

159380

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

FAZ BOZULMALI SÖNÜMLEMELİ ORTAMLARDA
ÇOK MODÜLASYON İNDİSLİ SÜREKLİ FAZ
MODÜLASYONU

Elektronik ve Haberleşme Müh. Bekir PUNAR

FBE Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Haberleşme Programında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı : Prof. Metin YÜCEL (YTÜ)

Prof. Remzi Gülgün

Y. Doç. Dr. Ünal Küçük

İSTANBUL, 2004

İÇİNDEKİLER

Sayfa

SİMGE LİSTESİ.....	iv
KISALTMA LİSTESİ.....	v
ŞEKİL LİSTESİ.....	vi
ÖNSÖZ.....	vii
ÖZET.....	viii
ABSTRACT.....	ix
1. GİRİŞ.....	1
2. SÜREKLİ FAZ MODÜLASYONU.....	4
2.1 Sürekli Faz Modülasyonunun Tanıtılması.....	4
2.2 Sürekli Faz Modülasyonunun Ayırıştırılması.....	10
3. ÇOK h'LI FAZ KODLAMALI MODÜLASYON.....	14
3.1 Çok h'lı Faz Kodlamalı Modülasyon Tekniğinin Tanıtılması.....	14
3.2 MHPM İşaretlerin Vektörsel Gösterilimi.....	17
3.3 MHPM'in Ayırıştırılması.....	28
3.4 Kod Çözme Yöntemi.....	33
3.5 MHPM Modülatör.....	34
3.6 MHPM Demodülatör.....	34
4. SÖNÜMLEMELİ KANALLAR.....	38
4.1 Sönümlemeli Kanallar	38
4.4.1 Yüksek Frekans Bandında İyonosferik Yayılım Yoluyla Haberleşme.....	38
4.4.2 Hareketli Hücreli Haberleşme.....	39
4.4.3 Görüşlü Radyo Sistemlerinde Haberleşme.....	39
4.4.4 Uçaktan Uçağa Radyo Haberleşmesi.....	39
4.2 Sönümleme Tipleri.....	40
4.3 Çok Yollu Sönümlemeli Kanalların İstatistiksel Modeli.....	40
4.3.1 Zamanla Değişen Doğrusal Süzgeç Modeli.....	45
4.3.2 Özilişki İşlevi.....	46
4.3.3 Uyum Bant Genişliği.....	48
4.3.4 Çok Yollu Yayılım.....	48
4.3.5 Saçılma İşlevi	49
4.3.6 Doppler Yayılımı.....	50
4.3.7 Yayılım Faktörü.....	50
4.3.8 Uyum Zamanı.....	51
4.4 Çok Yollu Sönümlemeli Kanalların Sınıflandırılması.....	51

4.4.1	Frekans-Seçici Sönümlerle.....	52
4.4.2	Zaman-Seçici Sönümlerle.....	54
5.	SÖNÜMLEMENİN MHPM İŞARETİNE ETKİSİ.....	56
6.	MHPM İŞARETLERDE JİTTER ETKİSİ.....	58
7.	SİMÜLASYONLAR.....	59
8.	SONUÇ.....	66
KAYNAKLAR.....		67
ÖZGEÇMİŞ.....		69



SİMGE LİSTESİ

C	Minimum uzaklık
$D_{\min}$	Serbest uzaklık
E	Simge enerjisi
f_c	Taşıyıcı frekansı
f_d	Frekans sapması
f_l	Değiştirilmiş taşıyıcı fazı
h, h_k	Modülasyon indisi
I, α	Veri simgesi
L	Simge aralığının uzunluğu
m	Modülasyon indisinin payı
M	Düzey sayısı
p	Modülasyon indisinin paydası
T	Simge süresi
T_p	Kafes periyodu
S_t	Faz durum sayısı
β, U	Dönüştürülmüş bilgi dizisi
Δt	Zaman gecikmesi
φ_0	Başlangıç fazı
λ	Doppler frekansı

KISALTMA LİSTESİ

CPE	Continuous Phase Encoder
CPFSK	Continuous Phase Frequency Shift Keying
CPM	Continuous Phase Modulation
FM	Frequency Modulation
LOS	Line-of-Sight
MHPM	Multi-h Phase Modulation
MM	Memoryless Modulator
PAM	Pulse Amplitude Modulation
PM	Phase Modulation
PSK	Phase Shift Keying
QAM	Quadrature Amplitude Modulation
TCM	Trellis Coded Modulation



ŞEKİL LİSTESİ

	Sayfa
Şekil 1.1	Haberleşme sisteminin blok diyagramı.....2
Şekil 2.1	Frekans darbeleri.....6
Şekil 2.2	İkili CPFSK için faz ağacı..... 7
Şekil 2.3	Dörtlü CPFSK için faz ağacı..... 8
Şekil 2.4	Yükseltilmiş kosinüs darbesiyle gerçekleştirilen ikili CPFSK'e ait faz ağacı..... 9
Şekil 2.5	İkili CPM için silindirik kafes yapısı.....9
Şekil 2.6	CPFSK'nın CPE ve MM'e ayrıştırılmış diyagramı..... 13
Şekil 3.1	Farklı indis kümeleri için faz ağaçları..... 15
Şekil 3.2	İşaretlerin süzgeç çıkışlarıyla elde edilmesi..... 18
Şekil 3.3	İşaretlerin taban fonksiyonlarının çarpımından elde edilmesi..... 18
Şekil 3.4	İşaret vektörlerinin elde edilmesi.....19
Şekil 3.5	Dört Düzeyli MHPM faz kafesi.....24
Şekil 3.6	Dört düzeyli MHPM fiziksel faz kafesi.....28
Şekil 3.7	Dört düzeyli MHPM bükülmüş faz kafesi.....30
Şekil 3.8	Dört düzeyli MHPM'in 2CPE kafesi.....32
Şekil 3.9	MHPM'in CPE ve MM ayrıştırılmış diyagramı..... 33
Şekil 3.10	CPM modülatör.....34
Şekil 3.11	MHPM demodülatör..... 37
Şekil 4.1	LOS haberleşmesinde çok yollu iletim.....39
Şekil 4.2	Uçaktan uçağa haberleşmede çok yollu iletim.....40
Şekil 4.3	Çok yollu sönümlemeli kanalları.....41
Şekil 4.4	Güçlendirirci ve zayıflatıcı fazör toplamaları.....44
Şekil 4.5	Çok yollu sönümlemeli kanalların sınıflandırılması.....52
Şekil 7.1	Simülasyon modeli..... 59
Şekil 7.2	$H=\{3/4,1/4\}$ için Gauss ve sönümlemeli kanallardaki başarımlar.....61
Şekil 7.3	$H=\{1/4,5/4\}$ için Gauss ve sönümlemeli kanallardaki başarımlar.....61
Şekil 7.4	$H=\{3/4,1/4\}$ ve $H=\{1/4,5/4\}$ indis kümelerinin Gauss kanalındaki başarımları.....62
Şekil 7.5	$H=\{3/4,1/4\}$ için Gauss kanalında jitter etkisi.....62
Şekil 7.6	$H=\{3/4,1/4\}$ için $K=\infty$ sönümlemeli durumda jitter etkisi.....63
Şekil 7.7	$H=\{3/4,1/4\}$ için $K=0$ sönümlemeli durumda jitter etkisi63
Şekil 7.8	$H=\{3/4,1/4\}$ için $K=10$ sönümlemeli durumda jitter etkisi.....64
Şekil 7.9	$H=\{1/4,5/4\}$ için $K=\infty$ sönümlemeli durumda jitter etkisi.....64
Şekil 7.10	$H=\{1/4,5/4\}$ için $K=10$ sönümlemeli durumda jitter etkisi.....65
Şekil 7.11	$H=\{1/4,5/4\}$ için $K=0$ sönümlemeli durumda jitter etkisi.....65

ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanması sırasında beni yönlendiren, bana her konuda desteğini veren ve her türlü problemimi çözen sayın hocam Prof. Dr. Osman Nuri Uçan'a çok teşekkür ederim.

Tezi hazırlarken çalışmalarından yararlandığım ve bana değerli vaktini veren sayın hocam Yrd. Doç. Dr. Aynur Akar Karataş'a, simülasyonlarda yardımcı olan Yük. Müh. Niyazi Kahvecioğlu'na, tezin yazım aşamasındaki desteğinden dolayı Müh. Tolga Ensari'ye içten teşekkür ederim.

Ayrıca, her türlü desteğinden dolayı sayın hocam Prof. Metin Yücel'e teşekkür ederim.



ÖZET

Bu tezde, çok modülasyon indisi kullanarak üretilen Sürekli Faz Modülasyonu işaretlerin, Jitter etkisi ile beraber Gauss ve sönümlemeli kanallardaki başarımları incelenmiştir. Bu modülasyon tekniği sabit zarf ve iyi spektrum özelliklerinden dolayı özellikle uydu haberleşmesi için oldukça cazip bir modülasyon türüdür. Bu modülasyon tekniğinde; veri dizileri, taşıyıcının fazını modüle etmektedir. Yapısında bellek içerdiği için bu taşıyıcı fazı sürekli. Birden fazla modülasyon indisi kullanarak iletilen işaretlerin, işaret uzayındaki Öklid uzaklıklarının artırılması amaçlanmaktadır. Böylece alıcıda, karar verme işlemi sırasında kanalın iletilen işaret üzerindeki olumsuz etkileri en aza indirilmektedir. Yapılan simülasyonlar ile iki farklı modülasyon indisi kümesi için çok h'lı faz modülasyonunun belirtilen kanallardaki başarımları ortaya konulmuştur.

Anahtar Kelimeler: Sürekli faz modülasyonu, Jitter etkisi, çok modülasyon indisi, sönümlemeli kanal, Gauss kanalı.



ABSTRACT

In this thesis, the error performance of signals of multi-h continuous phase modulation was researched at Gauss and fading channel with Jitter effect. This modulation technique is efficient especially for satellite communication, because of their constant envelope and good spectral properties. In this modulation technique, the phase of carrier is modulated by information symbols. This modulation contains memory in its structure therefore, the phase of carrier is continuous. Increasing in Euclidean distance of signals in signal space is purposed by using multi modulation indexes. During detection of signals, negative effects of channel over signal at receiver are decreased. The performance of multi-h phase coded modulation was shown at mentioned channels with Jitter effect for two different modulation index set with simulations.

Keywords: Continuous phase modulation, Jitter effect, multi-h modulation indexes, fading channel, Gauss channel.

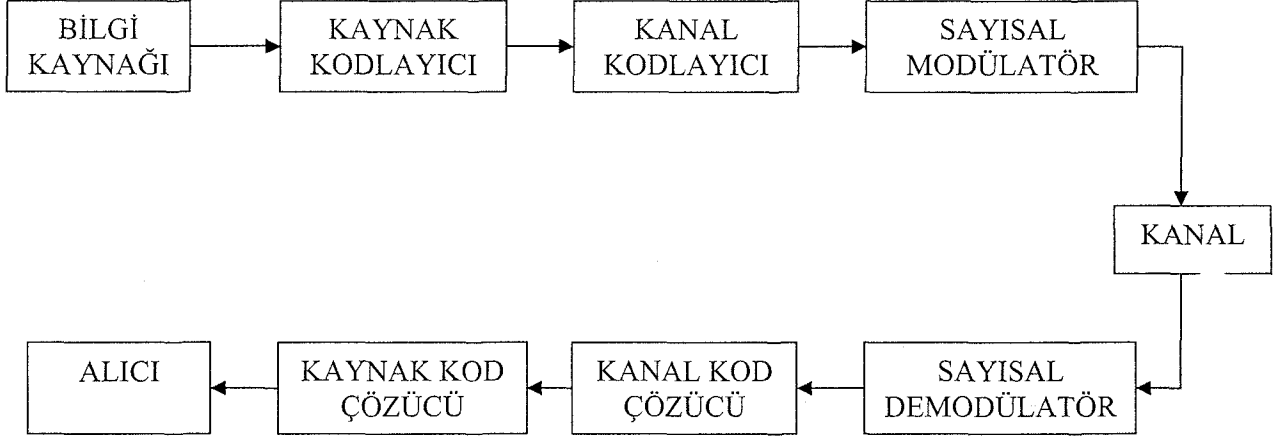


1. GİRİŞ

Haberleşme; alıcı ve verici denem iki uç nokta arasında kanal denem iletim ortamı üzerinden her türlü bilgi iletimi işlemidir. Bu işlem; iletilmek istenen işaretin, kanalın karakteristiklerine daha uygun olan başka bir işaretin üzerine bindirilmesi ile gerçekleştirilir. Modülasyon denem bu işlem çok değişik şekillerde gerçekleştirilebilir. Aynı zamanda kanalın işaret üzerindeki olumsuz etkilerini gidermek için de değişik yöntemler uygulanır. Bu yöntemlerden biri olan “kanal kodlaması” işleminde, işarete ek bitler ekleyerek işaretin gürültüye karşı olan bağışıklığı azaltılır. Ancak modülasyon ve kodlama işlemleri gerçekleştirilirken bir takım sınırlamalar ile karşılaşılır. Bu sınırlamaların en önemlileri işaret gücü ve kanalın band genişliği sınırlamalarıdır. Kodlama ile işaretin artan band genişliği problemi modülasyon ve kodlama işlemlerinin bir arada gerçekleştirilmesi ile giderilebilir. İlk olarak Ungerboeck (1982) bu birleştirme işlemini “kafes kodlamalı modülasyon” (TCM) olarak adlandırılan teknikle gerçekleştirmiştir. Bu teknik sayesinde band sınırlı kanallarda band genişliliğini artırmadan daha iyi başarımlı sağlayan PSK ve QAM sistemlerini önermiştir. Bu teknikte alıcıda, kod çözme yöntemi olarak en büyük benzerlikli kod çözme yöntemi (Viterbi, 1973) uygulanmıştır. “Sürekli faz modülasyonu”, (Continuous Phase Modulation, CPM) (Aulin, 1981; Sundverg, 1986; Anderson, 1986;) band verimlilikli kodlama tekniğı olarak uygulamada önemli yer tutar. Fazının sürekli olması, hata düzeltme yeteneğı katar (Aulin, 1982). Aynı zamanda bellek içermesi nedeniyle kodlama özelliğı içerirler ve kafes diyagramla gösterilebilirler. Bu nedenle en büyük benzerlikli kod çözme yöntemi ile çözülebilirler (Anderson, 1976; Aulin, 1981). Sürekli faz modülasyonunun; zamanla değışmeyen sürekli bir kodlayıcı ve onu izleyen belleksiz bir modülatöre ayrıştırılabileceğı gösterilmiştir (Rimoldi, 1988). Sürekli faz modülasyonunda, işaretlerin işaret uzayında birbirinden daha uzak olarak yerleşmesini sağlamak için birden fazla modülasyon indisi kullanılması önerilmiştir (Anderson, 1978). Çok h’lı modülasyon indisi (Multi-h Phase Modulation; MHPM) olarak adlandırılan bu tekniğın alıcı yapıları, demodülasyon ve eş zamanlama problemleri Mazur ve Taylor (1981), Premji ve Taylor (1987) tarafından ele alınmıştır. İkili MHPM’in Gauss kanalındaki başarımlı Anderson (1981) tarafından incelenmiştir. Çok h’lı faz modülasyonunun gürültülü sönümlemeli kanallardaki başarımlı Akar ve Aygölü (1991) tarafından incelenmiştir. Ayrıca Akar ve Aygölü (1996) çok h’lı faz modülasyonunu, indis sayısı kadar işaretleşme aralığını yapısında toplayan zamanla değışmeyen sürekli bir faz kodlayıcısına ve onu izleyen belleksiz bir modülatöre ayrıştırarak modellemişlerdir. Bu çalışmada çok h’lı faz modülasyonunun; sürekli faz modülasyonu ve onu izleyen belleksiz bir

modülatöre ayrıştırılarak gürültülü ve sönümlemeli kanallarda jitter etkisiyle beraber başarımı incelenmiştir.

Aşağıda bir haberleşme sisteminin genel blok diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 1.1 Haberleşme sisteminin blok diyagramı

Bilgi kaynağı iletilmek istenen bilgi işaretlerini üretir. Bu kaynak analog veya sayısal olabilir. Analog kaynaklar, zamanda sürekli işaretler üretirken; sayısal kaynaklar ayrık sembol dizilerinden oluşan işaretleri üretir. Sayısal haberleşme sistemlerinde enformasyon kaynağı çıkışı analog ise sayısal işarete dönüştürülür. Bu işlem bir örnekleyci ve analog/sayısal dönüştürücü ile kolaylıkla gerçekleştirilebilir. Sayısal haberleşme sistemlerinde, işaretler kanala iletilmeden önce “kaynak kodlaması” denen işlemle ikili (0,1) bitlere dönüştürülür.

Kaynak çıkışındaki ikili bitler kanal kodlayıcıda “kanal kodlama” denen işleme girerler. Bu işlemde ikili enformasyon dizisine artık bitler eklenir. $k < n$ olmak üzere k bitlik enformasyon dizileri n bitlik kodlanmış dizilere dönüştürülür (k/n kodlama oranı). Bu işlemle işaretin iletimi sırasında kanalın gürültü ve girişim etkileri azaltılması amaçlanır. Kanal kodlayıcı çıkışındaki ikili diziler, modülatörde modülasyon işlemi ile kanal karakteristiklerine uygun işaretleri modüle ederler. Pratikte hemen hemen tüm kanalllar elektriksel işaretleri ilettiğinden, modülatör ikili enformasyon dizilerini dalga şekilli işaretlere eşler. İkili modülasyonda 0 için $s_0(t)$ işaretine, 1 için $s_1(t)$ işaretine eşlenir. Modülatör birim zamanda b tane biti eşliyorsa $M=2^b$ tane farklı dalga biçimi vardır. İşaretleme aralığında $s_i(t)$ $i=0,1,...,M-1$ dalga biçimlerinden uygun olanı, $M=2^b$ tane olası b uzunluklu ikili dizilerden birine eşlenir. Bu sisteme M ’li modülasyon adı verilir.

Haberleşme sisteminde, alıcı kısmında demodülatör; alınan dalga biçimlemlerinden ikili kodlanmış dizilerin elde edilmesini sağlar. Kanal çözücü kodlanmış dizilerden ikili enformasyon dizilerinin elde edilmesini sağlar. Kaynak çözücü ise vericiden gönderilmiş olan orijinal işareti üretir.

Çözücü çıkışındaki bit hata olasılığı demodülatör-çözücü başarımının bir ölçüsü olarak kabul edilir. Genel olarak hata olasılığı dalga biçimlerine, iletim gücüne, kanal karakteristiklerine, demodülatör ve çözücü metoduna bağlıdır.

Haberleşme kanalı, vericiden alıcıya işaretin iletildiği fiziksel ortamdır. Bu ortam uzay, atmosfer, fiber kablo, koaksiyel kablo veya bunların kombinezonları olabilir. Kanal, iletilen işaret üzerinde bir takım bozucu etkilere neden olur. Bunun sonucunda orijinal bilgi işareti kanalda iletilirken bozulmuş olarak alıcıya ulaşılır. Bu bozucu etkiler toplamsal gürültü, girişim, sönümleme, seyirme vb.dir.

Gürültünün iletilen işaret üzerindeki etkisi iletilen işaretin gücü artırılarak önlenebilir. Ancak pratikte bu güç istenildiği kadar artırılamaz. Vericide iletilen işaretin gürültüye karşı bağışıklılığını azaltmak için yapılan kanal kodlaması ise zaman gecikmesi olmaması için, aynı birim zamanda daha fazla bit iletileceğinden iletilen işaretin band genişliğinin artmasına sebep olur. Bu da kanalın bant genişliği açısından verimli kullanılmasına engel olur. Bunun için haberleşme sistemlerinde iletim gücü ve kanal band genişliği dikkate alınarak tasarımlar yapılmaktadır. Kanallar band sınırlı ve güç sınırlı olmak üzere ikiye ayrılırlar. Band sınırlı kanallarda iletim gücü artırılarak, güç sınırlı kanallarda band genişliği artırılarak (hata düzeltme kodlaması) bit hata olasılığı azaltılabilmektedir.

Sayısal haberleşmede kullanılan çok-h'lı faz kodlamalı modülasyonda (Multi-h Phase Modulation) ikili verilerle taşıyıcı işaretin fazı kodlanmaktadır. Bu kodlama sırasında faz atlamaları olmamakta, faz sürekliliği sağlanmaktadır. Böylece frekans spektrumunda verimlilik sağlanmaktadır. Bu modülasyonda aynı katlamalı kodlarda olduğu gibi iletilen ikili veriler bir kafes yapı oluşturmaktadır. Alıcıda ise kod çözücü olarak direkt kanal çıkışındaki işaretleri kullanan yumuşak karar verme kuralına göre çalışan viterbi algoritması kullanılmaktadır.

2. SÜREKLİ FAZ MODÜLASYONU

2.1 Sürekli Faz Modülasyonunun Tanıtılması

Sürekli faz modülasyonlu bir işaret

$$s(t, I) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2\pi f_c t + \phi(t, I) + \varphi_0] \quad (2.1)$$

biçiminde gösterilir. Burada E simge enerjisini, T simge süresini, f_c taşıyıcı frekansını, $\phi(t, I)$ taşıyıcının zamanla değişen fazını belirtir. Bu faz

$$\phi(t, I) = 4\pi T f_d \int_{-\infty}^t d(\tau) d\tau \quad (2.2)$$

$$= 4\pi T f_d \int_{-\infty}^t \left[\sum_n I_n g(t - nT) \right] d\tau \quad (2.3)$$

biçiminde ifade edilebilir. Burada f_d frekans sapması, Φ_0 ise taşıyıcının başlangıç fazı, I_n $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (M-1)\}$ kümesinden seçilen M düzeyli veri simgeleridir. $d(t)$ sürekli olmasa bile $d(t)$ 'nin integrali sürekli dir. Bundan dolayı modüle edilmiş taşıyıcı fazı sürekli dir. $nT \leq t \leq (n+1)T$ zaman aralığında taşıyıcının fazı (2.3)'deki ifadenin integrali alınarak

$$\phi(t, I) = 2\pi f_d T \sum_{k=-\infty}^{n-1} I_k + 2\pi f_d (t - nT) I_n \quad (2.4)$$

$$= \theta_n + 2\pi h I_n q(t - nT) \quad (2.5)$$

olarak bulunur. Burada

$$h = 2f_d T \quad (2.6)$$

$$\theta_n = \pi h \sum_{k=-\infty}^{n-1} I_k \quad (2.7)$$

$$q(t) = \begin{cases} 0 & (t < 0) \\ t/2T & (0 \leq t < T) \\ 1/2 & (t > T) \end{cases} \quad (2.8)$$

olarak tanımlanır. θ_n görüldüğü gibi $(n-1)T$ zamanına kadar olan tüm simgelerin toplamını içerir. Dolayısı ile sistem bir bellek gerektirmektedir. h modülasyon indisi olarak tanımlanır. h ne kadar küçükse CPM işaretin bandı o kadar dar olur.

(2.4) ve (2.5) ifadeleri CPFSK'i tanımlamaktadır. CPFSK, sürekli faz modülasyonunun özel bir şeklidir. CPM'de taşıyıcı fazı

$$\phi(t, I) = 2\pi \sum_{k=-\infty}^n I_k h_k q(t - kT); \quad nT \leq t \leq (n+1)T \quad (2.9)$$

biçimindedir. M ; 2 'nin kuvveti olan bir sayı olmak üzere düzey sayısını gösterir. $\{I_k\}$; elemanları $\{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (M-1)\}$ kümesinden eşit olasılıkla seçilen M düzeyli veri simge dizisidir. h_k modülasyon indisi. Prensipte olarak h herhangi bir reel sayı olabilir. Ancak pratikte alıcıda maksimum benzerlik kuralına göre karar verebilmek için rasyonel seçilir. Rasyonel h ; faz durum sayılarını sınırladığı için Viterbi algoritmasına dayanan maksimum benzerlik karar kuralına göre işaretler çözülebilir. Tek h 'lı CPM'de tüm simge süreleri için $h_k = h$ olur. Yani bütün k 'lar için $h_k = h$ olup sistemde modülasyon indisi sabittir. $q(t)$ faz yanıt darbesidir. $q(t)$ faz yanıt darbesi, ani frekans darbesi olarak bir darbenin integrali olarak tanımlanabilir.

$$q(t) = \int_0^t g(\tau) d\tau \quad (2.10)$$

$g(t)$ 'nin seçimi, faz teriminin biçimini belirler. $g(t)$, modülasyon indisi h ve giriş veri dizisiyle beraber fazın zamanla nasıl değişimini belirler. $g(t)$ ani frekans darbesi $0 \leq t \leq LT$ zaman aralığı boyunca sıfırdan farklı, bu aralık dışında sıfırdır. $g(t)$; $\int_{-\infty}^{\infty} g(t) dt = 1/2$ biçiminde seçilir. Simetri özelliğine sahiptir ($g(t) = g(LT-t)$). L ; simge aralığının uzunluğudur. $L > 1$ için kısmi yanıtli modülasyon, $L \leq 1$ için tam yanıtli modülasyon tekniği elde edilir. Kısmi yanıtli sistemler, tam yanıtli sistemlere göre daha iyi spektral özelliklere sahip olmalarına karşın gerçekleştirilmeleri daha zordur. Şekil 2.1 dikdörtgen (L-REC) ve yükseltilmiş kosinüse (L-RC) ait $g(t)$ frekans darbelerini göstermektedir.

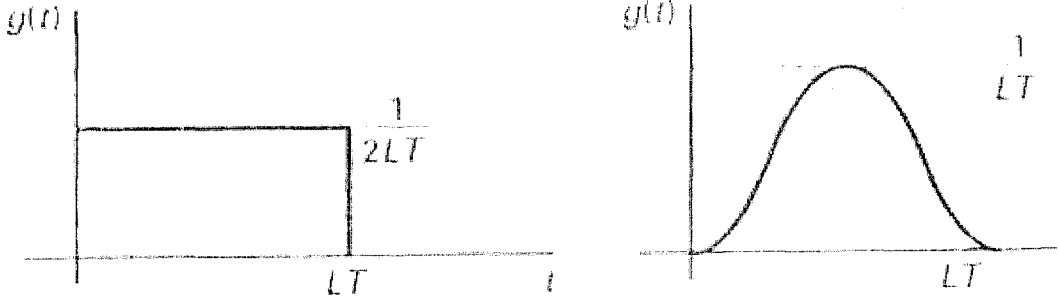
Dikdörtgen darbe (L-REC) için fonksiyon ifadesi

$$g(t) = \frac{1}{2LT}, \quad 0 \leq t \leq LT \quad (2.11)$$

yükseltilmiş kosinüs (L-RC) için fonksiyon ifadesi

$$g(t) = \frac{1}{2LT} \left[1 - \cos\left(\frac{2\pi t}{LT}\right) \right], \quad 0 \leq t \leq LT \quad (2.12)$$

biçimindedir. Farklı $g(t)$, modülasyon indisi ve M seçerek çok çeşitli CPM elde edilebilir.



