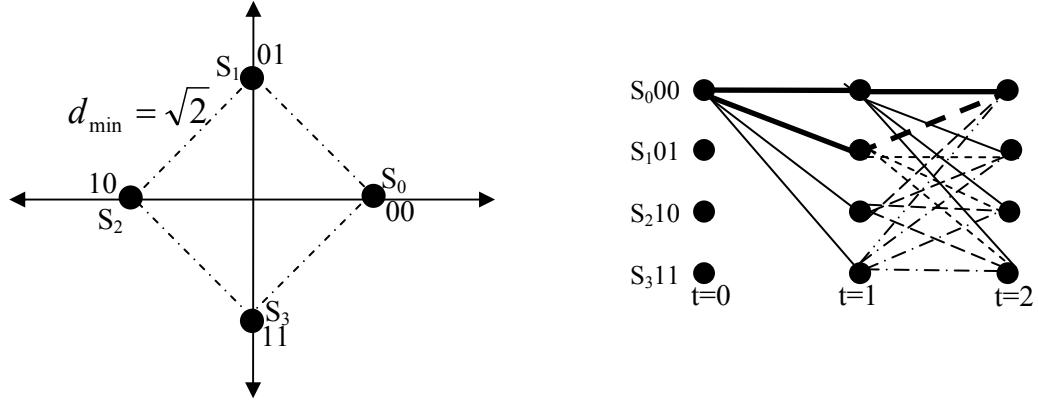
Yukarıdaki ifadede açıkça görülmektedir ki  $d_{\text{serbest / coded}}^2 \geq d_{\text{min / uncoded}}^2$  olduğu durumda pozitif bir kazanç değeri elde edilmektedir. Kod çözme işleminde kullanılan kafes yapısında aynı durumdan ayrılan ve bir veya daha fazla geçişten sonra aynı adımda birleşen tüm kanal işaret dizileri arasındaki karesel uzaklıkların en küçüğü olan Serbest Öklid Uzaklığı, gürültülü kanallarda yüksek işaret/gürültü oranları için sistemin hata



başarım ölçütü olarak değerlendirilmektedir. Kodlanmamış ve kodlanmış dizilerin Karesel Öklid Uzaklıklarının nasıl hesaplandığını ilerleyen kısımlarda incelenecektir.

### 2.3.4. Kodlanmış QPSK işaretinde $d_{serbest}^2$ 'in hesaplanması

Alıcıda alınan sembollerin (0000) bit dizisini ifade eden ( $S_0S_0$ ) sembollerinin olduğu kabul edilsin.  $t=0$  anında iletilen sembol, alıcıda alınan  $S_0$  sembolü olabileceği gibi,  $S_1$ ,  $S_2$  ve  $S_3$  sembollerinden biri de olabilir.



Şekil 2-26 QPSK Yıldız Diyagramı ve Viterbi Yöntemi ile  $d_{serbest}^2$  Hesaplanması

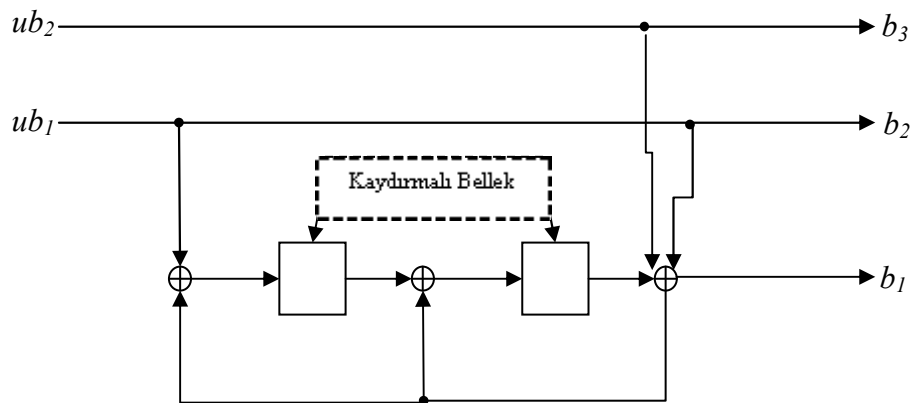
$t=0$  anında iletilen sembol (01) ikili bitini ifade eden  $S_1$  sembolü olmasına rağmen, gürültü nedeniyle bozulması sonucu alıcıya  $S_0$  sembolü olarak gelebilir veya iletilen sembol (11) ikili bitini ifade eden  $S_3$  sembolü olmasına rağmen, ikili bitin tüm bitleri gürültü nedeniyle etkilenerek alıcıya  $S_0$  sembolü olarak gelebilir.

Bir önceki bölümde incelenen katlamalı kodların Viterbi kod çözme işleminde alıcı, olası bitler için mevcut durumunu değiştirmekte, ardından oluşturduğu bitler ile alıcıda alınan bitler arasında Hamming mesafesini hesaplamaktaydı. Son olarak kafes yapısı içinde aynı duruma giriş yapan yollar arasında en küçük Hamming mesafesine sahip yol, hayatta kalacak şekilde kod çözümleme işlemini gerçekleştirmekteydi.

Kodlanmış QPSK iletiminde ise alıcıda bulunan kod çözücü, önce mevcut durumu ile birlikte üç farklı kombinasyondaki durumlarını ifade eden sembollerle, alıcıda alınan  $S_0$  sembolü arasındaki Öklid uzaklıklarını hesaplamaktadır. Daha sonra kodlayıcı ilk mevcut durumundan ayrılan ve bir veya birden fazla geçişten sonra ilk durumuna dönen yollar arasındaki en kısa Öklid mesafelerinin toplamını hesaplayarak en büyük olabilirlik karar kuralı altında kod çözümünü yapmaktadır. Şekil 2.26'da çizilen kafes diyagramında en kısa Öklid mesafelerinin toplamının kalın çizgi ile çizilen yolun olduğu ve değerinin  $d_{\min}^2 + d_{\min}^2 = 2 + 2 = 4$  olduğu görülmektedir. Elde edilen bu değer Karese Öklid Uzaklık toplamı olarak adlandırılan  $d_{\text{serbest}}^2$  ifadesidir. Dikkat edilirse, iletilen sembolün  $S_0, S_1, S_2, S_3$  sembollerinden herhangi birisi olması durumunda, alıcı  $S_0$  sembolünü referans alarak en yakın Öklid uzaklıktaki  $S_1$  sembolüne karar verebilir. Bu durumda bir bit hata olasılığı altında kod çözümleme yapılmış olur.

### 2.3.5. Kodlanmış 8PSK İşaretinde $d_{\text{serbest}}^2$ 'in Hesaplanması

Şekil 2.27'de kodlama oranı 2/3 olan katlamalı kodlayıcı yapısı çizilmiş ve katlamalı kodlayıcının giriş bitlerine bağlı olarak oluşturduğu çıkış bitleri incelenmiştir.



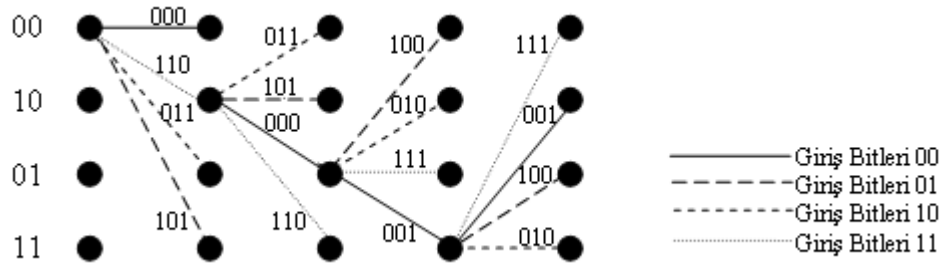
Şekil 2-27 Kodlama Oranı 2/3 Olan katlamalı Kodlayıcı Yapısı

Kaydırmalı yazmacın ilk durumu 00 olarak alındığında,  $ub_1=0$  ve  $ub_2=0$  giriş bitleri için çıkış bitleri  $b_3=0$ ,  $b_2=0$  ve  $b_1=0$  olarak elde edilir. Giriş bitleri  $ub_1=0$  ve  $ub_2=1$  olduğunda, çıkış bitleri  $b_3=1$ ,  $b_2=0$  olur ve kaydırmalı kaydedici 00 durumunda olduğu için  $b_1=1$  elde edilir. Kaydırmalı kaydedici geri beslemeden dolayı 11 durumuna geçer. Giriş bitleri  $ub_1=1$  ve  $ub_2=0$  olduğunda çıkış bitleri  $b_3=0$ ,  $b_2=1$  olur ve kaydırmalı kaydedici 00 durumunda olduğu için  $b_1=1$  elde edilir. Kaydırmalı kaydedici geri beslemeden dolayı 01 durumuna geçer. Giriş bitleri  $ub_1=1$  ve  $ub_2=1$  olduğunda çıkış bitleri  $b_3=1$ ,  $b_2=1$  olur ve kaydırmalı kaydedici 00 durumunda olduğu için  $b_1=0$  elde edilir. Kaydırmalı kaydedici geri beslemeden dolayı 10 durumuna geçer. Tüm kombinasyonel olarak değişen girişlere ve kaydırmalı yazmacın durumuna göre oluşturulan durum tablosu Çizelge 2.3'te verilmiştir.

**Çizelge 2.3** Kodlayıcının Durum Diyagramı

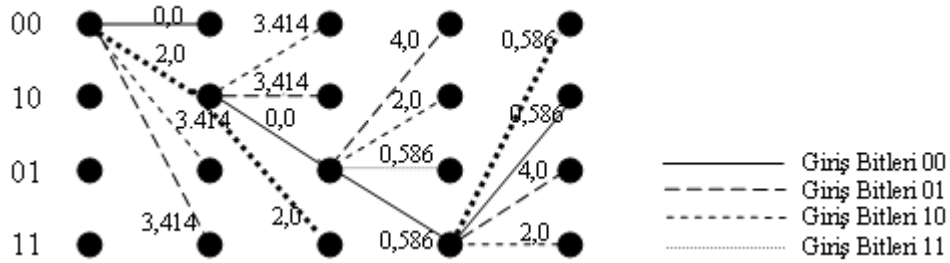
Giriş Bilgisi		Kaydırmalı Yazmacın Durumu		Çıkış Kod Sözcüğü			Kaydırmalı Yazmacın Yeni Durumu	
$ub_1$	$ub_2$	$h_1$	$h_2$	$b_3$	$b_2$	$b_1$	$h_1$	$h_2$
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	1	0	0	1	0	1	1	1
1	0	0	0	0	1	1	0	1
1	1	0	0	1	1	0	1	0
0	0	0	1	0	0	1	1	1
0	1	0	1	1	0	0	0	0
1	0	0	1	0	1	0	1	0
1	1	0	1	1	1	1	0	1
0	0	1	0	0	0	0	0	1
0	1	1	0	1	0	1	1	0
1	0	1	0	0	1	1	0	0
1	1	1	0	1	1	0	1	1
0	0	1	1	0	0	1	1	0
0	1	1	1	1	0	0	0	1
1	0	1	1	0	1	0	1	1
1	1	1	1	1	1	1	0	0

Elde edilen bu durum tablosuna göre kafes diyagramı Şekil 2.28'deki gibi çizilmiştir.



**Şekil 2-28** Kodlama Oranı 2/3 Olan katlamalı Kodlayıcının Kafes Diyagramı

Şimdi her bir yol için elde edilen çıkış kod sözcüğü yerine, bu sözcüklerin  $S_0(000)$  referans sembolüne olan Karesel Öklid Uzaklıkları yazıldığında Şekil 2.29'daki kafes diyagramı elde edilir.



**Şekil 2-29** Öklid Uzaklık Cinsinden Kafes Diyagramı

Aynı durumdan ayrılan ve bir veya daha fazla geçişten sonra aynı adımda birleşen tüm kanal işaret dizileri arasındaki karesel uzaklıkların en küçüğü olan Serbest Öklid Uzaklığı hesaplandığında; 00 başlangıç durumunda en küçük Karesel Öklid Uzaklık 2,0'dır ve en küçük Öklid uzaklığı içeren yol takip edildiğinde  $t=2$  anında 10 durumuna geçilmiş olur. Bu durumda ise en küçük Karesel Öklid Uzaklık 2,0'dır ve bu yol ise 11 durumuna geçirmektedir. Burada ise en küçük Karesel Öklid Uzaklık 0,586 olan ve durumu başlangıç durumu olan 00 durumuna geçirmektedir.

Dikkat edilirse, başlangıç durumu olan 00'a götüren daha kısa bir yol bulunmamaktadır. Toplam Minimum Karesele Öklid Uzaklığı (MSED), bu dizi örneği için 3 adet Karesele Öklid uzaklığının toplamıdır.

$$d_{\text{serbest / coded}}^2 = 2 + 2 + 0,586 = 4,586 \text{ dir.}$$

Kodlanmış ve kodlanmamış işaretlerin aynı enerjiye sahip olduğu düşünülürken kodlama kazancı;

$$\gamma = \frac{d_{\text{serbest / coded}}^2}{d_{\text{min / uncoded}}^2} \times \frac{E_{s / coded}}{E_{s / uncoded}} = \frac{4,586}{2} = 2,293 \quad (2.50)$$

değeri elde edilir. Desibel cinsinden kodlama kazancı  $10\log(2,293)=3,6\text{dB}$ 'dir.

Toplamsal Gauss gürültülü kanallarda hata başarımını iyileştirmek için kodun serbest Öklid uzaklığı artırılmalıdır. Bu nedenle modülasyon öncesi giriş bitleri için kodlama işlemi yapılmalıdır.

### 3. MATERYAL ve YÖNTEM

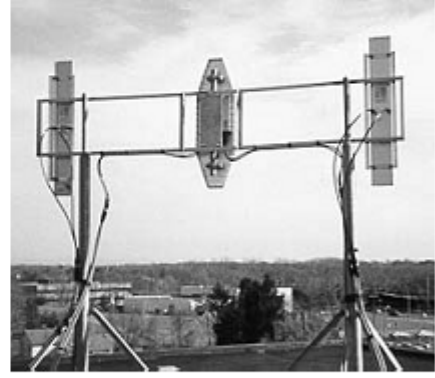
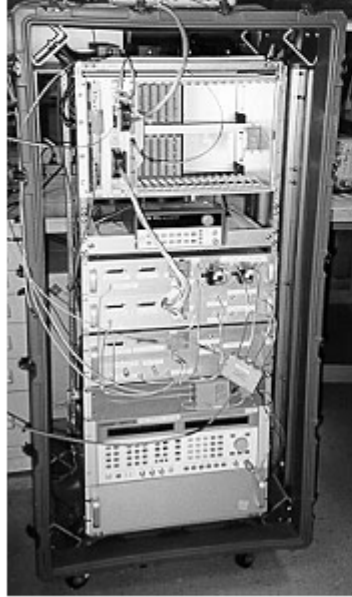
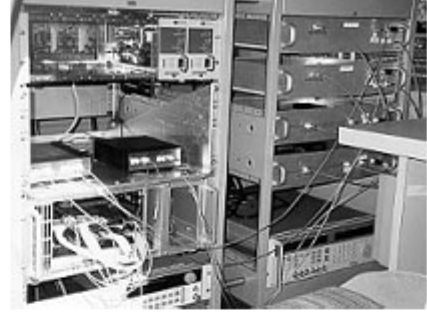
#### 3.1. Çok-Girişli Çok-Çıkışlı Sistemler (MIMO)

Çok-girişli çok-çıkışlı sistem teknolojisi, Telatar ve Foschini tarafından geliştirilen teorik çalışmalara dayanmaktadır. Bu düşüncenin temelinde, verici ve alıcı taraflarının her ikisinde de çoklu anten kullanımı vardır. Çoklu anten kullanımı kablosuz kanalın kapasitesini artırmaktadır. Buradaki kapasiteden kasıt, alıcı tarafta hata oluşumunun düşük olabilirliliği isteğine bağlı olarak, maksimum hızda ve oranda bilgi iletimidir.

