

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

hf modem tasarımı ve uygulaması..

Yüksek Lisans Tezi

görmek çipli

144

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

HF MODEM TASARIMI VE UYGULAMASI

~~2017~~
217

Elektronik ve Haberleşme Mühendisi Gökem ÇİPLİ

FBE Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı Haberleşme Programında
Hazırlanan

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Tez Danışmanı

: Yrd. Doç. Dr. Ünal KÜÇÜK (YTÜ)

İSTANBUL, 2007

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
KÜTÜPHANE VE DOKÜMANTASYON
DAİRE BAŞKANLIĞI

Yer No (DDC) : R-373-144

Kayıt No : 3586

Geldiği Yer : Fen Bilimleri
Enstitüsü

Tarih : 05/12/2007

Fiyat : 4,20

Fatura No :

Ayniyat No : 23

Ek :

**YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

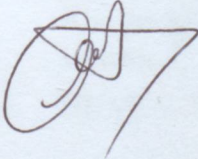
XI-82

HF MODEM TASARIMI VE UYGULAMASI

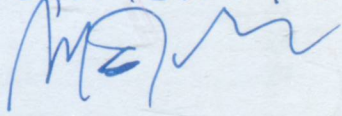
Elektronik ve Haberleşme Mühendisi Görkem ÇİPLİ

FBE Elektronik ve Haberleşme Anabilim Dalı Haberleşme Programında
Hazırlanan

Doç. Dr. İbrahim Altınbaş

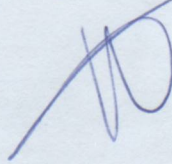


YÜKSEK LİSANS TEZİ

Prof. Metin YÜCE


Tez Danışmanı

: Yrd. Doç. Dr. Ünal KÜÇÜK (YTÜ)



İSTANBUL, 2007

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÇİZELGE LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ	ix
ÖZET	x
ABSTRACT	xi
1. GİRİŞ	1
2. SAYISAL İLETİŞİM SİSTEMLERİNDE TEMEL KAVRAMLAR	3
2.1 Sayısal İletişim ve Modem Haberleşmesi	5
2.1.1 Bilgi Kapasitesi	5
2.1.2 Bilgi Aktarım Hızı	6
2.1.3 Sembol (Baud) Hızı	6
2.1.4 Semboller Arası Girişim (ISI)	7
2.1.5 Göz Diyagramları	7
2.2 Bir Modem Haberleşme Sisteminin Elemanları	11
2.3 Sayısal Modemlerde Modülasyon Teknikleri	15
2.3.1 Çok Seviyeli Sinyalleşme	15
2.3.2 Frekans Kaydırmalı Anahtarlama	16
2.3.3 Minimum Kaydırmalı Anahtarlama FSK	20
2.3.4 Faz Kaydırmalı Anahtarlama	20
2.3.4.1 İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama	21
2.3.4.2 Dört Faz Kaydırmalı Anahtarlama	25
2.4 Alıcılarda Uyumlu Filtreleme	28
2.4.1 Uyumlu Filtreleme	29
3. HF VE STANAG 4285 HF MODEM STANDARDINA GENEL BAKIŞ	33
3.1 HF Dalgalarının Yayılım Özellikleri	33
3.2 STANAG 4285 Standardına Genel Bakış	35
4. HF MODEM ALGORİTMALARI VE STANAG 4285 UYGULAMASI	39
4.1 VERİCİ	39
4.1.1 Konvolüsyonel Kodlama	40
4.1.2 Konvolüsyonel Serpiştirme (Interleaving) ve Konvolüsyonel Geri-Serpiştirme (Deinterleaving) İşlemi	47
4.1.3 Veri Sembollerinin Oluşturulması	49

4.1.4	Veri Ve Referans Sembollerinin Yerleştirilmesi.....	51
4.1.5	Karıştırma İşlemi	51
4.1.6	Senkronizasyon Dizisinin Oluşturulması ve Yerleştirilmesi.....	53
4.1.7	Verici ve alıcı Filtreleme İşlemi	53
4.1.8	Sinyalin 1800 Hz Ara Frekansına Çekilmesi	55
4.1.9	Çerçeve Örneklerinin Dosyaya Yazılması.....	56
4.2	ALICI.....	57
4.2.1	Sinyalin Temelbanta Çekilmesi.....	59
4.2.2	Alım Filtrelemesi	59
4.2.3	Frekans Düzeltmesi	59
4.2.4	Alıcı Modları	60
4.2.4.1	“YAKALAMA” Modu.....	60
4.2.4.2	“TAKİP” Modu	61
4.2.5	Pencerenin Tespiti	61
4.2.6	Karar Geri Beslemeli Denkleştirici (Decision Feedback Equalizer).....	63
4.2.7	Yumuşak Bit Karar Değerlerinin Hesaplanması	66
4.2.8	Konvolüsyonel Geri-Serpiştirme İşlemi	68
4.2.9	Viterbi Kod Çözme İşlemi.....	68
4.3	HF Modem Geliştirme Donanımı	73
5.	HF MODEM PERFORMANS DEĞERLENDİRMESİ.....	74
6.	SONUÇ.....	76
KAYNAKLAR.....		77
EKLER		79
Ek 1 Çeşitli frekans kaymalarında çerçeve başlangıcı bulma, demodülasyon ve frekans düzeltme algoritmalarının MATLAB simülasyonu.....		80
ÖZGEÇMİŞ.....		82

SİMGE LİSTESİ

C	Bilgi kapasitesi
B	Bant genişliği
S	Sinyal gücü
N	Gürültü gücü
MI	Modülasyon indeksi
ΔF	Frekans sapması
θ	Faz açısı
ω	Açısal frekans
I	In-phase
Q	Q-phase
μ	Adım büyüklüğü
e(n)	Hata fonksiyonu
u(n)	Filtre giriş vektörü
w(n)	Filtre katsayı vektörü
Q15	-1 ile 1 arasında kayan noktalı sayıların 16 bitlik gösterimi
$\propto$	Orantılı
$\phi_v(f)$	Faz cevabı

PM	Phase Modulation
FSK	Frequency Shift Keying
PSK	Phase Shift Keying
BPSK	Binary Phase Shift Keying
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
SPSK	2 Phase Shift Keying
VCO	Voltage Controlled Oscillator
PLL	Phase Locked Loop
IF	Intermediate Frequency
CPFSK	Continuous Phase Frequency Shift Keying
dB	Decibel
LPF	Low Pass Filter
dc	Direct Current
SSB	Single Side Band
W	Watt
AWGN	Additive White Gaussian Noise

KISALTMA LİSTESİ

NATO	NORTH ATLANTIC TREATY ORGANIZATION	4
STANAG	Standardization Agreement	4
bps	Bit Per Second	7
kpbs	Kilo Bit Per Second	8
Hz	Hertz	9
kHz	Kilohertz	10
MHz	Megahertz	11
GHz	Gigahertz	12
LF	Low Frequency	12
MF	Medium Frequency	17
HF	High Frequency	19
VHF	Very High Frequency	19
UHF	Ultra High Frequency	21
SHF	Super High Frequency	21
ISI	Intersymbol Interference	23
AM	Amplitude Modulation	23
FM	Frequency Modulation	23
PM	Phase Modulation	26
FSK	Frequency Shift Keying	26
PSK	Phase Shift Keying	27
BPSK	Binary Phase Shift Keying	28
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying	29
8PSK	8 Phase Shift Keying	29
VCO	Voltage Controlled Oscillator	30
PLL	Phase Locked Loop	31
IF	Intermediate Frequency	34
CPFSK	Continuous Phase Frequency Shift Keying	34
dB	Decibel	35
LPF	Low Pass Filter	36
dc	Direct Current	36
SSB	Single Side Band	37
ms	Milisaniye	37
AWGN	Additive White Gaussian Noise	38