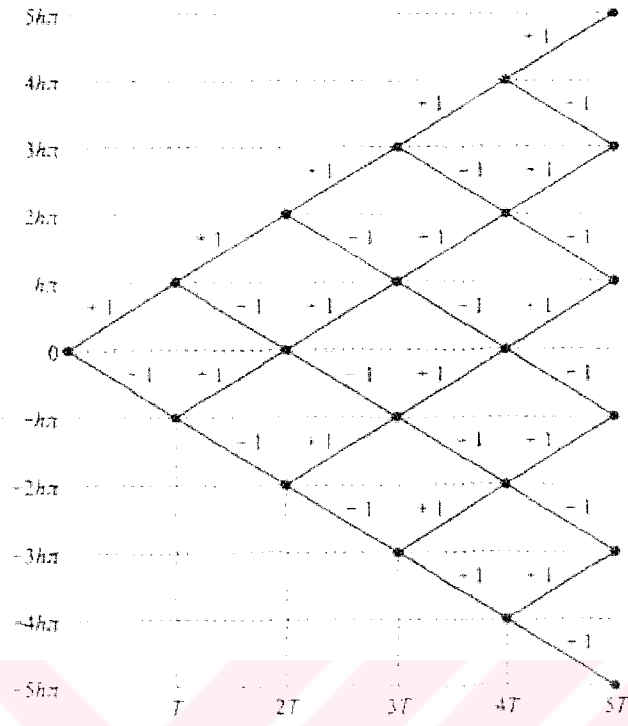
a) L-REC

b) L-RC

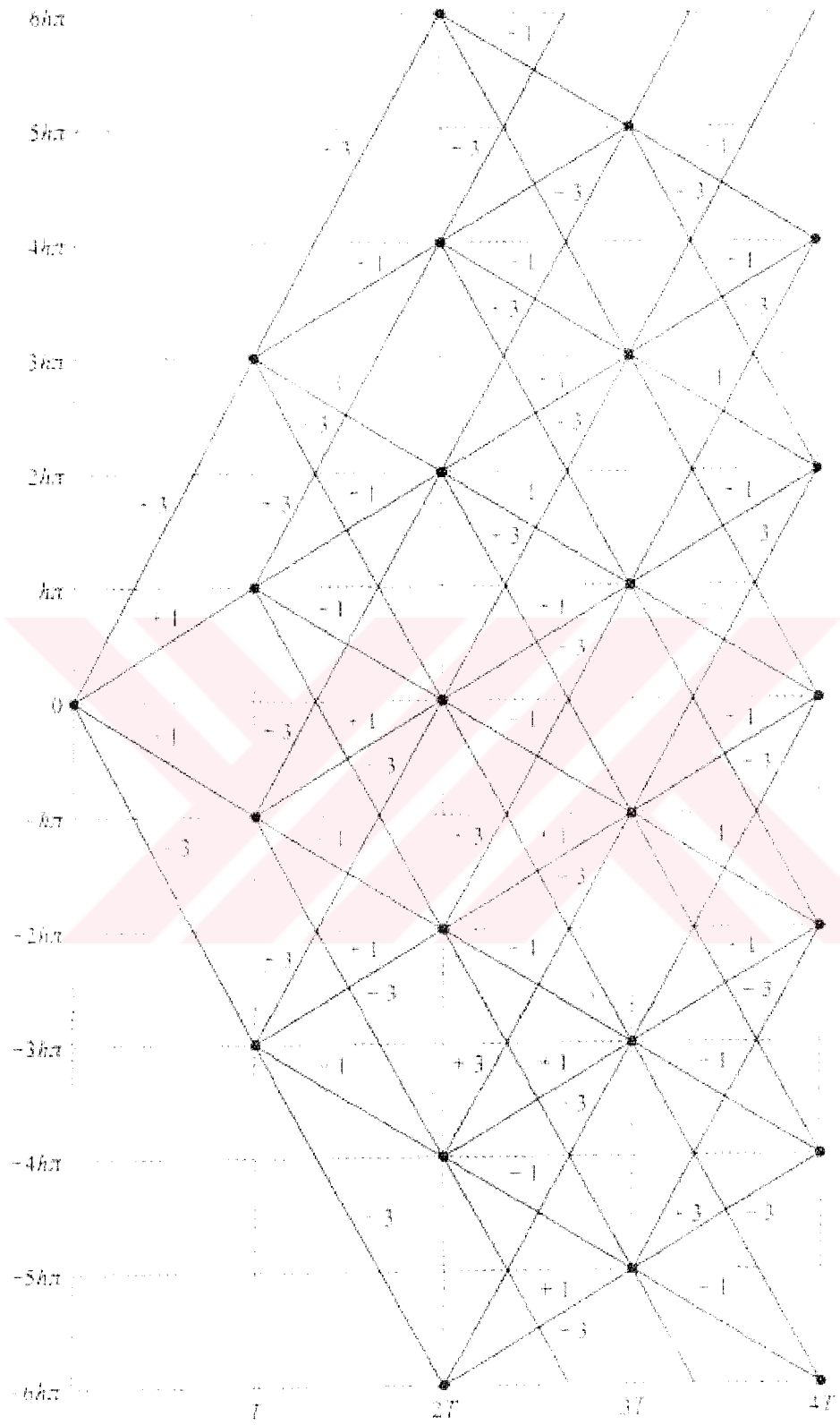
Şekil 2.1 Frekans darbeleri

Genel olarak; sürekli faz modülasyonlu işaretler; PAM, PSK VE QAM işaretlerin işaret uzayında ayrık noktalar olarak gösterilebildiği gibi gösterilemezler. Bunun sebebi ise taşıyıcı fazının sabit değil sürekli olarak zamanla değişmesidir. CPM; işaret uzayında 3'ten fazla boyut içerebilmektedir. Gösterilişe bir alternatif olarak; CPM'e ait faz terimini belirleyen faz fonksiyonunun "faz ağacı" adı verilen faz geçişleri gösterilebilir.

Veri dizisi $\{I_n\}$ 'in olabilir tüm değerleri göz önüne alınarak faz ağacı çizilebilir. Maksimum faz değişimi $(M-1)h\pi$ olmaktadır. Örnek olarak Şekil 2.2 ve Şekil 2.3'de sırasıyla ikili ve dörtlü veri dizilerine sahip CPFSK için faz ağaçları çizilmiştir. İkili veri dizileri $I_n=\{-1,+1\}$; dörtlü veri dizileri $I_n=\{-3,-1,+1,+3\}$ kümesinin elemanlarından oluşmaktadır.

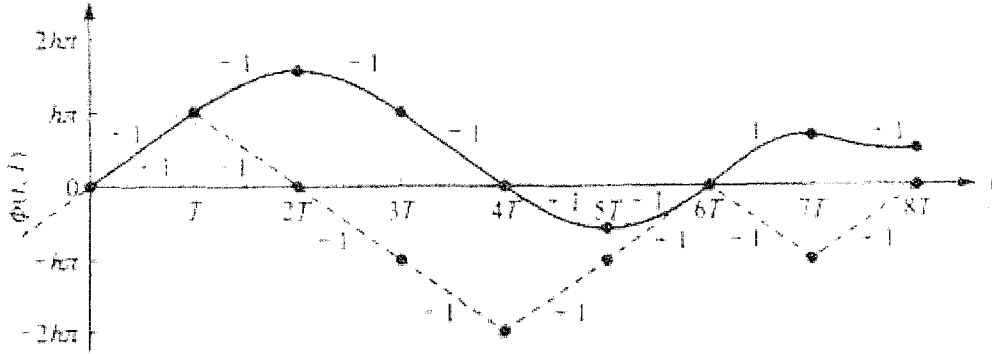


Şekil 2.2 İkili CPFSK için faz ağacı



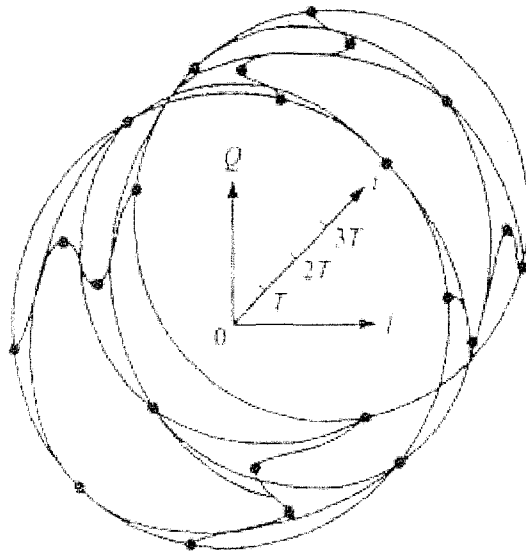
Şekil 2.3 Dörtlü CPFSK için faz ağacı

Dörtlü veri dizisine sahip faz ağacından da açıkça görüldüğü gibi faz ağacı parçalı olarak lineerdir. Bu lineerliğin sebebi ise kullanılan $g(t)$ frekans darbe biçiminin dörtgen darbe olmasıdır. Frekans darbesi olarak yükseltilmiş kosinüs darbesi kullanarak Şekil 2.4'deki gibi faz ağacı da elde edilebilir. Burada $(1,-1,-1,-1,1,1,-1,1)$ veri için dizisi faz ağacı çizilmiştir. Aynı şekil üzerinde aynı veri dizisine ait faz ağacı $g(t)$ dörtgen darbesi kullanılarak da çizilmiştir.



Şekil 2.4 Yükseltilmiş kosinüs darbesiyle gerçekleştirilen ikili CPFSK'e ait faz ağacı

Bu faz ağaçlarında görüldüğü gibi zamanla fazlar da artmaktadır. Ama taşıyıcı fazı ise pratikte $\Phi=0$ ile $\Phi=2\pi$ aralığında değişmektedir. Bundan dolayı bu faz geçişlerini modül 2π 'ye göre çizmek daha doğrudur. Bu gösterilimde, faz değerleri mod 2π ile bir silindir üzerinde gösterilebilir. Silindir üzerinde kafes simetrik ve periyodiktir.



Şekil 2.5 İkili CPM için silindirik kafes yapısı

m ve p ortak bölenleri olmayan tam sayılar olmak üzere $h=m/p$ için tam yanıtı CPM için $t=nT$ zamanlarında varış fazları;

m çift ise

$$\Theta_s = \left\{ 0, \frac{m\pi}{p}, \frac{2\pi m}{p}, \dots, \frac{(p-1)\pi m}{p} \right\}$$

m tek ise

$$\Theta_s = \left\{ 0, \frac{m\pi}{p}, \frac{2\pi m}{p}, \dots, \frac{(2p-1)\pi m}{p} \right\}$$

olur. m çift sayı ise p tane, m tek sayı ise 2p tane faz durumu vardır. Simges aralığı L'yi aşarsa faz durum sayıları maksimum faz durum sayısı olan S_t 'ye kadar artar.

S_t m çift ise

$$S_t = pM^{L-1} \quad (2.13)$$

m tek ise

$$S_t = 2pM^{L-1} \quad (2.14)$$

şeklindedir.

İkili CPFSK'nın (tam yanıtı, dörtgen darbe biçiminde) $h=1/2$ için, $S_t=4$ tane faz durumu vardır.

Bu işaretler için ayrıca durum diyagramları da çizilebilir. Durum diyagramlarında yalnızca mümkün olan varış faz durumlarıyla bu varış fazları ile başlangıç fazları arasındaki geçişler gösterilir. Zaman bir değişken olarak gözükmez. Özellikle demodülasyon sırasında faz durum diyagramları oldukça yararlıdır.

2.2 Sürekli Faz Modülasyonunun Ayrıştırılması

CPM sistemlerde bilgi taşıyıcının fazında taşınır. Bu taşıyıcı fazında ise atlamalar olmamakta, faz sürekliliği sağlanmaktadır. Her bir T zaman aralığındaki işaretin olası faz geçişleri faz durum kafesinde gösterilmektedir. Bu durum CPM'in, katlamalı kodlardaki gibi bir belleğe sahip olmasını gerektirir. Rimoldi (1986) bir CPM sisteminin, sürekli bir faz kodlayıcıya (CPE, Continuous Phase Encoder) ve onu izleyen belleksiz bir modülatöre (MM, Memoryless Modulator) ayrıştırılabileceğini göstermiştir.

Rimoldi, CPM sisteminin bir kodlayıcı ve modülatöre ayırabilmek için dönüştürülmüş bilgiyi taşıyan faz fonksiyonunu ve zamanla değişmeyen bükülmüş (tilted) faz kafesini tanımlamıştır. Herhangi bir CPM sisteminde elde edilen faz geçişleri zamanla artmaktadır. Ama gerçekte ise taşıyıcının fazı $0-2\pi$ aralığında değişmektedir. Bunun için elde edilen fazlar modül 2π 'ye göre

$$\bar{\phi}(t, \alpha) = R_{2\pi}[\phi(t, \alpha)] \quad (2.15)$$

olur. Burada $R_{2\pi}[\cdot]$ modül 2π işlemini belirtir. Bu kafesin zamanla değişmemesi için bükülmüş faz kafesi

$$\bar{\Psi}(t, \alpha) = \phi(t, \alpha) + \pi h(M-1)t/T \quad (2.16)$$

biçiminde tanımlanmıştır. Buradaki $\bar{\Psi}(t, \alpha)$ zamanla değişmeyen bir kafestir. Tam yanıtlı faz fonksiyonuna sahip bir CPM sistemin bükülmüş faz fonksiyonu

$$\bar{\Psi}(t, \alpha) = \pi h \sum_{i=0}^{n-L} \alpha_i + 2\pi h \sum_{i=n-L+1}^n \alpha_i q(t-iT) + \pi h(M-1)t/T \quad nT \leq t \leq (n+1)T \quad (2.17)$$

olup, burada $\alpha_{-1} = \alpha_{-2} = \dots = \alpha_{-L} = 0$ ve tam yanıtlı faz fonksiyonu

$$q(t) = \begin{cases} 0, & t \leq 0 \\ 1/2, & t > LT \end{cases} \quad (2.18)$$

biçimindedir. Dönüştürülmüş bilgi dizisi $U = (U_{-L}, U_{-L+1}, U_{-L+2}, \dots)$,

$$U_i = (\alpha_i + (M-1))/2 \quad (2.19)$$

ile tanımlanır. Dönüştürülmüş bilgi dizisi $U_i \in \{0, 1, 2, \dots, M-1\}$ kümesinin elemanlarından birinin değerini alır. Bükülmüş faz fonksiyonu $\bar{\Psi}(t, \alpha)$ yerine $\bar{\Psi}(t, U)$ ve $t = \tau + nT$ alınarak

$$\begin{aligned} \bar{\Psi}(\tau + nT, U) = & 2\pi h \sum_{i=0}^{n-L} U_i + 4\pi h \sum_{i=0}^{L-1} U_{n-i} q(\tau + iT) + \pi h(M-1)\tau/T - 2\pi h(M-1) \sum_{i=0}^{L-1} q(\tau + iT) \\ & + (L-1)(M-1)\pi h \end{aligned} \quad (2.20)$$

biçiminde elde edilir. (2.20) denkleminin sağındaki zamana bağlı terimler, τ zaman değişkeninin bir fonksiyonudur. Bilgiye bağlı olan terimler ise $0 \leq \tau \leq T$ işaretleşme aralığına kadar biriken faz değerini belirler. Fiziksel olarak birikmiş faz değeri

$$R_{2\pi}[2\pi h \sum_{i=0}^{n-L} U_i] = R_{2\pi}[2\pi(m/p)R_p(\sum_{i=0}^{n-L} U_i)] \quad (2.21)$$

biçimindedir. (2.21) denklemindeki bilgilerin toplamı, p olası değer alır ve $R_{2\pi}[\cdot]$ 'in argümanı en fazla $2\pi m$ ile değişir. Buna göre fiziksel bükülmüş faz $\bar{\Psi}(\tau + nT, U)$ da, zamanla değişmez. CPM'in tam olarak ayrıştırılabilmesi için, belleksiz modülatörün girişi belirlenmelidir. Sürekli faz modülasyonlu işaret, bilgiyi taşıyan faz fonksiyonu $\Phi(t, U)$ 'nun yerine fiziksel bükülmüş faz fonksiyonu kullanılarak,

$$s(t, U) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_1 t + \bar{\Psi}(t, U) + \varphi_0) \quad (2.22)$$

biçiminde elde edilir. Burada, yeni frekans değişkeni $f_1 = f_0 - h(M-1)/2T$; $\Psi(t, U)$ ve $\phi(t, U)$ arasındaki denkleştirmeyi sağlar. Fiziksel bükülmüş faz fonksiyonu ise,

$$\bar{\Psi}(\tau + nT, U) = R_{2\pi} \left[2\pi h R_p \left[\sum_{i=0}^{n-L} U_i \right] + 4\pi h \sum_{i=0}^{L-1} U_{n-i} q(\tau + iT) + w(\tau) \right], \quad 0 \leq t < T \quad (2.23)$$

olarak tanımlanır. Burada,

$$w(\tau) = \pi h(M-1)\tau/T - 2\pi h(M-1) \sum_{i=0}^{L-1} q(\tau + iT) + (L-1)(M-1)\pi h, \quad 0 \leq t < T \quad (2.24)$$

bilgi simgelerinden bağımsız olan terimleri içerir. Belleksiz modülatör girişini, fiziksel faz fonksiyonu kesin olarak belirler. Modülasyonlu çıkış işareti, o andaki sistemin faz durumu ile U_n girişlerinin bir fonksiyonudur.

$$X_n = [U_n, \dots, U_{n-L+1}, V_n] \quad (2.25)$$

olup, burada

$$V_n = R_p \left[\sum_{i=0}^{n-L} U_i \right] \quad (2.26)$$

biçiminde tanımlanır. $\bar{\Psi}(\tau + nT, U)$ yerine $\bar{\Psi}(\tau, X_n)$ ve $s(\tau + nT, U)$ yerine $s(\tau, X_n)$ konarak, modülasyonlu işaret,

$$s(\tau, X_n) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_1 (\tau + nT) + \bar{\Psi}(\tau, X_n) + \varphi_0), \quad 0 \leq \tau \leq T \quad (2.27)$$

olarak belirlenir. Sürekli faz kodlayıcısı CPE'nin görevi, bir sonraki belleksiz modülatör MM girişi X_{n+1} 'i üretmek için U_{n+1} bilgisini kullanarak belleksiz modülatör girişi X_n 'i güncelleştirmektir. n yerine $(n+1)$ alınıp (2.25) ve (2.26) denklemleri düzenlenirse,

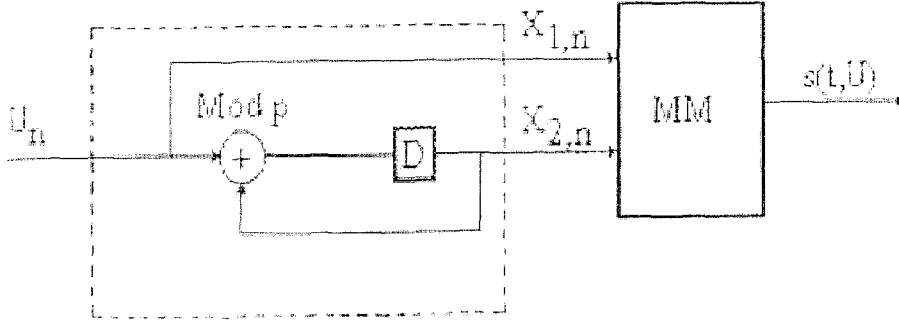
$$V_{n+1} = R_p \left[\sum_{i=0}^{n-L+1} U_i \right] = R_p \left[\sum_{i=0}^{n-L} U_i + U_{n-L+1} \right] \quad (2.28)$$

$$= R_p \left[R_p \left[\sum_{i=0}^{n-L} U_i \right] + U_{n-L+1} \right] = R_p [V_n + U_{n-L+1}] \quad (2.29)$$

olur.

Herhangi bir CPM sistem de, bir CPE ve bir MM olarak artık ayrıştırılabilir. CPE, modül-p toplayıcıları ve L gecikme elemanı içeren zamanla değişmeyen doğrusal ardışıl bir devredir. Burada p, modülasyon indisinin paydası ve L, faz yanıtı $q(t)$ 'nin değişen kısmı altında kalan

işaretleşme aralıklarının sayısıdır. Şekil 2.6 de CPFSK'nın CPE ve MM'ye ayrıştırılmış blok diyagramı gösterilmektedir.



Şekil 2.6 CPFSK'nın CPE ve MM'e ayrıştırılmış diyagramı

3. ÇOK h'LI FAZ KODLAMALI MODÜLASYON

3.1 Çok H'lı Faz Kodlamalı Modülasyon Tekniğinin Tanıtılması

Çok h'lı faz kodlamalı işaretin genel gösterilimi

$$s(t, \alpha) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2\pi f_c t + \phi(t, \alpha) + \phi_0] \quad (3.1)$$

şeklindedir. Burada daha önceden bahsedildiği gibi E simge enerjisini, T simge süresini, f_c taşıyıcı frekansını, ϕ_0 taşıyıcının başlangıç fazını göstermektedir. $\phi(t, \alpha)$ ise bilgiyi taşıyan faz fonksiyonudur ve aşağıdaki şekilde belirtilir:

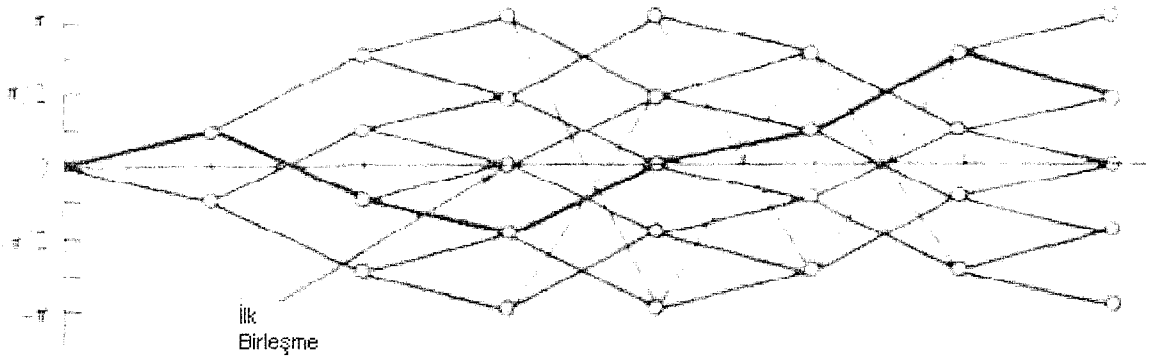
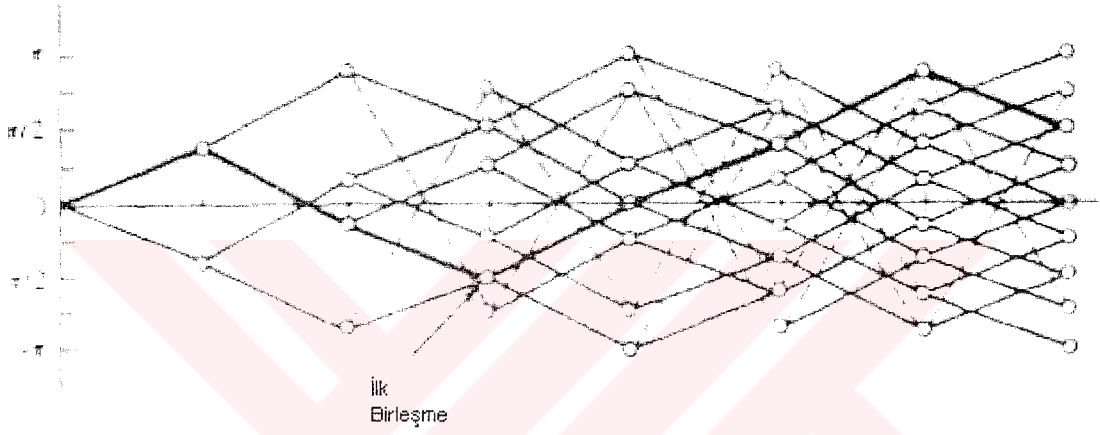
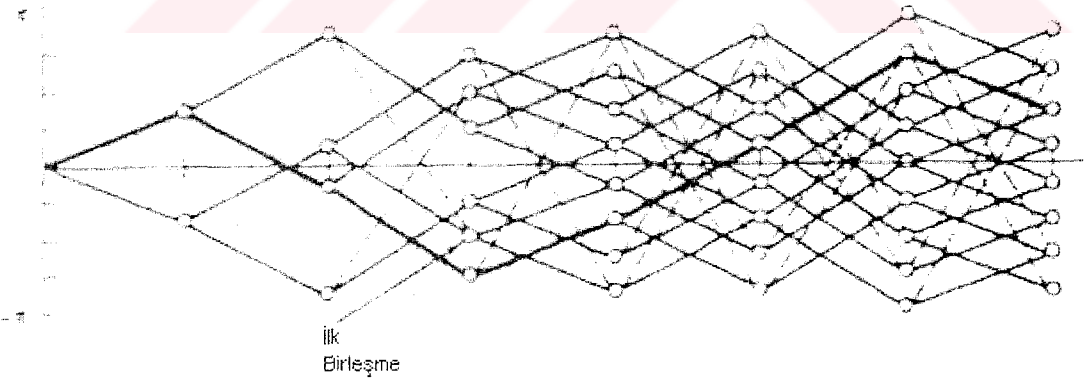
$$\phi(t, \alpha) = 2\pi \int_{-\infty}^{n-1} h_i a_i g(\tau - iT_s) d\tau, \quad (n-1)T < t < nT \quad (3.2)$$

Bu terimdeki α ; $\alpha = (\dots, a_{-2}, a_{-1}, a_0, a_1, a_2, \dots)$ olan veri dizisidir. Bu dizideki her bir eleman M düzeyli sistemde M seviyeden birini almaktadır. Dolayısıyla $\alpha_i \in \{\pm 1, \pm 3, \dots, \pm (2M-1)\}$ kümesinden seçilir. İfadeye göre toplam n aralığın başına kadar olan veri dizilerinin toplamını gösterir. Bundan dolayı sistem bellek gerektirir.