Bu teknolojinin gelişmesine ivme katan çalışmalar, daha sonraki bölümlerde incelenecek olan çeşitleme ile performansın artırıldığı, Tarokh tarafından geliştirilmiş olan Uzay-Zaman Kafes Kodlama tekniği ve Alamouti tarafından geliştirilmiş olan Uzay-Zaman Blok Kodları tekniğidir. Bir diğer ivme katan gelişme ise, Bell laboratuvarlarının geliştirdiği ve spektral verimliliğin 42 (bit/s/Hz) gibi yüksek olduğu, Bell Laboratories Layered Space-Time (BLAST) kodlama tekniğidir. BLAST tekniğinin sağladığı spektral verimlilik, hücrese mobil sistemlerde ve kablosuz LAN sistemlerinde kullanılan 2–3 (bit/s/Hz)'lik spektral verimlilikle karşılaştırıldığında, oldukça büyük bir başarı elde edilmekte ve MIMO sistemlerin gelişiminde büyük katkı sağlamaktadır.

Merkezi New Jersey'in Middletown kentinde bulunan ve hareketli MIMO radyo kanallarının karakteristiklerini sahada test ederek teknolojiyi yönlendiren araştırmacı şirket AT&T Labs-Research, MIMO sistemlerinin gelişiminde çığır açan bir çalışma yapmıştır. Şirket verici taraftaki baz istasyonunda 4 antenin bulunduğu ve alıcı tarafta bulunan bir laptop bilgisayar üzerinde de 4 antenin bulunduğu bir sistemin kapasitesini ölçmüştür. Farklı işaretler, aynı bant genişliğinde aynı anda her bir antenden iletilerek alıcı tarafta ayrıştırılmıştır. Saha testleri ve ölçümler sonucunda 30KHz kanalını destekleyen tek antenli sistemlere göre herhangi bir iletim gücü ve bant genişliği artırımına gereksinim duyulmamıştır. Sadece alıcı ve verici tarafta yapılan anten

sayılarının artırımı ile kapasitenin teorik olarak dört kat arttığı ispatlanmıştır. Şekil 3.1’de araştırmada kullanılan ekipmanların resimleri bulunmaktadır (Jankiraman 2004).

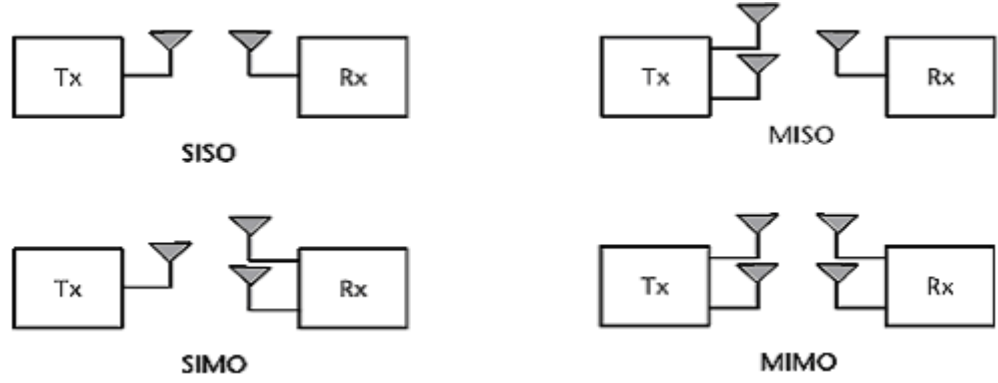


**Şekil 3-1** AT&T Labs-Research’ün Gerçekleştirdiği Deney Çalışması

### 3.2. Çok-Girişli Çok-Çıkışlı Kablosuz Kanallar

Şekil 3.2’de uzay-zaman sistemlerinde kullanılan farklı anten konfigürasyonları gösterilmiştir. Şekilde, kablosuz konfigürasyonlarda en iyi bilinen ve tek vericiye ve tek alıcıya sahip tek-girişli tek-çıkışlı (SISO) yapısı, verici tarafta tek verici antenine ve alıcı tarafta  $N_R$  adet çoklu alıcısı bulunan tek-girişli çok-çıkışlı (SIMO) yapısı,

gönderici tarafta  $N_T$  adet çoklu iletim anteni ve alıcı tarafta tek alıcı anten bulunan çok-girişli tek-çıkışlı (MISO) yapısı ve son olarak alıcı ve verici tarafta  $N_T$  ve  $N_R$  çoklu antene sahip çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) yapısı gösterilmiştir.



**Şekil 3-2** Uzay-Zaman Sistemlerinde Farklı Anten Konfigürasyonları

Haberleşme sistemlerinde, çok yollu sönümlenme en önemli problemdir. Çok yollu kanallar üzerinden iletilen bilgi işaretleri, alıcı tarafta sönümlenme etkisiyle bozulmakta ve bundan dolayı alıcıda hata miktarı aşırı derecede artabilmektedir. Diğer bir ifadeyle bilgi işaretlerinin gücünde dalgalanmalar oluşmaktadır. Sönümlenmeli çok yollu kanallarda hata olasılığını azaltmak için, çeşitleme yöntemine başvurulmaktadır. Aynı bilgiyi taşıyan işaretin birden çok kopyası birbirinden bağımsız sönümlenmeli kanallar üzerinden gönderildiğinde, işaretlerin hepsinin aynı anda sönümlenmeye uğrama olasılıkları önemli miktarda azalacaktır. Aşağıda MIMO sistemlerinde yapılan çeşitleme yöntemleri incelenmiştir.

### 3.3. Çeşitleme Yöntemleri

#### A. Zaman çeşitlemesi

İşaretlerin aynı anda sönümlenmeye uğrama olasılıklarını azaltmak için iletilecek olan işaretin birden çok kopyasını, birbirinden farklı zaman dilimlerinde göndererek zaman



çeşitlemesi yapılmaktadır. Birbirini takip eden zaman dilimleri arasındaki zaman ayırımı uyum zamanı olarak ifade edilen kanalın darbe yanıtının sabit kaldığı ya da yüksek ilişkiye sahip olduğu zaman aralığını geçmelidir. Uyum zamanı  $T_c$ , doppler kaymasına yani taşıyıcı frekansa ve gezgin birimin hızına bağlıdır. Zaman çeşitlemesi, ileri yönde hata düzeltme (FEC; Forward Error Correction) kodlarında ve serpiştirme (interleaving) işleminde kullanılır (Jankiraman 2004).

### **B. Frekans çeşitlemesi**

Bu çeşitleme tekniğinde, aynı işaretin birbirinden bağımsız birden çok sönümlenmeli çeşidini elde edebilmek için, birbirinden farklı frekanslarda kopyaları sağlanmaktadır. Bu çeşitleme tekniğinin uygulanabilmesi için, frekanslar arası minimum bant genişliğinin, ( $B_c$ ) olarak ifade edilen işaretlerin kanalda farklı derecede sönümlenmeye uğramaları için gerekli olan uyum bant genişliğinden az olması gerekmektedir (Jankiraman 2004).

### **C. Uzay çeşitlemesi (Anten çeşitlemesi)**

Anten çeşitlemesi olarak da adlandırılan bu çeşitleme tekniği, çok yollu sönümlenme etkisi ile mücadele etmede ek frekans spektrumu gerektirmeyen en etkili yöntemdir. Bu çeşitleme tekniğinde, verici ve alıcının her ikisinde ya da sadece birinde, birden çok anten kullanılarak birbirinden bağımsız sönümlenmeli kanallar üzerinden iletişim sağlanmaktadır. Bu çeşitleme tekniğinin uygulanabilmesi için de verici ya da alıcı antenlerin yeteri kadar birbirinden uzak olmaları gerekmektedir. Bu çeşitleme tekniği daha sonraki bölümlerde detaylı olarak incelenecektir (Jankiraman 2004).

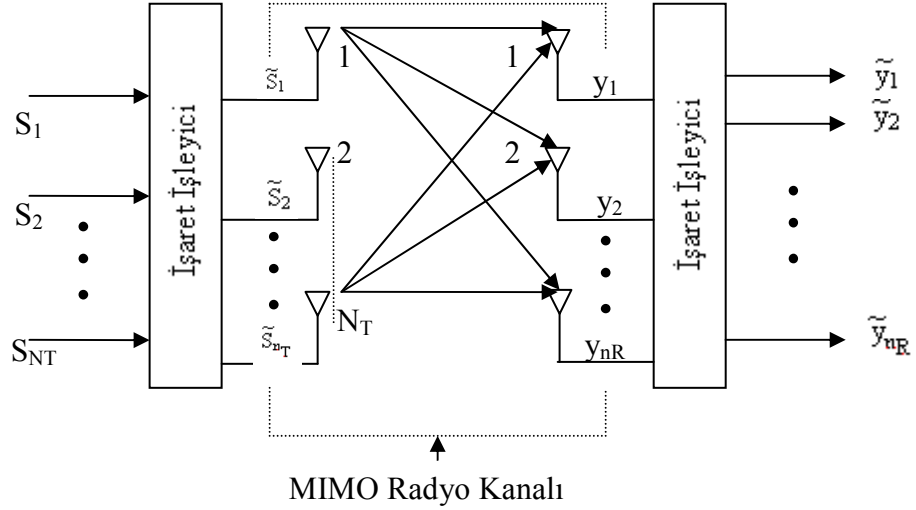
### **D. Polarizasyon çeşitlemesi**

Polarizasyon çeşitlemesinde, paralel ve dikey polarizasyonlu işaretler iki farklı polarize anten tarafından iletilir ve alıcı taraftaki iki farklı polarize anten tarafından uygun bir

şekilde elde edilir. Uygulanan bu farklı polarizasyon tekniği ile bilgi akışında uzay çeşitlemesinde karşımıza çıkan antenler arasındaki olması gereken uzaklık kaybı ortadan kaldırılmış olur (Jankiraman 2004).

### 3.4. MIMO Sistem Modeli

Verici tarafta  $N_T$  adet anten dizisi ve alıcı tarafta  $N_R$  adet anten dizisine sahip bir MIMO sistemin blok diyagramı Şekil 3.3'de gösterilmiştir.



Şekil 3-3 Bir MIMO Sistemin Blok Diyagramı

İletim matrisi,  $N_T \times N_R$  boyutunda olup elemanları  $x_i$ 'lerden oluşmaktadır. Burada  $x_i$  i. antenden iletilen i. elemanı ifade etmektedir. Kanal yapısı Gauss kanalı olarak göz önüne alınmaktadır. Vericide kanal yapısının bilinmediği ve her bir antenden iletilen işaretlerin gücünün  $E_s/N_T$ 'ye eşit olduğu farz edildiğinde, gönderilen bu işaretler için kovaryans matrisi aşağıdaki eşitlikle elde edilir. Bu matris  $N_T$  adet rastgele değişkenlerden oluşan  $N_T \times N_T$  boyutunda bir iletim matrisinin  $N_T \times N_T$  büyüklüğünde her rastgele değişkenin diğer bütün rastgele değişkenlerle ilişkisini veren bir matristir.

$$R_{xx} = \frac{E_s}{N_T} I_{N_T} \quad (3.1)$$

Burada  $E_s$ , verici tarafta bulunan  $N_T$  adet antenin sayısına bakılmaksızın, verici üzerinden gönderilen gücü ve  $I_{N_T}$  ise  $N_T \times N_T$  boyutunda birim matrisi ifade etmektedir.

Kanal matrisi  $H$ ,  $N_R \times N_T$  boyutunda bir kompleks matristir. Matrisin  $h_{i,j}$  elemanları  $j$ . verici anten ile  $i$ . alıcı anten arasındaki zayıflatma katsayılarını ifade etmektedir. Alıcıda kanal matrisinin bilindiği, fakat vericide bilinmediği farz edildiğinde kanal matrisi alıcı tarafta bir deneme dizisi ile tahmin edilebilir. Eğer vericide bu kanalın yapısının bilinmesi gerekiyor ise, bir geri besleme kanalı yolu ile bu bilgilerin vericiye iletilmesi gerekmektedir.

Alıcıdaki gürültü  $n$  ile ifade edilen  $N_R \times 1$  boyutunda tek sütunluk bir matristir.  $n$  gürültü matrisinin elemanları arasında korelasyon yok ise, gürültünün kovaryans matrisi aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$R_{nn} = N_0 I_{N_R} \quad (3.2)$$

$N_R$  alıcı kollarının her biri aynı  $N_0$  gürültü gücüne sahiptir. Alıcı kısım, alıcı antenler üzerinden daha sonraki bölümlerde incelenecek olan Maksimum Olabilirlik Seçici prensibi ile çalışmaktadır. Alınan işaret  $N_R \times 1$  boyutunda  $r$  ile ifade edilen bir matristir ve aşağıdaki gibi ifade edilir (Jankiraman 2004).

$$r = HX + n \quad (3.3)$$

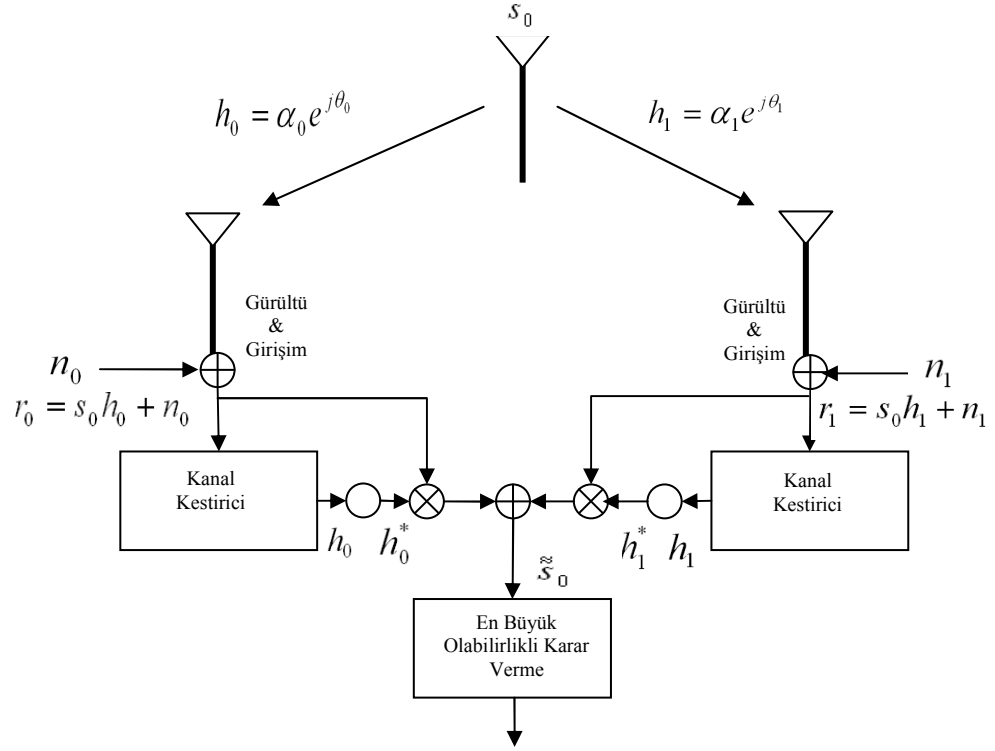
### **3.4.1. Uzay zaman blok kodlama**

Telsiz iletişim sistemlerindeki çok yönlü yayılımdan kaynaklanan sönümlenme, en fazla karşılaşılan bozucu etki olmaktadır. Aynı zamanda tek alıcı ve tek verici antenin bulunduğu sistemlerde yeterince yüksek hızda veri iletimi yapılamamaktadır. Uzay-Zaman Blok Kodlama yöntemi, MIMO sistemlerde kullanılan basit ve marifetli iletim çeşitleme tekniğidir. Literatürde çeşitleme olarak adlandırılan Tarokh ve Alamouti tarafından önerilmiş, Uzay-Zaman Kodlama yöntemleri ile aynı bilgiyi taşıyan işaretin birden çok kopyası oluşturularak ve farklı zamanlarda farklı antenlerden birbirinden bağımsız sönümlenmeli kanallar üzerinden gönderilir. Bu yapılar ile işaretler arasında istatistiksel olarak birbirleriyle ilişki oluşturulmaktadır. Dolayısıyla bu istatistiksel ilişki, sönümlenmeyle oluşan hataları en aza indirmektedir.