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2-1 Analog sinyal	4
Şekil 2-2 Sayısal sinyal	4
Şekil 2-3 ISI Etkisi	7
Şekil 2-4 Göz diyagramı ve ISI Etkisinin görüntüsü.....	8
Şekil 2-5 İşaret gürültü oranı 30dB bir sinyalin diyagramı ve ISI Etkisinin görüntüsü.....	9
Şekil 2-6 İşaret gürültü oranı 20dB bir sinyalin diyagramı ve ISI Etkisinin görüntüsü.....	10
Şekil 2-7 İşaret gürültü oranı 15dB bir sinyalin diyagramı ve ISI Etkisinin görüntüsü.....	11
Şekil 2-8 HF kanalında çalışan modemlerle iletilen analog işaretin frekans yanıtı	12
Şekil 2-9 Bir modem haberleşme sisteminin elemanları	12
Şekil 2-10 İkili FSK verici	17
Şekil 2-11 FSK modülatör	19
Şekil 2-12 PLL - FSK demodülatör.....	19
Şekil 2-13 BPSK modülatör	21
Şekil 2-14 Bir BPSK modülatör fazör diyagramı.....	23
Şekil 2-15 Bir BPSK modülatör konstelasyon diyagramı	23
Şekil 2-16 Bir BPSK dalga biçiminin zamana bağlı çıkış fazı.....	23
Şekil 2-17 Bir BPSK alıcısı	25
Şekil 2-18 Bir QPSK modülatör	26
Şekil 2-19 QPSK bir modülatörün fazör diyagramı	26
Şekil 2-20 QPSK bir modülatörün konstelasyon diyagramı	27
Şekil 2-21 Bir QPSK demodülatörün blok diyagramı.....	28
Şekil 2-22 Bir sembolün çoklu örneklenmesi.....	29
Şekil 2-23 Gönderilen darbe ve genlik spektrumu	30
Şekil 2-24 Gönderilen darbenin özilintisi ile darbe ve gürültü enerji spektral yoğunluğu.....	30
Şekil 2-25 Uyumlu filtrede faz parametresinin şematik gösterimi.....	31
Şekil 3-1 Gün içi örnek bir HF çevirimi	34
Şekil 3-2 Gece örnek bir HF çevirimi	34
Şekil 3-3 STANAG 4285 senkronizasyon sembolleri üretici polinomu	35
Şekil 3-4 STANAG-4285' te kullanılan çerçeve yapısı	36
Şekil 3-5 STANAG-4285' te karıştırma dizisinin oluşturulması	36
Şekil 3-6 STANAG 4285 için Konvolüsyonel Kodlayıcı	37
Şekil 3-7 STANAG 4285 için kullanılan konvolüsyonel serpiştirici	37
Şekil 3-8 1800 Hz çıkış sinyali frekans yanıtı	38

Şekil 4-1 Konvolüsyonel kodlayıcı	40
Şekil 4-2 1/3 kod oranlı konvolüsyonel kodlayıcı örneği.....	41
Şekil 4-3 2/3 kod oranlı konvolüsyonel kodlayıcı örneği.....	42
Şekil 4-4 1/3 kod oranlı konvolüsyonel kodlayıcının ağaç diyagramı	43
Şekil 4-5 1/3 kod oranlı konvolüsyonel kodlayıcının trellis diyagramı	44
Şekil 4-6 1/3 kod oranlı konvolüsyonel kodlayıcının durum diyagramı	45
Şekil 4-7 HF Modem için Konvolüsyonel Kodlayıcı.....	46
Şekil 4-8 Konvolüsyonel Kodlayıcı Çıkışları.....	47
Şekil 4-9 Konvolüsyonel serpiştirici ve konvolüsyonel geri-serpiştiricinin çalışma prensibi .	48
Şekil 4-10 Faz Diyagramı.....	49
Şekil 4-11 HF modemde kullanılan çerçeve yapısı	51
Şekil 4-12 HF modemde karıştırma dizisinin oluşturulması	52
Şekil 4-13 HF Modemde kullanılan senkronizasyon sembollerinin oluşturulması.....	53
Şekil 4-14 HF Modemde kullanılan“Root-raised cosine” FIR filtre katsayıları	55
Şekil 4-15 Verici programının akış diyagramı	56
Şekil 4-16 Alıcı programının akış diyagramı	58
Şekil 4-17 Bir sembol için denkleştiricinin çalışması	65
Şekil 4-18 Denkleştirici Yapısı	66
Şekil 4-19 64-PSK Sembolleri	67
Şekil 4-20 4-PSK sembolleri	68
Şekil 4-21 Viterbi Kod çözücüsünde yumuşak yada sert kararlara göre BER oranı.....	69
Şekil 4-22 Örnek bir Viterbi kod çözücünde metrik hesaplaması.....	70
Şekil 4-23 İlerleyen durumlarda örnek bir Viterbi kod çözücünde metrik hesaplaması	71
Şekil 4-24 EVM5509A PLUS işaret işleme kartı.....	73
Şekil 4-25 EVM5509A PLUS işaret işleme kartı blok diyagramı	73
Şekil 5-1 HF Modem yazılımının Code Composer Studio simülasyonu	74
Şekil 5-2 Bozuk sinyalin Code Composer Studio simülasyonu	74
Şekil 5-3 QPSK işareti için BER grafiği	75
Şekil Ek 1.1 HF Modem yazılımının 25 Hz'lik frekans kaymasındaki simülasyonu	80
Şekil Ek 1.2 Üzerinde 25 Hz'lik frekans kayması bulunan sinyalin FFT diyagramı.....	81
Şekil Ek 1.3 Frekans kayması bulunan sinyalin düzeltildikten sonraki FFT diyagramı	81
Şekil Ek 1.4 Frekans kayması bulunan sinyalde çerçeve başlangıcı.....	81

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 2.1 Haberleşme sistemlerinde kullanılan frekans bantları ve kanal karakteristikleri..	14
Çizelge 4.1 İletişim hızına göre çerçeve başına yollanan bit sayısı	39
Çizelge 4.2 İletişim hızına göre kodlayıcı giriş ve çıkış bit sayısı	46
Çizelge 4.3 İki satır arasındaki bit farkı	48
Çizelge 4.4 Sembol numarasına göre faz kayması	49
Çizelge 4.5 Sembol değerleri	50
Çizelge 4.6 HF Modem QPSK(4-PSK) modülasyon	50

ÖNSÖZ

Bu tezde NATO STANAG 4285 standardına göre çalışan bir HF modem yazılım olarak gerçekleştirilmiştir. STANAG 4285, HF bandında çalışan ve seri veri iletişimi yapılmasına olanak tanıyan modem cihazlarının, ortak bir haberleşme protokolü etrafında iletişiminin sağlanması için çeşitli sayısal haberleşme tekniklerinin kullanımını tanımlayan bir NATO standardıdır.