Çok h'lı faz kodlamalı modülasyonda her bir işaretleme aralığında h_i 'ler çevrimsel olarak yinelenmektedir. Eğer k tane h_i kullanılıyorsa çevrim periyodu k 'dir. h_i ; $i = 1, 2, \dots, k$ ise $h_{i+k} = h_i$ olur. Her bir aralıkta yalnızca tek bir h_i kullanılmaktadır. $h_i = m_i/q$ m_i ($i=1, 2, \dots, k$) ve q 'lar tamsayı olmak üzere rasyonel sayılardır. Bant genişliğinin verimli kullanılması amacıyla $h_i < 1$ seçilir. Her $t=iT$ aralığında ulaşılan faz değeri $2\pi/q$ 'un katıdır. Maksimum faz değişimi $(M-1)\pi$ olur. $g(t)$ frekans darbesi olup L simge aralığı uzunluğunu belirten tamsayıdır. $L > 1$ için kısmi yanıt, $L \leq 1$ için tam yanıt modülasyon tekniği kullanılır. Frekans darbesine eşdeğer olarak faz yanıt darbesi de kullanılabilir.

$$q(t) = \int_{-\infty}^t g(\tau) d\tau, \quad -\infty < t < \infty \quad (3.3)$$

Aşağıda değişik h değerlerine sahip CPM'lerin faz geçişleri verilmiştir.

(a) $h=\{1/2, 1/4\}$ (b) $h=\{3/8, 4/8\}$ (c) $h=\{3/8, 4/8, 5/8\}$

Şekil 3.1 Farklı indis kümeleri için faz ağaçları

Şekil 3.1(a)'da $\{h_1, h_2\} = \{1/2, 1/4\}$ olan sistemde, her bir işaretleme aralığında eğer $h_1=1/2$ kullanılmışsa $\pm\pi/2$; eğer $h_2=1/4$ kullanılmışsa $\pm\pi/4$ faz değişimi olmaktadır.

Şekil 3.1(b)'de $\{h_1, h_2\} = \{3/8, 4/8\}$ olan sistemde, her bir işaretleme aralığında eğer $h_1=3/8$ kullanılmışsa $\pm 3\pi/8$; eğer $h_2=4/8$ kullanılmışsa $\pm \pi/2$ faz değişimi olmaktadır

Şekil 3.1(c)'de $\{h_1, h_2, h_3\} = \{3/8, 4/8, 5/8\}$ olan sistemde, her bir işaretleme aralığında eğer $h_1=3/8$ kullanılmışsa $\pm 3\pi/8$; eğer $h_2=4/8$ kullanılmışsa $\pm \pi/2$ faz değişimi, $h_3=5/8$ kullanılmışsa $\pm 5\pi/8$ faz değişimi olmaktadır.

Her üç faz ağacında da $t=0$ zamanında 0 fazından başlayarak 1001110 bilgi dizisine karşılık gelen faz geçişleri gösterilmiştir. α veri dizisi $\{-1, +1\}$ olarak alınmıştır. $0 \Rightarrow -1$ ve $1 \Rightarrow +1$ biçiminde eşleşmiştir.

CPM'in başarımı araştırılırken, iletilen kod sözcüğü ile ona en yakın kod sözcüğü arasındaki uzaklığa bakılır. Toplamsal beyaz Gauss gürültülü kanalda herhangi iki işaret arasındaki öklid uzaklığın en küçüğüne "serbest uzaklık" denir ve aşağıdaki şekilde hesaplanır.

$$D_{\min} = \lim_{n \rightarrow \infty} \min_{i,j} \int_0^{nT} [s(t, \alpha^{(i)}) - s(t, \alpha^{(j)})]^2 dt \quad (3.4)$$

$D_{\min}$ arttıkça optimal sezicinin başarımı da artar. $D_{\min}$ büyüklüğünü belirleyen en önemli faktör "minimum aralık", C , olarak adlandırılan; faz kafesi üzerinde herhangi iki yolun birleşmeden kalabildiği en küçük aralık sayısıdır. İkili diziler için bu aralığın maksimum değerinin

$$1 - q \geq 2^K$$

2- $\{h_i\}$ kümesinin hiçbir alt küme elemanlarının toplamı bir tamsayı olmamak

koşulları altında $C=K$ olduğu gösterilebilir. (K sistemde kullanılan indis sayısı) $C+1$ parametresi ise "kodun sınırlandırılmış uzunluğu" olarak adlandırılır.

Örnek olarak Şekil 3.1'deki kafes yapılar göz önüne alındığında (a)'da $\{h_1, h_2\} = \{1/2, 1/4\}$; $h_1 + h_2$ tamsayı olmaması ve $q=4=2^2$ olduğundan dolayı $C=2$; sınırlandırılmış uzaklık 3'tür.

(b)'de ise $\{h_1, h_2\} = \{3/8, 4/8\}$; $h_1 + h_2$ tamsayı olmaması ve $q=8 \geq 2^K$ olduğundan dolayı $C=2$; sınırlandırılmış uzaklık 3'tür. (c)'de $\{h_1, h_2, h_3\} = \{3/8, 4/8, 5/8\}$ ise $C, K=3$ 'ten küçüktür. Çünkü $h_1 + h_3$ tamsayıdır. Gerçekten de Şekil 3.1(c)'den de görüldüğü üzere $C=2 < K=3$ 'tür.

Bu durum genelleştirilerek M düzeyli sistemlerde

$$1 - q \geq M^K$$

2- h_i 'lerin $((2M-1), \dots, -3, -1, +1, +3, \dots, (2M-1))$ kümesinden seçilen herhangi bir α_i ağırlıkları çarpım toplamı olan $h_1\alpha_1 + \dots + h_k\alpha_k$ sonucunun tamsayısı olmaması koşulları altında “kodun sınırlandırılmış uzunluğu” $K+1$ olarak belirlenir.

Ayrıca MHPM kafesinin, m_i ($i=1,2,\dots,k$), q tamsayı olmak şartıyla $\{h_i\}=\{m_i/q\}$ olmak üzere,

1- $\Gamma = \sum_{i=1}^k l_i$ toplamı çift ise kafes periyodu $T_p=kT$; toplamı tek ise kafes periyodu

$T_p=2kT$ 'dir.

2- Γ çift ise faz durumlarının sayısı q ; Γ tek ise $2q$ 'dur.

3.2 MHPM İşaretlerin Vektörel Gösterilimi

MHPM sisteminde, modülatörde eşleşen analog işaretler işaret uzayında gösterilebilirler. Bu gösterilimde her bir işaret, işaret uzayında vektör bileşenleri cinsinden ifade edilir. İşaret uzayının her bir koordinatı taban fonksiyonudur. Taban fonksiyonları genellikle sinüzoidal ve ortonormal seçilirler. Ortonormal işaretler karşılıklı ortogonal ve birim enerjilidir. İşaretler, işaret uzayına Gram-Schmidt yönteminden yararlanılarak taşınırlar.

$\{\varphi_n(t)\}$ 'ler ortonormal dalga biçimlerine içeren taban fonksiyonlarının kümesi olmak üzere k tane işaretin her biri

$$s_k(t) = \sum_{n=1}^N s_{kn} \varphi_n(t) \quad (3.5)$$

biçiminde yazılabilir.

Her bir işaret yukarıdaki eşitliğe göre vektörel biçimde

$$s_k(t) = [s_{k1}, s_{k2}, \dots, s_{kN}]$$

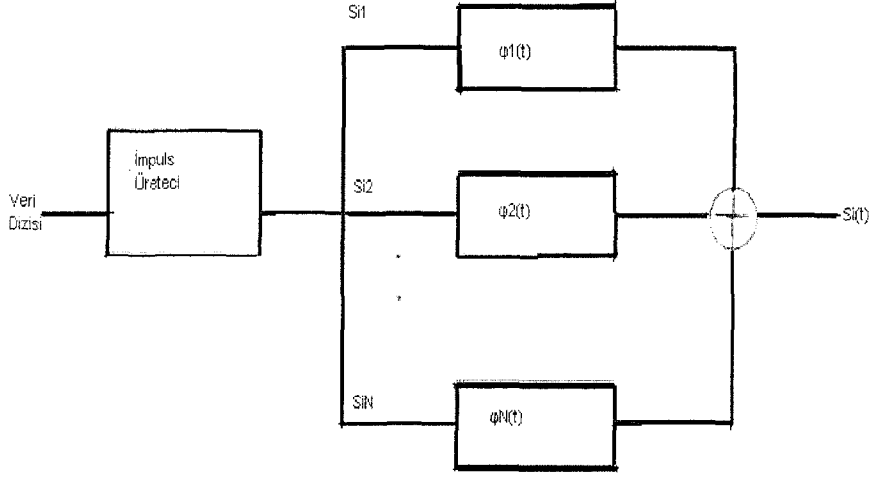
şeklinde ifade edilebilir. Yani her bir işaret N boyutlu işaret uzayında bir nokta olarak belirlenir. Burada s_{kj} 'lar ($j=1,2,\dots,N$) $s_k(t)$ işaretinin N boyutlu işaret uzayındaki ilgili koordinatlarına karşılık gelen vektör bileşenleridir.

Bu gösterilim sayesinde iletilen dalga şekilleri

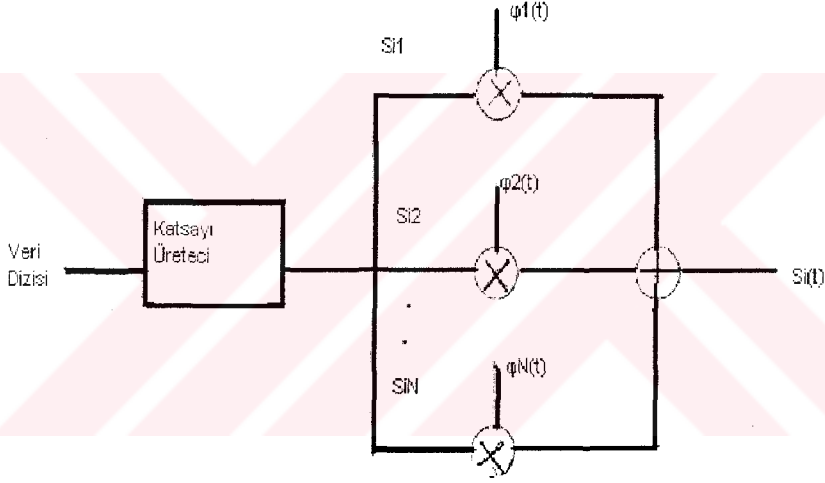
a-) impuls yanıtı $\varphi_n(t)$ olan süzgeçlerin çıkışlarının çarpılıp toplanması

b-) s_{kj} katsayılarının $\varphi_n(t)$ dalga şekilleri ile çarpılıp toplanması

ile elde edilebilir.



Şekil 3.2 İşaretlerin süzgeç çıkışlarıyla elde edilmesi



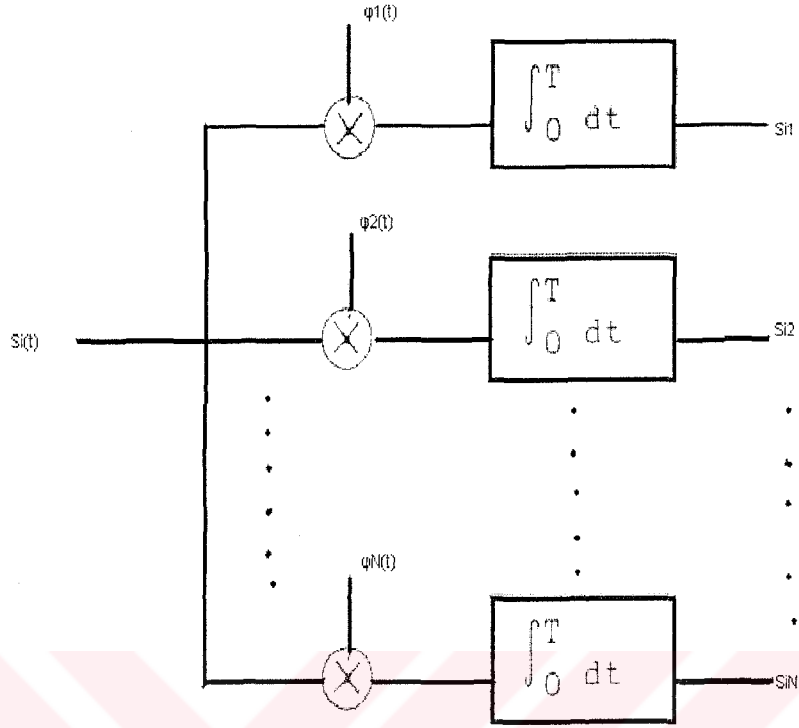
Şekil 3.3 İşaretlerin taban fonksiyonlarının çarpımından elde edilmesi

Alıcı da ise $s_i(t)$ işaretinin katsayıları, taban fonksiyonlarının ortogonalite özelliğinin kullanılması ile yeniden elde edilebilir. Herhangi bir işaretin bir taban fonksiyonu doğrultusundaki bileşeni, o işaret ile o taban fonksiyonunun çarpılıp entegre edilmesi ile bulunabilir. Bu işlem aşağıda gösterilmiştir.

$$\int_0^T s_k(t) \varphi_j(t) dt = \int_0^T \left[\sum_{k=1}^N s_{kn} \varphi_n(t) \right] \varphi_j(t) dt \quad (3.6)$$

$$= \sum_{k=1}^N s_{kn} \int_0^T \varphi_n(t) \varphi_j(t) dt \quad (3.7)$$

$$= s_{kj} \quad (\text{eğer } n=j \text{ ise}) \quad (3.8)$$



Şekil 3.4 İşaret vektörlerinin elde edilmesi

Aşağıda örnek olarak 4 tane analog işaretin Gram-Schmitt yöntemi ile işaret uzayına taşınması gösterilmiştir. $s_1(t)$, $s_2(t)$, $s_3(t)$, $s_4(t)$ işaretleri modülasyonlu işaretler olmak üzere aşağıdaki şekilde tanımlanmış olsun.

$$s_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t - kT)}{T}\right) \quad (3.9)$$

$$s_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t - kT)}{T}\right) \quad (3.10)$$

$$s_3(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k(t - kT)}{T}\right) \quad (3.11)$$

$$s_4(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k(t - kT)}{T}\right) \quad (3.12)$$

Ortogonalite ilişkisini bulmak için ilk iki işaret için

$$\int_{kT}^{(k+1)T} s_1(t) s_2(t) dt \quad (3.13)$$

yapılır.

$$\int_{kT}^{(k+1)T} s_1(t) s_2(t) dt = \frac{2}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) \sin\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) dt \quad (3.14)$$

$$= \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} \sin\left(4\pi f_c t + \frac{2\pi h_k(t-kT)}{T}\right) dt \quad (3.15)$$

$$= \frac{-1}{T(4\pi f_c + 2\pi h_k / T)} \left[\cos\left(4\pi f_c t + \frac{2\pi h_k(t-kT)}{T}\right) \right]_{kT}^{(k+1)T} \quad (3.16)$$

$$= \frac{-1}{T(4\pi f_c + 2\pi h_k / T)} [\cos(4\pi f_c(k+1)T + 2\pi h_k) - \cos(4\pi f_c kT)] \quad (3.17)$$

elde edilir. Pek çok pratik uygulamada $f_c \gg 1/T$ seçildiğinden $2\pi f_c T \geq 2\pi$ olur. Parantez içindeki ifade -2 ile 2 arasında bir değeridir. Bu nedenle yukarıdaki ifade yaklaşık olarak 0'a eşit olur. Bundan dolayı yukarıdaki $s_1(t)$ ve $s_2(t)$ işaretleri ortogonaldir. İlk iki taban fonksiyonu olarak bu iki işaret alınabilir.

$$s_1(t) = \varphi_1(t) \quad (3.18)$$

$$s_2(t) = \varphi_2(t) \quad (3.19)$$

$\varphi_1(t)$ işaretinin normu

$$\int_{kT}^{(k+1)T} \varphi_1^2(t) dt = \frac{2}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} \cos^2\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) dt \quad (3.20)$$

$$= \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} \left[1 + \cos 2\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) \right] dt \quad (3.21)$$

$$= 1 + \frac{\sin 2(2\pi f_c t + \pi h_k(t-kT)/T)}{2T(2\pi f_c + \pi h_k / T)} \Big|_{kT}^{(k+1)T} \quad (3.22)$$

≈ 1 olarak hesaplanır.

Benzer şekilde

$$\int_{kT}^{(k+1)T} \varphi_2^2(t) dt \approx 1 \quad (3.23)$$

olduğu gösterilebilir. Diğer taban fonksiyonları ve işaretlere ait katsayılar aşağıdaki biçimde bulunabilir.

$$s_3(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) \quad (3.24)$$

$$s_{31}(t) = \int_{kT}^{(k+1)T} s_3(t) \varphi_1(t) dt \quad (3.25)$$

$$= \frac{2}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} \cos\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) * \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) dt \quad (3.26)$$

$$= \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} \left(\cos 4\pi f_c t + \cos \frac{2\pi h_k(t-kT)}{T} \right) dt \quad (3.27)$$

$$= \frac{1}{T} \left(\frac{\sin 4\pi f_c t}{4\pi f_c} + \frac{T \sin 2\pi h_k(t-kT)/T}{2\pi h_k} \right)_{kT}^{(k+1)T} \quad (3.28)$$

$$\approx \frac{\sin 2\pi h_k}{2\pi h_k} \equiv C_{1,k} \quad (3.29)$$

$$s_{32}(t) = \int_{kT}^{(k+1)T} s_3(t) \varphi_2(t) dt \quad (3.30)$$

$$= \frac{2}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} \cos\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) * \sin\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) dt \quad (3.31)$$

$$= \frac{1}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} \left(\sin 4\pi f_c t + \sin \frac{2\pi h_k(t-kT)}{T} \right) dt \quad (3.32)$$

$$= \frac{1}{T} \left(\frac{-\cos 4\pi f_c t}{4\pi f_c} + \frac{T \cos 2\pi h_k(t-kT)/T}{2\pi h_k} \right)_{kT}^{(k+1)T} \quad (3.33)$$

$$\approx \frac{1 - \cos 2\pi h_k}{2\pi h_k} \equiv C_{2,k} \quad (3.34)$$

Üçüncü taban fonksiyonu $\varphi_3(t) = \frac{f_3(t)}{\sqrt{E_3}}$ biçiminde tanımlanır. Burada

$$f_3(t) = s_3(t) - s_{31}(t) \varphi_1(t) - s_{32}(t) \varphi_2(t) \quad (3.35)$$

ve

$$E_3 = \int_{kT}^{(k+1)T} f_3^2(t) dt \quad (3.36)$$

$$= \int_{kT}^{(k+1)T} [s_3(t) - s_{31}(t)\varphi_1(t) - s_{32}(t)\varphi_2(t)]^2 dt \quad (3.37)$$

$$= 1 + s_{31}^2 + s_{32}^2 - 2s_{31}^2 - 2s_{32}^2 \quad (3.38)$$

$$= 1 - C_{1,k}^2 - C_{2,k}^2 \equiv D_k \quad (3.39)$$

olarak belirlenir. Bu durumda üçüncü taban fonksiyonu

$$\varphi_3(t) = \frac{s_3(t) - C_{1,k}\varphi_1(t) - C_{2,k}\varphi_2(t)}{\sqrt{D_k}} \quad (3.40)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{D_k}} \left[\sqrt{\frac{2}{T}} \cos\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) - C_{1,k}\varphi_1(t) - C_{2,k}\varphi_2(t) \right] \quad (3.41)$$

şeklinde hesaplanır.

Dördüncü taban fonksiyonu ise $\varphi_4(t) = \frac{f_4(t)}{\sqrt{E_4}}$ olarak belirlenir. Burada

$$f_4(t) = s_4(t) - s_{41}(t)\varphi_1(t) - s_{42}(t)\varphi_2(t) - s_{43}(t)\varphi_3(t) \quad (3.42)$$

ve

$$s_4(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) \quad (3.43)$$

olarak tanımlanır.

$$S_{41}(t) = \int_{kT}^{(k+1)T} s_4(t)\varphi_1(t) dt \quad (3.44)$$

$$= \frac{2}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} \sin\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) * \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) dt \quad (3.45)$$

$$= \frac{1}{T} \left(\frac{-\cos 4\pi f_c t}{4\pi f_c} + \frac{T \cos 2\pi h_k(t-kT)/T}{2\pi h_k} \right)_{kT}^{(k+1)T} \quad (3.46)$$

$$\approx \frac{\cos 2\pi h_k - 1}{2\pi h_k} \equiv -C_{2,k} \quad (3.47)$$

$$s_{42}(t) = \int_{kT}^{(k+1)T} s_4(t)\varphi_2(t) dt \quad (3.48)$$

$$= \frac{2}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} \sin\left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) * \sin\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t-kT)}{T}\right) dt \quad (3.49)$$

$$= \frac{1}{T} \left(\frac{-\sin 4\pi f_c t}{4\pi f_c} + \frac{T \sin 2\pi h_k (t - kT)/T}{2\pi h_k} \right)_{kT}^{(k+1)T} \quad (3.50)$$

$$\approx \frac{\sin 2\pi h_k}{2\pi h_k} \equiv C_{1,k} \quad (3.51)$$

$$s_{43}(t) = \frac{2}{T} \int_{kT}^{(k+1)T} \sin \left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} \right) * \cos \left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} \right) dt \quad (3.52)$$

$$\approx 0$$

$$E_4 = \int_{kT}^{(k+1)T} f_4^2(t) dt \quad (3.53)$$

$$= \int_{kT}^{(k+1)T} [s_4(t) - s_{41}\varphi_1(t) - s_{42}\varphi_2(t)]^2 dt \quad (3.54)$$

$$= 1 - C_{1,k}^2 - C_{2,k}^2 = D_k \quad (3.55)$$

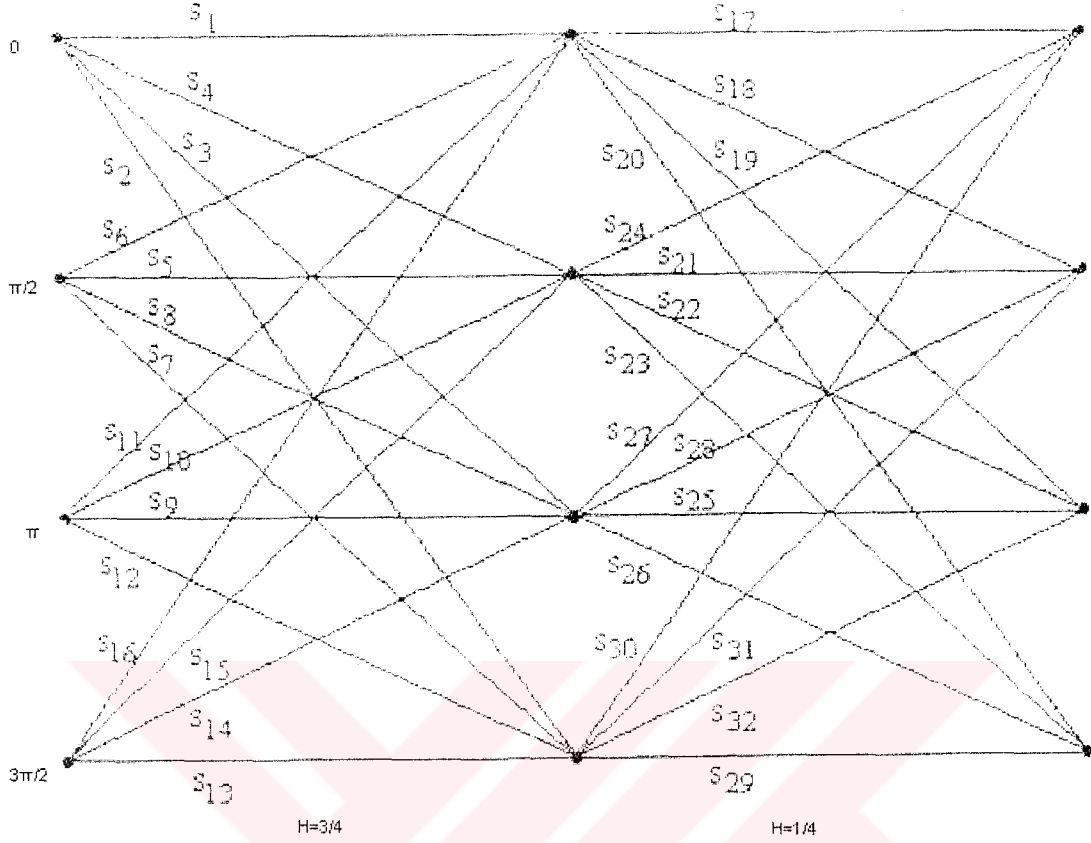
Bu ifadelerden dördüncü taban fonksiyonu

$$\varphi_4(t) = \frac{s_4(t) + C_{2,k}\varphi_1(t) - C_{1,k}\varphi_2(t)}{\sqrt{D_k}} \quad (3.56)$$

$$= \frac{1}{\sqrt{D_k}} \left[\sqrt{\frac{2}{T}} \sin \left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} \right) + C_{2,k}\varphi_1(t) - C_{1,k}\varphi_2(t) \right] \quad (3.57)$$

olarak bulunur.