Alamouti tekniğinin sayesinde, sönümlenmeye olan duyarlılık azaltılmakta ve yüksek seviyeli modülasyon kullanılarak yüksek hızlar elde edilmektedir. Bu çeşitleme tekniğini daha iyi anlamak için öncelikle Uzay-Zaman Blok Kodlarında tek verici iki alıcı sistemden oluşan, alıcı kısımda ise maksimum oran birleştirici ve maksimum olasılıklı kod çözücüye sahip yapı incelenmelidir.

### **3.4.2. Tek verici iki alıcı sisteminde iletim çeşitlemesi**

Verici tarafta tek anteni, alıcı tarafta ise iki alıcı anteni bulunan bir sistemin blok diyagramı Şekil 3.4'te verilmiştir.



**Şekil 3-4** Alıcı Anten Çeşitlemesine Sahip Haberleşme Sistemi

Tek verici anten ile 0. alıcı anten arasındaki kanal  $h_0$  ve 1. alıcı anten arasındaki kanal  $h_1$  ile ifade edilmek üzere bu kanalların matematiksel ifadesi aşağıdaki gibidir.

$$h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \quad (3.4)$$

$$h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \quad (3.5)$$

Burada;  $\alpha_0$  ve  $\alpha_1$  zayıflama katsayılarını,  $\theta_0$  ve  $\theta_1$  ise kanal faz kaymalarını ifade etmektedir.  $s_0$  iletilen işareti göstermek üzere alıcıda elde edilen temel bant işaretleri;

$$r_0 = h_0 s_0 + n_0 \quad (3.6)$$

$$r_1 = h_1 s_0 + n_1 \quad (3.7)$$

şeklinde ifade edilmektedir. Burada  $n_0$  ve  $n_1$  sırasıyla sıfırcı ve birinci antene ait olan karmaşık gürültüleri ifade etmektedir.

Alıcı tarafta maksimum oran birleştirme yöntemi ile elde edilen  $\tilde{s}_0$  işareti;

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1^* r_1 \quad (3.8)$$

$$\tilde{s}_0 = h_0^* (h_0 s_0 + n_0) + h_1^* (h_1 s_0 + n_1) \quad (3.9)$$

$$= (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1^* n_1 \text{ şeklindedir.} \quad (3.10)$$

Kompleks gürültülerin Gauss dağılımlı olduğu varsayımı altında;  $s_i$  verici antenden iletilen  $i$ . sembolü,  $s_k$  ise alıcı tarafta karar verilen  $k$ . sembolü temsil ettiğinde, Karesel Öklid Uzaklık metriği kullanılarak  $s_i$  ile  $s_k$  sembolleri arasındaki en büyük olabilirlik karar kuralı (MRC) aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır.

$$d^2(r_0, h_0 s_i) + d^2(r_1, h_1 s_i) \leq d^2(r_0, h_0 s_k) + d^2(r_1, h_1 s_k), \forall i \neq k \quad (3.11)$$

Burada  $d^2(x, y)$   $x$  ve  $y$  arasındaki Karesel Öklid Uzaklığı ifade etmek üzere;

$$d^2(x, y) = (x - y)(x^* - y^*) = |x - y|^2 \quad (3.12)$$

denklemleri ile hesaplanmaktadır.

Bu ifade denklem (3.11)'e uygulanıp gerekli sadeleştirmeler yapılarak aşağıdaki gibi en büyük karar kuralı elde edilmektedir.

$$(\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)|s_i|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq (\alpha_0^2 + \alpha_1^2 - 1)|s_k|^2 + d^2(\tilde{s}_0, s_k), \forall i \neq k \quad (3.13)$$

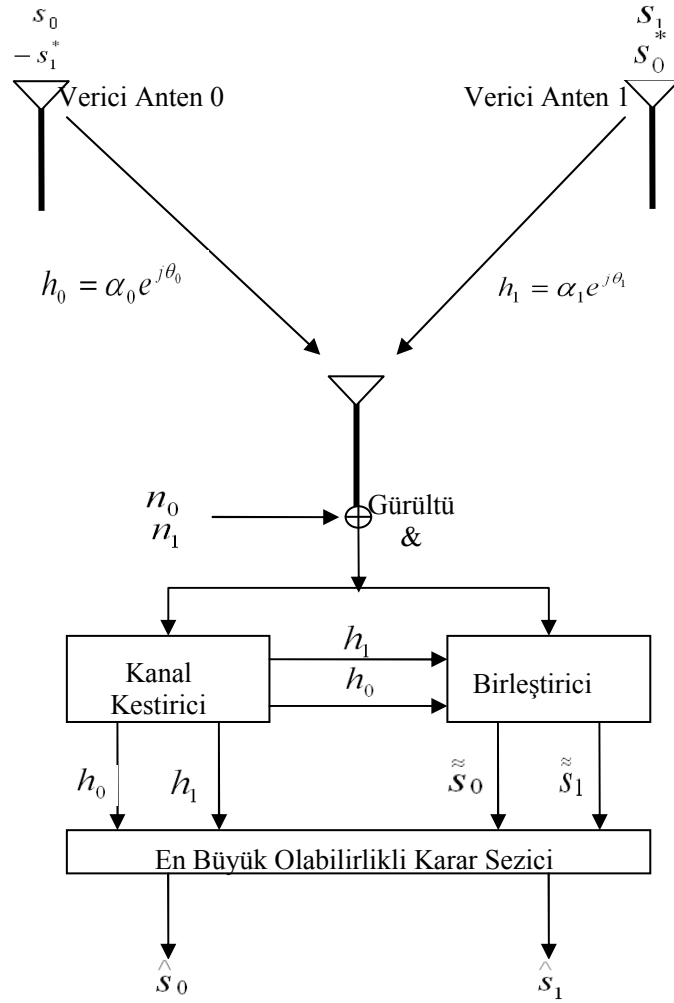
Faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) işaretleri için, tüm işaretler eşit enerjili olduğundan, karar kuralı şu şekilde basitleştirilebilir.

$$d^2(\tilde{s}_0, s_i) \leq d^2(\tilde{s}_0, s_k), \forall i \neq k \quad (3.14)$$

Böylece en büyük olabilirlikli karar sezici  $s_0$  maksimum olurlu tahmini  $\tilde{s}_0$ 'ı üretmektedir (Gregorio 2005).

### 3.4.3. Bir alıcı ile iki vericili Alamouti tekniği

Alamouti'nin önerdiği iki kollu çeşitleme, yani verici anten çeşitlemesi yapısı Şekil 3.5'te görülmektedir. Sistemde 1 adet alıcı anten ve 2 adet verici anten bulunmaktadır. Bir simge periyodunda vericilerden aynı anda iki işaret gönderilir. Birinci verici antenden gönderilen işaret  $s_0$  ve ikinci verici antenden gönderilen işaret  $s_1$  olarak ifade edilmektedir. Bir sonraki simge periyodunda ise, birinci verici antenden  $-s_1^*$  ve ikinci verici antenden  $s_0^*$  işaretleri iletilmektedir. Görüldüğü gibi kodlama işlemi hem uzayda hem de zamanda yapılmaktadır (Alamouti 1998).



**Şekil 3-5** Verici Anten Çeşitlemesine Sahip Haberleşme Sistemi

Çizelge 3.1’de Alamouti tekniğinde, verici antenler tarafından zamana bağlı olarak iletilen semboller tablo halinde verilmiştir

**Çizelge 3.1** Alamouti Durum Tablosu

	Verici Anten 0	Verici Anten 1
t anı	$s_0$	$s_1$
t+T anı	$-s_1^*$	$s_0^*$



Belirli bir t anında, birinci verici antene ait kanalı  $h_0(t)$  ve ikinci verici antene ait kanalı  $h_1(t)$  ile ifade ettiğimizde ve sönümlenmenin ardı ardına iki simge boyunca sabit olduğunu varsayarsak kanal eşitlikler;

$$h_0(t) = h_0(t+T) = h_0 = \alpha_0 e^{j\theta_0} \quad (3.15)$$

$$h_1(t) = h_1(t+T) = h_1 = \alpha_1 e^{j\theta_1} \quad (3.16)$$

şeklinde yazılabilir. Burada T simge süresini ifade etmektedir. Alıcı tarafta, t ve (t+T) anında gelen işaretler, sırasıyla aşağıdaki gibi ifade edilmektedir.

$$r_0 = r(t) = h_0 s_0 + h_1 s_1 + n_0 \quad (3.17)$$

$$r_1 = r(t+T) = -h_0 s_1^* + h_1 s_0^* + n_1 \quad (3.18)$$

Birleştirici çıkışında ise;

$$\tilde{s}_0 = h_0^* r_0 + h_1 r_1^* = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_0 + h_0^* n_0 + h_1 n_1^* \quad (3.19)$$

$$\tilde{s}_1 = h_1^* r_0 + h_0 r_1^* = (\alpha_0^2 + \alpha_1^2) s_1 - h_0 n_1^* + h_1^* n_0 \quad (3.20)$$

işaretleri elde edilir.

Görüldüğü gibi elde edilen işaretler birbirinin aynısıdır. Aralarındaki tek fark gürültü bileşenlerindeki faz kaymasıdır. Bu fark, işaret gürültü oranında bir değişime sebep olmamaktadır. Elde edilen işaretler, en büyük olabilirlik karar verici girişine

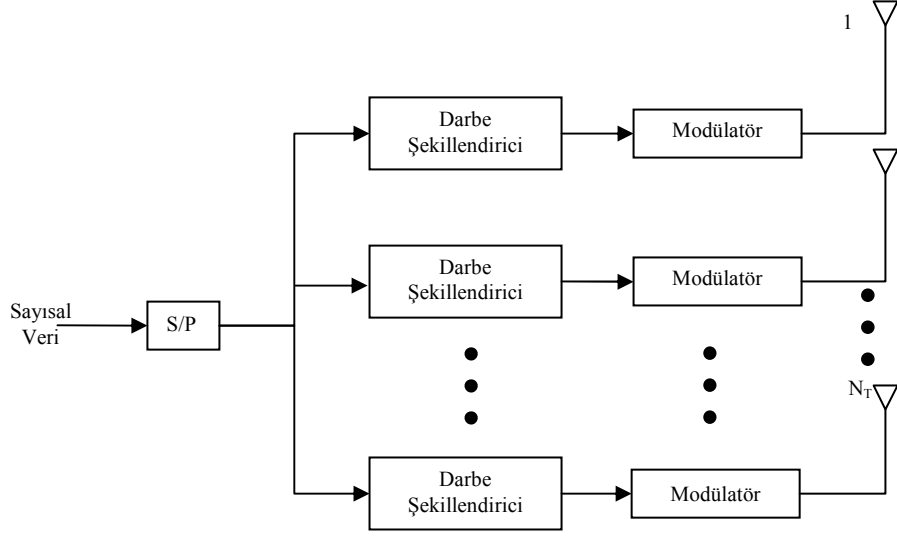
uygulanmaktadır. En büyük olabilirlik karar verici, (3.14) denklemindeki karar kuralını, her iki  $\hat{s}_0$  ve  $\hat{s}_1$  işaretlerine uygulayarak  $\hat{s}_0$  ve  $\hat{s}_1$  çıkış işaretlerine karar vermektedir.

Verici çeşitlemesi kullanılan sistemin performansı, alıcı çeşitlemesi kullanılan sistemin performansına göre 3dB daha kötüdür. Bunun sebebi ise, verici anten çeşitlemesinin kullanıldığı sistemde verici anten başına düşen enerjinin, alıcı anten çeşitlemesinin kullanıldığı sistemde verici anten başına düşen enerjiye nazaran yarı yarıya az olmasıdır. Alamouti'nin önermiş olduğu bu yapının kullanılabilceği en belirgin alan telsiz iletişimde sayısı baz istasyona göre oldukça fazla olan gezgin birime 2 tane anten yerleştirmek yerine baz istasyonuna aynı çeşitleme düzeyini sağlayan 2 tane verici antenin yerleştirilmesidir. Diğer bir avantaj ise her antende iletim için harcanan gücün diğer yapıda harcanan güçten yarı yarıya daha az olması ve böylece kullanılabilcek iki tane yarı güçlü yükselticilerin bir tane tam güçlü kuvvetlendiriciye göre daha ekonomik olabilmesidir.

#### 3.4.4. Uzay zaman kafes kodları

Bant sınırlı sistemlerde kodlama kazancı sağlamak, spektrumu verimli kullanmak ve sönmülemeli kanallarda çeşitleme kazancını elde etmek için en iyi kodlama metotlarından biri ilk defa Tarokh, Seshadri ve Calderbank tarafından ortaya atılan Uzay-Zaman Kafes Kodlarıdır.

Verici kısımda  $N_T$  anteni, alıcı kısımda ise  $N_R$  anteni bulunan ve her verici antenden 1 uzunluğunda bir simge dizisi iletilen bir telsiz iletişim sisteminin verici kısmı Şekil 3.6'da çizilmiştir.



**Şekil 3-6**  $N_T$  Antenli Uzay-Zaman Kafes Kodu Vericisi

Bilgi kaynağından gelen veri, kanal kodlayıcı tarafından kodlanır ve seri-paralel dönüştürücüde  $n$  tane veri dizisine dönüştürülür. Her dizi, darbe şekillendiriciden geçtikten sonra işaret kümesinden bir simgeyle eşleşerek modüle edilir. Her  $t$  anında modülâtörün çıkışındaki simge,  $i$ . verici anten yardımıyla iletim ortamına verilir.  $1 \leq i \leq n$  olmak üzere  $t$  anında  $i$ . antenden iletilen simge  $x_t^i$  ile gösterildiğinde, belirli bir  $t$  zamanı için oluşturulan tüm  $x_t^i$ 'ler aynı anda antenlerden iletilirler. Bu durumda  $t=1$  anında verici antenlerden iletilen simge dizisi oluşturulmak istendiğinde 1. anten için  $x_1^1$ , 2. anten için  $x_1^2$  olmak üzere simge dizisi  $x = (x_1^1 x_1^2 \dots x_1^n)$  olacaktır. Belirli bir  $t$  süresi için bu dizinin genel ifadesi  $x_t = (x_1^1 x_1^2 \dots x_1^n x_2^1 x_2^2 \dots x_t^n)$  şeklindedir. Böyle bir sistemin spektral verimliliği;

$$\eta = \frac{r_b}{B} \quad (\text{b/s/Hz}) \quad (3.21)$$

şeklinde ifade edilir. Burada  $r_b$ ; data oranını,  $B$  ise kanal bant genişliğini ifade etmektedir.