Tez ile gerçekleştirilen uygulama, STANAG 4285 standardının 1200 bps hızında QPSK modülasyonu ile tanımlanan kısmı için hazırlanmıştır. Bununla birlikte geliştirilen algoritmalar bu banttaki diğer modülasyonlara (8 PSK, 16 PSK v.b.) ve hatta diğer bantlara (UHF, VHF v.b.) uygulanabilir niteliktedir. Buna ek olarak yapılan çalışmada, HF bantlarında yapılan veri haberleşmesinde karşılaşılan problemler, bu frekanslarda yayılan dalgaların özellikleri, bozucu etkilere karşı geliştirilen teknikler ve bu tekniklerin performansları verilmiştir.

ÖZET

HF bandında yapılan haberleşmeler, bu bandın yoğunluğu ve ilgili frekanslarda dalganın yayılımının gösterdiği karakteristik özellikleri nedeniyle hataya açık ve problemlidir. Bu bozulmaların üstesinden gelecek ve HF üzerinden sayısal veri iletişimine olanak tanıyacak çeşitli algoritmalar geliştirilmiştir. Bu algoritmalar, gerek filtreleme teknikleri gerekse kodlama teknikleri olmak üzere çok çeşitlidir.

Bu frekanslar üzerinden haberleşme yapılabilmesi amacıyla NATO tarafından birçok standart tanımlanmıştır. Bu standartlardan biri STANAG 4285 standardıdır. Bu standart, 75 baud'dan 2400 baud'a kodlu ve 1200 baud'dan 3600 baud'a kadarda kodsuz haberleşmeyi BPSK, QPSK, 8PSK modülasyonlarının kullanımıyla tanımlamaktadır. Bu sırada çeşitli bozucu etkilere karşı verici ve alıcı tarafında sayısal veri üzerinde yapılabilecek işlemleri ve analog sinyal üzerinde yapılabilecek adaptif işlemleri tanımlamaktadır.

Bu tezde de bit oranı olarak 1200 baud seçilmiş ve STANAG tarafından bu bit oranı için tanımlanan QPSK modülasyonu/demodülasyonu uygulanmıştır. Bununla beraber konvolüsyonel kodlama, konvolüsyonel serpiştirme, adaptif kanal denkleştirme, viterbi kod çözme gibi işlemlerle performans artırılmaya çalışılmıştır.

ABSTRACT

Communication over HF has disadvantages as high error rates due to both characteristic properties of the waveforms and intensive communication exists on these frequency bands. Several algorithms like adaptive filters or coding methods developed to override these problematic situations.

NATO has defined kinds of standarts to be able to communicate over HF bands. One of these standarts is STANAG 4285 which defines communication from 75 baud to 2400 baud coded and 1200 baud to 3600 baud without coding by using BPSK, QPSK and 8PSK modulation schemes. Furthermore, standart also purpose methods to recover signal for both analog and digital processes.

In this thesis, 1200 baud is selected as modulation rate and QPSK modulation/demodulation has implemented as STANAG defines for this rate. Furthermore, for performance improvement, several methods as convolutional coding, interleaving, equalizer and viterbi decoding have implemented.

1. GİRİŞ

İnsanoğlunun haberleşme ihtiyacı, gerek teknolojik gelişmeler ve gerekse ihtiyaçlar bakımından (bireysel, toplumsal, ekonomik, kültürel, siyasi ve askeri) sürekli olarak gelişme göstermiştir. 1896 yılında Marconi' nin Telsiz Telgraf ile bilgiyi bir kaç kilometre uzağa göndermesi ile gerçekleşen uzak mesafe haberleşme çalışmaları, 1901 yılında Newfoundland (Kanada) ile Cornwall (İngiltere) arasında yaklaşık 3000 kilometrelik bir mesafeye ulaşmıştır.

1924 yılında İngiliz Bilim adamı E. APPLETON, yeryüzünden 130-300 kilometre yükseklikte elektrik yüklü bir bölgenin olduğunu ve bu bölgenin kendisine çarpan radyo dalgalarına karşı ayna gibi davranarak tekrar yeryüzüne geri gönderdiğini keşfetmiştir. HF olarak adlandırdığımız bu bant, askeri alanda stratejik haberleşme maksadıyla yaygın olarak kullanılmaktadır.

3 – 30 MHz arasında yapılan radyo haberleşmesine “yüksek frekans” (HF) yada “kısa dalga” radyo haberleşmesi denir. Marconi ve Popov ‘un keşfinden bu yana HF uzun mesafe haberleşmelerinde geniş bir biçimde kullanılmaktadır. Mobil veya uydu haberleşme sistemlerinin uygulamalarının artıyor olmasına rağmen, HF haberleşmesi hızla büyümektedir. HF haberleşmesi, pahalı karasal veya uydu bağlantı altyapı sistemleri kurulmadan ve uzak mesafeleri kapsayacak şekilde haberleşme yapılabilecek tek yöntemdir.

Bu çalışmada, yüksek frekans (HF) iletişimde kullanılan sayısal modem cihazlarının gerçek zamanda olmayan, dosyadan dosyaya yazma işlemleri kullanılarak iletişiminin simule edilmesi yönünde, “EVM5509A Plus” işaret işleme kartı üzerinde çalışacak bir yazılım geliştirilmiştir.

Bu kapsamda, ikinci bölümde, veri iletişimin temelleri, sayısal modem sinyallerinde kullanılan veri, bit, baud, sembol, göz diyagramları, çoklu sinyalleşme, semboller arası karışım kavramları ve modemlerde kullanılan temel bant sayısal modülasyon teknikleri (PAM, FSK ve PSK), HF dalgalarının yayılım özellikleri incelenmiştir.

Üçüncü bölümde, HF haberleşmesinin gerekleri ve NATO STANAG 4285 standardı incelenmiştir.

Dördüncü bölümde modem haberleşmesinde kullanılan QPSK sinyalinin modülasyonu, demodülasyonu, alıcı ve verici arasındaki zaman referans farklarının düzeltilmesi, kanal denkleştirme, konvolüsyonel kanal kodlama, konvolüsyonel serpiştirme (interleaver), Viterbi

kod çözme ve konvolüsyonel geri-serpiştirme (deinterleaver) için algoritmalar bir NATO standardı olan STANAG 4285 'e uygun olarak gerçekleştirilmiş ve uygulanmıştır.

Beşinci bölümde, demodülasyon işlemi için gerçekleştirilen HF sayısal modem algoritmalarının farklı durumlar için gürültü ve faz hatalarına olan davranışları sayısal olarak ve grafiklerle gösterilerek, gerçek zaman sistemlerinde karşılaşılan problemler açıklanmıştır.

Altıncı bölümde, yapılan çalışmada varılan nokta ve mevcut teknolojiye getirdiği yenilikler anlatılarak uzun vadede yapılabilecek çalışmalar özetlenmektedir.

2. SAYISAL İLETİŞİM SİSTEMLERİNDE TEMEL KAVRAMLAR

Bu bölümde, sayısal iletişim sistemlerinin tasarım ve analizi için gerekli olan sayısal sinyal biçimleri, bu sinyallerin karakteristikleri ve bilginin iletileceği kanal özellikleri, üzerinde durulmaktadır.