Bir MHPM kafesinde kullanılan modülasyon indisi sayısı kadar işaretleşme aralığı vardır. Eğer k tane modülasyon indisi varsa k tane de işaretleşme aralığı vardır. Her bir işaretleşme aralığında farklı bir modülasyon indisi kullanıldığından, MHPM'de k tane birbirinden farklı işaret kümesi bulunur. Bu işaretler, işaretleşme aralıklarındaki her bir faz geçişiyle ilişkilendirilir. 4 düzeyli, 2 farklı modülasyon indisi kullanan MHPM işaretlerinin 8 boyutlu işaret uzayında gösterilebildiği ortaya konulmuştur. Bu sisteme ait kafes yapısı aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.5 Dört düzeyli MHPM faz kafesi

Kafesin 0 başlangıç fazından kalkan işaretler

$$s_1(t) = (2E/T)^{1/2} \cos(2\pi f_c t) \quad (3.58)$$

$$s_2(t) = (2E/T)^{1/2} \cos(2\pi f_c t + 2\pi h_i t/T) \quad (3.59)$$

$$s_3(t) = (2E/T)^{1/2} \cos(2\pi f_c t + 4\pi h_i t/T) \quad (3.60)$$

$$s_4(t) = (2E/T)^{1/2} \cos(2\pi f_c t + 6\pi h_i t/T) \quad (3.61)$$

Kafesin $\pi/2$ başlangıç fazından kalkan işaretler

$$s_5(t) = - (2E/T)^{1/2} \sin(2\pi f_c t) \quad (3.62)$$

$$s_6(t) = - (2E/T)^{1/2} \sin(2\pi f_c t + 2\pi h_i t/T) \quad (3.63)$$

$$s_7(t) = - (2E/T)^{1/2} \sin(2\pi f_c t + 4\pi h_i t/T) \quad (3.64)$$

$$s_8(t) = - (2E/T)^{1/2} \sin(2\pi f_c t + 6\pi h_i t/T) \quad (3.65)$$

Kafesin π başlangıç fazından kalkan işaretler

$$s_9(t) = - (2E/T)^{1/2} \cos(2\pi f_c t) \quad (3.66)$$

$$s_{10}(t) = - (2E/T)^{1/2} \cos(2\pi f_c t + 2\pi h_i t/T) \quad (3.67)$$

$$s_{11}(t) = - (2E/T)^{1/2} \cos(2\pi f_c t + 4\pi h_i t/T) \quad (3.68)$$

$$s_{12}(t) = - (2E/T)^{1/2} \cos(2\pi f_c t + 6\pi h_i t/T) \quad (3.69)$$

Kafesin $3\pi/2$ başlangıç fazından kalkan işaretler

$$s_{13}(t) = (2E/T)^{1/2} \sin(2\pi f_c t) \quad (3.70)$$

$$s_{14}(t) = (2E/T)^{1/2} \sin(2\pi f_c t + 2\pi h_i t/T) \quad (3.71)$$

$$s_{15}(t) = (2E/T)^{1/2} \sin(2\pi f_c t + 4\pi h_i t/T) \quad (3.72)$$

$$s_{16}(t) = (2E/T)^{1/2} \sin(2\pi f_c t + 6\pi h_i t/T) \quad (3.73)$$

olarak belirlenebilir.

$s_1(t)$ ve $s_5(t)$ işaretleri yukarıdaki Gram-Schmitt yönteminde gösterildiği gibi hem birbirleriyle ortogondur hem de birim enerjilidir. Böyle işaretler ortonormal işaretler olarak adlandırılır. Bunun için elemanları yukarıda verilen işaret kümesi için ilk iki taban fonksiyonu $s_1(t)$ ve $s_5(t)$ işaretlerinin birim enerjilisi olarak $\varphi_1(t) = s_1(t)$, $\varphi_2(t) = -s_5(t)$ seçilebilir. Bu iki taban fonksiyonundan yararlanılarak diğer taban fonksiyonları ve işaretlerin işaret uzayındaki vektörel katsayıları elde edilir. Tezde ele alınan $h = \{3/4, 1/4\}$ ve $h = \{1/4, 5/4\}$ modülasyon indis kümeleri için elde işaretlerin işaret uzayındaki karşılıkları aşağıda verilmiştir.

$h = \{3/4, 1/4\}$ için işaretlerin vektörel gösterilimi

$h_1 = 3/4$ için

$$s_1 = [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0]$$

$$s_2 = [-0.2126, -0.2118, 0.9539, 0, 0, 0, 0, 0]$$

$$s_3 = [0, -0.2114, -0.2690, 0.9397, 0, 0, 0, 0]$$

$$s_4 = [0.0711, -0.0703, 0.0002, -0.2420, 0.9651, 0, 0, 0]$$

$$s_5 = [0, -1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]$$

$$s_6 = [-0.2126, 0.2118, -0.0012, 0.2727, 0.3194, 0.8565, 0, 0]$$

$$s_7 = [-0.2130, 0, -0.2703, -0.0774, 0.2158, -0.3573, 0.8374, 0]$$

$$s_8 = [-0.0711, -0.0703, -0.2539, -0.3148, -0.0796, 0.1293, -0.3064, 0.8423]$$

$$s_9 = [-1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0];$$

$$s_{10} = [0.2126, 0.2118, -0.9539, 0, 0, 0, 0, 0]$$

$$\begin{aligned}
s_{11} &= [0, 0.2114, 0.2690, -0.9397, 0, 0, 0, 0] \\
s_{12} &= [-0.0711, 0.0703, -0.0002, 0.2420, -0.9651, 0, 0, 0] \\
s_{13} &= [0, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{14} &= [0.2126, -0.2118, 0.0012, -0.2727, -0.3194, -0.8565, 0, 0] \\
s_{15} &= [0.2130, 0, 0.2703, 0.0774, -0.2158, 0.3573, -0.8374, 0] \\
s_{16} &= [0.0711, 0.0703, 0.2539, 0.3148, 0.0796, -0.1293, 0.3064, -0.8423] \\
h_2 &= 1/4 \text{ için} \\
s_{17} &= [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{18} &= [0.6370, -0.6362, 0.4352, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{19} &= [0, -0.6358, 0.5323, 0.5589, 0, 0, 0, 0] \\
s_{20} &= [-0.2126, -0.2118, 0.0015, 0.8974, 0.3235, 0, 0, 0] \\
s_{21} &= [0, -1, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{22} &= [-0.6370, -0.6362, 0.0005, 0.4141, -0.0160, 0.1330, 0, 0] \\
s_{23} &= [-0.6374, 0, -0.5307, 0.5055, 0.1481, 0.1825, 0.0360, 0] \\
s_{24} &= [-0.2126, 0.2118, -0.8419, -0.0969, 0.2694, 0.3322, 0.0657, 0.0669] \\
s_{25} &= [-1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{26} &= [-0.6370, 0.6362, -0.4352, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{27} &= [0, 0.6358, -0.5323, -0.5589, 0, 0, 0, 0] \\
s_{28} &= [0.2126, 0.2118, -0.0015, -0.8974, -0.3235, 0, 0, 0] \\
s_{29} &= [0, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{30} &= [0.6370, 0.6362, -0.0005, -0.4141, 0.0160, -0.1330, 0, 0] \\
s_{31} &= [0.6374, 0, 0.5307, -0.5055, -0.1481, -0.1825, -0.0360, 0] \\
s_{32} &= [0.2126, -0.2118, 0.8419, 0.0969, -0.2694, -0.3322, -0.0657, -0.0669]
\end{aligned}$$

biçimindedir.

$h = \{1/4, 5/4\}$ için işaretlerin vektörel gösterilimi

$$\begin{aligned}
h_1 &= 1/4 \text{ için} \\
s_1 &= [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_2 &= [0.6370, -0.6362, 0.4352, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_3 &= [0, -0.6358, 0.5323, 0.5589, 0, 0, 0, 0] \\
s_4 &= [-0.2126, -0.2118, 0.0015, 0.8974, 0.3235, 0, 0, 0] \\
s_5 &= [0, -1, 0, 0, 0, 0, 0, 0]
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
s_6 &= [-0.6370, -0.6362, 0.0005, 0.4141, -0.0160, 0.1330, 0, 0] \\
s_7 &= [-0.6374, 0, -0.5307, 0.5055, 0.1481, 0.1825, 0.0360, 0] \\
s_8 &= [-0.2126, 0.2118, -0.8419, -0.0969, 0.2694, 0.3322, 0.0657, 0.0669] \\
s_9 &= [-1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{10} &= [-0.6370, 0.6362, -0.4352, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{11} &= [0, 0.6358, -0.5323, -0.5589, 0, 0, 0, 0] \\
s_{12} &= [0.2126, 0.2118, -0.0015, -0.8974, -0.3235, 0, 0, 0] \\
s_{13} &= [0, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{14} &= [0.6370, 0.6362, -0.0005, -0.4141, 0.0160, -0.1330, 0, 0] \\
s_{15} &= [0.6374, 0, 0.5307, -0.5055, -0.1481, -0.1825, -0.0360, 0] \\
s_{16} &= [0.2126, -0.2118, 0.8419, 0.0969, -0.2694, -0.3322, -0.0657, -0.0669] \\
h_2 &= 5/4 \text{ için} \\
s_{17} &= [1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{18} &= [0.1277, -0.1269, 0.9837, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{19} &= [0, -0.1265, 0.1127, 0.9855, 0, 0, 0, 0] \\
s_{20} &= [-0.0428, -0.0420, 0.0001, 0.1242, 0.9904, 0, 0, 0] \\
s_{21} &= [0, -1, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{22} &= [-0.1277, -0.1269, -0.0006, 0.1126, 0.1035, 0.9717, 0, 0] \\
s_{23} &= [-0.1281, 0, -0.1132, 0.0129, 0.1210, 0.1001, 0.9726, 0] \\
s_{24} &= [-0.0428, 0.0420, -0.1185, -0.1106, 0.0130, 0.0112, 0.1098, 0.9787] \\
s_{25} &= [-1, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{26} &= [-0.1277, 0.1269, -0.9837, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{27} &= [0, 0.1265, -0.1127, -0.9855, 0, 0, 0, 0] \\
s_{28} &= [0.0428, 0.0420, -0.0001, -0.1242, -0.9904, 0, 0, 0] \\
s_{29} &= [0, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 0] \\
s_{30} &= [0.1277, 0.1269, 0.0006, -0.1126, -0.1035, -0.9717, 0, 0] \\
s_{31} &= [0.1281, 0, 0.1132, -0.0129, -0.1210, -0.1001, -0.9726, 0] \\
s_{32} &= [0.0428, -0.0420, 0.1185, 0.1106, -0.0130, -0.0112, -0.1098, -0.9787]
\end{aligned}$$

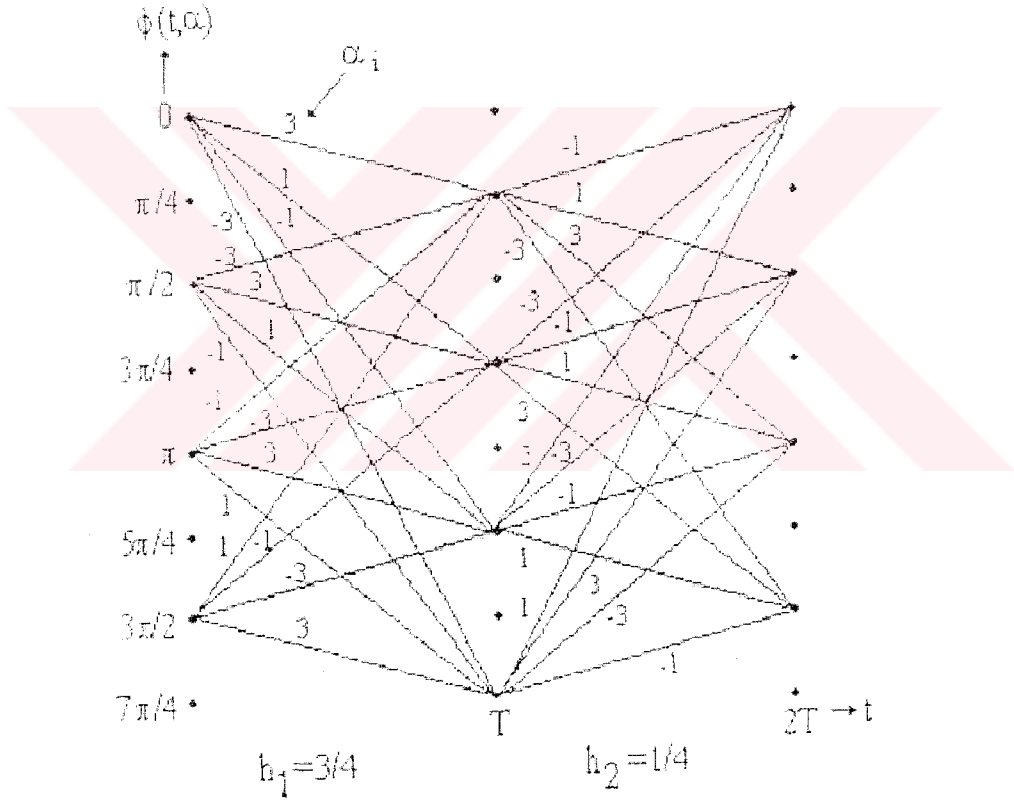
biçiminde elde edilir.

Taban fonksiyonları daha farklı seçilerek farklı vektörel gösterilimler elde edilebilir. Ancak işaretler arasındaki uzaklıklar daima aynıdır. Taban fonksiyonlarının farklı seçilmesi koordinat sisteminin dönmesine neden olur yani işaretlerin işaret uzayında farklı noktalara

yerleşmesine neden olur. Ancak işaretler arasındaki uzaklıklar hep sabit kalır. Elde edilen bu işaret vektörlerine kanalda gürültü eklenir. Alıcıda ise taban fonksiyonlarının ortonormallik özelliğinden tekrar elde edilebilirler.

3.3 MHPM'in Ayırıştırılması

Daha önceki bölümlerde CPM bir CPE ile MM'ye ayırıştırılmıştı. MHPM'i de benzer şekilde bir kodlayıcı ve modülatöre ayırmak mümkündür. Burada karşılaşılan zorluk MHPM'de her bir işaretleşme aralığında farklı modülasyon indisi kullanıldığından, faz geçişleri her aralıkta periyodik olarak değişmesidir. Aşağıda $h=\{3/4, 1/4\}$ $\{+3, +1, -1, -3\}$ veri simge kümesi için MHPM'in faz kafesi gösterilmiştir.



Şekil 3.6 Dört düzeyli MHPM fiziksel faz kafesi

Görüldüğü gibi her T aralığında periyodik olarak faz geçişleri değişmektedir. İlk h değeri $3/4$ için, başlangıç fazı olarak $\{0, \pi/2, \pi, 3\pi/2\}$ faz değerlerinden biri seçilirse T aralığı sonunda faz değerleri veri girişlerine bağlı olarak $\{\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4\}$ faz değerlerinden birine ulaşır. $(0-2T)$ aralığında ikinci h değeri $1/4$ için, $\{\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4\}$ faz değerlerinden

birinden başlayan faz, veri girişlerine bağlı olarak $\{ 0, \pi/2, \pi, 3\pi/2 \}$ fazlarından birine ulaşır. Bu faz geçişleri periyodik olarak devam eder.

MHPM’de herhangi bir işaret

$$s(t, \alpha) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2\pi f_c t + \phi(t, \alpha) + \varphi_0] \quad t \geq 0 \quad (3.74)$$

biçimindedir. Burada E simge enerjisini, T simge süresini, f_c taşıyıcı frekansını ve φ_0 başlangıç fazını göstermektedir. Başlangıç fazı olarak 0 alınabilir. Bu işaretin bükülmüş faz biçimindeki ifadesi

$$s(t, \alpha) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos[2\pi f_1 t + \Psi(t, \alpha)] \quad t \geq 0 \quad (3.75)$$

şeklindedir. Burada

$$f_1 = f_c - h_k(M-1)/2T \quad (3.76)$$

değiştirilmiş taşıyıcı frekansıdır. Bükülmüş faz fonksiyonu

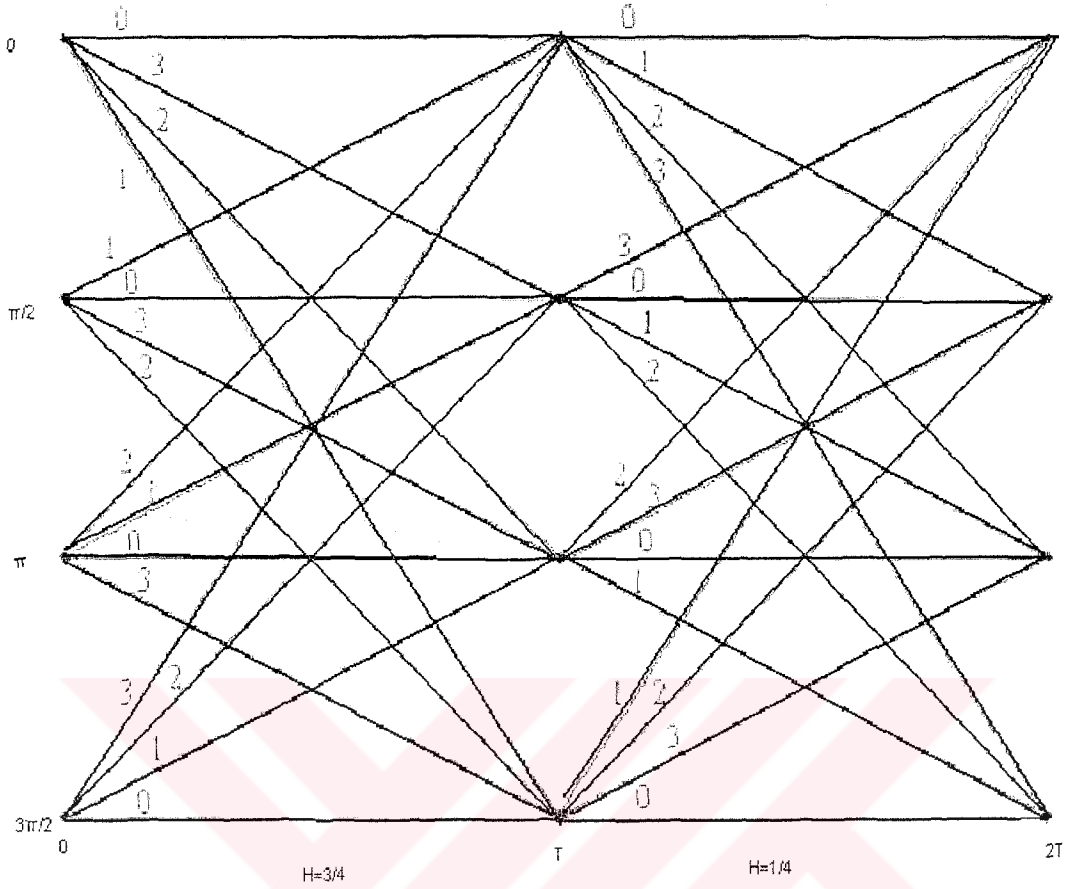
$$\Psi(t, \alpha) = \phi(t, \alpha) + \frac{\pi h_k(M-1)t}{T} \quad (3.77)$$

biçimindedir.

Fazların fiziksel ifadesine ulaşabilmek için bu ifade modül 2π ’ye göre hesaplanarak

$$\Psi(t, \alpha) = \text{mod}_{2\pi}[\Psi(t, \alpha)] \quad (3.78)$$

elde edilir. Aşağıda $h=\{3/4, 1/4\}$ modülasyon indis kümesine sahip MHPM’in fiziksel bükülmüş faz ifadesi gösterilmiştir.



Şekil 3.7 Dört düzeyli MHPM bükülmüş faz kafesi

Fiziksel bükülmüş faz ifadesinde faz geçişleri artık kullanılan modülasyon indisinden bağımsız olarak tüm aralıklar boyunca sabittir.

Bu yeni yapıda veri dizileri de dönüştürülür. Dönüştürülmüş veriler β ile belirtilirse, dönüştürülmüş veri dizisi

$$\beta_i = (\alpha_i + (M-1))/2 \quad (3.79)$$

biçiminde elde edilir. $\alpha_k = \{+3, +1, -1, -3\}$ ve $M=4$ için $\beta = \{3, 2, 1, 0\}$ olarak elde edilir.

Bükülmüş faz fonksiyonu $\Psi(t, \alpha_i)$ yerine $\Psi(t, \beta_i)$ ve $t = t + nT$ konarak

$$\Psi(\tau + nT, \beta) = 2\pi \sum_{i=0}^{n-1} h_{Rk(i+1)} \beta_i + \left[4\pi h_{Rk(n)} \beta_n q(\tau) + \pi h_{Rk(n)} (M-1) \tau / T - 2\pi h_{Rk(n)} (M-1) q(\tau) \right] \quad (3.80)$$

$$0 \leq \tau < T$$

biçimini alır. Burada $h_{Rk(j)}$ 'ler j. işaretleşme aralığında kullanılan mod k'ya göre belirlenen modülasyon indisini belirtmektedir. Bu eşitlikte β_i verilerine bağlı terimler o ana kadar biriken faz değerini saklar. Yani nT anındaki faz durumunu belirtir. Bu biriken fazın fiziksel olarak değeri 2π 'ye göre modülü alınarak bulunur.

$$R_{2\pi} \left[2\pi \sum_{i=0}^{n-1} h_{Rk(i+1)} \beta_i \right] = R_{2\pi} \left[2\pi (1/p) R_p \left(\sum_{i=0}^{n-1} l_{Rk(i+1)} \beta_i \right) \right] \quad (3.81)$$

Burada $h = l_i / p$ olarak alınmıştır. $R_p[\cdot]$ modül p işlemidir. (n-1) aralık boyunca biriken $(l_{Rk(i+1)} \beta_i)$ büyüklüğü en fazla p farklı değer alabilir. Bundan dolayı nT aralığının başında o ana kadar birikmiş olan faz değeri V_n

$$V_n = R_p \left[2\pi \sum_{i=0}^{n-1} l_{Rk(i+1)} \beta_i \right] \quad (3.82)$$

olur. (3.80) ve (3.81) eşitlikleri kullanılarak $nT \leq t \leq (n+1)T$ aralığı boyunca fiziksel bükülmüş faz fonksiyonu

$$\Psi(t, \beta) = R_p \left[2\pi \left\{ \frac{1}{p} V_n + \beta_n h_{Rk(n)} \frac{(t - nT)}{T} \right\} \right] \quad (3.83)$$

biçimini alır. $[nT, (n+1)T]$ aralığı boyunca modüle edilen işaret

$$s(\tau + nT, X_n) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_1 t + \Psi(\tau, X_n) + \phi_0) \quad (3.84)$$

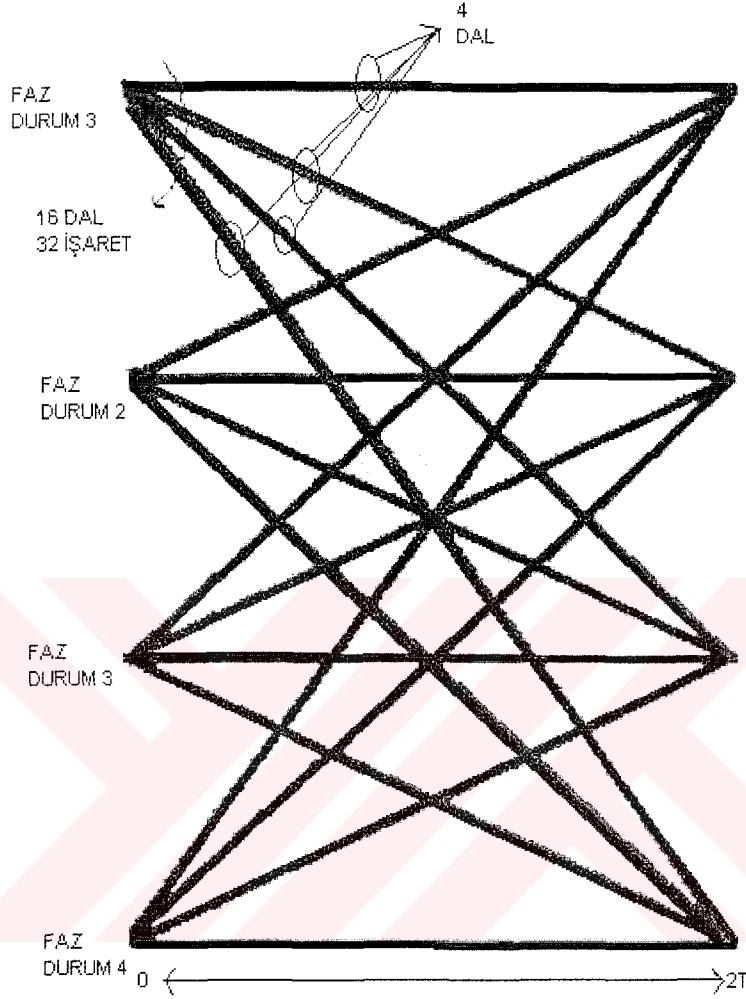
olarak belirlenir. Burada $X_n = [V_n, \beta_n]$ şeklinde bir vektördür. V_n , n. aralığın başlangıç fazıdır. β_n , o aralıktaki dönüştürülmüş veri dizisidir. Bu veri kullanılarak (n+1) T anındaki faz durumu

$$V_{n+1} = R_p [V_n + l_{Rk(n)} \beta_n] \quad (3.85)$$

olur. β_n girişine ve o aralıktaki sırası gelen modülasyon indisine bağlı olarak V_n durumundan V_{n+1} durumuna geçişi sağlayan ve X_n vektörünü üreten, sürekli faz kodlayıcısıdır. MHPM, bellek kısmı (3.82) eşitliği ile verilen zamanla değişen bir CPE'ye (Continous Phase Encoder – Sürekli Faz Kodlayıcısı) ve onu izleyen giriş-çıkış ilişkisi (3.83) eşitliği ile verilen belleksiz bir modülatöre ayrıştırılabilir.

k tane farklı modülasyon indisi kullanan bir MHPM'de ara arda gelen işaretleşme aralığı faz geçişleri sabit olduğu için kT adımlı olarak düşünülebilir. Böyle bir yapıda her bir durumdan M^k tane dal çıkar. Bu dallar M tane alt kümeye ayrılır. Dolayısıyla her bir alt kümede $M / M^k = M^{k-1}$ tane dal bulunur. Her bir dalda ilgili faz geçişlerine uygun olan k tane işaret

bulunur. Yukarıdaki $k=2$, $M=4$ $h=\{3/4, 1/4\}$ için $kT=2T$ aralığı için kafes yapısı aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.8 Dört düzeyli MHPM'in 2CPE kafesi

Bu kafes yapıda her bir durumdan diğer 4 duruma, 4 alt kümeye ayrılmış toplam 16 dal çıkar. Her bir dal 2 işareti belirtir. Toplam 128 tane işaret vardır. Her dal $(k+1)$ boyutlu vektörle belirlenebilir. $k=2$ için 3 boyutlu vektör

$$Y_m = (V_m, \beta_{m,0}, \beta_{m,1}) \quad (3.86)$$

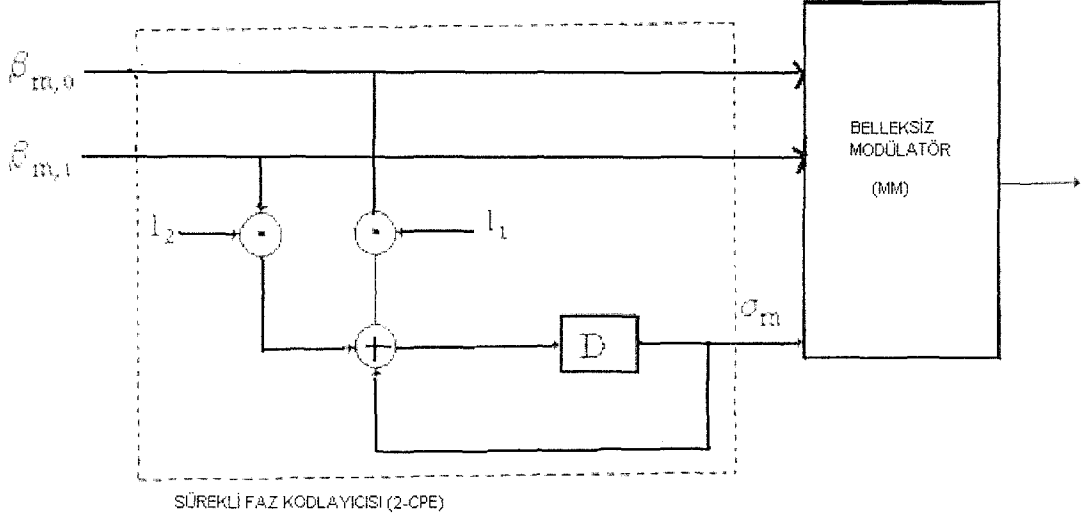
olabilir. $2mT$ anındaki durumu V_m , $2mT$ anındaki giriş verisini $\beta_{m,0}$, $2(m+1)T$ anındaki giriş verisini $\beta_{m,1}$ gösterir. Bir sonraki durum V_{m+1}

$$V_{m+1} = V_m + l_1 \beta_{m,0} + l_2 \beta_{m,1} \quad (3.87)$$

ile bulunabilir. Şekil 3.9'da MHPM'in ayrıştırılmış yapısı gösterilmiştir. CPE'yi izleyen belleksiz modülatör tarafından $[2mT, 2(m+1)T]$ aralığı boyunca üretilen işaret

$$s(\tau+2mT, Y_m) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi f_l(\tau+2mT) + \psi(\tau, Y_m) + \varphi_0) \quad 0 \leq \tau < T \quad (3.88)$$

olur.