İletimin duruğumsu sönümlenmeli yani sönümlenme katsayıları, bir çerçeve boyunca sabit ve yalnızca çerçeveden çerçeveye değişen kanallar üzerinden yapıldığı varsayıldığında, belirli bir t anında verici kısımda bulunan anten sayısı  $N_T$  ve alıcı kısımda bulunan anten sayısı  $N_R$  olmak üzere, bu antenler arasındaki kanal matrisi aşağıdaki gibidir. Burada  $h_{j,i}^t$  i. verici anten ile j. alıcı anten arasındaki yolun zayıflama katsayısını ifade etmektedir.

$$H_t = \begin{bmatrix} h_{1,1}^t & h_{1,2}^t & h_{1,3}^t \dots & h_{1,n_T}^t \\ h_{2,1}^t & h_{2,2}^t & h_{2,3}^t \dots & h_{2,n_T}^t \\ \cdot & \cdot & \cdot & \cdot \\ h_{n_R,1}^t & h_{n_R,2}^t & h_{n_R,3}^t \dots & h_{n_R,n_T}^t \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

$$h_{j,i}^1 = h_{j,i}^2 = \dots = h_{j,i}^L = h_{j,i} \quad i=1,2,\dots, N_T ; j=1,2,\dots,N_R \quad (3.23)$$

Her alıcı antende,  $N_T$  verici antenden gelen, aynı bilgiye ilişkin farklı işaretler süperpozisyon ilkesi altında toplanmakta ve alınan işaret dizileri Viterbi algoritması yardımıyla çözülmektedir. j. anten tarafından t anında alınan işaret,

$$r_t^j = \sqrt{E_s} \sum_{i=1}^{n_T} h_{j,i}^t x_t^i + n_t^j \quad (3.24)$$

olarak ifade edilir. Burada  $E_s$ ; simge başına ortalama enerjii ve  $n_t^j$  ise t zamanında j antenine gelen gürültü parametresini ifade etmektedir.

Alınan işaret ile gürültüyü;

$$r_t = (r_t^1, r_t^2, \dots, r_t^{n_r}) \quad (3.25)$$

$$n_t = (n_t^1, n_t^2, \dots, n_t^{n_r}) \quad (3.26)$$

olarak ifade ettiğimizde alınan işaret vektörünü aşağıdaki gibi ifade edebiliriz.

$$r_t = H_t x_t + n_t \quad (3.27)$$

Alıcı taraftaki kod çözücü, iletilen bilgi dizisine karar vermede kanal bilgisine bağlı olarak en büyük olabilirlik (MRC) algoritması kullanmaktadır. Karar metriği olarak, alınan diziler ile olması gereken diziler arasındaki Karesel Öklid Uzaklı kullanılmaktadır.

$$MRC \rightarrow \sum_t \sum_{j=1}^{n_r} \left| r_t^j - \sum_{i=1}^{n_r} h_{j,i}^t x_t^i \right|^2 \quad (3.28)$$

### 3.4.5. Uzay-zaman kafes kodların tasarım ölçütleri

Her antenden iletilen veri çerçevesinin, L uzunluklu olduğu varsayılırsa ( $N_T \times L$ ) boyutlu Uzay-Zaman Kod sözcüğü matrisi,

$$X = \begin{bmatrix} x_1^1 & x_2^1 & \dots & x_L^1 \\ x_1^2 & x_2^2 & \dots & x_L^2 \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ x_1^{N_T} & x_2^{N_T} & \dots & x_L^{N_T} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

şeklinde tanımlanmaktadır. Burada 1. satır  $x^1 = [x_1^1 x_2^1 \dots x_L^1]$  1. antenden iletilen veri dizisini, 1. sütün  $x_1 = [x_1^1 x_1^2 \dots x_1^{N_T}]^T$  ise 1. zamandaki uzay-zaman simgesini ifade etmektedir.

Verici antenlerden iletilen bir simge dizisi,  $x = (x_1^1 x_1^2 \dots x_1^n x_2^1 x_2^2 \dots x_L^{N_T})$  ile ifade edilip, kanaldaki gürültü ve sönmüleme etkileri nedeniyle bozulan işaret alıcıdan alınıp, Viterbi algoritması yardımıyla çözülmeye çalışıldığında alıcı tarafından hatalı olarak karar verilen simge dizisi  $e = (e_1^1 e_1^2 \dots e_1^n e_2^1 e_2^2 \dots e_L^{N_T})$  şeklinde tanımlanabilir.

En büyük olabirlikli karar kuralına (MRRC) göre hatalı karar;

$$\sum_{t=1}^L \sum_{j=1}^{n_R} \left| r_t^j - \sum_{i=1}^{n_T} h_{j,i}^t x_t^i \right|^2 \geq \sum_{t=1}^L \sum_{j=1}^{n_R} \left| r_t^j - \sum_{i=1}^{n_T} h_{j,i}^t e_t^i \right|^2 \quad (3.29)$$

olduğu durumda meydana gelmektedir.

Verici tarafta iletilen ve alıcı tarafta karar verilen simge dizileri arasındaki Öklid Uzaklık, kanal yapısına bağlı olarak yani duruğumsu sönmülemeli veya sönmüleme katsayıları sadece simge süresi boyunca sabit olan hızlı sönmülemeli kanala göre aşağıdaki gibi tanımlanmaktadır:

$$d_h^2(x, e) = \|H.(x - e)\|^2 = \sum_{t=1}^L \sum_{j=1}^{n_R} \left| \sum_{i=1}^{n_T} h_{j,i}^t (x_t^i - e_t^i) \right|^2 \quad (3.30)$$

Bu durumda hata olasılığının üst sınırı, kanal yapısına bağlı olarak ve Öklid Uzaklık cinsinden;

$$P(x, e / H) \leq \frac{1}{2} \exp(-d_h^2(x, e) \frac{E_s}{4N_0}) \quad (3.31)$$

şeklinde tanımlanır.

Hata başarımının ölçütünü belirlemek için, kod sözcüğü uzaklık matrisinin elde edilmesi gerekmektedir.

İletimin, duruğumsu sönümlenmeli kanalda yapıldığı ve bu kanal için H kanal matrisi bilindiğine göre, öncelikle tanımlanan bu iki simge dizisi için fark matrisinin oluşturulması gerekmektedir.  $B(x,e)$ ; Fark matrisi;

$$B(x,e) = x - e = \begin{bmatrix} x_1^1 - e_1^1 & x_2^1 - e_2^1 & \dots & x_L^1 - e_L^1 \\ x_1^2 - e_1^2 & x_2^2 - e_2^2 & \dots & x_L^2 - e_L^2 \\ \vdots & \vdots & \dots & \vdots \\ x_1^{n_r} - e_1^{n_r} & x_2^{n_r} - e_2^{n_r} & \dots & x_L^{n_r} - e_L^{n_r} \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

şeklinde elde edilir.

Daha sonra bu fark matrisinin hermitiyeni yani eşleniğinin evriği alınarak,  $B^H(x,e)$  matrisi oluşturulur. Elde edilen bu iki matris çarpılarak kod sözcüğü uzaklık matrisi olan A matrisi;

$$A(x,e) = B(x,e)B^H(x,e) \quad (3.33)$$

Kod sözcüğü uzaklığı negatif olamayacağından, A matrisi negatif olmayan belirli bir matristir yani tüm elemanları pozitif gerçek sayılardan oluşmaktadır ve A matrisinin özdeğerleri negatif olmayan gerçek sayılardan oluşur. A matrisinin boyutu  $N_T \times N_T$  olduğundan A matrisinin özdeğer matrisi V olmak üzere özdeğer matrisinin  $N_T - r$  tane değeri sıfır iken r adet özdeğeri de sıfırdan farklıdır. Burada r, A matrisinin rankını ifade etmektedir. A matrisinin sıfır olmayan özdeğerleri  $\lambda_1, \lambda_2, \dots, \lambda_r$  olarak alınırsa duruğumsu sönümlenmeli Rayleigh kanal varsayımı altında böyle bir sistem için hata olasılığının üst sınırı;

$$P(x, e) \leq \left( \prod_{i=1}^r \lambda_i \right)^{-N_R} \left( \frac{Es}{4N_0} \right)^{-rN_R} \quad (3.34)$$

şeklinde bulunmaktadır. Bu ifadede  $rN_R$  çeşitleme kazancını,  $(\lambda_1 \lambda_2 \dots \lambda_r)^{1/r}$  kodlama kazancını ifade etmektedir (Tarokh *etal* 1998).

### 3.4.6. Duruğumsu sönümlenmeli kanal için uzay-zaman kafes kodlarının tasarım ölçütleri

1) A matrisinin rank'ının ( $r$ ) en küçük değerinin, alabileceği en büyük değere sahip olması sağlanmalıdır. Böylece  $r \times N_R$  çeşitleme kazancı da en büyük değerini almaktadır. A matrisinin rankı  $r$ 'nin en büyük değeri  $N_T$  olacağından, çeşitleme kazancının en büyük değeri  $N_T \times N_R$ 'dir.

A matrisinin karekökü B matrisi olduğundan ve B matrisi ile A matrisinin rankı aynı olacağından en büyük çeşitleme kazancını elde etmek için B tam rank olmalıdır. Bu ölçüte rank ölçütü denir.

2) A matrisinin sıfırdan farklı özdeğerlerinin çarpımının en küçük değeri, alabileceği en büyük değere göre seçilmelidir. Bu ifade ayrıca A matrisinin  $r$ . dereceden köklerinin determinantlarının toplamına da eşittir. Bu ölçüt determinant ölçütü olarak adlandırılır ve kodlama kazancına karşılık gelmektedir.

Bu iki ölçüt kısaca rank ve determinant (RD) ölçütleri olarak adlandırılır.

3) Chen vd. rank ve determinant ölçütlerinin  $rN_R < 4$  iken geçerli olduğunu,  $rN_R \geq 4$  olması durumunda hata olasılığının üst sınırının;



$$P(x, e) \leq \frac{1}{4} \exp\left(-n_R \frac{E_s}{4N_0} \sum_{i=1}^{n_r} \lambda_i\right) \quad (3.35)$$

şeklinde verilmesi gerektiğini göstermişlerdir (Chen *etal* 2006).

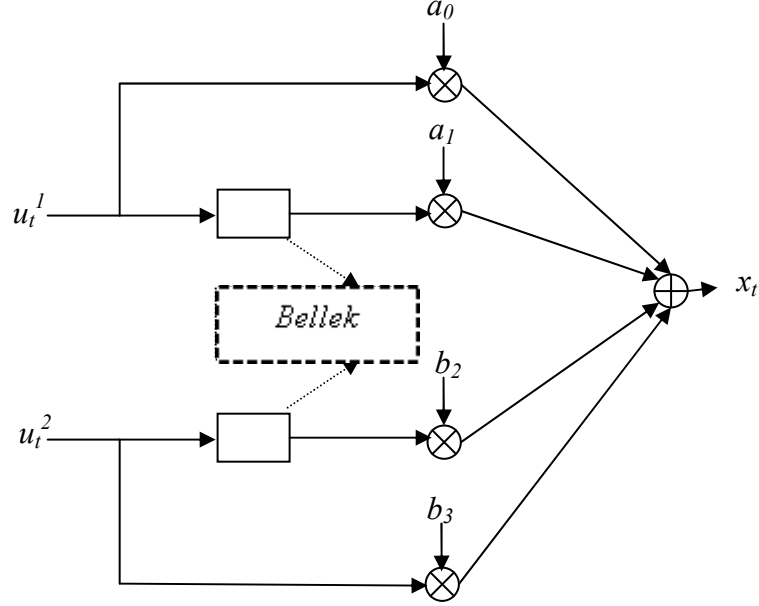
Görüldüğü gibi hata olasılığının değerinde, A matrisinin özdeğerlerinin toplamı etkindir. Hata başarımını iyileştirmek için A matrisinin özdeğerlerinin toplamının en küçük değerinin, mümkün oldukça büyük olması gerekmektedir. Kare matrisin özdeğerlerinin toplamı, aynı zamanda matrisin köşegeni üzerindeki elemanlarının toplamına yani A matrisinin izine eşittir. Dolayısıyla A matrisinin izlerinin en küçük değeri olabildiğince büyütülmelidir. Bu ölçüte iz ölçütü denir.

Çizelge 3.2’de literatürde var olan klasik 4 durumlu, 4PSK Uzay-Zaman Kafes Kod örnekleri için kullanılan üreteç matrisleri tablo halinde gösterilmiştir. Tarokh vd. tarafından tasarlanan kod örneği, TSC-RD ile gösterilmiş ve bu kod örneğinde rank ve determinant ölçütleri kullanılmıştır. Yan ve Blum tarafından tasarlanan kod örneği, YB-RD ile gösterilmiş ve bu kod örneğinde yüksek determinant ölçütü kullanılmıştır. Tablo sonunda ise, Chen vd. tarafından tasarlanan kod örneği, CVY-İZ ile gösterilmiş ve bu kod örneğinde yüksek iz ölçütü kullanılmıştır (Demiroğlu ve Altunbaş 2005).

**Çizelge 3.2** STTC Üreteç Matrisleri

	$\mathbf{G}^T$	$\mathbf{r}$	$\mathbf{det}$	$\mathbf{iz}$
TSC-RD	$\begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 1 \end{bmatrix}$	2	4	4
YB-RD	$\begin{bmatrix} 2 & 0 & 1 & 2 \\ 2 & 2 & 2 & 1 \end{bmatrix}$	2	8	8
CVY-İZ	$\begin{bmatrix} 0 & 2 & 1 & 2 \\ 2 & 3 & 2 & 0 \end{bmatrix}$	2	4	10

### 3.4.7. QPSK modülasyonu, uzay zaman kafes kod örnekleri



Şekil 3-7 4PSK İçin Uzay-Zaman Kafes Kodu Kodlayıcısı

Şekil 3.7’de 4PSK modülasyonu için 2 bellekli, dolayısıyla 4 durumlu Uzay-Zaman Kafes Kodu vericisi görülmektedir. Burada  $u_t^1$  ve  $u_t^2$  giriş bitlerini,  $x_t = x_t^1 x_t^2 \dots x_t^{n_T}$  ise t anında verici antenlerden iletilen simge dizisini gösterir. Kodun üreteç matrisinin evriği;

$$G^T = [a_0 \quad b_0 \quad a_1 \quad b_1] \quad (3.36)$$

şeklinde verilmek üzere,  $a_0, a_1, b_0, b_1$  kodun üreteç matrisinin satırlarına karşılık gelen  $N_T$  elemanlı vektörlerdir.  $1 \leq i \leq N_T$  olmak üzere  $a_0^i, a_1^i, b_0^i$  ve  $b_1^i$  elemanları bu vektörlerin  $i$ . elemanlarını gösterdiğinde bu elemanlar 4PSK modülasyonunda,  $(S_0, S_1, S_2, S_3)$  kümesinden değerler almaktadırlar.

$1 \leq t \leq l$  iken  $t$  anında  $i$ . verici antenden iletilen simge dizisi

$$c_t^i = u_t^1 a_0^i + u_t^2 b_0^i + u_{t-1}^1 a_1^i + u_{t-1}^2 b_1^i \pmod{4} \quad (3.37)$$

şeklinde hesaplanabilir.

Rank ve determinant ölçütleri kullanılarak Tarokh, Seshadri ve Calderbak tarafından tasarlanan TSC kodun rank değeri 2, determinant ve iz değerleri 4 tür. Rank, determinant ve iz değerine göre iyi bir çeşitleme ve kodlama kazancını elde etmek için oluşturulan kodun üreteç matrisinin evriği;

$$g_1^T = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 2 & 1 \end{bmatrix} \text{ ve } g_2^T = \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

şeklindedir.

Verici antenlerden iletilen simge dizisi aşağıdaki formülle de oluşturulabilir.