Herhangi bir bilgi kaynaktan, kullanıcıya analog yada sayısal olarak iletilebilir. Analog sinyaller, zamanın herhangi bir anında, herhangi bir değeri alabilen fiziksel bir nicelik olarak tanımlanırlar ve sürekli işaretlerdir. Örnek bir analog sinyal Şekil 2-1'de görülebilir. Sayısal sinyaller ise, sonlu bir kümeden seçilmiş ayrık sembollerden meydana gelir. Örnek bir sayısal sinyal Şekil 2-2'de görülebilir. Bir analog iletişim sisteminin performansı, sinyalin dinamik bölge, SNR veya MOS gibi özellikleri ile belirlenir. Sayısal iletişimde ise iletimin doğruluğunu gösteren faktörler: bit ve sembol hata oranlarıdır.

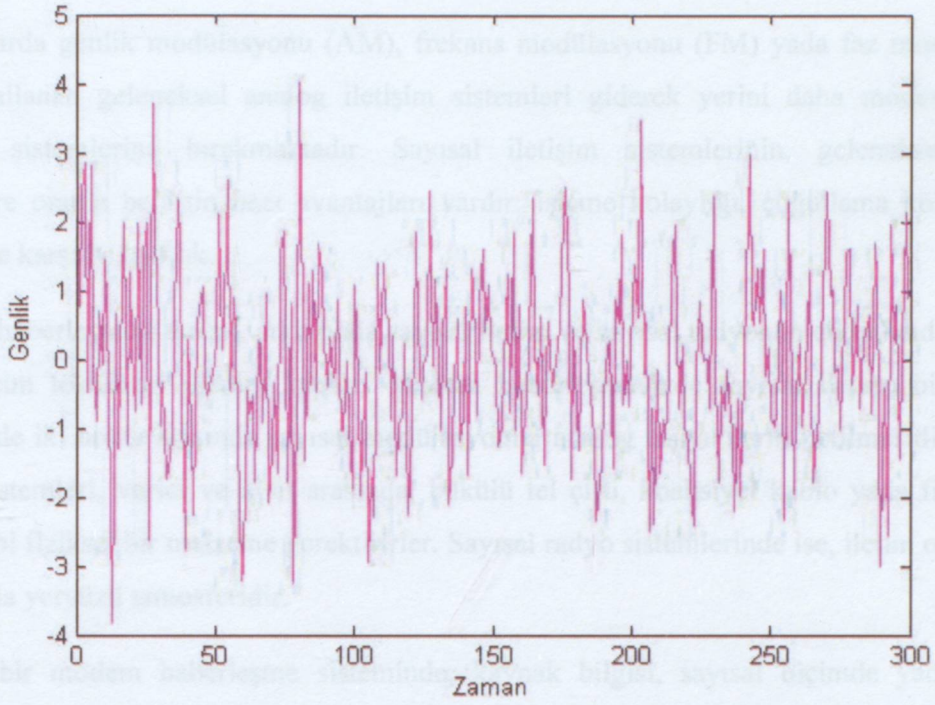
İletişimin amacı kaynak kabul edilen bir noktadan, kullanıcı kabul edilen bir başka noktaya, bilginin olabildiğince doğru ve hızlı olarak iletimidir. Radar, bilgisayarlar arası veri aktarım cihazları, askeri amaçlı telsizler, telefon, radyo, televizyon, bu iletişim aygıtlarına birer örnek kabul edilebilir.

Bir veri iletişim ağı, telefon ağı aracılığıyla birbirine bağlanan iki kişisel bilgisayar kadar basit olabileceği gibi, bir yada daha çok bilgisayar ve yüzlerce uzak terminalden oluşan karmaşık bir ağı da içerebilir.

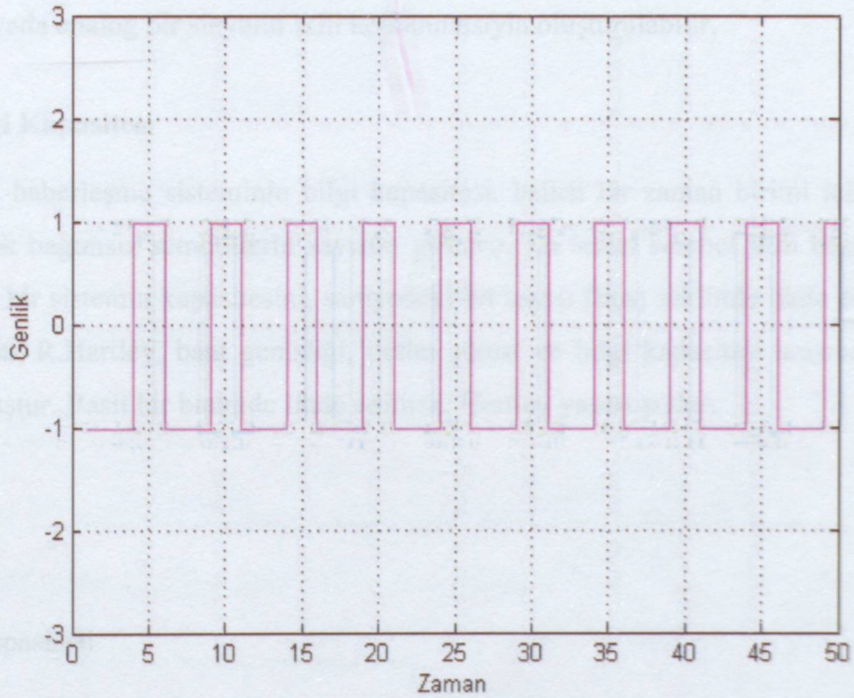
Veri iletişiminin birincil unsuru vericidir. Bir verici, mesaj işaretlerini işlemek onunla bir taşıyıcıyı modüle etmek, kanalı etkin kullanabilmek için filtreleme yapmak, kanalda uğrayacağı kayıplara karşı işareti belirli bir güç seviyesine çekmek, kanaldaki bozulmalara karşı kodlama yapmak gibi özelliklere sahiptir.

Veri iletişiminin ara unsuru olan iletim kanalı, veri kaynağı ile kullanıcı yada hedef arasındaki fiziksel ortamdan oluşur (kablo, fiber optik, hava) ve bant genişliği, zayıflama, gürültü, faz karakteristiği gibi özellikleri ile karakterize edilir.

Veri iletişiminin ikincil unsuru olan alıcı tarafın işi ise, sinyal üzerindeki alıcı ve verici tarafın saat osilatörlerinin arasındaki farklardan kaynaklanan frekans ofsetleri, Doppler frekans kayması, faz kayması ve kazançtaki değişiklikler gibi etkilerden dolayı verici tarafa göre oldukça zordur. Alıcı, verici tarafın yaptığı modülasyon işlemini geri alır (demodülasyon) ve orjinal mesajı geri elde etmeye çalışır. Bu amaçla, bir dizi filtreleme ve kod çözme gibi işlemler uygulanır.



Şekil 2-1 Analog sinyal



Şekil 2-2 Sayısal sinyal

2.1 Sayısal İletişim ve Modem Haberleşmesi

Son yıllarda genlik modülasyonu (AM), frekans modülasyonu (FM) yada faz modülasyonu (PM) kullanan geleneksel analog iletişim sistemleri giderek yerini daha modern sayısal iletişim sistemlerine bırakmaktadır. Sayısal iletişim sistemlerinin, geleneksel analog sistemlere oranla belirgin bazı avantajları vardır: işleme kolaylığı, çoğullama kolaylığı ve gürültüye karşı bağışıklık.