Şekil 3.9 MHPM'in CPE ve MM ayrıştırılmış diyagramı

3.4 Kod Çözme Yöntemi

MHPM'de alıcıya gelen işaretlerin çözülmesinde en büyük benzerlikli kod çözme yöntemi kullanılır. Viterbi algoritması denen bu yöntemde kod çözme işlemi L aralık boyunca yapılır.

$$r_k = s_k + n \quad (3.89)$$

Burada s_k iletilen işaret, n kanalın gürültüsü ve r_k alıcıya ulaşan gürültülü işaretlerdir.

L aralığındaki ilk işaretleşme aralığında, alıcıya gelen r_k işareti her bir durum için ilgili faz geçişlerindeki s_k işaretleri ile karşılaştırılır. Bu karşılaştırma, vektör uzayında iki vektör arasındaki uzaklığı bulma işlemidir. Yani iki işaretin öklid uzaklığıdır. Bu uzaklık da

$$d^2 = |s_k - r_k|^2 = \left| \sum_{j=1}^N s_{kj} f_j - \sum_{j=1}^N r_{kj} f_j \right|^2 \quad (3.90)$$

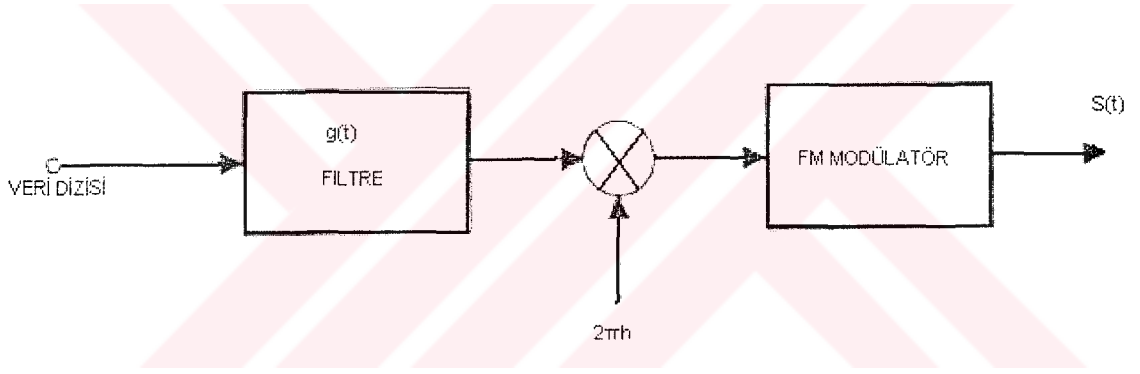
ile bulunur. r_k hangi işarete daha yakın ise bu uzaklık o kadar az olur. Eğer işarete hiç gürültü eklenmemiş olursa bu durumda ilgili s_k işaret ile arasındaki uzaklık 0 olur. Her bir varış düğümü için r_k , o düğüme gelen işaretlerden hangisine yakın ise o uzaklık (metrik) ve en yakın olduğu s_k işaretinin kalkış düğümü saklanır.

L aralığının ikinci işaretleşme aralığında yine o aralıkta alıcıya ulaşan r_k işareti ile her bir durum için ilgili faz geçişlerindeki s_k işaretleri arasındaki uzaklıklar hesaplanır. Her bir varış düğümünde bu hesaplanan uzaklıklara bir önceki kalkış düğümündeki metrikler eklenir. Her bir durumda elde edilen metriklerden en küçüğü ve o metriğin hesaplandığı bir önceki kalkış düğüm saklanır.

Bu işlem en son işaretleşme aralığına kadar tekrar edilir. En son aralıkta her bir durum için elde edilen metriklerden en küçüğüne sahip olan düğüm seçilir. Seçilen düğümden geriye gidilerek diğer saklanan tüm düğümlere bakarak iletilen işarete karar verilir.

3.5 MHPM Modülör

Bir CPM modülörü aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 3.10 CPM modülör

Veri dizisi $\{a_k\}$ filtreden geçerek frekans darbe dizisi $\{2\pi h a_k g(t-kT)\}$ ile çarpılmaktadır. Burada $g(t)$ frekans darbesi kullanıldığı için FM modülör kullanılmıştır. Eğer $q(t)$ faz yanıt darbesi olsaydı PM modülörü kullanılabilirdi.

MHPM modülörü de tek h 'lı CPM ile aynıdır. Aradaki tek fark h modülasyon indisinin modülasyon sırasında periyodik olarak yinelenmesidir.

3.6 MHPM Demodülör

MHPM işareti aşağıdaki biçimde yazılabilir.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \left\{ \cos \phi_k \left[\cos(2\pi f_c t) \cos \frac{a_k \pi h_k (t - kT)}{T} \right] + \phi_K \right\} \quad (3.91)$$

$$= \sqrt{\frac{2E}{T}} \left[\cos \phi_k \cos \left(2\pi f_c t + \frac{a_k \pi h_k (t - kT)}{T} \right) - \sin \phi_k \sin \left(2\pi f_c t + \frac{a_k \pi h_k (t - kT)}{T} \right) \right] \quad (3.92)$$

$$= \sqrt{\frac{2E}{T}} \left\{ \cos \phi_k \left[\cos(2\pi f_c t) \cos \frac{a_k \pi h_k (t - kT)}{T} - \sin(2\pi f_c t) \sin \frac{a_k \pi h_k (t - kT)}{T} \right] \dots \right. \\ \left. - \sin \phi_k \left[\sin(2\pi f_c t) \cos \frac{a_k \pi h_k (t - kT)}{T} + \cos(2\pi f_c t) \sin \frac{a_k \pi h_k (t - kT)}{T} \right] \right\} \quad (3.93)$$

Eğer $a_k = +1, -1$ ise

$\cos(ax) = \cos(x)$ ve $\sin(ax) = \sin(x)$ yazılabilir. Bu durumda yukarıdaki ifade

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \left\{ \cos \phi_k \left[\cos(2\pi f_c t) \cos \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} - a_k \sin(2\pi f_c t) \sin \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} \right] \dots \right. \\ \left. - \sin \phi_k \left[\sin(2\pi f_c t) \cos \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} + a_k \cos(2\pi f_c t) \sin \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} \right] \right\} \quad (3.94)$$

şeklini alır. Trigonometrik çarpım ifadeleri kullanılarak $s(t)$ işareti aşağıdaki biçime gelir.

$$s(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} (\cos \phi_k) \left(\frac{1 + a_k}{2} \right) \cos \left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} \right) \\ - \sqrt{\frac{2E}{T}} (\sin \phi_k) \left(\frac{1 + a_k}{2} \right) \sin \left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} \right) \\ + \sqrt{\frac{2E}{T}} (\cos \phi_k) \left(\frac{1 - a_k}{2} \right) \cos \left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} \right) \\ - \sqrt{\frac{2E}{T}} (\sin \phi_k) \left(\frac{1 - a_k}{2} \right) \sin \left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} \right) \quad (3.95)$$

Daha önce Gram-Schmidt yönteminde bulunan 4 taban fonksiyonu aşağıda verilmiştir.

$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos \left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} \right) \quad (3.96)$$

$$\varphi_2(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \sin \left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} \right) \quad (3.97)$$

$$\varphi_3(t) = \frac{1}{\sqrt{D_k}} \left[\sqrt{\frac{2}{T}} \cos \left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} \right) - C_{1,k} \varphi_1(t) - C_{2,k} \varphi_2(t) \right] \quad (3.98)$$

$$\varphi_4(t) = \frac{1}{\sqrt{D_k}} \left[\sqrt{\frac{2}{T}} \sin \left(2\pi f_c t - \frac{\pi h_k (t - kT)}{T} \right) + C_{2,k} \varphi_1(t) - C_{1,k} \varphi_2(t) \right] \quad (3.99)$$

Burada

$$C_{1,k} \equiv \frac{\sin 2\pi h_k}{2\pi h_k} \quad (3.100)$$

$$C_{2,k} = \frac{1 - \cos 2\pi h_k}{2\pi h_k} \quad (3.101)$$

$$D_k = 1 - C_{1,k}^2 - C_{2,k}^2 \quad (3.102)$$

Bu taban fonksiyonları $s(t)$ ifadesinde kullanılarak $s(t)$ işareti

$$\begin{aligned} s(t) = & \sqrt{E}(\cos \phi_k) \left(\frac{1+a_k}{2} \right) \varphi_1(t) \\ & - \sqrt{E}(\sin \phi_k) \left(\frac{1+a_k}{2} \right) \varphi_2(t) \\ & + \sqrt{E}(\cos \phi_k) \left(\frac{1-a_k}{2} \right) [C_{1,k} \varphi_1(t) + C_{2,k} \varphi_2(t) + \sqrt{D_k} \varphi_3(t)] \\ & - \sqrt{E}(\sin \phi_k) \left(\frac{1-a_k}{2} \right) [-C_{2,k} \varphi_1(t) + C_{1,k} \varphi_2(t) + \sqrt{D_k} \varphi_4(t)] \end{aligned} \quad (3.103)$$

şeklini alır. Bu ifade tekrar düzenlenirse

$$s(t) = \sqrt{E} [A_{1,k} \varphi_1(t) + A_{2,k} \varphi_2(t) + A_{3,k} \varphi_3(t) + A_{4,k} \varphi_4(t)] \quad (3.104)$$

olur. Burada

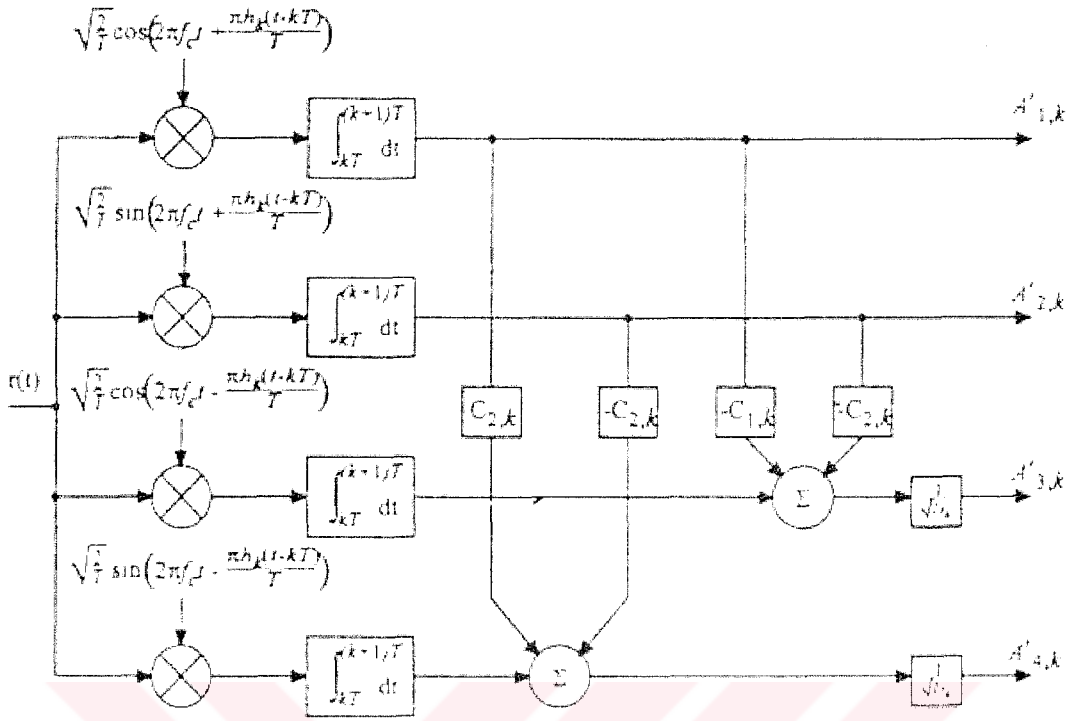
$$A_{1,k} = (\cos \phi_k) \left(\frac{1+a_k}{2} \right) + C_{1,k} (\cos \phi_k) \left(\frac{1-a_k}{2} \right) + C_{2,k} (\sin \phi_k) \left(\frac{1-a_k}{2} \right) \quad (3.105)$$

$$A_{2,k} = -(\sin \phi_k) \left(\frac{1+a_k}{2} \right) + C_{2,k} (\cos \phi_k) \left(\frac{1-a_k}{2} \right) - C_{1,k} (\sin \phi_k) \left(\frac{1-a_k}{2} \right) \quad (3.106)$$

$$A_{3,k} = (\cos \phi_k) \left(\frac{1-a_k}{2} \right) \sqrt{D_k} \quad (3.107)$$

$$A_{4,k} = -(\sin \phi_k) \left(\frac{1-a_k}{2} \right) \sqrt{D_k} \quad (3.108)$$

olmaktadır. $A_{j,i}$ ($j = 1,2,3,4$) katsayıları görüldüğü gibi a_k bilgi dizisine, h_i modülasyon indisine ve ϕ_k başlangıç fazına bağlıdır. $s_i(t)$ işareti bu değişkenler yardımı ile bu örnekte taban fonksiyonları cinsinden 4 boyutlu uzayda belirlenmiş olur. Alıcıda gürültülü $r(t)$ işaretinden $A_{j,i}$ katsayıları yeniden elde edilip, alınan işaretin iletilen işaret olup olmadığına karar verilir. Aşağıdaki şekilde gösterildiği gibi demodülatör yapısı kurulabilir.



Şekil 3.11 MHPM demodülatör

4. SÖNÜMLEMELİ KANALLAR

4.1 Sönümlemeli Kanallar

Uygulamalarda iletişim ortamı olarak atmosfer kullanıldığında, kanalın parametreleri zamanla değişmekte ve alıcıya işaret tek bir yoldan değil pek çok yol üzerinden ulaşmaktadır. Çok yollu sönümleme; farklı yollardan alıcıya ulaşan işaretlerin birbirini zayıflatması ile ortaya çıkar. Dolayısıyla alıcı, kendisine gelen genlik ve faz bozulmuş işaretlerden iletilen işarete karar verir. Bu işaretin genlik ve fazında olan zayıflamalardan dolayı bu tip kanallara sönümlemeli kanallar denir.

Radyo kanalları; kablosuz haberleşme olanağı sundukları için çekici olmalarına karşın çalışma ortamı bakımından en tehlikeli bozucu etkilere sahip olan iletim kanallarıdır. Bilgi taşıyan elektromagnetik dalgalar çevrenin etkisiyle sık sık yansımaya, saçılmaya, kırılmaya uğramaktadır. Ortaya çıkan bileşenler birbirine karışmakta ve düzensiz bir yayılma ortamı oluşturmaktadır. Sonuçta alıcıya gelen işaret zayıflamaya ve bozulmaya maruz kalmaktadır.

Bu tür kanal modellerine gereksinim duyan iletişim kanallarından bazıları aşağıda ele alınmıştır.

4.4.1 Yüksek Frekans Bandında İyonosferik Yayılım Yoluyla Haberleşme

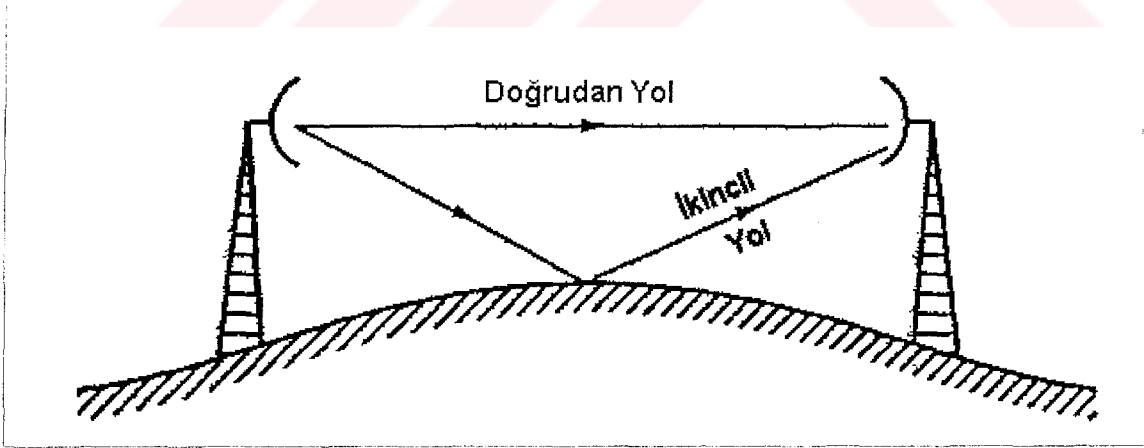
Bu haberleşmede iletimi; iyonosferik tabakanın yüksekliklerine göre değişen elektron yoğunluğu sağlar. İletim sırasında işaretler, yeryüzünden 30 ile 250 mil arası uzaklığa sahip iyonosferik tabakalardaki saçıcı parçacıklar tarafından kırılmaya uğramaktadır. Bu tabakaların yükseklik ve elektron yoğunluğu güneş radyasyonu ile yakından ilişkilidir ve bu değerler gece-gündüz değişimleri, güneş lekelerinin etkinliği gibi nedenlerle çeşitlilik gösterir. Tabakalardaki dinamik değişimler iletim yolunun uzunluğunu değiştirir. Bu iyonosferik tabakalar sonucunda işaret, alıcıya farklı yollardan farklı zaman gecikmeleriyle, birçok işaret bileşeni olarak ulaşır. Bu işaret bileşenleri çok yollu bileşenler olarak adlandırılır ve genel olarak farklı oranlarda kaydırılmış fazlara sahip olurlar ve alıcıda işaret sönümlemesi denilen zayıflatıcı bir etki meydana getirirler.

4.4.2 Hareketli Hücresel Haberleşme

Hareketli hücresel haberleşmede radyo iletimi; baz istasyonu ile araç telefonu arasında olmaktadır. İşaret baz istasyonundan otomobile genellikle çevredeki bina, tepe ve diğer engellerden yansıyarak birçok yoldan ulaşmaktadır. Bunun sonucu olarak işaret çok yollu kanal üzerinden alıcıya farklı zaman gecikmeleriyle gelir. Aynı durum otomobilden baz istasyonuna iletimde de söz konusudur.

4.4.3 Görüşlü Radyo Sistemlerinde Haberleşme

Görüşlü radyo (LOS) tipi iletimde genellikle alıcı ve verici antenleri iletim ortamındaki bina ve tepe gibi engellerin etkisinden kurtulmak için yüksek kulelere konmaktadır. Buna rağmen iletim ortamındaki bina, tepe gibi yükseltiler işaretin, alıcı antenlerine yeryüzünden yansıyarak da ulaşmasına sebep olmaktadır (Şekil 4.1). Bu durum özellikle kötü hava şartlarında sorun olmaktadır. Böylece alıcıya, doğrudan ve yansımanın neden olduğu ikincil yolları kullanan işaretlerin toplamı ulaşır. Bu ikincil yolları kullanan işaretler alıcıya değişik zaman gecikmeleriyle ulaşır ve çok yollu kanal iletimini oluştururlar. Görüşlü radyo (LOS) tipi iletimde yansılardan oluşan ikincil işaretleri azaltabilmek için dar bantlı antenler kullanılmaktadır. Buna rağmen yine de pratikte ikincil işaretler sık sık görülmektedir.

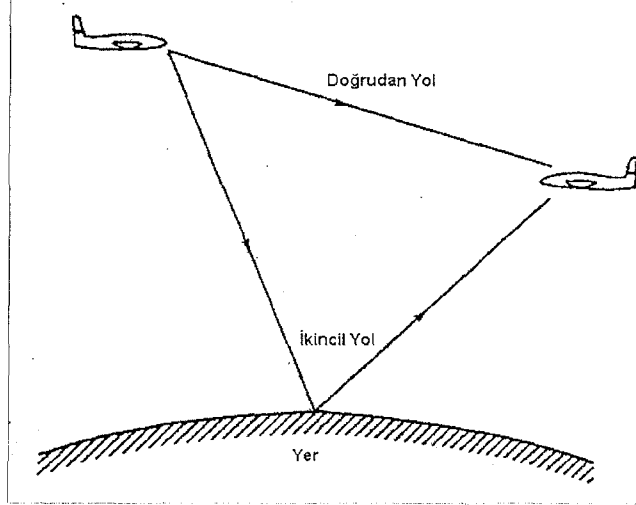


Şekil 4.1 LOS haberleşmesinde çok yollu iletim

4.4.4 Uçaktan -Uçağa Radyo Haberleşmesi

İki hava aracı arasında yapılan radyo haberleşmesinde Şekil 4.2’de gösterildiği gibi, yeryüzünden yansıma ile ikincil işaret bileşenlerinin alınması mümkündür. Bu durum

özellikle çok yönlü antenler kullanıldığında söz konusudur. Yeryüzünden yansıyan işaret bileşenleri farklı zaman gecikme ve zayıflamalarıyla alıcıya ulaşır. Bir çok yönden bu durum hareketli hücreli haberleşmeye benzemektedir.



Şekil 4.2 Uçaktan uçağa haberleşmede çok yollu iletim

4.2 Sönümleme tipleri

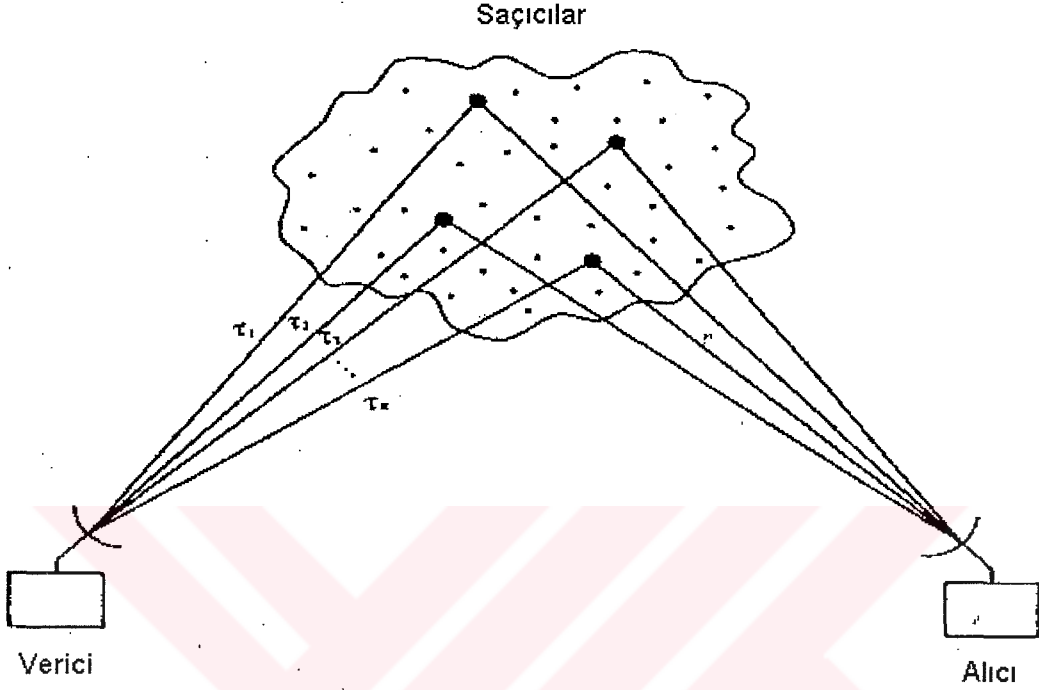
Sönümlmeli kanallarda kısa dönem ve uzun dönem sönümlleme olarak adlandırılan iki tür sönümlmeden bahsedilir. Kısa dönem sönümllemede kanal karakteristiklerindeki değişimler bir saniye ile birkaç saniye arasında ortaya çıkar. Uzun dönem sönümllemede ise bu değişimler dakikalar, saatler veya daha uzun zamanlarda olmaktadır. Kanal karakteristiklerindeki bu değişimler meteorolojik ve güneşsel etkilere de bağlıdır. Bir kanal hem kısa dönem hem de uzun dönem sönümlleme karakteri sergileyebilir.