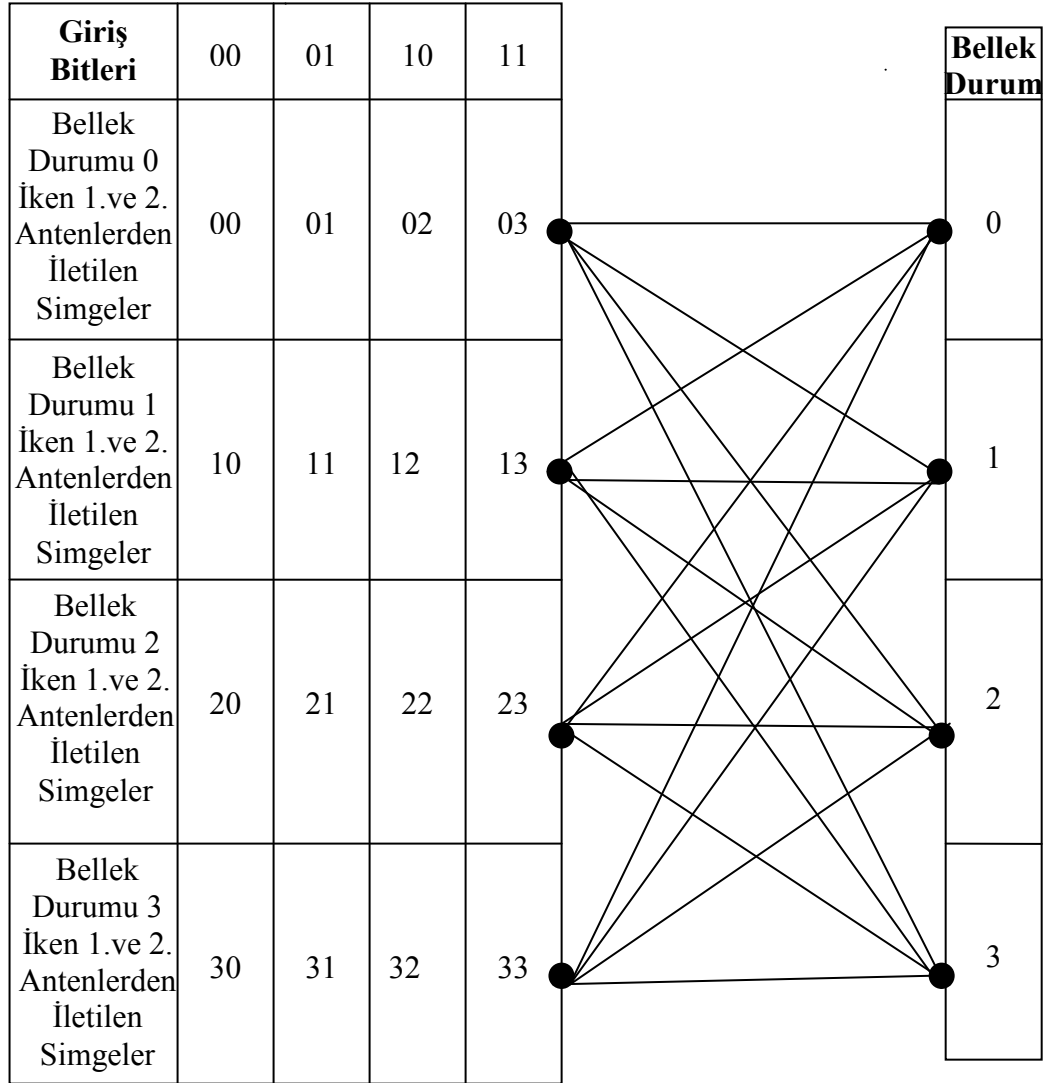
$$\begin{bmatrix} c_t^1 \\ c_t^2 \end{bmatrix}_{\pmod{4}} = G^T u_t = G^T \begin{bmatrix} u_t^1 \\ u_t^2 \\ u_{t-1}^1 \\ u_{t-1}^2 \end{bmatrix} \quad (3.39)$$

Formül yardımıyla antenlerden iletilen simgeler, giriş bitlerinin ve bellek durumunun 16 farklı kombinasyonu sonucunda elde edilmektedir. Elde edilen simgeler Çizelge 3.3'te gösterilmiştir.

Çizelge 3.3 4PSK Modülasyonu için 2 Bellekli Durum Tablosu

Giriş Bitleri		Bellek Durumu		Çıkış Kod Sözcüğüne Karşılık Semboller		Belleğin Yeni Durumu	
$u_t^1$	$u_t^2$	$u_{t-1}^1$	$u_{t-1}^2$	$n_{t1}$	$n_{t2}$	$u_{t-1}^1$	$u_{t-1}^2$
0	0	0	0	$s_0$	$s_0$	0	0
0	0	0	1	$s_1$	$s_0$	0	0
0	0	1	0	$s_2$	$s_0$	0	0
0	0	1	1	$s_3$	$s_0$	0	0
0	1	0	0	$s_0$	$s_1$	0	1
0	1	0	1	$s_1$	$s_1$	0	1
0	1	1	0	$s_2$	$s_1$	0	1
0	1	1	1	$s_3$	$s_1$	0	1
1	0	0	0	$s_0$	$s_2$	1	0
1	0	0	1	$s_1$	$s_2$	1	0
1	0	1	0	$s_2$	$s_2$	1	0
1	0	1	1	$s_3$	$s_2$	1	0
1	1	0	0	$s_0$	$s_3$	1	1
1	1	0	1	$s_1$	$s_3$	1	1
1	1	1	0	$s_2$	$s_3$	1	1
1	1	1	1	$s_3$	$s_3$	1	1

Elde edilen durum tablosuna göre TSC Uzay-Zaman Kafes diyagramı Şekil 3-8'de çizilmiştir. Her bir durum karşısında elde edilen iki simgeden birincisi birinci antenden, ikincisi ise ikinci antenden aynı anda iletilirler. Örneğin başlangıçta belleğin durumu 0 ve giriş bitleri 10 olduğunda encoder çıkışında 1. antenden  $s_0$  sembolü, 2. antenden ise  $s_2$  sembolü gönderilerek belleğin durumunun, 2. durum olan 10 konumuna gelmesi sağlanacaktır. Ardından giriş bitleri olarak 01 geldiğinde encoder çıkışında 1. antenden  $s_2$  sembolü iletilirken 2. antenden  $s_1$  sembolü iletilerek belleğin durumunun, 1. durum olan 01 durumuna gelmesi sağlanacak ve uygulanan giriş bitlerine bağlı olarak devam edecektir.



**Şekil 3-8** TSC Uzay-Zaman Kafes Diyagramı

### 3.5.Verici Anten Seçimli Uzay-Zaman Kafes Kodları

Ayrıntılı olarak incelenen Uzay-Zaman Kafes Kodlu yapılar, alıcı ve vericide yapılan tam çeşitleme yönteminin sağladığı yarar ve aynı zamanda elde edilen kodlama kazancı ile son zamanlarda üzerinde kapsamlı olarak çalışılan bir konu haline gelmiştir.

Uzay-Zaman Kafes Kodlu yapılarda alıcı ve verici kısımlarda bulunan anten sayısının artırılması önünde pratikte bazı engeller bulunmaktadır. Çeşitleme yöntemi ile verici kısımda bulunan anten sayısı, ancak belirli bir değere kadar artırılabilir. Çünkü verici kısımda bulunan antenlerin sayısının artırılması iletilecek olan kodun kod uzunluğunun artırılmasına sebep olacak ve bu durum aynı zamanda alıcı tarafta yapılan maksimum olabilirlik kod çözümü işlemi karmaşık hale getirecektir. Örneğin 4PSK modülasyonu kullanan bir Uzay-Zaman Kafes Kod yapılarında, 4 verici anten için oluşturulan kafes kodu 64 durumlu iken 6 verici anten için ise kod durumu 1024 tür. Bu nedenle, hali hazırdaki Uzay-Zaman Kafes Kod yapıları 4 veya 6 verici anten için tasarlanmaktadır.

Alıcı ve verici tarafta yapılacak olan anten sayısı artırımının getirdiği bir diğer problem ise karmaşıklığın ve maliyetin artmasıdır. Çünkü anten sayısının artırımı alıcı ve verici tarafta bulunan yükselticilerden, frekans dönüştürücülerden ve A/D dönüştürücülerden oluşan radyo frekans zinciri ekipmanlarının sayısının artmasına yol açmaktadır.

Pratikte, alıcı kısımda bulunan hareketli birimlerde güç ve boyut sınırlaması nedeniyle 1 veya 2 anten bulunmaktadır. Dolayısı ile anten çeşitleme yöntemi, belirli sınırlamalar altında belirli değerlerde, verici kısımda yapılabilmektedir.

Uzay-Zaman Kafes Kod yapılarında karmaşıklığı azaltmak ve maliyetleri düşürmek için az sayıda yükseltici ile çok sayıda verici anten kullanılmalı ve bu antenler içinden en iyi kanal parametrelerine sahip olan anten veya antenlerin seçilmesi yoluna gidilmelidir.

Anten seçimi işlemi, olası anten bileşimlerinin tümü göz önüne alınarak, en iyi işaret gürültü oranına sahip ya da en iyi kapasiteyi sağlayanların belirlenmesi yoluyla yapılmalıdır. Anten seçme işlemi, verici anten kısmında yapılabildiği gibi alıcı anten kısmında da yapılabilmektedir.

### 3.5.1. Anten seçme işlemi

Uzay-Zaman Kafes Kod yapılarında incelendiği gibi verici kısımda  $N_T$  antenin ve alıcı kısımda ise  $N_R$  antenin bulunduğu Rayleigh sönümlenmeli bir ortamda gerçekleştirilen kablosuz bir iletişim sisteminde kanal matrisi  $N_T \times N_R$  boyutunda olup  $H$  ile ifade edilmektedir. (Chen *etal* 2003).

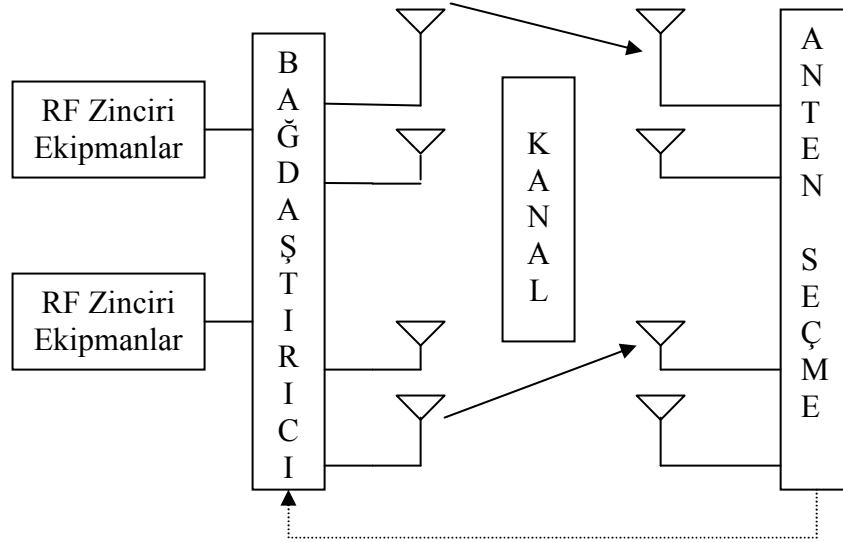
Bu kanal matrisi  $h_{j,i}$ 'lerden oluşmakta olup, burada  $h_{j,i}$  i. verici anten ile j. alıcı anten arasındaki yolun zayıflama katsayısını ifade etmektedir. Kanal kazançları birim varyanslı, istatistiksel bağımsız sıfır ortalamalı, Gauss dağılımlı olacak şekilde modellenmiştir.

**Hata! Başvuru kaynağı bulunamadı.**9'da çizildiği gibi; alıcı kısımda kanal bilgisinin bilindiği farz edildiğinde alıcı en iyi işaret gürültü oranına sahip olan kanal bilgilerini, verici kısma geri besleme yolu ile bildirmektedir. Bu durumda verici kısımda  $N_T$  antenin ve alıcı kısımda ise  $N_R$  antenin bulunduğu sistemde, iletilecek olan Uzay-Zaman Blok Kodları  $N_T$  adet verici anten yerine 2 tane verici anten yoluyla iletilmektedir.

Alıcıda m. ve n. verici antenlerin seçildiğini varsayarsak, alıcıdaki her dizide elde edilen işaret gürültü oranı aşağıdaki eşitlikteki gibidir.

$$\gamma_i = \gamma_0 \sum_{j=0}^{N_r} (|h_{m,j}|^2 + |h_{n,j}|^2) \quad (3.40)$$

Anten seçme kuralı, yukarıdaki eşitliği maksimum yapacak olan, H kanal matrisinin sütunlarını seçmektir. İki tane verici anten kullanıldığında en büyük normlara sahip iki sütun seçilmelidir. Bu şekilde normların toplamının maksimum olması sağlanmaktadır.



Şekil 3-9 Anten Seçme İşlemi

### 3.6. MPEG-2 Video Standardı

Sayısal yayıncılık tekniğinde, analog görüntü ve ses işaretleri önce sayısal hale dönüştürülüp daha sonra belirli bir sıkıştırma ve harmanlama tekniği kullanılarak yüksek veri hızlarında iletim gerçekleştirilmektedir. Televizyon ekranında gördüğümüz ve Amerikan standardına göre 525, Avrupa standardına göre 625 satırdan oluşan bir anlık resmin sayısal olarak iletilebilmesi için 108–270 Mb/s arasında bir binary hıza ihtiyaç vardır. Mevcut imkanlarla böyle bir binary hızda iletimin gerçekleştirilmesi mümkün değildir. İletimin gerçekleştirilmesi için bilgi kaybına meydan vermeden iyi bir sıkıştırma tekniği kullanılması gerekmektedir.

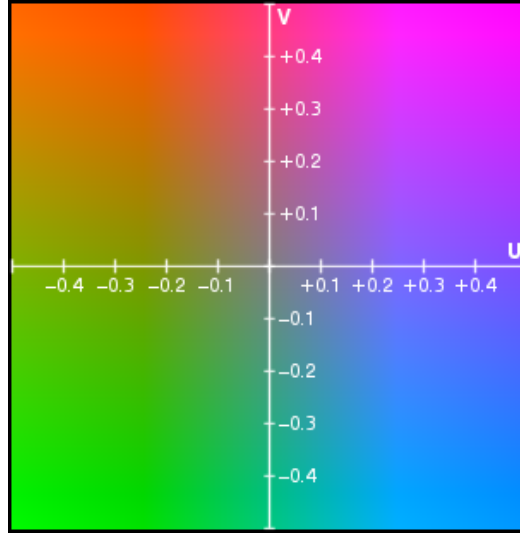


Sıkıştırma tekniğinde, mevcut yatırımların korunması ve sistemlerin birbirleriyle uyum içinde çalışması için belirli bir standart oluşturulması gerekmektedir. Bu amaçla, çeşitli gruplar hareketsiz ve hareketli görüntüleri en iyi değerde sıkıştırabilmek için çalışmalarda bulunmuşlardır. Bu gruplardan biri olan MPEG (Hareketli Görüntü Uzmanları Birliği) 1988 yılında çalışmalarına başlamış ve ilk olarak 1993 yılında 11172 sayılı ISO standardı olarak MPEG-1 sıkıştırma tekniğini oluşturmuştur. MPEG-1 sıkıştırma tekniği, video kodlama hızı yaklaşık 1,5 Mbit/sn'yi desteklemekte ve genellikle video depolama için Video-CD ve ses için CD-ROM'larda kullanılmaktadır.

MPEG, standart ve yüksek çözünürlüklerde televizyon yayınlarında, yüksek veri hızlarında sıkıştırma yapmak için 1994 yılında 13818 sayılı ISO standardı ile MPEG-2 video sıkıştırma standardını geliştirmiştir. MPEG-2 video sıkıştırma standardı daha gelişmiş kuantalama (basamaklama) ve kodlama algoritmalarını kullanarak, 4Mbit/s ve üstü hızlarda çalışmaktadır.

### **3.6.1. Analog görüntünün sayısala dönüştürülmesinde temel kavramlar ve yöntemleri**

MPEG sıkıştırma yöntemi, insan gözünün rengin parlaklığına olan hassasiyetinin, rengin kendisinden daha yüksek olması özelliğini kullanmaktadır. Bu yüzden ana renkler olan Kırmızı (R), Yeşil (G) ve Mavi (B) RGB renk uzayı, YUV renk uzayına dönüştürülür. YUV renk uzayında Y rengin parlaklığını ifade ederken U ve V değerleri rengin tonunu göstermektedir. Şekilde belli bir Y değeri için UV renk uzayı gösterilmektedir.