Modem haberleşmesi terimi, aralarında sayısal iletim ve sayısal radyonun da bulunduğu geniş bir iletişim teknikleri alanını kapsar. Modem haberleşmesinde sayısal iletim, bir iletişim sisteminde iki nokta arasında sayısal modülasyonlu, analog taşıyıcıların iletilmesidir. Sayısal iletim sistemleri, verici ve alıcı arasında, bükülü tel çifti, koaksiyel kablo yada fiber optik kablo gibi fiziksel bir malzeme gerektirirler. Sayısal radyo sistemlerinde ise, iletim ortamı boş uzay yada yeryüzü atmosferidir.

Sayısal bir modem haberleşme sisteminde, kaynak bilgisi, sayısal biçimde yada analog biçimde olabilir. Eğer kaynak bilgisi analog biçimdeyse, iletimden önce sayısal darbelere; alıcı tarafta ise yeniden analog şekle dönüştürülmelidir. Sayısal modem haberleşme sisteminde, modüle edici giriş sinyali ve demodüle edilmiş çıkış sinyali, yine sayısal darbelerdir. Sayısal darbeler, sayısal bir iletim sisteminden, bilgisayar gibi sayısal bir kaynaktan yada analog bir sinyalin ikili kodlanmasıyla oluşturulabilir.

2.1.1 Bilgi Kapasitesi

Bir modem haberleşme sisteminin bilgi kapasitesi, belirli bir zaman birimi içinde sistemde taşınabilecek bağımsız sembollerin sayısını gösterir. En temel sembol ikili basamaktır (bit). Bu nedenle bir sistemin kapasitesini, saniyedeki bit sayısı (bps) şeklinde ifade etmek gerekir. 1928 yılında, R.Hartley, bant genişliği, iletim süresi ve bilgi kapasitesi arasında yararlı bir ilişki bulmuştur. Basit bir biçimde ifade edilirse, Hartley yasası şudur:

$$C \propto B \times T \quad (2.1)$$

Burada;

C = bilgi kapasitesi

B = bant genişliği

T = iletim süresidir

2.1 nolu denklemden, bilgi kapasitesinin doğrusal bir fonksiyon olduğu ve gerek sistem bant genişliği, gerekse iletim süresi ile doğru orantılı olduğu görülebilir.

1948' de gene Bell Telefon Labratuvarları'ndan C. E. Shannon, *Bell System Technical Journal* adlı dergide, bir iletişim kanalının bilgi kapasitesi ile bant genişliği ve sinyal gürültü oranı arasında bağıntı kuran bir yazı yayımlamıştır. Matematiksel olarak ifade edildiğinde, bilgi kapasitesinin Shannon sınırı şudur:

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.2)$$

Burada

C = bilgi kapasitesi (bps)

B = bant genişliği

$\frac{S}{N}$ = sinyal - gürültü gücü oranı

Sözgelimi, sinyal gürültü oranı, 1000 (30 dB) ve bant genişliği 2.7 kHz olan standart bir ses bandı iletişim kanalında, bilgi kapasitesinin Shannon sınırı şu olur:

$$\begin{aligned} C &= 2700 \log_2 (1+1000) \\ &= 26.9 \text{ kpbs} \end{aligned}$$

Buradaki örnekte, 26.9 kbps'nin 2.7 kHz'lik bir kanalda iletilebileceğini göstermektedir. Bu doğru olabilir ancak ikili sistemde gerçekleştirilemez. 2.7 kHz'lik bir kanalda 26.9 kbps'lik bir bilgi iletim hızı gerçekleştirmek için, ikili çıkış koşulundan daha fazlasına sahip olan çok seviyeli sayısal iletim sistemleri kullanılmalıdır. (Wayne Tomasi, 1988).

2.1.2 Bilgi Aktarım Hızı

Bilgi aktarım hızı saniyede iletilen bit sayısı ile ifade edilir (bit/saniye).^[2]

Örneğin, 6 bit'lik bir bilgi her 6 ms'de bir gönderilirse,

$$\text{Bilgi aktarım hızı} = 6 \text{ bit} / 6 \text{ ms}$$

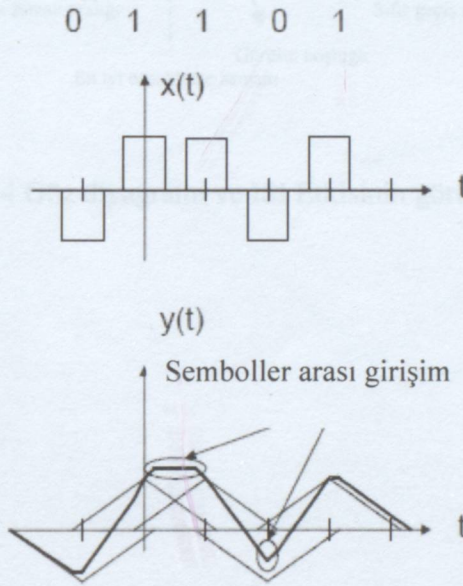
2.1.3 Sembol (Baud) Hızı

Bilgi aktarım hızından farklı olarak, sinyal durumlarının bir kanaldaki değişim hızına sembol

hızı denilir ve saniyede iletilen sembol sayısına eşittir. Her bir sembol birden fazla bit taşıyabilir.

2.1.4 Semboller Arası Girişim (ISI)

Zaman ekseninde çok yollu sönümlenmeye, iki farklı açıdan bakılabilir: İşaretin zaman yayılımı ve kanalın zamanla değişimi. Zaman yayılımı, ardışık semboller için, sembol enerjisinin bir bölümünün komşu semboller üzerine yayılmasına neden olur. Bu durum “semboller arası girişim” olarak adlandırılır. Sadece kanal değil aynı zamanda, verici ve alıcılarda yapılan filtreleme işlemleri de ISI’ya sebep olmaktadır. Bu durum