4.3 Çok yollu sönümlmeli kanalların istatistiksel modeli

Sayısal modülasyon ve demodülasyon yöntemlerinde kullanılan toplamsal Gauss gürültülü kanal modelinde alınan işaret; iletilen işaretle Gauss gürültüsünün toplamına eşittir. Ama pek çok kanalda Gauss gürültüsüne ek olarak işarette zayıflamalara yol açan başka etkenler de bulunmaktadır. Özellikle kablosuz haberleşmede bu kanal modelini kullanmak uygun değildir, çünkü bu kanallarda iletim özelliği zamanla değişikliğe uğramaktadır.

Radyo haberleşmesinde karşımıza en çok sönümlmeli kanallar çıkmaktadır. Sönümlmeli kanalları modelleyebilmek için daha genel matematiksel modeller geliştirmek zorunludur. Bu

bölümde çok yollu sönümlemeli kanallar modellenmeye çalışılacaktır. Çok yollu iletim için saçıcı ortam aşağıdaki gibi gösterilebilir.



Şekil 4.3 Çok yollu sönümlemeli kanalları

Görüldüğü gibi çok sayıdaki saçıcı iletim yolu içerisine rasgele bir şekilde yerleşmiştir. Saıcı parçacıklarının oluşturduğu bulut, iletilen işaretin saçılarak çeşitli yollardan farklı zaman gecikmeleri ile alıcıya ulaşmasını sağlar. Eğer bu yolların zaman gecikmeleri arasındaki zaman farkı, iletilen işaretin bant genişliğinin tersinden küçük ise, alıcı kendisine gelen işaretleri birbirinden ayırtmayarak işaretin sadece süper pozisyonunu (toplamsallık ilkesi) görür.

Sönümlemeli kanalların davranışını anlayabilmek ve bu kanallar için istatistiksel bir model geliştirebilmek için modüle edilmemiş taşıyıcının böyle bir ortamdaki iletimi ele alınsın. Bu işaret $s(t) = \cos 2\pi f_c t$ olsun. $s(t)$ ortam içerisinde iletilirken rasgele bir şekilde dağılmış olan hareketli parçacıklar tarafından saçılmaya uğrayacaktır. Saılan işaretler, alıcıya farklı yollardan ulaşır. Her bir yol kendi ilettiği işaret içerisinde bir zaman gecikmesi ve zayıflama faktörünü ortaya çıkarır. Saıcı parçacıklarının rasgele hareketinden dolayı bu zaman

gecikme ve zayıflama faktörü de zamanla değişkendir. i 'nci yoldaki zaman gecikmesini $\tau_i(t)$ ile zayıflama faktörünü de $\alpha_i(t)$ ile belirtelim.

Farklı yollardan alıcıya ulaşan işaret (toplamsal gürültüden ayrı olarak) bu yollara ait işaret bileşenlerinin toplamı olarak şu şekilde gösterilebilir:

$$r(t) = \sum_i \alpha_i(t) \cos(2\pi f_c t - \theta_i(t)) \quad (4.1)$$

$$= a_I(t) \cos(2\pi f_c t) + a_Q(t) \sin(2\pi f_c t). \quad (4.2)$$

Burada

$$a_I(t) = \sum_i \alpha_i(t) \cos \theta_i(t) \quad (4.3)$$

$$a_Q(t) = \sum_i \alpha_i(t) \sin \theta_i(t) \quad (4.4)$$

$$\text{ve } \theta_i(t) = 2\pi f_c \tau_i(t) \text{ 'dir.} \quad (4.5)$$

$a_I(t)$ ve $a_Q(t)$ 'nin istatistiksel özelliklerini araştırmak için $\alpha_i(t)$ raslantı sürecinin örneklerinin bağımsız ve aynı dağılımlı oldukları varsayılacaktır. $\theta_i(t)$ raslantı sürecinin örneklerinin de $[0, 2\pi]$ aralığında düzgün olarak dağıldığını ve bu örneklerin birbiriyle ve $\alpha_i(t)$ 'in örnekleriyle istatistiksel bağımsız oldukları varsayılacaktır. Bu varsayımlar altında merkezi limit teoremi, eş fazlı ve kuadratik olan $a_I(t)$ ve $a_Q(t)$ bileşenlerini iki bağımsız Gauss raslantı süreci istatistiklerine götürür. Alıcıda doğrudan değil de sadece çok yollu saçılmış işaret bileşenlerinin bulunduğu sönümlemeli kanallardaki bu Gauss süreçleri; 0 ortalamalıdır ve sönümleme zarfı

$$a = \sqrt{a_I^2 + a_Q^2} \quad (4.6)$$

olarak tanımlanır. Bu tanımlamalar Rayleigh dağılımına aittir ve dağılıma ilişkin olasılık yoğunluk işlevi şu şekilde verilir:

$$p_A(a) = \frac{a}{\sigma_a^2} \exp(-a^2/2\sigma_a^2) \quad (4.7)$$

Burada σ_a^2 ; Gauss raslantı değişkenleri a_I ve a_Q 'nün varyansını gösterir. Sönümleme zarfının ortalama enerjisi, σ_a^2 ile şu şekilde ilişkilidir:

$$E[a^2] = 2\sigma_a^2. \quad (4.8)$$

$$\phi = \tan^{-1} \frac{a_Q}{a_I} \quad (4.9)$$

şeklinde verilen sönümleme fazı düzgün dağılımlıdır ve

$$p_\phi(\phi) = \frac{1}{2\pi} \quad 0 \leq \phi < 2\pi \quad (4.10)$$

şeklindeki olasılık yoğunluk işlevine sahiptir. Klasik mobil radyo kanalları Rayleigh sönümlemeli zarf istatistiklerine sahiptirler.

Bazı sönümlemeli kanallarda saçılmış çok yollu sönümleme süreçlerine ek olarak görüşlü radyo (direkt) işaret bileşeni vardır. Bu durumla; ortamda rasgele hareketli saçıcılarla birlikte sabit saçıcıların veya işaret yansıtıcıların olması durumunda karşılaşılır. Doğrudan bileşen $A\cos 2\pi f_c t$ ile gösterildiğinde alınan işaret,

$$r(t)=(A+a_I(t))\cos(2\pi f_c t)+a_Q(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (4.11)$$

şeklinde yazılabilir. Burada $a_I(t)$ ve $a_Q(t)$; 0 ortalamalı, σ_a^2 varyanslı Gauss raslantı süreçleridir. $(A+a_I(t))$ toplamının da A ortalamalı, σ_a^2 varyanslı Gauss raslantı süreci olduğu gözlenir. Sönümleme zarfı

$$a=\sqrt{(A+a_I)^2+a_Q^2} \quad (4.12)$$

şeklinde yazılır. Bu dağılım Rician dağılımıdır ve bu dağılıma ait olasılık yoğunluk işlevi

$$P_A(a)=2a(1+K) \exp(-(K+a^2(1+K)))I_0(2a\sqrt{K(K+1)}) \quad (4.13)$$

şeklinde verilir.

Burada

$$I_0(x)=\sum_{k=0}^{\infty} \left(\frac{x^k}{2^k k!} \right)^2 \quad (4.14)$$

sıfırdan birinci tip Bessel işlevini gösterir. K ise Rician parametresidir ve doğrudan bileşenin enerjisinin saçılmış çok yollu bileşenin enerjisine oranıdır:

$$K=\frac{A^2}{2\sigma_a^2}. \quad (4.15)$$

K faktörünün azalması, doğrudan bileşenin etkisinin azalmasıdır. $K=0$ için $I_0(0)=1$ olduğundan Rician sönümlemesine ait zarf ve faz istatistikleri Rayleigh sönümleme istatistiklerine dönüşür (normalize enerji $2\sigma_a^2=1$).

Rician sönümlemeli kanalda

$$\phi=\tan^{-1} \frac{a_Q}{A+a_I} \quad (4.16)$$

ile verilen sönümleme fazı düzgün değildir ve buna ait olasılık yoğunluk işlevi

$$p_{\Phi}(\Phi)=\frac{e^{-K}}{2\pi} \frac{\sqrt{K} \cos \Phi e^{-K \sin^2 \Phi}}{2\sqrt{\pi}} (2-\operatorname{erfc}(\sqrt{K} \cos \Phi)), |\Phi| \leq \pi \quad (4.17)$$

ile verilir.

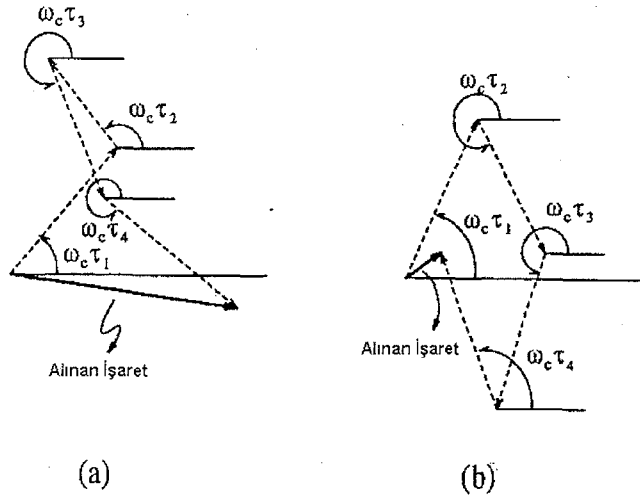
Burada $\text{erfc}(x) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_x^{\infty} e^{-t^2} dt$, hata işlevinin tümleyicisidir. Küçük mikro hücrelerde sönümleme istatistiği Rician dağılımına meyillidir.

Sonuçta genel olarak şu söylenebilir: Alıcı ile verici arasında doğrudan yol olmadığında sönümleme Rayleigh dağılımına, doğrudan bir yol bulunduğunda Rician dağılımına meyillidir. Rician zarflarındaki sönümlemeler hiçbir zaman Rayleigh zarflarındaki sönümlemeler kadar keskin değildirler.

Sönümlemeli kanalların etkisini daha iyi anlayabilmek için alınan işaret zamanla değişen fazörlerin toplamı olarak düşünülebilir. Alınan işaret (modüle edilmemiş iletimde) kompleks olarak şöyle yazılabilir:

$$r(t) = \text{Re} \left[\sum_i \alpha_i(t) \exp(j2\pi f_c(t - \tau_i)) \right]. \quad (4.18)$$

Burada $\text{Re}[\cdot]$ kompleks değerın gerçel kısmını göstermektedir. Alınan işaret her biri rasgele faz ve genlik değerlerine sahip fazörlerin toplamıdır. Zayıflama faktöründe önemli bir değişme olmasa bile f_c radyo frekansının büyük değerleri için saçıcıların küçük hareketleri her bir fazörün fazını $[0, 2\pi]$ aralığında değiştirebilir. İşaretlerin kopyaları, böyle bir gezgin yayılma ortamından dolayı, alıcıya faz açılarının raslantısal değişimi ile birlikte birbirinden farklı olarak ulaşırlar. Bu faz değişimlerinin sonucunda fazörler, birbirini güçlendirecek veya zayıflatacak şekilde vektörel olarak toplanırlar (Şekil 4.4). Fazörler zayıflatacak şekilde toplandıklarında alınan işaret çok küçük hale gelebilir. En kötü durumda, işaretlerin aynı genliğe sahip oldukları ve 180 derece faz farkı ile geldikleri düşünülürse, birbirlerini tamamen yok ederler. Tersisi durumda da alıcıda, orijinal işareten daha güçlü işaretler elde edilebilir. Sonuç olarak raslantısal faz bileşenlerine sahip işaretlerin toplanması ile işaretin genliğinde düzensiz dalgalanmalar olmaktadır. İşte bu rasgele faz değişimlerinin sebep olduğu zayıflatıcı ve güçlendirici toplanmaların; alınan işaretin zarfında oluşturduğu değişimler çok yollu sönümleme olarak adlandırılır.



Şekil 4.4 Güçlendiririci ve zayıflatıcı fazör toplamları

4.3.1 Zamanla değişen doğrusal süzgeç modeli

Kısa dönem sönümlemeli kanalları; parametreleri zamanla değişen doğrusal süzgeç olarak modellemek mümkündür. İletilen işaret kompleks olarak

$$s(t) = \text{Re}[u(t) \exp(j2\pi f_c t)] \quad (4.19)$$

şeklinde belirtilir. Burada $u(t)$ eşdeğer alçak geçiren kompleks işaret, f_c ise taşıyıcı frekansdır. Eşdeğer alçak geçiren $u(t)$ işareti şu eşdeğer alçak geçiren frekans spektrumuna sahiptir:

$$U(f) = \int_{-\infty}^{+\infty} u(t) \exp(-j2\pi f t) dt. \quad (4.20)$$

$s(t)$ 'nin çok yollu sönümlemeli kanaldan iletimi sonucunda

$$r_c(t) = \sum_i \alpha_i(t) s(t - \tau_i(t)) \quad (4.21)$$

$$= \text{Re} \left[\left\{ \sum_i \alpha_i(t) u(t - \tau_i(t)) \exp(-j2\pi f_c \tau_i(t)) \right\} \exp(j2\pi f_c t) \right] \quad (4.22)$$

işareti alıcıya ulaşır. Alınan işarete ait eşdeğer alçak geçiren işaret şöyle gösterilir:

$$r(t) = \sum_i \alpha_i(t) u(t - \tau_i(t)) \exp(-j2\pi f_c \tau_i(t)). \quad (4.23)$$

Buradan alınan işaretin matematiksel olarak $u(t)$ işareti ile aşağıda verilen $h(\tau; t)$ işaretinin konvolüsyonu olduğu görülür:

$$h(\tau; t) = \sum_i \alpha_i(t) \exp(-j2\pi f_c \tau_i(t)) \delta(\tau - \tau_i(t)). \quad (4.24)$$

Sonuç olarak; çok yollu sönümlemeli kanallar eşdeğer alçak geçiren impuls yanıtı $h(\tau;t)$ olan zamanla değişen doğrusal süzgeç olarak modellenenebilir.

Sönümlemeli kanaldan alınan işaretin (4.23) nolu denklemle verilen çok yollu bileşenlerinin toplamı integral ile yer değiştirirse alınan işaret şu biçime gelir:

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \alpha(\tau,t) u(t-\tau) \exp(-j2\pi f_c \tau) d\tau. \quad (4.25)$$

Burada $\alpha(\tau,t)$; t zamanındaki τ yol gecikmesindeki zayıflama faktörünü gösterir. Bu işarete dikkat edildiğinde kanalın eşdeğer alçak geçiren impuls yanıtının

$$h(\tau;t) = \alpha(\tau,t) \exp(-2\pi f_c \tau) \quad (4.26)$$

olduğu görülür. Bu işaretin Fourier dönüşümü alındığında kanalın zamanla değişen eşdeğer alçak geçiren aktarım işlevi

$$H(f;t) = \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau;t) \exp(-2\pi f \tau) d\tau. \quad (4.27)$$

şeklinde elde edilir.

Zamanla değişen aktarım işlevi $H(f;t)$ çok yollu sönümlemeli kanalın f frekanslı sinüs dalgasına yanıtı olarak modellenenebilir. Alınan işaret tekrar $H(f;t)$ ile birlikte

$$r(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} U(f) H(f;t) \exp(j2\pi f t) df \quad (4.28)$$

olarak elde edilir. Burada $U(f)$; $u(t)$ iletilen işaretin eşdeğer alçak geçiren spektrumudur. İletilen işaret $u(t)$ 'in f' frekansı civarında bir sinüs dalgası olduğu varsayılırsa bu $U(f) = \delta(f-f')$ eşitliği alınan işareti $r(t) = H(f';t)$ biçimine dönüştürür. Böylece $H(f;t)$ tam olarak çok yollu sönümlemeli kanalın f frekansı yakınındaki saf sinüs dalgasının yanıtı olur. Tüm bunlardan modüle edilmemiş taşıyıcının çok yollu sönümlemeli kanallardaki yanıtının $H(f;t)$ şeklindeki bir kompleks Gauss süreci olduğu ve $h(\tau;t)$ 'nin de bir kompleks Gauss süreci olarak modellenebileceği görülür.

4.3.2 Özilişki işlevi

Buraya kadar anlatılanlardan çok yollu sönümlemeli kanallara, impuls yanıtı ve eşdeğer alçak geçiren aktarım işlevi kompleks Gauss süreci olan zamanla değişen doğrusal süzgeç olarak bakılabileceği görülmüştür. Kısa dönem sönümlemeli kanallar için bu süreçlerin geniş

anlamda durağan olduğunu varsaymak mantıklıdır. Bu yüzden bu süreçlerin istatistikleri zaman merkezindeki kaymalardan etkilenmez.

Sönümlemeli kanallara ilişkin kullanışlı ifadeler sağlamak amacı ile kanalın impuls yanıtı ile eşdeğer alçak geçiren aktarım işlevinin özilişki işlevi kullanılabilir. $h(\tau;t)$ 'nin özilişki işlevi

$$R_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[h(\tau_1; t) h^*(\tau_2; t + \Delta t)] \quad (4.29)$$

şeklinde belirtilir.

Burada $h(\tau_1; t)$ ve $h(\tau_2; t + \Delta t)$; τ_1 ve τ_2 yol gecikmelerine karşılık gelen impuls yanıtlarıdır. Saçılmanın olduğu bu iki yolun birbiri ile ilişkisiz oldukları varsayılmaktadır. Bu duruma ilişkisiz saçılma denir. Bu varsayım pek çok sönümlemeli kanal için mantıklıdır.

İlişkisiz saçılmada özilişki işlevi sadece bir τ 'nın işlevi olarak aşağıdaki şekilde belirtilir:

$$R_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t) = R_h(\tau; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \quad (4.30)$$

Burada $R_h(\tau; \Delta t)$ τ gecikmeli yol için Δt zaman gecikmesi ile özilişkisini gösterir.

$\Delta t = 0$ için $R_h(\tau; \Delta t)$ değeri $R_h(\tau; 0)$ olur ve bu değer kanalın τ zaman gecikmesindeki ortalama çıkış gücünü gösterir. $R_h(\tau; 0)$ kanalın çok yollu profili veya gecikme güç spektrumu olarak adlandırılır.

Sönümlemeli kanalın eşdeğer alçak geçiren aktarım işlevinin özilişki işlevi

$$R_h(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E[H(f_1; t) H^*(f_2; t + \Delta t)] \quad (4.31)$$

şeklinde verilir.

Burada $H(f; t)$ 'nin geniş anlamda durağan süreç olduğu kabul edilmiştir.

$h(\tau; t)$ ve $H(f; t)$ arasındaki Fourier dönüşüm ilişkisi, $R_h(\tau_1, \tau_2; \Delta t)$ ile $R_H(f_1, f_2; \Delta t)$ özilişki işlevleri arasında da bir Fourier dönüşüm ilişkisi sağlar.

$$R_H(f_1, f_2; \Delta t) = \frac{1}{2} E \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} h(\tau_1; t) h^*(\tau_2; t) \exp(-j2\pi f_1 \tau_1) \exp(j2\pi f_2 \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \quad (4.32)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{2} E [h(\tau_1; t) h^*(\tau_2; t)] \exp(-j2\pi f_1 \tau_1) \exp(j2\pi f_2 \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \quad (4.33)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau_1, \tau_2; t) \exp(-j2\pi f_1 \tau_1) \exp(j2\pi f_2 \tau_2) d\tau_1 d\tau_2. \quad (4.34)$$

(4.29) kullanılarak ilişkisiz saçılma için yukarıdaki bağıntı şu şekilde de yazılabilir:

$$R_H(f_1, f_2; \Delta t) = \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau_1; \Delta t) \delta(\tau_1 - \tau_2) \exp(-j2\pi f_1 \tau_1) \exp(j2\pi f_2 \tau_2) d\tau_1 d\tau_2 \quad (4.35)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau_1; \Delta t) \exp[-j2\pi(f_1 - f_2)\tau_1] d\tau_1 \quad (4.36)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau_1; \Delta t) \exp(-j2\pi \Delta f \tau_1) d\tau_1 \quad (4.37)$$

$$= R_H(\Delta f; \Delta t). \quad (4.38)$$

Görüldüğü gibi ilişkisiz saçılma için özilişki işlevi $R_H(f_1, f_2; \Delta t)$ sadece frekans farkına ($\Delta f = f_1 - f_2$) bağlıdır. $R_H(\Delta f; \Delta t)$ işlevine frekans farkı özilişki işlevi denir.

Aşağıda sönümleme ölçümlerinde kullanılan birkaç parametre verilecektir.

4.3.3 Uyum Bant Genişliği

Frekans farkı, özilişki işlevinin $\Delta t = 0$ daki değeri; yani $R(\Delta f; 0)$; sönümleme kanalının seçiciliğini karakterize eder. Eğer $R(\Delta f; 0)$; B_C bant genişliği üzerinde yaklaşık olarak sabitse f_1 ve f_2 frekanslı iki işaret, $f_1 - f_2 < B_C$ için, sönümlemeli kanaldan yaklaşık olarak aynı biçimde etkilenirler. B_C bant genişliği sönümleme kanalının uyum bant genişliği olarak adlandırılır.

İletilen işaretin bant genişliği B_C 'den küçük ise işaretin tüm bileşenleri eşit olarak sönümlenir. Bu durumda sönümleme seçici olmayan veya düz sönümleme olarak adlandırılır. Diğer taraftan iletilen işaretin bant genişliği B_C 'den büyük ise işaretin B_C 'den büyük olan farklı frekanstaki bileşenleri kanaldan farklı şekilde etkilenir. Bu çeşit sönümlemeye seçici sönümleme adı verilir.

4.3.4 Çok yollu yayılım

Sönümlemeli kanalın uyum bant genişliği çok yollu yayılım denilen parametre ile yakından ilişkilidir. $R_h(\Delta f; 0)$ ile $R_h(\tau; 0)$ arasındaki Fourier dönüşüm ilişkisi çok yollu dağılımın uyum bant genişliğinin tersi olduğunu gösterir. Bu da $T_M \approx 1/B_C$ şeklinde ifade edilir. Kanalın seçiciliği, çok yollu yayılımın T_M değeri ile karakterize edilebilir. T süreli basit işaret dalga

biçimleri için nominal bant genişliği yaklaşık olarak $1/T$ 'dir ve eğer $T \gg T_M$ ise sönümleme seçici değildir.

4.3.5 Saçılma işlevi

Özilişki işlevleri; $R_H(\Delta f; \Delta t)$ görüldüğü gibi frekansa ve Δt 'ye bağlıdır. Aslında bu işlevlerin herhangi birinin Δt 'ye olan bağılılığı; ortamdaki hareketli saçıcılar ve yansıtıcılarla doğrudan ilişkili olan kanal karakteristiklerindeki dinamik değişikliklerden kaynaklanmaktadır.

Kanal içindeki zaman değişimleri göreceli frekans değişimine sebep olur ve bu durum Doppler kayması olarak adlandırılır.

$R(\tau; \Delta t)$ 'nin Δt 'ye bağımlılığı göz önüne alınarak daha ileri bir Fourier dönüşümü, Δt değişkenine bağlı olarak şu şekilde yazılabilir:

$$S_h(\tau; \lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d(\Delta t). \quad (4.39)$$

Burada λ frekans değişkenini (Doppler frekansı) gösterir. $S_h(\tau; \lambda)$ işlevi saçılma işlevi olarak adlandırılır. Benzer şekilde $R_h(\Delta f; \Delta t)$ 'in Fourier dönüşümü de Δt değişkenine göre alınırsa

$$S_H(\Delta f; \lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\Delta f; \Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d(\Delta t) \quad (4.40)$$

elde edilir.

Açıkça görüldüğü gibi $R_h(\tau; \Delta t)$ ile $R_H(\Delta f; \Delta t)$ birbirinin Fourier dönüşümleri olmasından dolayı $S_h(\tau; \lambda)$ ile $S_H(\Delta f; \lambda)$ da birbirinin Fourier dönüşüm çiftidir:

$$S_H(\Delta f; \lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(\Delta f; \Delta t) \exp(-j2\pi\lambda\Delta t) d(\Delta t) \quad (4.41)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} \int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau; \Delta t) \exp(-j2\pi\Delta f\tau) \exp(-j2\pi\lambda\Delta t) d(\Delta t) d\tau \quad (4.42)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} \left[\int_{-\infty}^{+\infty} R_h(\tau; \Delta t) \exp(-j2\pi\lambda\Delta t) d(\Delta t) \right] \exp(-j2\pi\Delta f\tau) d\tau \quad (4.43)$$

$$= \int_{-\infty}^{+\infty} S_h(\tau; \lambda) \exp(-j2\pi\Delta f\tau) d\tau. \quad (4.44)$$

4.3.6 Doppler yayılımı

f görelî frekansına sahip modüle edilmemiş bir sinüs dalgasının sönümlemeli kanal üzerinden iletildiğı düşünölsün. Bu durumda alınan işaretin zarfı $H(f;t)$ olur. (4.41) nolu denklemdeki ifadede $\Delta f = 0$ olursa, $R_H(0;\Delta f)$ 'nin Fourier dönüşümü şu biçimi alır:

$$S_H(0;\lambda) = \int_{-\infty}^{+\infty} R_H(0;\Delta t) e^{-j2\pi\lambda\Delta t} d(\Delta t) \quad (4.45)$$

$$\equiv S_H(\lambda).$$

Bu terim alınan işaretin güç spektrumunu belirtir ve kanalın Doppler güç spektumu olarak adlandırılır ve bu spektrumun nominal genişliğine Doppler yayılması denir ve B_D olarak gösterilir. Bu nicelik işaretin zamanla hangi hızla değiştiğini gösterir. İşaret yavaş değişirse Doppler yayılımı küçük; işaret hızlı değişiyorsa Doppler yayılımı geniştir. $S_H(\lambda)$ ile $R_H(0;\Delta t)$ arasındaki Fourier dönüşüm ilişkisi nedeniyle açıkça göröldüğü üzere uyum zamanı ile Doppler yayılımı arasında karşılıklı bir ilişki vardır.