**Şekil 3-10**  $Y=0,5$  değeri için UV renk değerleri

RGB-YUV dönüşümü aşağıdaki formüller yardımıyla hesaplanmaktadır.

$$Y = + 0.299R + 0.587G + 0.114B \quad (3.41)$$

$$U = + 0.492(B - Y) = - 0.147R - 0.289G + 0.436B \quad (3.42)$$

$$V = + 0.877(R - Y) = + 0.615R - 0.515G - 0.100B \quad (3.43)$$

Renk fark işaretleri ise aşağıdaki gibi ifade edilir.

$$C_b = 0,564 (B-Y) \text{ mavi renk fark işareti} \quad (3.44)$$

$$C_r = 0,713 (R-Y) \text{ kırmızı renk fark işareti} \quad (3.45)$$

Bir televizyon kamerası sisteminde, nesnelere gelen ışık şiddetleri elektrik işaretlerine dönüştürülerek analog görüntü işareti elde edilir. Daha sonra analog-sayısal

dönüştürücüye uygulanarak dönüşüm sonucunda sayısal işaret elde edilir. Bu analog sayısal dönüştürme süreci üç temel işlemden oluşur. Bunlardan ilki, ayrık zamanlı işarete dönüştürme, bir diğer ifadeyle örnekleme; ikinci işlem nicemleme (kuantalama) ve son aşama kodlamadır. Örnekleme analog işaretin periyodik darbe dizisiyle anahtarlanarak sürekli biçim yerine,  $T_0$  zaman aralıklı anlık genlik örnekleri ile temsil edilmesidir. Örneklemede bilindiği gibi Nyquist örnekleme kuralı kullanılarak örnekleme darbelerinin frekansı en az sürekli analog işaretin üst frekansının 2 katı olacak şekilde olmalıdır.

Analog işaretin örneklenmesinden sonra nicemleme yani kuantalama süreci gerçekleştirilir. Bu süreçte ayrık örneklerin gerçek genlik değerleri, önceden belirlenmiş sınırlı sayıda genlik değerine yuvarlatılır. Önceden belirlenmiş genlik değerleri nicemleme seviyeleri olarak adlandırılır. Örneklenmiş ve nicemlendirilmiş işaretlerin gürültüye karşı dayanıklı hale getirilmesi için her bir nicemlenmiş örnek değerler ikili kodlara dönüştürülür. Böylece sayısal dönüşüm işlemi tamamlanmış olur.

$m$  nicemleme seviyesi ve  $k$  kodlamada kullanılacak bit sayısını ifade etmek üzere  $m$  ile  $k$  arasındaki bağlantı aşağıdaki gibidir.

$$k = \log_2 m \quad (3.46)$$

Örneğin 8-bit'lik bir kodlama yapılacaksa 256 seviye, 3-bit'lik bir kodlama yapılacaksa sadece 8 seviye kullanılabilir. Seviye veya basamak sayısının artması, alıcı tarafta sayısal/analog dönüştürücü çıkışında elde edilecek sinyalin kalitesini belirler. Daha iyi kalite elde etmek için daha çok bit ve daha çok basamak kullanmak gerekir. Ancak gözün parlaklık hassasiyetinden dolayı nicemleme seviyesi 256 ve kodlamada kullanılacak olan bit sayısı 8 olarak alınır.

Kodlanan sayısal işaretin kod sözcükleri iletişim kanalı üzerinden örnekleme hızında iletilir. Eğer kod sözcüğü  $k$  bit uzunluğunda ise sayısal bilgi iletim hızı;

$$c=f_s \times k \text{ (bit/s)} \quad (3.47)$$

olarak ifade edilir. Burada  $f_s$  örnekleme frekansıdır.

PAL standartlı TV sistemi için sürekli analog işaretin üst frekansının 6.0 Mhz olduğu kabul edilirse, örnekleme üst frekansı 2 katından daha fazla olacak şekilde standart olarak 13.5 MHz olarak kabul edilmiştir. Sadece siyah beyaz bilgisinin yani parlaklığın iletimi yapılmak istendiğinde sayısal bilgi iletim hızının değeri;  
 $c=f_s \times k=13,5 \times 8=108 \text{ Mbit/s}$  olmaktadır.

Sayısal renkli TV sistemlerinde renklilik işaretleri parlaklık işaretinin frekans tayfında değil, her bir bileşen ayrıca kodlanarak iletildiği için iletim hızı siyah beyaz sisteme göre iki kat artarak değeri 216 Mbit/s olmaktadır.

Nyquist bant genişliği kuralına göre B bant genişlikli bir kanaldan, 2B bit hızı ile iletişim sağlanabildiğinden sayısal renkli TV sisteminde iletim için kanalın bant genişliğinin  $\Delta f_R = 0,5 \times c = 0,5 \times 216 = 108 \text{ Mhz}$  olması gerekmektedir.

Pratikte mevcut sistemlerle belirtilen frekans bantında iletim yapmak oldukça zordur. Frekans bantını daraltmak için, frekans bantını etkileyen faktörlerin incelenmesi gerekmektedir.

Frekans bantını etkileyen ilk faktörü inceleyelim. Siyah-beyaz sayısal TV yayınında iletim hızı  $c_{sb}=f_s \times k$  olduğuna göre ve  $f_s$  örnekleme frekansı değeri 13,5 MHz seçildiğinden frekans bantının değeri  $\Delta f_{sb} = 0,5 \times c_{sb} = 0,5 \times 13,5 \times k = 6,75 \text{ Mhz} \times k$  olmaktadır. Görüldüğü gibi, frekans bantı ile k yani görüntünün her bir elemanı için kullanılan bit sayısı doğru orantılıdır. Görüntünün her bir elemanı için kullanılan bit sayısını azaltmak, gerekli olan frekans bant genişliğinin azalmasına sebep olabilir. Ancak k bit sayısı, nicemleme seviyesi sayısı ile ilişkili olduğundan k değerinin

azaltılması nicemleme seviyesi sayısının azalmasına yol açacaktır. Nicemleme seviyelerinin azaltılması nicemleme gürültüsü olarak adlandırılan görüntü ayrıntı kaybına sebep olmaktadır. Bu nedenle frekans bantını azaltmak için nicemleme seviye sayısını azaltmak iyi bir sonuç vermeyeceğinden görüntünün her bir elemanı için kullanılan bit sayısı  $k=8$  bit olarak alınmaktadır.

Frekans bantını etkileyen ikinci faktör örnekleme frekansıdır. Siyah-beyaz sayısal TV yayınında iletim hızı  $c_{sb}=f_s k$ 'dır. Burada  $k$  değeri 8 olduğundan frekans bantının değeri  $\Delta f_{sb} = 0,5 \times c_{sb} = 4 \times f_s$  olur. Dolayısı ile frekans bantı ile örnekleme frekansı doğru orantılıdır. Örnekleme frekansını azaltmak, frekans bantını da azaltabilir. Örnekleme frekansı analog TV yayınının maksimum frekansına bağlıdır. Maksimum frekans değeri  $f_{max} = \frac{1}{2} \times n \times k \times Z^2$  şeklinde tanımlanır.

Burada  $n$  değeri, saniyede verilen kare sayısını ifade etmektedir ve gözün seyirme frekansına uygun olacak şekilde 25 kare/sn olarak kabul edilmektedir.  $k$  değeri ise ekran oranı olarak ifade edilir ve gözün görme özelliğinden dolayı 4/3 olarak alınmaktadır.  $k$  ve  $n$  değerleri gözün görme yeteneği ile ilgili olduğundan maksimum frekans azaltmak için değerleri değiştirilmemelidir. Ancak satır sayısı olarak ifade edilen  $Z$  değeri gözün kestirme açısı ile ters orantılı olduğundan maksimum frekans azaltmada kullanılabilir. Gözün kestirme açısı olan  $\gamma$  değeri parlaklık için 1 iken gözün renk sinyali için bu açının değeri yaklaşık olarak 2'ye eşittir. Bu durumda, renk sinyali için satır sayısının azaltılması maksimum frekans ve maksimum frekans ile ilgili olan örnekleme frekansının azaltılmasına yol açabilecektir. Bir resim bilgisinde, resmin parlaklık değeri için örnekleme frekansının tam frekansta, renk sinyalleri için ise örnekleme frekansının daha küçük değerlerde kullanılması, gözün bu resim için hassasiyetini az etkileyecektir. Çizelge 3.4 ve çizelge 3.5'de özellikle MPEG ve JPEG sıkıştırma tekniklerinde kullanılan örnekleme modu ve bu mod sayesinde elde edilen çözünürlük seviyeleri tablo halinde sunulmuştur.

**Çizelge 3.4** MPEG ve JPEG'de Kullanılan Örnekleme Modları

Örnekleme Modu	Açıklama
4:2:2	Y için 13,5 Mhz ve U, V sinyalleri için 13,5/2 Mhz kullanılır.
4:2:0	Y için 13,5 Mhz ve U, V sinyalleri için 13,5/4 Mhz kullanılır.
4:4:4	Y, U ve V sinyalleri için aynı değerde 13,5 Mhz kullanılır.

**Çizelge 3.5** MPEG ve JPEG'de Kullanılan Çözünürlük Modları

Çözünürlük	Açıklama
4:2:2	Y için 720 sütün 576 satır ve U, V için 720/2 sütün 576 satır kullanılır
4:2:0	Y için 720 sütün 576 satır, U, V için 720/2 sütün 576/2 satır kullanılır
4:4:4	Y, U ve V sinyalleri için eşit 720 sütün 576 satır kullanılır

Örnekleme frekansını azaltma tekniği ile istenilen düzeyde frekans bant genişliği daraltılamamaktadır. Gerekli değerde frekans bantı azaltmak için MPEG sıkıştırma tekniği kullanılmaktadır

### 3.6.2. Bir video yapısı

Bir video verisinin MPEG yöntemiyle sıkıştırılmış halinin bir diğer ifadesi MPEG akımıdır. MPEG akımı, alt paketlere ayrılabilen bir dizi paket sıralaması içermektedir. Her bir paket 32 bitlik paket başlangıç koduna ve başlığa sahiptir. Şekil 3.10'da bir MPEG video katman yapısı gösterilmiştir.

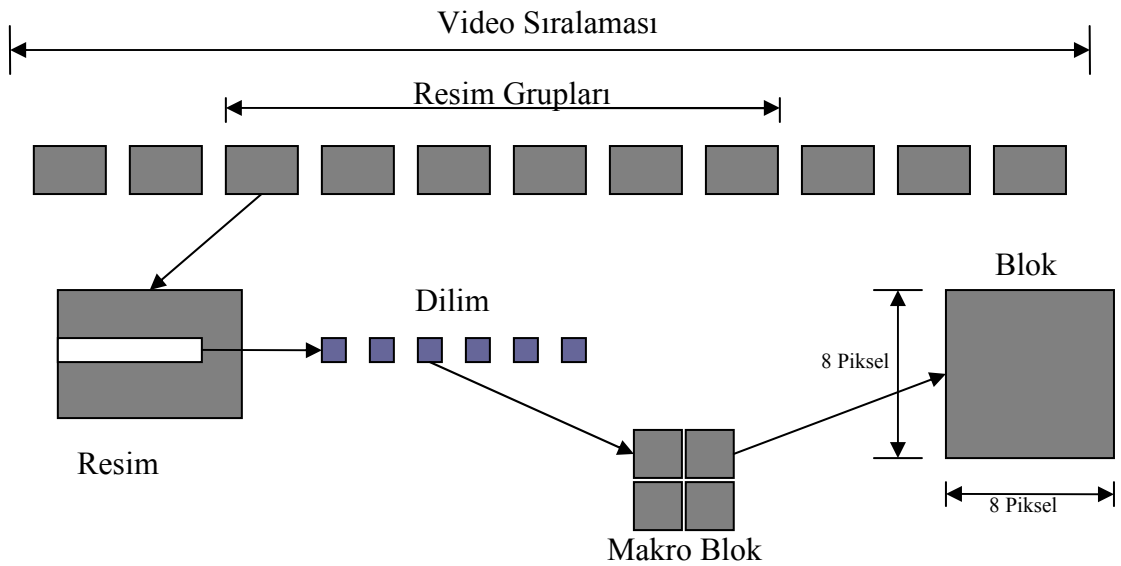
Bir video sıralaması bir veya birden fazla resim grubu içermektedir. Resim grupları bir başlangıç kodu ile dizi içerisinde bir veya daha fazla resmi temsil ederek rastgele dağıtılmıştır.

Bir video sıralamasında birincil kodlama ünitesi olan resim, bir adet ışıklılık (Y) ve 2 adet renk fark işareti olan ( $C_b, C_r$ ) olmak üzere toplam 3 dikdörtgenel matristen oluşmaktadır.

Dilimler bir veya daha fazla bitişik makro bloklardan oluşmaktadır. Bir dilim içerisindeki makro blokların düzeni sağdan sola ve yukarıdan aşağıya doğrudur. Dilimin en önemli özelliği, hata kurtarmaya olanak sağlamasıdır.

Makro blok, bir MPEG algoritması içinde temel kodlama ünitesidir. Bir çerçeve içinde 4 adet 8x8 piksel parçanın bir araya gelmesi ile 16x16 piksellik bir Makro blok oluşmaktadır. Bir makro blok; ışıklılığı temsil etmek üzere, 4 adet 8x8 boyutunda (Y) ışıklılık bloğu, renk fark değerini temsil etmek için bir adet  $C_b$  bloğu ve bir adet  $C_r$  bloğundan oluşmaktadır.

Blok, MPEG algoritmasında en küçük kodlama ünitesidir. 8x8 piksel boyutunda olmak üzere bir blok, ışıklılık ve renk fark işaretlerinden herhangi birini temsil edebilir.



Şekil 3-11 Video Yapısı

### 3.6.3. MPEG-2 sıkıştırma tekniği

İletim için gerekli olan frekans bantını azaltmada görüntüde bulunan fazlalık bilgilerin ayıklanması gerekmektedir. Görüntüde bulunan fazlalık bilgiler iki başlık altında toplanır. Bunlar fizyolojik ve istatistiksel fazlalık bilgileridir. Fizyolojik fazlalık bilgileri, TV görüntüsünde gözle görülmeyen ayrıntıları oluşturan bilgilerdir. İstatistiksel fazlalık bilgiler ise görüntü alanında daha önceden verilmiş ve tekrarlanan bilgilerdir.

#### A. Ayrık kosinüs dönüşümü

Ayrık kosinüs dönüşüm (DCT) katsayıları matrisini oluşturmak için, resmin her bir parçasının en küçük bölümü olan 8x8'lik bloklara, 2 boyutlu ayrık kosinüs dönüşümü uygulanmaktadır. Dönüşüm aşağıdaki gibi ifade ile verilmektedir.

$$F(u, v) = \frac{2}{N} C(u)C(v) \sum_{x=0}^{N-1} \sum_{y=0}^{N-1} f(x, y) \cos \frac{(2x+1)u\pi}{2N} \cos \frac{(2y+1)v\pi}{2N} \quad (3.48)$$

$$C(u), C(v) = \begin{cases} u, v = 0 \Rightarrow 1/\sqrt{2} \\ u, v \neq 0 \Rightarrow 1 \end{cases} \quad (3.49)$$

Buradaki  $f(x,y)$  matrisi görüntü üzerinden okunan  $N$  boyutlu bloğa ait renk ya da parlaklık bilgisini,  $F(u,v)$  matrisi ise  $f(x,y)$  matrisinin DCT karşılığını ifade etmektedir.  $C(u)$  ve  $C(v)$  ise DCT katsayıları olarak bilinmektedir.