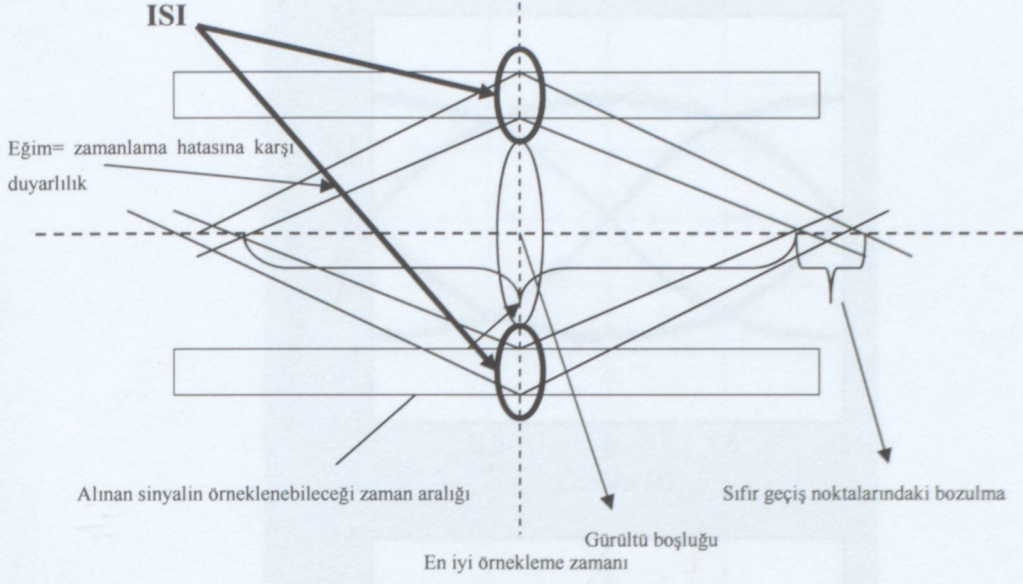


Şekil 2-3 ISI Etkisi

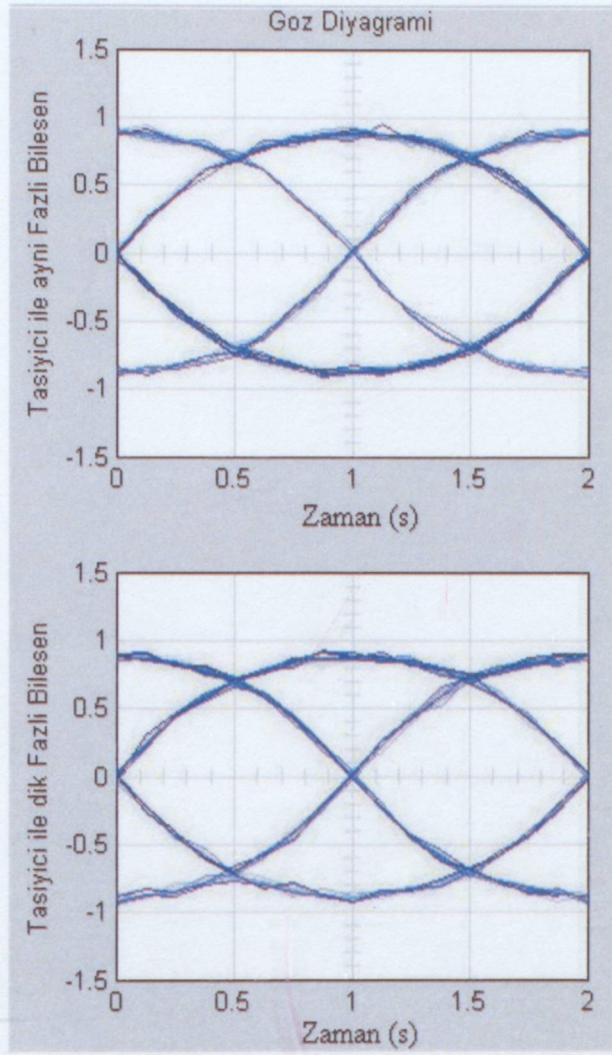
2.1.5 Göz Diyagramları

Göz diyagramları, veri dizileri üzerindeki sembol zamanlama hatalarını gözlemekte kullanılan görsel bir yöntemdir. Bir göz diyagramı, osilaskobun, demodüle edilmiş ve filtrelenmiş sembol dizisine bağlanmasıyla üretilebilir. Osilaskop her sembol periyodunda yada sabitlenmiş sembol periyodu katlarında, sembol zamanlama sinyalini kullanarak tetiklenir. Bu işlem, alınan örnek sembollerin, osilaskop ekranında “göz” görüntüsünü oluşturur (Şekil 2-4).

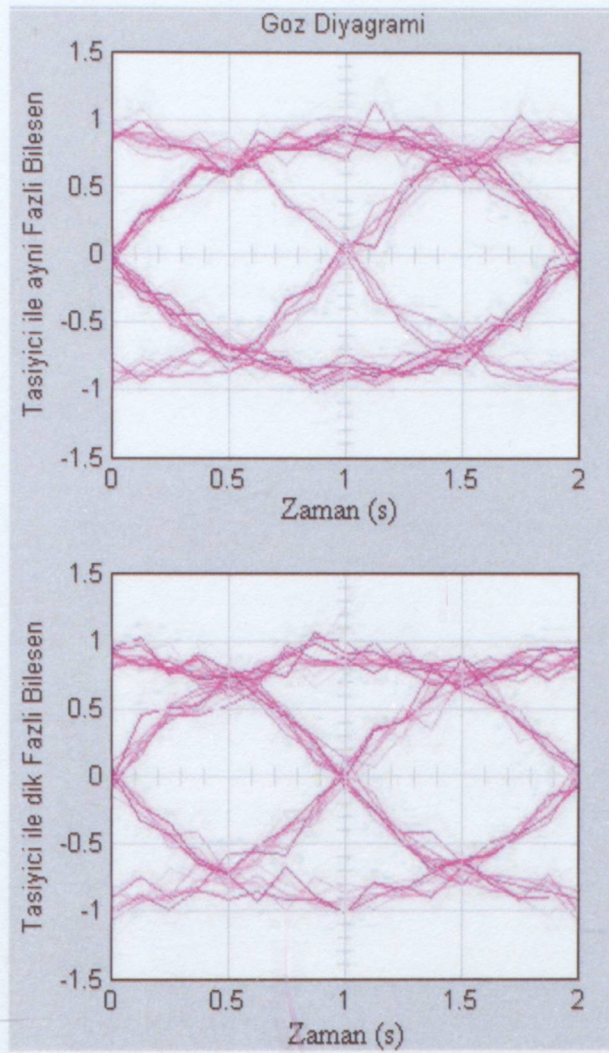
Şekil 2-5, Şekil 2-6 ve Şekil 2-7’de ise, çeşitli işaret gürültü oranlarında (SNR), bir sinyalin göz diyagramları görülebilir.

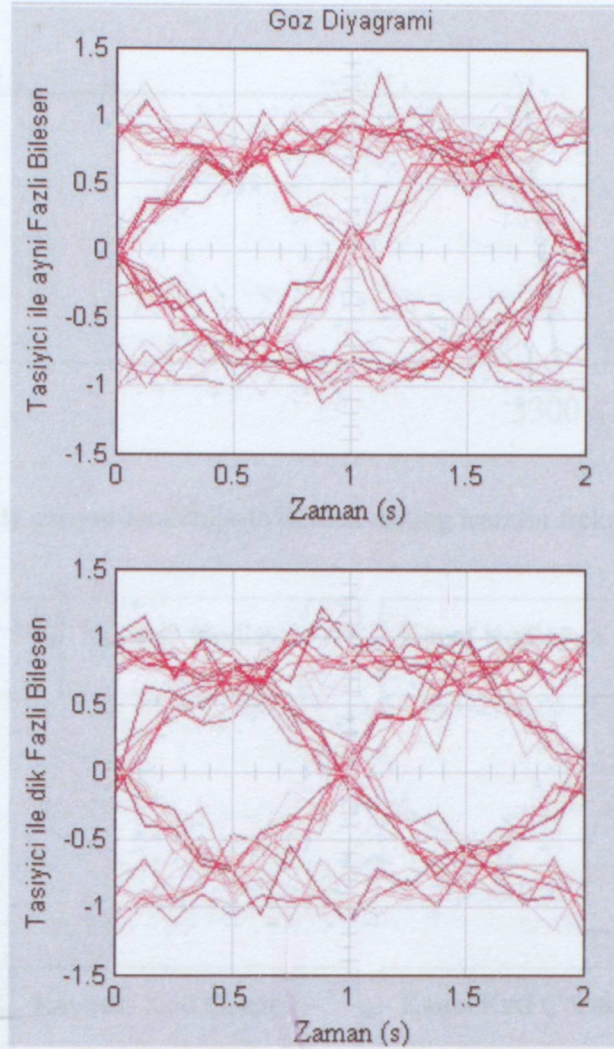


Şekil 2-4 Göz diyagramı ve ISI Etkisinin görüntüsü



Şekil 2-5 İşaret gürültü oranı 30dB bir sinyalin diyagramı ve ISI Etkisinin görüntüsü