4.3.7 Yayılım faktörü

Belirli işaretlr için uygun kanal modelini karakterize etmek için çok yollu dağılım (eşiti olarak uyum bant genişliği) ve Doppler yayılımı (eşiti olarak uyum zamanı) temel parametrelerdir. Daha da belirginleştirmek için T süreli bir işaret dalga biçimi düşünelim. Bu dalga biçimi için gerekli bant genişliği yaklaşık olarak $1/T$ 'ye eşittir. Bu dalga biçiminin uyum süreci; kompleks kazancının en azından bir işaretleşme aralığı üzerinde sabit olmasını gerektirir. Bu durum

$$T \ll 1/B_D \quad (4.46)$$

olması halinde ortaya çıkar. Bu durumda kanal yavaş sönümlemeli kanal olarak adlandırılır.

Diğer taraftan seçici olmayan düz sönümlemede işaretin T süresi çok yollu yayılımın T_M süresinden büyük olabilir:

$$T \gg T_M. \quad (4.47)$$

Yukarıda verilen yavaş ve düz sönümlemedeki ifadeler birleştirildiğinde

$$T_M \ll T \ll 1/B_D \quad (4.48)$$

eşitsizliği elde edilir. Bu eşitsizlik; yavaş düz sönümlemeli kanallar için $B_D T_M \ll 1$ koşulunu sağlamalıdır. $B_D T_M$ kanalın yayılım faktörü olarak adlandırılır. Kanalların $B_D T_M \ll 1$ olmasına yayılımsız durum denir.

4.3.8 Uyum zamanı

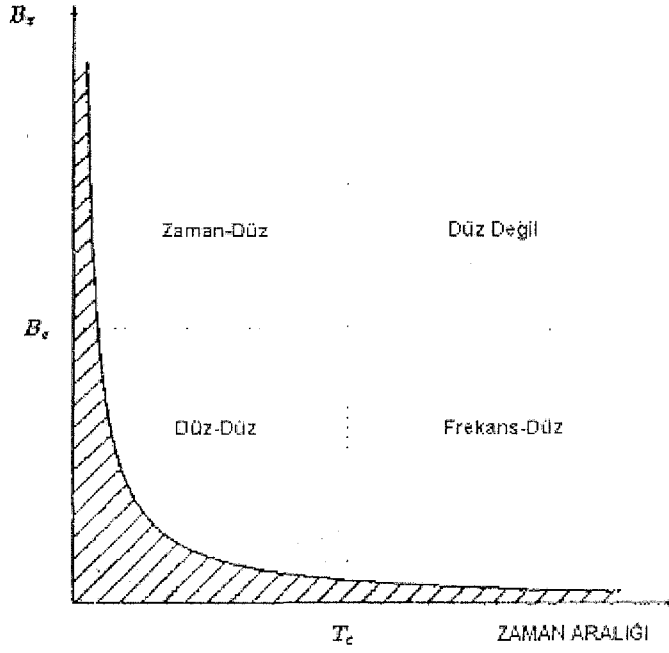
$R_H(0;\Delta t)$ 'nin yardımcısıdır. T_C ile gösterilir. Fourier dönüşümlerinden $B_D \approx 1/CT$ elde edilir. Yavaş sönümlemede T_C uzun, B_D dardır. Hızlı sönümlemede ise T_C kısa, B_D geniştir .

Sonuçta sönümlemenin seçiciliği ile hızının birbirinden bağımsız olduğuna dikkat edilmelidir. Seçicilik, çok yollu kanalın genişliği ile; hızı ise Doppler yayılması ile ilişkilidir.

4.4 Çok yollu sönümlemeli kanalların sınıflandırılması

Çok yollu sönümlemeli kanalların sınıflandırılmasında kanalın uyum bant genişliği ile uyum zamanından faydalanılır. Kanalın bu iki özelliği iletilen işaretin nasıl ortaya çıkacağının hesaplanmasında kullanılır. İletim bant genişliği; kanalın uyum bant genişliğinden büyük olduğunda, kanalın zaman saçılımı önemli olur ve frekans seçici sönümleme meydana gelir. Benzer şekilde işaretin süresi; kanalın uyum zamanından büyük olduğunda frekans saçılımı önem kazanır ve zaman seçici sönümleme meydana gelir.

Kanal hem zaman hem de frekans yönünden düz olduğunda bu düz-düz veya düz-sönümlemeli kanal olarak adlandırılır. Bu durumla işaretin band genişliği B_C 'nden ve süresi T_C 'den küçük olduğunda karşılaşılır. Bu kanalda işaret ne zaman ne de frekans sönümlemesine maruz kalır. İşaretin süresi; uyum zamanı sınırları (T_C) içinde iken kanalın bant genişliği; uyum bant genişliğini (B_C) aşarsa kanal, düz zaman veya zamanla değişmez ama frekans seçici olarak belirtilir. İşaretin süresi, kanalın uyum zamanını (T_C) aşar ve iletim bant genişliği uyum bant genişliğini (B_C) aşmamış ise kanalın, düz frekans veya frekansla değişmez ama zaman seçici olduğu söylenir. Son olarak uyum zamanı (T_C) ve uyum bant genişliğinin (B_C) her ikisi de aşıldığında kanal hem frekans ve hem zaman seçicidir. Bu durumda zaman ve frekanstan hiçbiri düz değildir. Bu tür kanala düz olmayan kanal denir. Bu sınıflandırma Şekil 4.5'de gösterilmiştir.



Şekil 4.5 Çok yollu sönümlmeli kanalların sınıflandırılması

4.4.1 Frekans-Seçici Sönümleme

Gezgin radyo kanalının impuls yanıtının alıcıda ilk olarak fark edildiği ve onu takip eden kopyalarının gecikmiş olarak vardığı zamana, işaretin yayılımı veya daha bilinen şekliyle gecikme yayılımı denir. Gecikme yayılımı, zaman saçılması ve frekans seçici sönümleme adı verilen iki etkiyi meydana getirir. Bu iki etkiden birinin var olması diğerinin olmasını da gerektirir.

Zaman saçılması, işareti zaman içinde yayar böylece alınan işaretin süresi iletilen işaretin süresinden daha büyük olur. Frekans seçici sönümleme, iletilen işareti süzgeçlemektedir. Bu süzgeçleme sonucunda işaretin belli frekansları diğerlerine nazaran zayıflamaya uğramaktadır. İki frekans bileşeni birbirine çok yakın bulunuyorsa, yaklaşık olarak aynı zayıflamaya uğrarlar. Buna rağmen bu bileşenler birbirinden çok uzak iseler genel olarak birbirinden farklı zayıflamalara maruz kalırlar.

Zaman saçılımı; farklı iletim yollarını kullanarak kanalı farklı zamanlarda geçen işaretlerin alınmasının bir sonucudur. Frekans seçici sönümleme, her bir iletim yolunun elektriksel

uzunluğunun frekansın bir fonksiyonu olarak ifade edilmesinin bir sonucu olarak ortaya çıkmaktadır.

Eğer bant genişliği yeteri kadar dar ise işarete ait tüm frekans bileşenleri aynı derecede zayıflamaya uğrar. İşaret; frekans seçici sönümleme olmadan ve bozulmasız bir şekilde iletilir. Darbant kanallar sık sık seçici olmayan frekans sönümlemesi özelliği gösterir. Bu genelde düz frekans sönümlemesi olarak bilinir.

İletim bant genişliği artarsa iletilen işarete ait spektrumda uç noktalarındaki frekans bileşenleri, farklı miktarda zayıflamaya başlar. Böylece kanal süzgeç etkisi gösterir, iletilen dalga biçiminde bozulma meydana gelir ve frekans seçici sönümleme ortaya çıkar. Bant genişliği arttıkça bozulma etkisi de artar.

İletim bant genişliği çok yüksek değerlere ulaştığında iletilen dalganın uzak noktalardaki yankılara da gözlenmeye başlar. Kanalin gecikme yayılımı, alıcının çözünürlük gecikmesinden büyük olduğunda; sistem zaman saçılması ile karşılaşır. Bu ise sayısal sistemlerde simgeler arası girişime neden olur.

Zaman saçılmasının fark edilebilir olarak ortaya çıktığı minimum iletim bant genişliği; kanalın maksimum aşırı gecikmesi ile ters orantılıdır. Burada aşırı gecikme; asıl ile birinci ulaşan yolun gecikmeleri farkıdır.

Kanalin frekans seçiciliğini belirleyebilmek için kanalların uyum bant genişliği (B_C) şu ilişki ile verilir:

$$B_C = \frac{1}{2\pi\tau_{\max}} \quad (4.49)$$

İletilen işaretin bant genişliği kanalın B_C 'sinden büyük olduğunda, frekans seçici sönümleme görülür. İletilen işaretin bant genişliği kanalın B_C 'den daha az olduğunda, frekans seçici olmayan sönümleme görülür. Kanalin B_C 'si, maksimum gecikme yayılımının bir işlevi olduğundan, kanalın gecikme yayılımı yüksek olduğunda; frekans seçici sönümleme ortaya çıkar.

4.4.2 Zaman-seçici sönümleme

Zaman seçici sönümlemeye birincil olarak çok yollu kanaldaki işaret süresi neden olur. İşaretin süresi kanalın uyum zamanından (sönümleme sürecinin ne kadar hızlı değişmekte olduğunun bir ölçüsü) büyük olduğunda, işaret zaman seçici sönümlemeden etkilenir. Zaman seçici sönümleme işarete bozulma oluşturur. Çünkü işaret iletim halinde iken kanalın karakteristikleri değişebilir.

Frekans saçılımı işaretin bant genişliğini yaymaya başlar. Böylece alınan işaretin bant genişliği iletilen işareten farklı (az veya geniş) olur.

Eğer işaret kısa süreli ise; işaretin iletildiği yerlerdeki kanal karakteristiklerinde herhangi bir önemli değişiklik olmadan işaret kanaldan geçer. İşaretin süresi yükselirse bu durumda işaret kanal içerisinde iletimde iken kanal karakteristiklerinde değişimler meydana gelmeye başlar. Bu da bozulmaya neden olur. İşaretin süresi arttıkça bozulma oranı da artar.

Frekans saçılımının fark edilebilir olarak oluştuğu minimum işaret süresi maksimum Doppler kaymasının büyüklüğü ile ters orantılıdır. Bundan dolayı yüksek Doppler yayılması gösteren kanallarda; hareketli radyo iletim kanalında olduğu gibi; T_C azaldıkça büyük olasılıkla zaman seçici sönümleme özelliği belirli olur. Doppler yayılması; alınan taşıyıcının spektral genişliğinin bir ölçüsüdür ve frekans kaymasına neden olan taşıyıcı ile alıcının hareketlerinden ortaya çıkar. Bu frekans kaymaları hız ,yön ve iletim yolundaki saçıcılara göre değişiklik arz eder ve işarete rasgele frekans modülasyona neden olur.

i'nci alınan işaretle α açısı yaparak ilerleyen hareketli bir terminalin taşıyıcı frekansı şöyle verilir:

$$f_c + f_d \cos \alpha. \quad (4.50)$$

Burada;

$$f_d = v/\lambda \text{ veya } v f_c / c,$$

v =hareketli terminalin hızı,

f_c = taşıyıcı frekans,

c =ışığın hızını göstermektedir.

Doppler frekansı geliş açısı α 'ya bağılı olarak pozitif veya negatif olabilir. Bu α açısı $\pm f_d$ 'nin Doppler kaymasını oluşturur ve bu da işaret üzerinde rasgele frekans modülasyonuna neden olur.



5. SÖNÜMLEMENİN MHPM İŞARETİNE ETKİSİ

Sönümleme MHPM işaretinin genliğine, fazına veya her iki parametresine de etki edebilir.

Sönümleme etkisi işaretin yalnızca genliğinde olduğu varsayılırsa; a zayıflama faktörü olmak üzere

$$r = a * s_k \quad (5.1)$$

yazılabilir. MHPM işaretini işaret uzayındaki gösterilişinden faydalanarak

$$s_k(t) = \sum_{k=1}^N s_{kn} \varphi_n(t) \quad (5.2)$$

$$s'_k(t) = \sum_{k=1}^N a_k s_{kn} \varphi_n(t) \quad (5.3)$$

yazılabilir.

$$s'_k(t) = [a_k A_{1,k} \varphi_1(t) + a_k A_{2,k} \varphi_2(t) + a_k A_{3,k} \varphi_3(t) + a_k A_{4,k} \varphi_4(t)] \quad (5.4)$$

olur.

Sönümleme işaretin sadece fazını etkilerse, işaretin fazında meydana gelen Θ kadar değişim işaretin taban fonksiyonları cinsinden gösterilişinde Θ kadar gecikmeyle belirlenir.

Daha önce ifade edilmiş olan birinci taban fonksiyonundaki $\varphi_1(t)$; Θ kadar değişim aşağıdaki şekilde belirtilir.

$$\varphi_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t - kT)}{T}\right) \quad (5.5)$$

$$\varphi'_1(t) = \sqrt{\frac{2}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t - kT)}{T} - \Theta_k\right) \quad (5.6)$$

$$= \sqrt{\frac{2}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t - kT)}{T}\right) * \cos \Theta_k + \sqrt{\frac{2}{T}} \sin\left(2\pi f_c t + \frac{\pi h_k(t - kT)}{T}\right) * \sin \Theta_k \quad (5.7)$$

$$= \cos \Theta_k * \varphi_1(t) + \sin \Theta_k * \varphi_2(t) \quad (5.8)$$

Benzer şekilde faz değişimlerinin taban fonksiyonlarına etkisi eski taban fonksiyonları cinsinden aşağıdaki biçimde ifade edilir.

$$\varphi'_2(t) = \cos \Theta_k * \varphi_2(t) - \sin \Theta_k * \varphi_1(t) \quad (5.9)$$

$$\varphi'_3(t) = \cos \Theta_k * \varphi_3(t) + \sin \Theta_k * \varphi_4(t) \quad (5.10)$$

$$\varphi'_4(t) = \cos \Theta_k * \varphi_4(t) - \sin \Theta_k * \varphi_3(t) \quad (5.11)$$

Faz sönümlemesine maruz kalmış işaret artık

$$s'(t) = [A_{1,k}\varphi_1'(t) + A_{2,k}\varphi_2'(t) + A_{3,k}\varphi_3'(t) + A_{4,k}\varphi_4'(t)] \quad (5.12)$$

biçimindedir. Kanal çıkışındaki Θ kadar faz gecikmeli işaretlerin vektör bileşenleri, eski taban fonksiyonları cinsinden aşağıdaki biçimde gösterilir.

$$A'_{1,k} = A_{1,k} \cos \Theta_k - A_{2,k} \sin \Theta_k \quad (5.13)$$

$$A'_{2,k} = A_{1,k} \sin \Theta_k + A_{2,k} \cos \Theta_k \quad (5.14)$$

$$A'_{3,k} = A_{3,k} \cos \Theta_k - A_{4,k} \sin \Theta_k \quad (5.15)$$

$$A'_{4,k} = A_{3,k} \sin \Theta_k + A_{4,k} \cos \Theta_k \quad (5.16)$$

İşaretin hem genliğinde hem de fazında sönümleme olması halinde alınan işaretin vektör bileşenleri

$$A'_{1,k} = a_k [A_{1,k} \cos \Theta_k - A_{2,k} \sin \Theta_k] \quad (5.17)$$

$$A'_{2,k} = a_k [A_{1,k} \sin \Theta_k + A_{2,k} \cos \Theta_k] \quad (5.18)$$

$$A'_{3,k} = a_k [A_{3,k} \cos \Theta_k - A_{4,k} \sin \Theta_k] \quad (5.19)$$

$$A'_{4,k} = a_k [A_{3,k} \sin \Theta_k + A_{4,k} \cos \Theta_k] \quad (5.20)$$

biçiminde olur.

6. MHPM İŞARETLERDE JITTER ETKİSİ

Jitter etkisi, iletilen işaretin fazında değişiklikler meydana getirir. Bu değişiklik $e^{j\Theta_k}$ olarak modellenebilir. Bu etki iletilen işaretle

$$y_k = x_k e^{j\Theta_k} \quad (6.1)$$

biçiminde gösterilebilir. Burada x_k iletilen işaret; y_k jitter etkisine maruz kalmış işareti göstermektedir. $e^{j\Theta_k}$ ifadesindeki Θ_k faz gürültüsünü gösterir ve Tikhonov olasılık yoğunluk fonksiyonuna sahiptir. Bu olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$p(\Theta_k) = \frac{e^{\alpha \cos(\Theta_k)}}{2\pi I_0(\alpha)} ; \quad |\Theta_k| \leq \pi \quad (6.2)$$

biçimindedir. Jitter etkisine maruz kalan işaretin yeni taban fonksiyonları

$$\varphi'_1(t) = \varphi_1(t) e^{j\Theta_k} \quad (6.3)$$

$$\varphi'_2(t) = \varphi_2(t) e^{j\Theta_k} \quad (6.4)$$

$$\varphi'_3(t) = \varphi_3(t) e^{j\Theta_k} \quad (6.5)$$

$$\varphi'_4(t) = \varphi_4(t) e^{j\Theta_k} \quad (6.6)$$

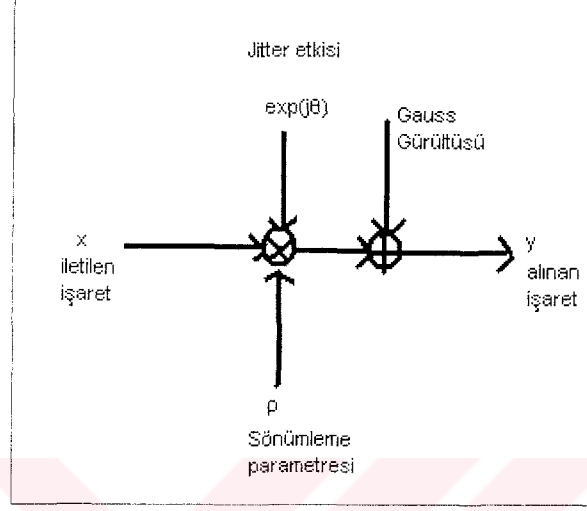
olarak elde edilir. Bu taban fonksiyonlarını kullanarak işaret şu biçimde elde edilebilir:

$$s'(t) = [A_{1,k} \varphi'_1(t) + A_{2,k} \varphi'_2(t) + A_{3,k} \varphi'_3(t) + A_{4,k} \varphi'_4(t)] \quad (6.7)$$

Bu etki ifadeden de görüldüğü üzere iletilen işaretin sadece fazına etki eder; işaretin genliğinde bir değişime neden olmaz. Fazdaki değişim; işaretin işaret uzayında yeni tanımlanan taban fonksiyonlarına göre yerlerinin değişmesine neden olur. Bu değişimde aynı zamanda işaretlerin birbirine göre olan uzaklıkları da değişir. Bu da doğal olarak işaretin, iletilen işarettten farklı bir işarete daha yakın olmasına sebep olabilir. Alıcıda da en büyük benzerlik kuralına göre karar verildiğinden yanlış işarete karar verilebilir.

7. SİMÜLASYONLAR

MHPM işaretlerin başarımları, jitter etkisiyle beraber gauss ve sönümlemeli kanallarda $h=\{3/4,1/4\}$ ve $h=\{1/4,5/4\}$ modülasyon indis kümeleri için incelenmiştir. Simülasyon için kullanılan model aşağıdadır.



Şekil 7.1 Simülasyon modeli

$$y_k = \rho_k x_k e^{j\Theta_k} + n_k \quad (7.1)$$

Burada x_k vericiden gönderilen işaret; y_k alıcıda alınan işareti belirtir. ρ_k sönümlemenin genliğidir. Burada sönümlemenin Rician sönümlemesi olduğu varsayılmıştır. Rician olasılık yoğunluk fonksiyonu

$$P(\rho) = 2\rho(1+K)e^{(-\rho^2(1+K)-K)} I_0[2\rho\sqrt{K(1+K)}] \quad (7.2)$$

biçimindedir. I_0 birinci tip modifiye edilmiş Bessel fonksiyonudur. K , sönümleme parametresidir.

n_k Gauss gürültüsü olup toplamsal olarak işarete eklenmektedir.

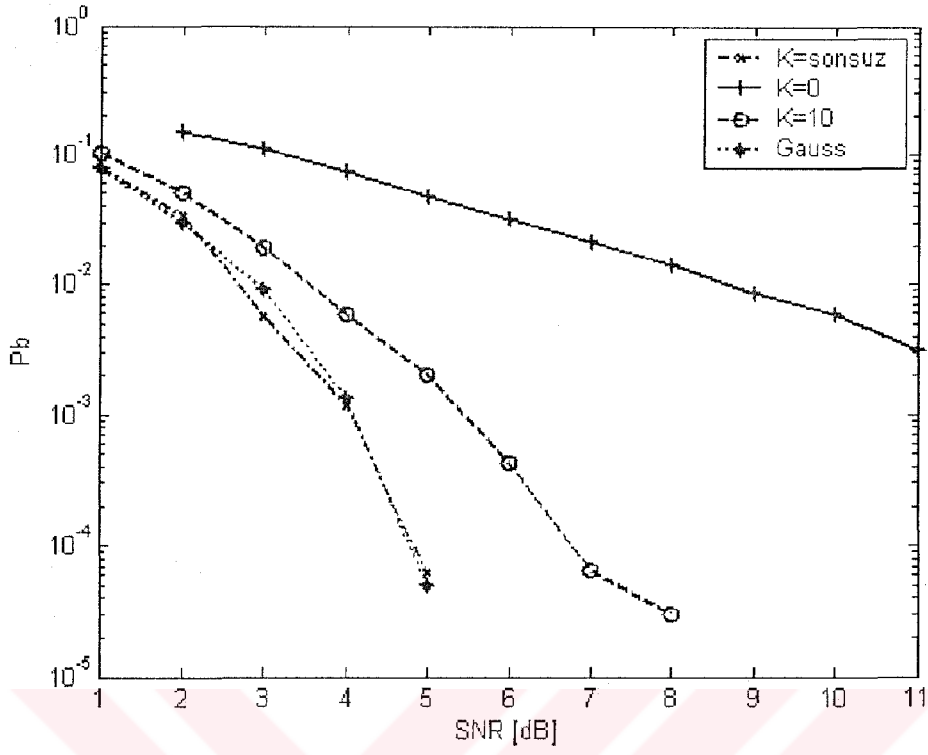
$e^{j\Theta_k}$ jitter etkisini belirtmektedir. Θ_k faz gürültüsü olup Tikhonov olasılık yoğunluk fonksiyonuna sahiptir. Bu fonksiyon aşağıdaki şekildedir.

$$P(\Theta_k) = \frac{e^{\alpha \cos(\Theta_k)}}{2\pi I_0(\alpha)} \quad |\Theta_k| \leq \pi \quad (7.3)$$

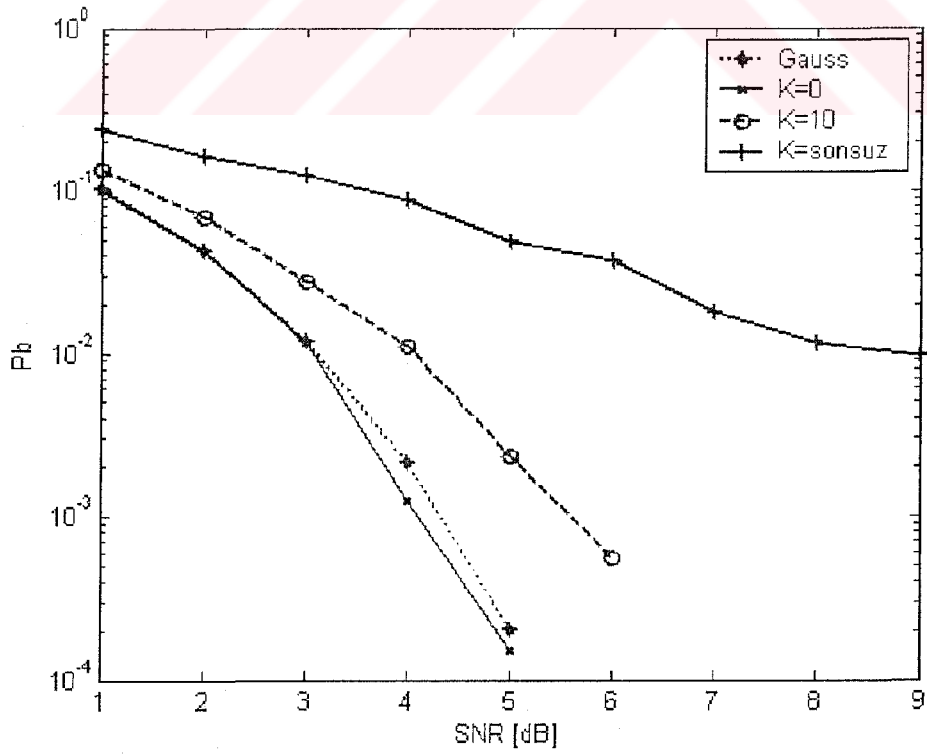
İlk olarak $\{0,1\}$ ikili veri dizileri rasgele olarak üretilmiştir. Her iki bit $M=4$ düzeyli seviyelerden birine eşleşmiştir $[00 \Rightarrow -3, 01 \Rightarrow -1, 10 \Rightarrow +1, 11 \Rightarrow +3]$. Dönüştürülmüş bilgi dizisi de kural gereği $[-3 \Rightarrow 0, -1 \Rightarrow 1, +1 \Rightarrow 2, +3 \Rightarrow 3]$ şeklinde elde edilmiştir. Başlangıç

fazı $[0, \pi/2, \pi, 3\pi/2]$ fazlarından biri olarak rasgele seçilerek iletilen veri dizisine bağlı olarak varış fazı mod 2π 'ye göre elde edilmiştir. İletim sırasında kullanılan modülasyon indisi, başlangıç fazı ve varış fazına bakarak gönderilecek işarete karar verilmiştir. Daha önceden elde edilen işaret uzayındaki vektörsel gösterilişlere Gauss gürültüsü, sönümlleme ve jitter etkisi eklenmiştir. Sönümlleme $K=0$, $K=10$ ve $K=\infty$; jitter etkisi $\alpha=10$, $\alpha=20$, $\alpha=\infty$ değerleri için başarımlar araştırılmıştır. Alıcıda, Viterbi algoritması karar derinliği 10 seçilerek iletilen işarete karar verilmiştir. Simülasyonlar belirli SNR için birçok kez çalıştırılıp hata olasılığı olarak ortalama değer alınmıştır.