$F(u,v)$  matrisi,  $f(x,y)$  görüntü matrisinin frekans düzlemi karşılığıdır. Bu matrisin  $(0,0)$  elemanı görüntünün ortalama ya da sıfır frekanslı DC bileşenini temsil etmektedir. Sağa doğru ilerledikçe yatay artan frekanslar, aşağı doğru inildikçe artan dikey frekanslar ve en alt sağa da en yüksek frekans yerleştirilir.



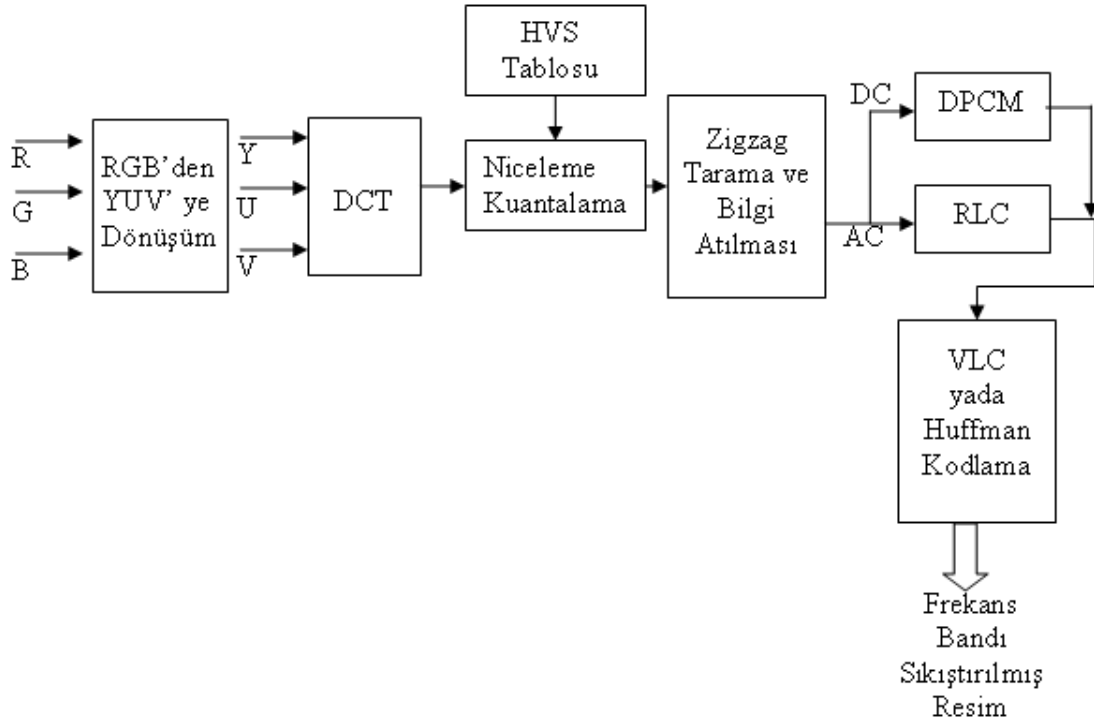
DCT dönüşümü sonucu elde edilen değerler içerisinde enerjisi düşük olan frekans bileşenleri, uzaysal fazlalık bilgilerini oluştururlar.

## B. Çerçeve içi sıkıştırma

Sıkıştırılmak istenen görüntünün renk bilgileri, kamera aracılığı ile alınarak RGB renk bilgileri, YUV olarak isimlendirilen parlaklık ve renk ton bilgilerine dönüştürülür. Dönüşümün nasıl yapıldığı önceki kısımda incelenmişti.

Daha sonra, elde edilen parlaklık ve renk ton bilgi matrislerine ayrık kosinüs dönüşümü uygulanmaktadır.

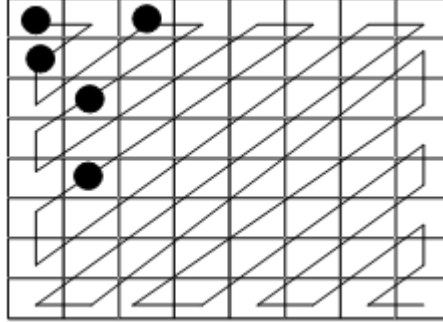
$$Y(x, y), U(x, y), V(x, y) \rightarrow DCT \rightarrow dY(u, v), dU(u, v), dV(u, v) \quad (3.50)$$



Şekil 3-12 Çerçeve İçi Sıkıştırma Tekniği Blok Diyagramı

Dönüşüm değerleri HVS (Human Visual System) tabloları kullanılarak kuantalanır. Kuantalamada HVS tablolarının kullanılmasının nedeni, insan gözünün her görüntü bileşenine aynı duyarlılıkta olmamasından kaynaklanır. Bir görüntünün küçük frekans bileşenleri çok öneme, yüksek frekans bileşenleri az öneme sahiptir. Düşük frekans bileşenleri çok bitle, büyük frekans bileşenleri az bitle ifade edildiğinde, görüntünün bu hali gözü çok fazla rahatsız etmez. Bunu sağlamak için dönüşüm matrisindeki her frekans değeri farklı kuantalama değerlerine bölünmektedir. Bölüm sonucunda elde edilen değerler yuvarlatılır ve yuvarlatılmış değerlerin mutlak değeri sıfırdan küçük ise değeri sıfıra eşitlenir.

DCT dönüşümü ve kuantalama yöntemiyle elde edilen matrisin çoğu elemanının sıfır olması özelliğinden yararlanılarak görüntüler sıkıştırılır. Bu sıkıştırma tekniğinde, sıfırdan farklı olan bileşenler zigzag taramasıyla taranarak iletilir. Zigzag tarama hattı üzerinde ne kadar az eleman olursa sıkıştırma oranı da o kadar yüksek olmaktadır. Şekil 3.13'de Zigzag tarama yöntemi gösterilmiştir.



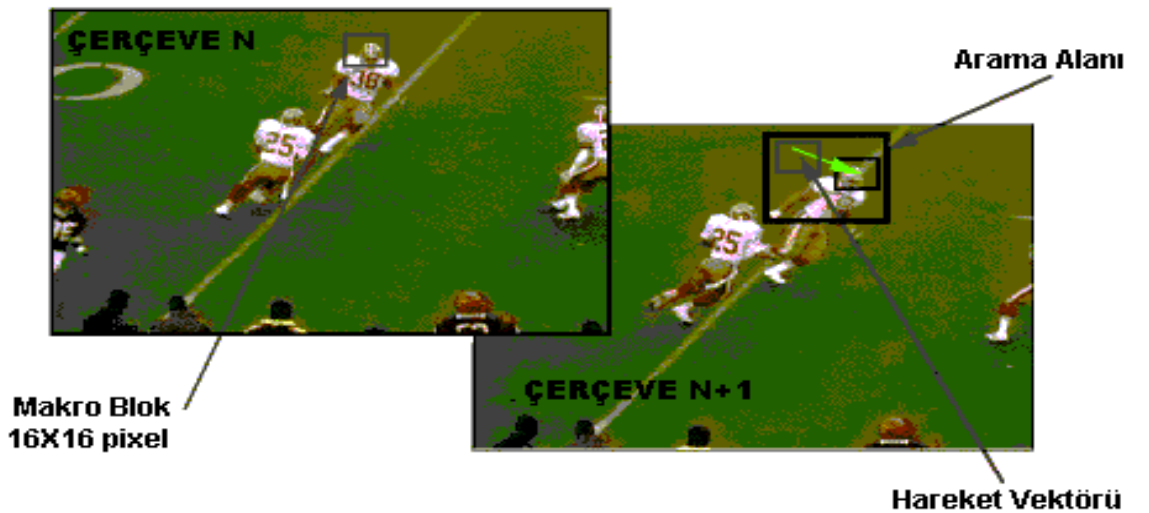
**Şekil 3-13** Zigzag Tarama Yöntemi

Taramada gönderiliş sırası en düşük frekans bileşeninden yani DC bileşeninden başlayarak, gittikçe yükselen frekanslara doğru zigzag taramasıyla yapılır. Zigzag ardışıklığının sonuna, blok sonunu ifade eden bilgi eklenir. Bu değer sinyalleşme içindir. Blok sonu mesajı ile DCT matrisinde sıfırdan farklı daha eleman kalmadığı, matrisin geri kalan elemanlarının sıfır değerli olduğu, alıcıya bildirilmiş olmaktadır. Zigzag tarama sonucu elde edilen düşük frekanslı DC değerlerinin, bir önceki bloktan

gelen DC değerlerinden farkı alınarak, ayrımsal darbe kod modülasyonuna tabi tutulurken, yüksek frekanslı AC bileşenler ise RLC (Run Length Coding) kodlamasına tabi tutulmaktadır. Son olarak dizi değişken uzunluklu kodlama veya Huffman kodlaması ile değişken uzunluklu kayıpsız sıkıştırmaya tabi tutulur.

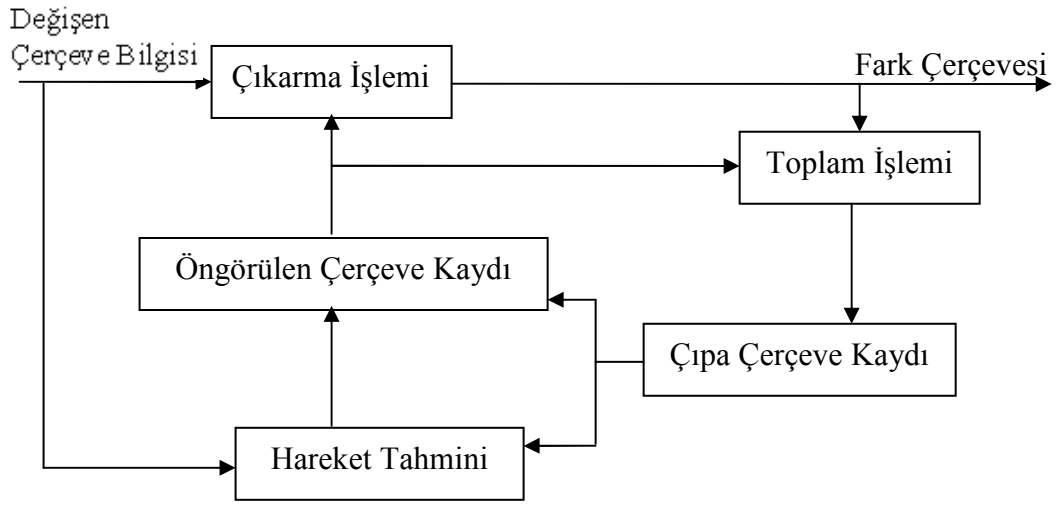
### C. Çerçeveler arası sıkıştırma ve hareket düzeltmesi

Video sinyallerinin bir diğer özelliği süre fazladanlığıdır. Belirli bir görüntü dizisi için resmin içeriğı, çerçeveden çerçeveye pek az değişir. Örnek olarak futbol oyununu gösteren bir video verilebilir. Oyuncular çerçeveden çerçeveye hareket ederken, arka plan sahnesi değişmez. Resmin içeriğindeki hareket eden kısmın hesaplanması çerçeveler arası (inter-frame) sıkıştırmanın en önemli kısmıdır. Şekil 3.14'te MPEG'de hareket tahmini işlemi, resmi 16x16 piksel (yani dört 8x8 blokluk) makrobloklara ayırmakla ve bir sonraki çerçevede o makrobloğun yerini bulmak suretiyle yürütülür. Her ne kadar makrobloğun içeriğı bir ölçüde değişmiş dahi olsa, ilişkilendirme teknikleri kullanılarak konumlandırma yarım piksel kadar bir doğruluk içinde yapılabilir.



Şekil 3-14 Hareket Tahmini

Çerçeveler arası sıkıştırma, sıkıştırılmamış resimler arasında yapılır ve kayıpsızdır. Aşağıdaki şekilde görülen çıpa çerçeve kaydı, mevcut resmin tam çözünürlüklü, eksiltilememiş verilerine ait kayıttır. Hareket tahminlerinin bulunduğu blokta yeni değişen çerçeveyi en iyi öngörebilen vektörler hesaplanır.



**Şekil 3-15** Çerçeveler arası sıkıştırma Blok Diyagramı

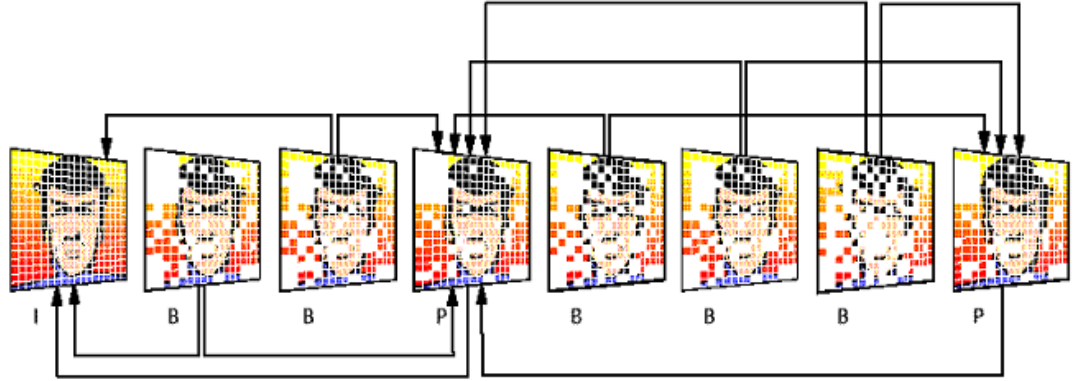
Öngörülen çerçeve kaydı bir önceki çerçeve kullanılarak inşa edilen yeni çerçevenin öngörülenini ve hareket vektörü bilgisini tutar. Öngörülen yeni resim, daha sonra gerçek yeni resimden çıkartılır ve fark çıkışa gönderilir. Eğer herhangi bir hareket veya değişiklik yok ise (mesela resim bir öncekinin aynısı ise) o zaman yeni çerçeve mükemmel olarak öngörülebilir. Fark çerçevesi çıkışı da sıfır olur. Eğer iki çerçeve aynı değil ise, fark çerçevesi yine de asıl çerçeveden çok daha az olacağından sıkıştırılması kolay olacaktır.

MPEG yöntemi ile sıkıştırılmış video dosyalarında 3 farklı çerçeve tipi bulunmaktadır. Bunlar;

**I Çerçevesi:** Tam bir video resmi olarak ifade edilir. Gösterilmesi için başka bir resme ihtiyaç duyulmaz ve en çok veriyi kapsamaktadır.

**P Çerçevesi:** İleri doğru kestirme (öngörü) yöntemi ile mevcut çerçeve ile yeni değişen çerçeve arasındaki farklılıkları temsil eden çerçevedir. Gösterilmesi için bir önceki çerçeveye ihtiyaç duyulmaktadır.

**B Çerçevesi:** İki yönlü kestirme (öngörü) yöntemi ile bir önceki veya bir sonraki çerçevedeki farklılıkları temsil eden çerçevedir. I – çerçeveler veya P – çerçevelerden üretilirler. Gösterilmesi için bir önceki ya da bir sonraki çerçeveye ihtiyaç duyulur. Şekil 3-16’da örnek bir MOEG çerçeve yapısı gösterilmiştir.



**Şekil 3-16** Örnek Mpeg Çerçeve Yapısı

MPEG-2 görüntü sıkıştırma sisteminin temeli bu çerçeve içi ve çerçeve dışı sıkıştırmalarının bileşkesinden ortaya çıkmaktadır (Tudor 1995).