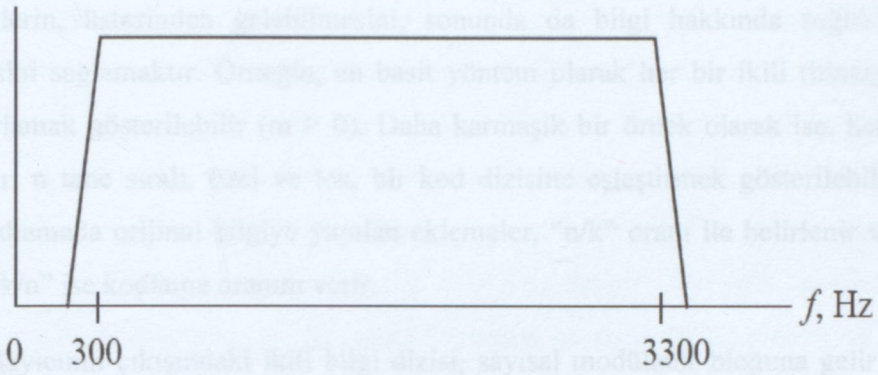




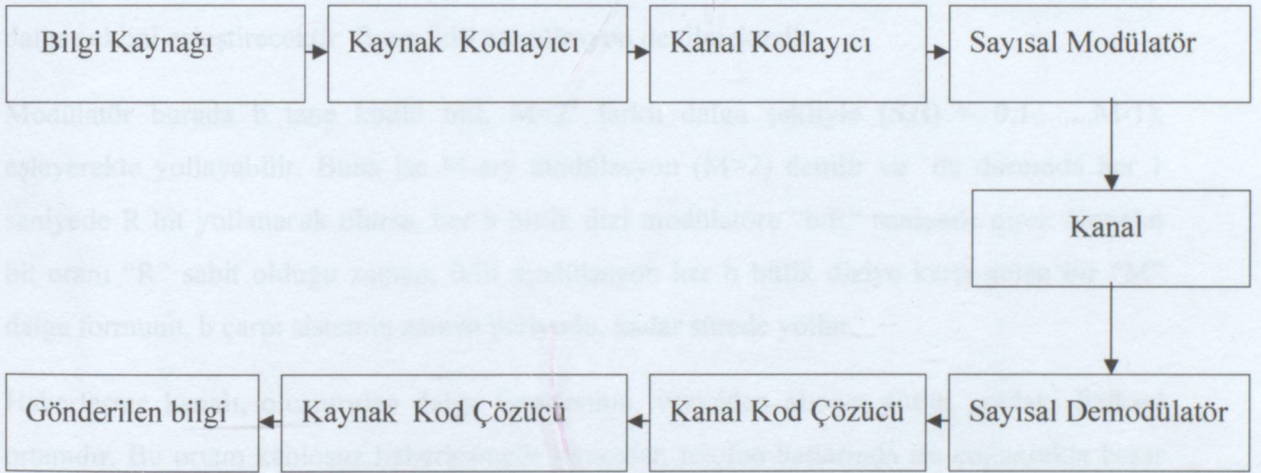
Şekil 2-7 İşaret gürültü oranı 15dB bir sinyalin diyagramı ve ISI Etkisinin görüntüsü

2.2 Bir Modem Haberleşme Sisteminin Elemanları

Modem, modülasyon ve demodülasyon (**Modulation-demodulation**) kelimelerinin birleşmesinden oluşmaktadır. Sayısal sinyallerin kablosuz ortamlarda, uygun hale getirilerek iletebilmeleri yada çoğullama gibi nedenlerle çeşitli analog dalga şekillerine dönüştürülmeleri işlemine modülasyon denilmektedir. Modemin alıcı tarafında ise bu işlemlerin tersi yapılır, buna da demodülasyon işlemi denilmektedir. HF kanalında çalışan modemlerle iletilen analog işaretin, 300-3300 Hz arasını kapsayan, bant geçiren yapıda bir frekans yanıtı vardır (Şekil 2-8). Kanal dc bileşeni desteklemediğinden, seçilen modülasyon tarzında, 300 Hz'in altında önemli spektral bileşenler olmamasına dikkat edilir.



Şekil 2-8 HF kanalında çalışan modemlerle iletilen analog işaretin frekans yanıtı



Şekil 2-9 Bir modem haberleşme sisteminin elemanları

Şekil 2-9'da temel bir modem haberleşme sisteminin fonksiyonel diyagramı görülmektedir. Kaynağın çıkışı ses, video gibi bir analog sinyal olabileceği gibi, ayrık zamanlı ve sonlu sayıda çıkış karakteri olan bir sayısal işarete olabilir. Sayısal haberleşme sistemlerinde kaynak tarafından üretilen mesaj ikili düzendeki sayılara (1'ler ve 0'lar) çevrilir. İdealde kaynağın çıkışındaki bu mesajı mümkün olabildiğince az ikili basamakla ifade etmek isteriz. Diğer bir deyişle ikili düzendeki bu mesajı mümkün olabildiğince az yada hiç fazlalığı olmayacak bir şekilde göstermenin en uygun yolunu ararız. Bu şekilde analog yada sayısal bir kaynağın sinyalini, etkin uzunlukta ikili sayı sırası haline getirmeye *kaynak kodlama* yada *veri sıkıştırma* denilir.

Bu ikili veri dizisi, kaynak kodlayıcıdan sonra kanal kodlayıcıya girer. Kanal kodlamanın amacı, bu ikili diziye kontrollü bir şekilde bazı fazlalıklar eklemek ve modem alıcı tarafının,

eklenen bu fazlalıkları kullanarak, kanalda karşılaşılan olumsuz ve bozucu etkilerin, gürültü ve girişimlerin, üstesinden gelebilmesini, sonunda da bilgi hakkında sağlıklı tahminler yapabilmesini sağlamaktır. Örneğin, en basit yöntem olarak her bir ikili (binary) sayıyı, m defa tekrarlamak gösterilebilir ($m > 0$). Daha karmaşık bir örnek olarak ise, her k tane biti alıp, bunları n tane sıralı, özel ve tek, bir kod dizisine eşleştirmek gösterilebilir. Bu yolla yapılan kodlamada orijinal bilgiye yapılan eklemeler, “ n/k ” oranı ile belirlenir ve bu oranın tersi olan “ k/n ” ise kodlama oranını verir.