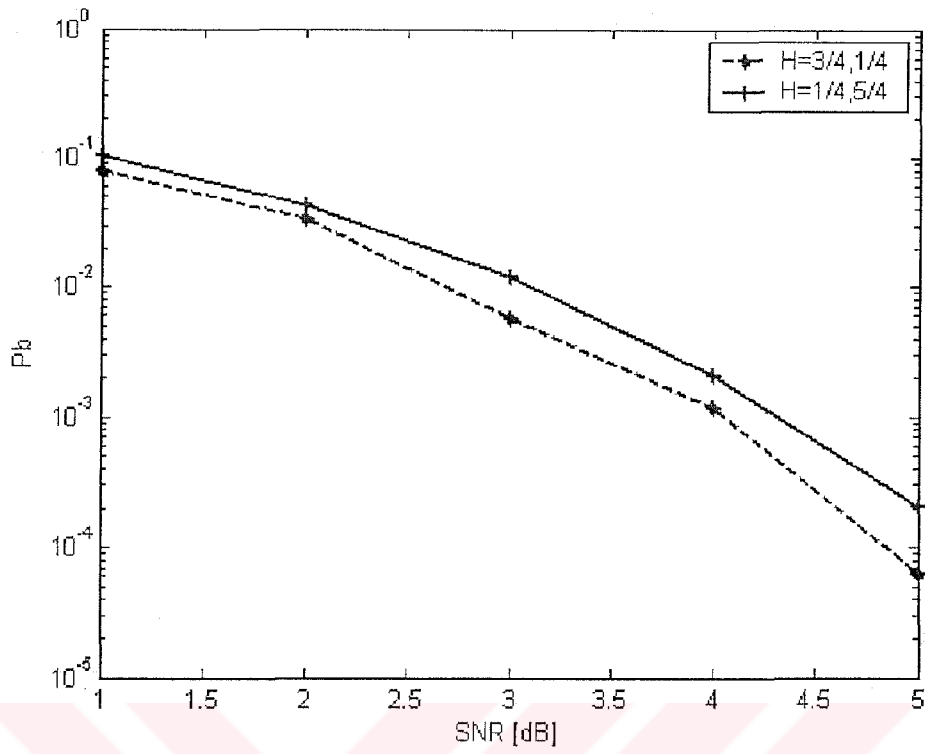




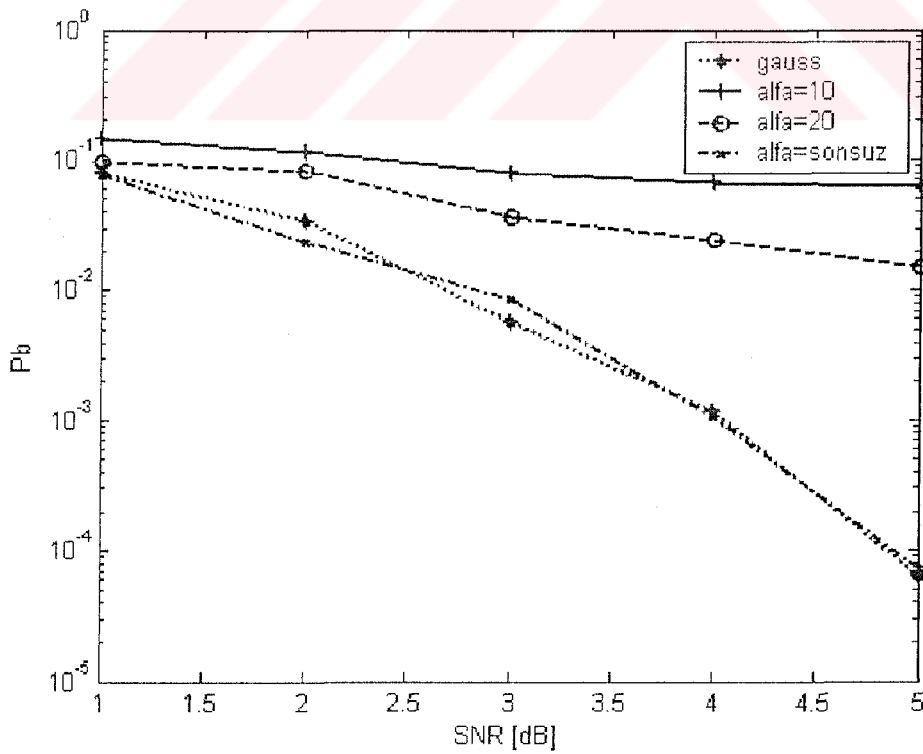
Şekil 7.2 $H=\{3/4, 1/4\}$ için Gauss ve sönümlemeli kanallardaki başarımlar



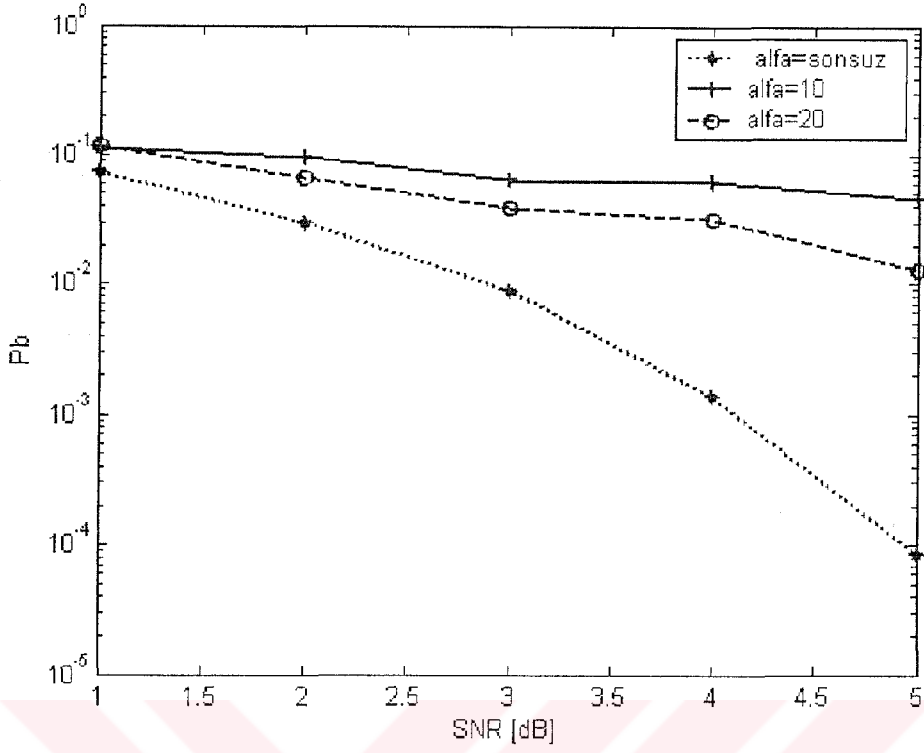
Şekil 7.3 $H=\{1/4, 5/4\}$ için Gauss ve sönümlemeli kanallardaki başarımlar



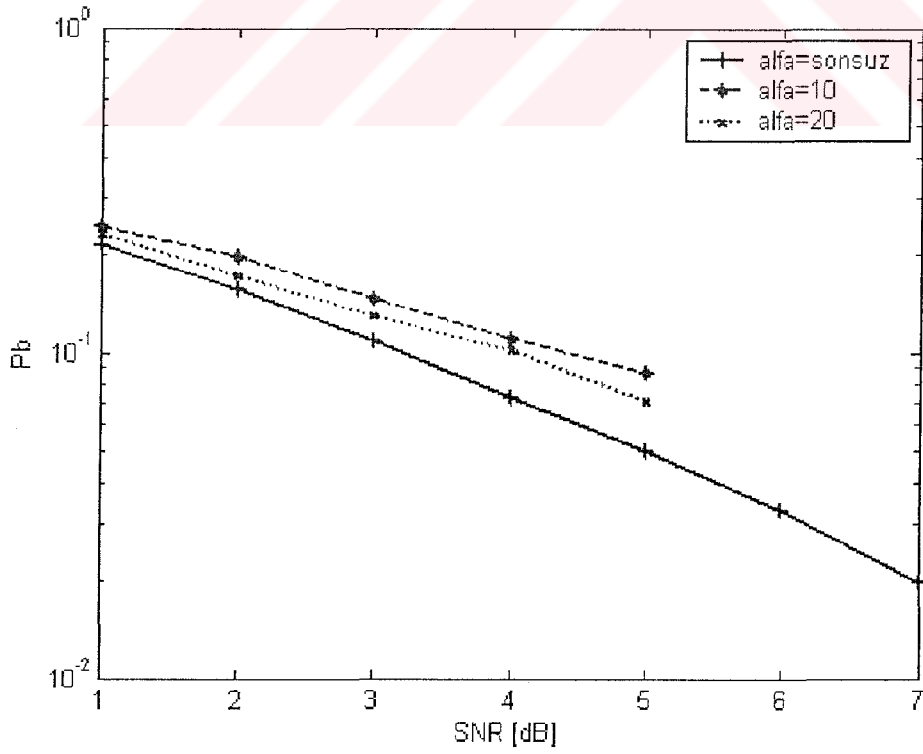
Şekil 7.4 $H=\{3/4, 1/4\}$ ve $H=\{1/4, 5/4\}$ indis kümelerinin Gauss kanalındaki başarımları



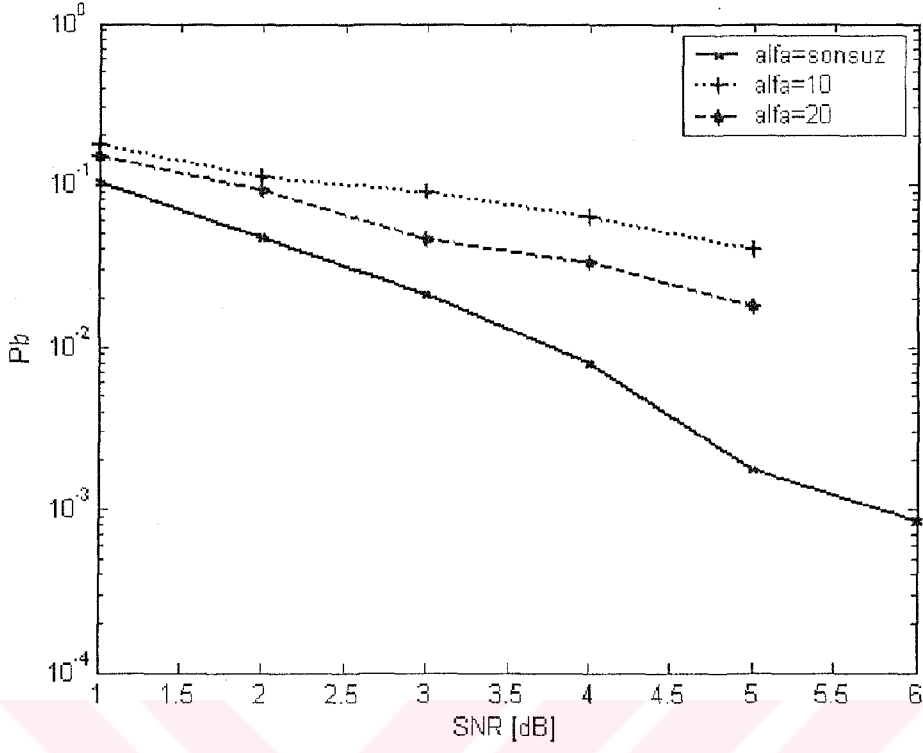
Şekil 7.5 $H=\{3/4, 1/4\}$ için Gauss kanalında jitter etkisi



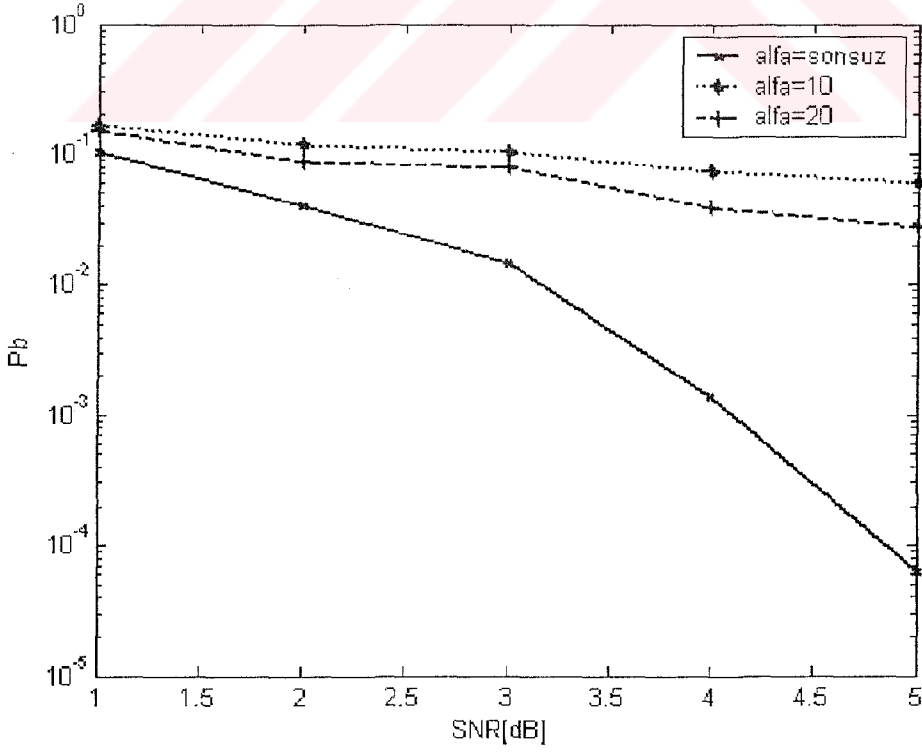
Şekil 7.6 $H=\{3/4, 1/4\}$ için $K=\infty$ sönümlmeli durumda Jitter etkisi



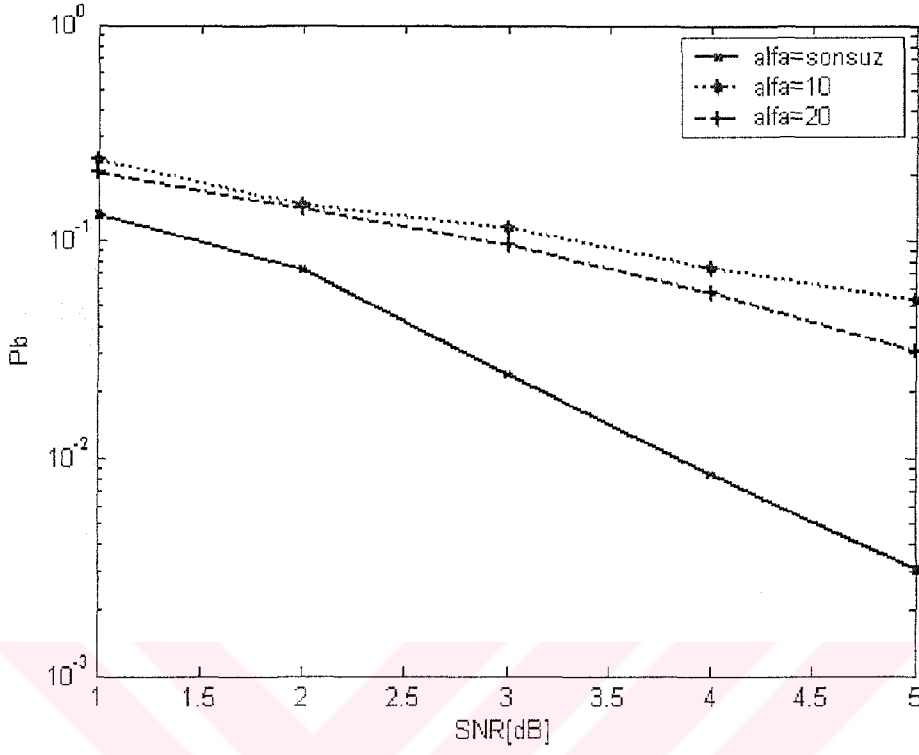
Şekil 7.7 $H=\{3/4, 1/4\}$ için $K=0$ sönümlmeli durumda Jitter etkisi



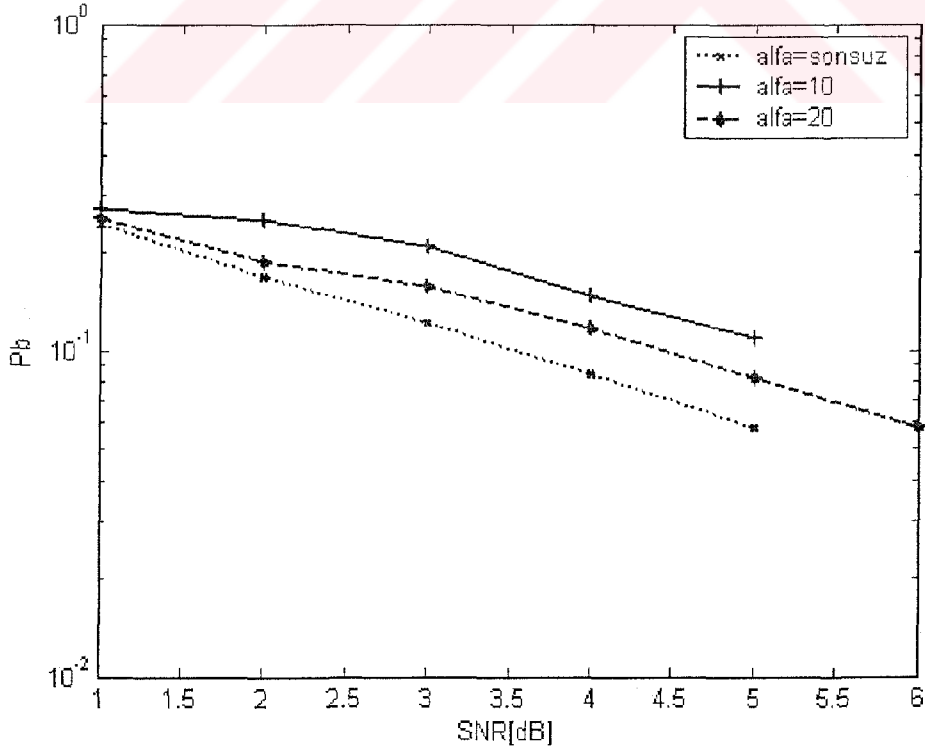
Şekil 7.8 $H=\{3/4, 1/4\}$ için $K=10$ sönümlmeli durumda Jitter etkisi



Şekil 7.9 $H=\{1/4, 5/4\}$ için $K=\infty$ sönümlmeli durumda Jitter etkisi



Şekil 7.10 $H=\{1/4, 5/4\}$ için $K=10$ sönümlemeli durumda Jitter etkisi



Şekil 7.11 $H=\{1/4, 5/4\}$ için $K=0$ sönümlemeli durumda Jitter etkisi

8. SONUÇ

Bu tez çalışmasında; birden çok modülasyon indisi kullanan sürekli faz modülasyonunun Gauss ve sönümlemeli kanallarda jitter etkisi ile beraber başarımı incelenmiştir. $H=\{3/4,1/4\}$ ve $H=\{1/4,5/4\}$ olmak üzere iki farklı modülasyon indisi kümesi kullanılmıştır. Benzetimler sırasında MHPM, Akar ve Aygölü'nün (1996) modellediği biçimde sürekli bir faz kodlayıcısı ve onu izleyen belleksiz bir modülatöre ayrıştırarak kullanılmıştır.

İki farklı modülasyon kümesinin başarımları birbirine yakın olmakla beraber $H=\{3/4,5/4\}$ kümesi için daha iyi sonuçlar vermektedir. Bunun nedeni ise bu modülasyon indis kümesine ait kafesin serbest uzaklığın, diğer modülasyon indis kümesindeki kafesin serbest uzaklığından daha büyük olmasıdır. Sönümleme kanal başarımları için $K; \infty, 10, 0$ alınmıştır. $K = \infty$ için sönümleme etkisi çok az olduğundan; K 'nın bu değeri için kanalda yalnızca Gauss gürültüsünün olduğu durumdaki başarımların eğrileri ile örtüşmüştür. $K=0$ için ise sönümleme etkisi oldukça fazla olduğundan en kötü başarımlar; bu değer için elde edilmiştir. $K=10$ için ise $K=\infty$ durumundaki başarıma ulaşmak için hata olasılığı arttıkça gerekli olan SNR artmaktadır. Hata olasılığı 10^{-1} için hemen hemen aynı SNR gerekirken; 10^{-4} seviyesinde ise 1,5-2 dB SNR gerekmektedir.

Jitter etkisi; her iki modülasyon indis kümesi için $\alpha; \infty, 10, 20$ alınarak Gauss ve $K \infty, 10, 0$ için araştırılmıştır. ∞ durumunda Jitter etkisi çok az olduğundan başarımlara pek etki etmediği görülmüştür. $\alpha, 10$ değeri için başarımlar olumsuz yönde çok fazla etkilenmektedir. $\alpha, 20$ değeri içinde başarımlarda bir düşüş olmakla beraber bu düşüş 10 değerindeki kadar kötü değildir.

KAYNAKLAR

- Akar, A., (1991) "Çok h'lı Faz Kodlamalı Modülasyon Tekniğine Dayanarak Tasarlanmış İşaretlerin Gürültülü Ve Sönümlemeli Kanallardaki Hata Başarımları", Yüksek Lisans Tezi.
- Akar, A., ve Aygölü, Ü., (Eylül 1991), "Çok h'lı Faz Kodlamalı Modülasyon Tekniğine Dayanarak Tasarlanmış İşaretlerin Gürültülü Ve Sönümlemeli Kanallardaki Hata Başarımları", Elektrik Müh. 4. Ulusal Kongresi, EMO'91, İzmir, ss. 350-354.
- Akar, A., ve Aygölü, Ü., (Sept. 1996), "Multiple Trellis Codes For Multi-h Continous Phase Modulation", Proceedings of the 4th UK/ Australian Int. Symp. On DSP for Communication Systems, Perth-Joondalup, Australia, pp. 416-422.
- Akar, A., (1997) "Çok Modülasyon İndisli Sürekli Faz Modülasyonu İçin Çoklu Kafes Kodlar", Doktora Tezi.
- Akar, A., ve Aygölü, Ü., (July 1997), "Multiple Trellis Codes for Multi-h Continous Phase Modulation over Gaussian and Fading Channels", Proceedings of the 4th Int. Symp. On Communication Theory and Applications, Lake District, UK, pp. 375-380.
- Anderson, J., ve Taylor, D., (Nov. 1978), "A Bandwidth-Efficient Class of Signal-Spaces Codes", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol IT-24, No.6 pp.703-712.
- Anderson, J., (May 1981), "Simulation Error Performance of Multi-h Phase Codes", IEEE Trans. Inform. Theory, Vol IT-27, No.3, pp. 357-362.
- Anderson, J., (August 1989), "Bandwidth and Power Coded Modulation", IEEE Journal on Selected Areas in Commun., Vol.1, No.6, pp.873-7-875.
- Anderson, J., ve Sundberg, C. E., (Dec. 1991), "Advanced in Constant Envelope Coded-Modulation", IEEE Com. Magazine, pp. 36-45.
- Aulin, T., ve Sundberg, C., (July 1982), "Minimum Euclidean Distance and Power Spectrum for a Smoothed Phase Codes with Constant Envelope", IEEE Trans. Commun. Vol COM-30, No. 7, pp. 1721-1729.
- Aulin, T., ve Sundberg, C., (March 1991), "Continous Phase Modulation, Part I: Full Response Signalling", IEEE Trans. Common. Vol. COM-29, No.3, pp. 196-209.
- Aulin, T., Rydbeck, N., ve Sundberg, C., (March 1991), "Continous Phase Modulation, Part II: Partial Response Signalling", IEEE Trans. Commun. Vol. COM-29, No.3, pp. 210-225.
- Forney, G., Jr., (March 1973), "The Viterbi Algorithm", Proc. IEEE, Vol. 61, pp. 268-278.
- Holubowicz, W., (Nov. 1990), "Optimum Parameter Combinations For Muti-h Phase Codes", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-38, No.11, pp.1929-1931.
- Mazur, B. A., ve Taylor, D., P., (March 1981), "Demodulation and Carrier Synchronization of Multi-h Phase Codes", IEEE Trans. Commun., Vol. COM-29, No.3, pp. 257-266.

Odabaşı, N., Ucan, O. N., Osman, O., (Eylül 2002) “Sürekli faz modülasyonlu kaynak/kanal kodlamalı sistemlerin sönümlemeli ortamlarda hata başarımı”, Union Radio Science International (URSI), ss. 182-186,.

Punar, B., (2001), “Sönümlemeli Kanallar ve Çeşitlemeli Alıcılar”, Lisans Tezi

Premji, N., ve Taylor, D., (April 1987), “Receiver Structures For Multi-h Signalling Formats”, IEEE Trans. On Commun., Vol. No.4, pp. 439-451.

Proakis, J., G., (2001), Digital Comuunications, McGraw Hill.

Rimoldi, B., (Sept. 1989), “Design of Coded CPFSK Modulation Systems for Bnahwidth and Energy Efficiency”, IEEE Trans., Commun., Vol. COM-37, No.9, pp. 897-905.

Sundberg, C. E., (April 1986), “Continous Phase Modulation”, IEEE Commun. Magazine, pp. 25-28.

Ucan, O. N., Osman, O., Gumus, A., (2001) “Performance of Turbo Coded Signals over Partial Response Fading Channels with Imperfect Phase Reference”, Istanbul University-Journal of Electrical &Electronics (IU-JEEE), Vol.1, No.2, pp.149-168.

Ucan, O. N., Osman, O., (2001) “Turbo Trellis Coded Modulation (TTCM) with Imperfect Phase Reference”, Istanbul University-Journal of Electrical &Electronics (IU-JEEE), Vol.1, No.1 pp.1-5.

Ucan O. N., (June1996) “Jitter and Error Performance Analysis of Trellis Coded M-PSK over Partial Response-Fading Channel”, Electronic Letters, Vol.32, No.13, pp. 1164-1166.

Wilson, S., G., (1996), Digital Modulation and Coding, Prentice Hall.

Xiong, Fuqin, (2000), Digital Modulation Techniques, Artech House.

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi	25.01.1978	
Doğum yeri	Almanya	
Lise	1992-1995	Kocaeli Körfez Fen Lisesi
Lisans	1995-2001	İstanbul Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü
Yüksek Lisans	2001-2004	Yıldız Teknik Üniversitesi Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Anabilim Dalı Haberleşme Programı