#### 4. ARAŞTIRMA BULGULARI ve TARTIŞMA

Bölüm 3'te anlatıldığı gibi MPEG yeni bir resim grubu başlayana kadar çerçeveleri arasında temporal domende (zamanda ilerleyen çerçeveler arasında) giderek azalan şekilde birbirine bağımlılık gösterir. Daha açık ifade etmek gerekirse GOP'daki bütün çerçeveler doğrudan ya da dolaylı olarak "I" çerçevesindeki bilgiyi kullanırlar. Normal veri iletiminde oluşan bir bit hatası alıcıdaki işleme sonrasında da bir bit hatası demektir. Ancak video iletiminden bahsediyorsak "I" çerçevesinde oluşabilecek bir bit hatası, bu "I" çerçevesine bağımlı olan diğer bütün çerçevelerde de hataya yol açacağından diğer çerçevelerin "I" çerçevesine olan bağımlılık derecesine göre bir bit hatası birçok bit hatasına dönüşecektir. Bu özelliğinden dolayı video iletimi normal veri iletiminden farklı düşünölmek zorundadır.

Kayıplı bir haberleşme kanalından veri iletiminde hataya karşı koruma sağlamak üzere kısım 2.2'de ayrıntılı olarak üzerinde durulan kanal kodlama teknikleri kullanılmaktadır. Bu kodlama teknikleri normal veri için verinin içeriğine bakılmadan bütün veriye aynı şekilde uygulanabilir. Ancak video verisi gibi verinin bir kısmının diğer kısmından daha önemli olduğu durumlarda daha önemli olan kısımlara gerekli özenin ve korumanın gösterilmesi gerekmektedir. Bu durumda eşit olmayan hata korumasından bahsedilir. Veriyi hatalara karşı korumak için hangi metot kullanılırsa kullanılsın eğer koruma için ayrılmış kaynaklar eldeki verinin parçalarına farklı şekilde uygulanıyorsa bu "eşit olmayan hata koruma olarak" adlandırılır.

Eşit olmayan hata koruması araştırmacıların oldukça ilgisini çekmiş ve bu alanda farklı yöntemler kullanılarak birçok çalışma yapılmıştır. Bu tezde kullanılan eşit olmayan hata koruma yaklaşımı kısım 4.1'de açıklanacaktır.

Bölüm 3'te açıklandığı gibi birden çok verici ve alıcının kullanıldığı MIMO sistemlerde her alıcı-verici çifti arasındaki haberleşme kanalının kalitesi, yani sinyal gürültü oranı farklı olacaktır. Bu durum diğer araştırmacılar tarafından da irdelenmiş ve kanal

kestirimi sonucunda elde edilen kanal bilgisi vericiye geri bildirilerek çok fazla sayıda ve aynı zamanda çok kötü kanalları da içeren kanalların hepsinden iletim yapmak yerine en iyi birkaç kanaldan iletim yapma metotları araştırılmıştır. Vericideki ortalama gücün sabit olduğu kabulüyle iyi kanallara sahip antenleri seçerek iletim yapmanın performansı artırdığı gözlemlenmiştir.

#### **4.1.MIMO Sistemlerde Eşit Olmayan Hata Koruma Uygulaması**

Bu tezde MIMO sistemlerde kanalların kalitesinin farklı olduğu gerçeğini kullanarak video için ihtiyaç duyulan eşit olmayan hata koruma uygulaması amaçlanmıştır. Video iletiminde hız da çok önemli olduğu için kötü SNR'ye sahip olan kanalları susturmak yerine, önemli bilgiler iyi kanallardan daha az önemli olan bilgiler ise SNR'si düşük olan kanallardan iletilmiştir. Bu işlem STTC kullanan, MIMO altyapısı kullanarak gerçekleştirilmiştir. Böylece STTC'nin getirmiş olduğu ve verici anten sayısı ile doğru orantılı olarak artan veri iletim hızının artırılması etkisini muhafaza ederken, uygun antenler önemli verileri göndermek için kullanıldığında video için gerekli olan eşit olmayan hata koruması da sağlanmıştır. Bütün bu işlemler yapılırken ayrıca bir kanal kestirim algoritması kullanılmamış ve kanal bilgisinin vericide olduğu varsayılmıştır.

#### **4.2. Benzetimler**

Benzetimlerde 352x240 çözünürlüğe, 30fps ve 1.5Mbps hıza sahip olan Matrix filminden alınan video parçaları kullanılmıştır. Benzetimler Matlab ortamında yapılmış olup Matlab ortamındaki simülasyon aşağıdaki aşamaları kullanmaktadır.

Öncelikle video dosyası okunarak çerçeve tipleri belirlenmiştir. Uygun çerçeve için uygun anten seçilerek, MIMO kanal üzerinden Uzay-Zaman Kafes Kodlama ile veri gönderimi gerçekleştirilmiştir. Kullanılan Uzay-Zaman Kafes Kodlama algoritmasında; verici ve alıcı kısımların her ikisinde de 2 adet anten kullanılmıştır. Üreteç matrisi olarak Tarokh, Seshadri ve Calderbak (TSC) tarafından rank ve determinant ölçütleri

kullanılarak, verici anten sayısı  $N_T=2$  için tasarladığı aşağıda yazılı üreteç matrisi kullanılmıştır.

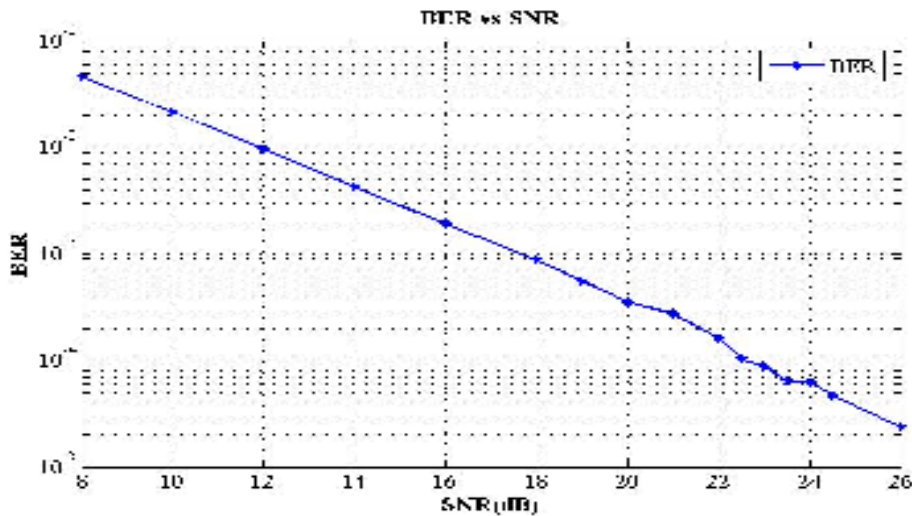
$$G^T = \begin{bmatrix} 2 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 2 & 1 \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Modülasyon seviyesi  $M=4$  alınarak QPSK modülasyonu kullanılmıştır. Alıcıda yumuşak-kararlı Viterbi algoritması kullanarak alınan verinin çözülmesi gerçekleştirilmiş ve alıcıda çözümlenen verinin tekrar video dosyası olarak kaydedilmesi için birleştirme işlemi yapılmıştır.

Bu işlemler yapıldıktan sonra sonuçların analizi için;

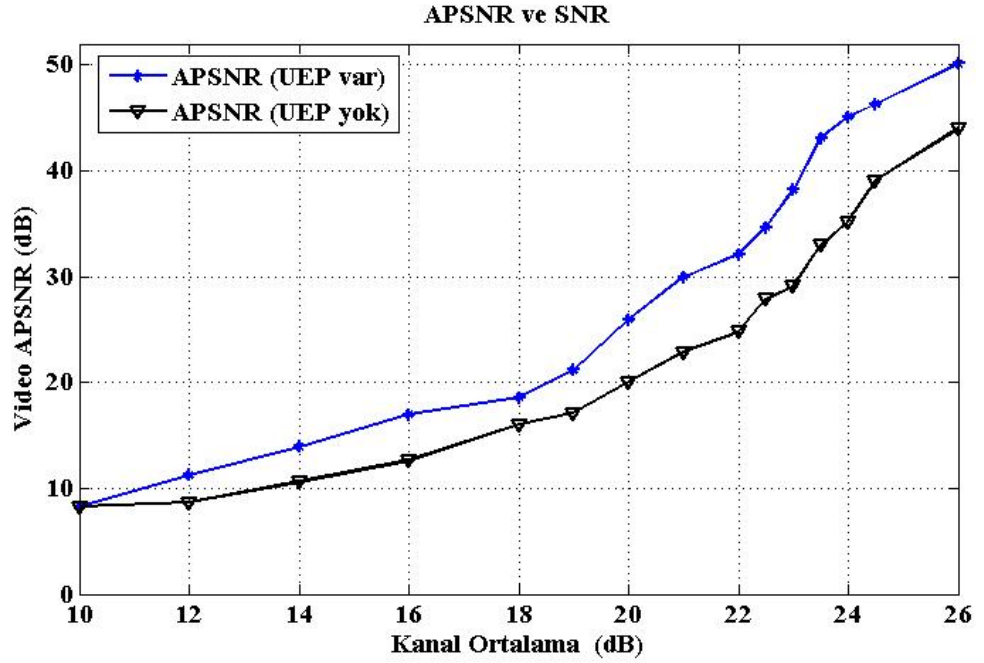
a) Bit hata oranının MIMO kanaldaki SNR ile değişimi çizilmiştir.

b) Vericiden gönderilen orijinal video ile alıcıdaki video karşılaştırılmış ve farklı kanal SNR'leri için bu iki video arasındaki kalite farkına dayalı olarak hesaplanan APSNR değerleri bulunmuş ve yine bu değerler SNR'ye bağlı olarak çizilmiştir.



Şekil 4-1 2x2 MIMO Sistem için BER Performans Eğrisi





**Şekil 4-2** UEP uygulanmış video iletiminin UEP Uygulanmış video iletimi ile karşılaştırılması

Şekil 4.2’de incelendiğinde UEP uygulanmış video iletiminin herhangi bir ayırım yapmadan gönderilen video ile karşılaştırıldığında kanal SNR’sine göre 2-7 dB oranında değişen miktarlarda kazanç sağladığı görülmektedir. Kanal SNR’sinin 10 dB’nin altına düştüğü durumlarda video okunamayacak kadar bozulduğundan bu SNR değerleri için video kaliteleri karşılaştırılmamıştır.

## 5. SONUÇ

Kablosuz iletişim sistemlerinde kayıplarla mücadele etmede kullanılan kodlama, modülasyon ve çeşitleme teknikleri genel performansı artırmaktadır. Uzay-Zaman Kodlamalı çok-girişli çok-çıkışlı (MIMO) sistemler çeşitlemeyi ve kodlamayı birleştirerek kablosuz kanalların performansını daha da artırmaktadır. Bu tezde modülasyon, kodlama ve uzay çeşitlemesinin birlikte kullanıldığı Uzay Zaman Trellis Kodları incelenmiş ve kablosuz haberleşme performansını nasıl artırdığı ayrıntılı bir şekilde açıklanmıştır. Matlab ortamında STTC kullanılarak bir MIMO kanaldan video iletimi gerçekleştirilmiş ve alıcı tarafta videonun kalitesi incelenmiştir.

Bu tezin literatüre asıl katkısı STTC kullanılan MIMO sisteme eşit olmayan hata korumasını uyarlanmasıdır. Simülasyon sonuçlarına bakıldığında UEP'nin STTC kullanılarak MIMO kanallar üzerinden video gönderiminde uygulanması alıcı tarafta video kalitesini artırdığı gözlemlenmektedir. En önemli noktalardan bir tanesi de yapılan eşit olmayan koruma ile videonun gönderim hızında hiçbir değişiklik meydana gelmemesidir.

STTC kullanan MIMO sistemler üzerinden video gönderiminde UEP kavramı kazanç sağlayan (kodlama, modülasyon, çeşitleme) bütün etkenler üzerinde ayrıntılı olarak ayrı ayrı incelenebilir. İleriye yönelik araştırma konusu olarak videonun daha ayrıntılı olarak daha fazla önem gruplamasına tabii tutması, modülasyon tekniklerinin önem gruplarına göre değiştirilmesi, sadece eşit olmayan hata koruması sağlayacak şekilde video iletimine yönelik STTC üreteç matrisleri oluşturulması düşünülebilir.

**KAYNAKLAR**

- Alamouti, S., 1998 .A Simple Transmit Diversity Technique for Wireless Communication. IEEE Journal, 16 (8), 1451-1458
- B. Cavusoglu, D. Schonfeld, R. Ansari, and D. Kumar Bal, 2005 Real-Time Low-Complexity Adaptive Approach for Enhanced QoS and Error Resilience in MPEG-2 Video Transport Over RTP Networks. IEEE Transactions on Circuits and Systems for Video Technology 15 (12), 1604-1614
- Chen, Z., Vucetic, B. and Yuan, J., 2003. Space-Time Trellis Codes with Transmit Antenna Selection. Electrical&Information Engineering Department, University of Sdney,  
<http://www.ee.usyd.edu.au/~zhuochen/PUBLICATION/JOURNAL/EL03.pdf> (10.06.2009)
- Chen, Z., Vucetic, B. and Yuan, J., 2006. An Improved Space-Time Trellis Coded Modulation Scheme on Slow Rauleigh Fading Channels. Electrical&Information Engineering Department, University of Sdney,  
<http://www.ee.usyd.edu.au/~zhuochen/ICC01.pdf> (14.05.2009)
- Demiroğlu, A., Altunbaş, İ., 2005. Asimetrik 4PSK Modülasyonlu Uzay-Zaman Kafes Kodları. IEEE Xplore Digital Library,  
<http://www.ieeexplore.ieee.org/iel5/10485/33241/01567684.pdf> (04.05.2009)
- Ertürk, S., 2002. Sayısal Haberleşme. Birsen Yayınevi, 383, İstanbul
- Gregorio, F., 2005. Space Time Code for MIMO System. Helsinki University of Technology,  
[http://www.comlab.hut.fi/opetus/333/2004\\_2005\\_slides/space\\_time\\_codes\\_text.pdf](http://www.comlab.hut.fi/opetus/333/2004_2005_slides/space_time_codes_text.pdf) (20.05.2009)
- Jankiraman, M., 2004. Space-Time Codes and MIMO Systems. Artech House, 344, Norwood.
- Langton, C., 1999. Coding and Decoding with Convolutional Codes. Loral Space System,  
<http://www.complextoreal.com/chapters/convo.pdf> (16.05.2009)
- Langton, C., 1999. Trellis Coded Modulation (TCM). Loral Space System,  
<http://www.complextoreal.com/chapters/tcm.pdf> (15.04.2009)
- Rappaport, T., 2002. Wireless Communication Principles And Practice. Person Education Pres, 707, United State of America
- Shu, L., Daniel, J. and Costello, J., 2004. Error Control Coding. Pearson Education Pres, 1260, Unites States of America
- Tarokh, V., Seshadri, N. And Calderbank, A., 1998. Space Time Codes for High Data Rate Wireless Communication. IEEE Journal, 44 (2), 744-765
- Tudor, P., 1995. MPEG-2 Video Compression. Electronics&Communication Engineering Journal,  
[http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/paper\\_14/paper\\_14.shtml](http://www.bbc.co.uk/rd/pubs/papers/paper_14/paper_14.shtml) (19.06.2009)
- Uçan, O., Osman, O., 2006. Haberleşme Teorisi ve Mühendislik Uygulamaları. Nodel Yayın Dağıtım, 294, Ankara

## ÖZGEÇMİŞ

1980 Yılında Erzurum'da doğdu. İlk ve orta öğrenimini Erzurum'da sırasıyla 50.Yıl İlkokulu, Sabancı Orta Okulu ve Atatürk (Y.D.A.) Lisesi'nde tamamladı. 2004 yılında Erciyes Üniversitesi, Elektronik Mühendisliği Bölümünden mezun oldu. Aynı yıl Atatürk Üniversitesi Mühendislik Fakültesinde yüksek lisans eğitimine başladı. Şu anda telekomünikasyon sektöründe faaliyet gösteren Doğu İletişim firmasında satış ve teknik destek mühendisi olarak çalışmaktadır.