Kanal kodlayıcının çıkışındaki ikili bilgi dizisi, sayısal modülatör bloğuna gelir ki, bu blok haberleşme kanalı ile ara yüz oluşturmaktadır. Bu bloğun amacı kodlanmış ve sıkıştırılmış bilgiyi, çeşitli elektriksel dalga formlarına eşleştirmektir. Örnek olması açısından; her biranda 1 bit yollanacak olsun, sayısal modülatör “0” ikili sayısına $S_0(t)$ ve “1” ikili sayısına da $S_1(t)$, dalga şeklini eşleştirecektir. Buna ikili modülasyon denilmektedir.

Modülatör burada b tane kodlu biti, $M=2^b$ farklı dalga şekliyle ($S_i(t) = 0,1,\dots,M-1$), eşleyerekte yollayabilir. Buna ise M -ary modülasyon ($M>2$) denilir ve bu durumda her 1 saniyede R bit yollanacak olursa, her b bitlik dizi modülatöre “ b/R ” saniyede girer. Kanalin bit oranı “ R ” sabit olduğu zaman, ikili modülasyon her b bitlik diziye karşı gelen bir “ M ” dalga formunu, b çarpı sistemin zaman periyodu, kadar sürede yollar.

Haberleşme kanalı, oluşturulan dalga formlarının, vericiden alıcıya gittiği yoldaki fiziksel ortamdır. Bu ortam kablosuz haberleşmede atmosfer, telefon hatlarında ise çoğunlukla bakır kablo, fiber optik kablo veya kablosuz ortamdır. Kullanılan bu fiziksel ortam her ne olursa olsun, alıcı tarafta alınan sinyal bozulmaya uğramış olan sinyaldir. Bu bozulma etkilerine, verici ve alıcı taraftaki cihazların yarattığı ısı gürültüleri, atmosferik gürültüleri, çok yollu yansımalar, çapraz etkileşimler, çevresel gürültüler v.b. örnek gösterilebilir (John G. Proakis, 2001).

Çizelge 2.1’de çeşitli haberleşme kanallarında karşılaşılan bozulmalar, gürültü ve sönümlenme (fading) faktörleri ve mümkün olabilen haberleşme menziller görülebilir (I.A. Glover and P.M. Grant, 1998).

Tablodan da görülebileceği gibi, birkaç kilohertz’ten birkaç yüz kilohertz’e kadar yatay kutuplu radyo dalgaları dünyanın eğikliği üzerinden birkaç bin kilometreye kadar ulaşabilmektedirler. Buna yüzey dalga yayılımı denir ve bu yöntemle uzun dalga radyo yayınları alınabilmektedir. Orta frekans bandında (MF), dalgaların bazıları yüzey dalgası, bazıları ise gökyüzü dalgası olarak yayılmaktadır. Bu iki dalganın arasındaki faz farkları, sönümlenme denilen bozucu etkiyi oluşturmaktadır. Dolayısıyla bozulma ve bozulmanın

etkisi, iyonosferin o andaki durumuna göre değişmektedir (yani günün saati, gece gündüz olması gibi). HF'e gelindiğinde ise, gökyüzü dalgası daha baskın kalmakta ve binlerce kilometre haberleşme yapmak mümkün olmaktadır. Bu sırada sinyal gökyüzü ve yeryüzü arasındaki yansılardan ve yansıyan ve fazı değişen dalganın asıl dalganın üzerine eklenmesi gibi çok yollu sönümlenme etkilerinden etkilenmektedir. VHF veya üzerindeki sinyal, ortamda, yansıma, kırılma gibi etkiler bulunmasına rağmen görüş hattında yayılım göstermektedir. Ultra yüksek frekanslar (UHF), halen TV ve kablosuz telefon haberleşmesinde kullanılmaktadır. Buradaki zayıflamalar ise etraftaki binalar ve nesnelerden kaynaklanan, kırılma ve yansılardan meydana gelmektedir. Süper yüksek frekanslarda (SHF) (mikrodalga), haberleşme noktadan noktaya olmaktadır. Sönümlenme ise genellikle yağmurdan kaynaklanmaktadır. Ekstra yüksek frekanslar (EHF) ise, henüz haberleşmede kullanılamamaktadır ve bu banttaki zayıflamalar, gazlardan ve yağmurlardan kaynaklanmaktadır.

BANT	FREKANS	YAYILIM	GÜRÜLTÜ	MESAFE
ELF	30-300 Hz	Dalga Kılavuzu	Atmosferik ve insan yapımı gürültüler	Dünya Çapında
VF	300-3000 Hz			
VLF	3-30 kHz	Yüzey Dalgası		1000 km
LF	30-300 kHz			100 km
MF	300-3000 kHz	Yüzey/Gökyüzü Dalgası		4000 km
HF	3-30 MHz	Gökyüzü Dalgası	Galaktik / Kozmik Kozmik Isıl gürültüler ve atmosfer	Görüş Hattı
VHF	30-300 MHz	Görüş Hattı		
UHF	300-3000 MHz			
SHF	3-30 GHz			
EHF	30-300 GHz			Kısa

Çizelge 2.1 Haberleşme sistemlerinde kullanılan frekans bantları ve kanal karakteristikleri

Kanaldan geçen sinyaller modem haberleşme sinyalinin ikincil unsuru olan alıcı tarafa geldiklerinde, üzerlerindeki taşıyıcı sinyalinin kaldırıldığı modemin demodülatör bloğuna girerler. Taşıyıcıdan arındırılıp temel banda alınan bu kestirilmiş semboller daha sonra kanal kod çözücü bloğuna yollanır. Kanal kod çözücü ise, kanal kodlayıcısının yöntemini bildiği için, bu yöntemin tersini kullanarak, orijinal bilginin çıkarılmasını sağlar. Kanal kod çözücüsünün çıkışındaki ortalama bit hata oranı, modemin demodülatör-kanal kod çözücü birlikteliğinin performansını gösterir. Bu bloktan sonra ise, gönderilen mesajın çıkarıldığı kaynak kod çözücü bloğu gelir. Bu bloğunda çıkışında, gönderilen ve alıcıda tekrar elde edilen mesajın karşılaştırılması neticesinde ortaya çıkan hata oranları ise haberleşme sisteminin performansını ve kanalın yarattığı bozulmalar hakkında bilgi vermektedir.

2.3 Sayısal Modemlerde Modülasyon Teknikleri

Sayısal modem sistemlerini klasik AM, FM yada PM sistemlerinden ayıran özellik, sayısal modem sisteminde, modüle edici ve demodüle edilmiş sinyallerin, analog dalga biçimleri değil, sayısal darbeler olmalarıdır. Klasik sistemlerde olduğu gibi sayısal modemlerde de analog taşıyıcılar kullanılır. Temel olarak, sayısal modem sistemlerinde, yaygın olarak kullanılan, üç sayısal modülasyon tekniği vardır: *frekans kaydırmalı anahtarlama* (FSK), *faz kaydırmalı anahtarlama* (PSK) ve *dikey (kuadratur) genlik modülasyonu* (QAM).

2.3.1 Çok Seviyeli Sinyalleşme

Bit oranını arttırıp 1200 bps ve daha yüksek hızlarda haberleşebilmek için modemler, faz kaydırmalı anahtarlama (PSK) yöntemini kullanmaktadırlar. PSK ile taşıyıcı sinyalin fazı, bir sembol aralığınca, M eşit şekilde dağılmış faz noktalarına atanır. Çok seviyeli sinyalleşme aynı zamanda M'li kodlama olarak ta ifade edilir. Burada M olası durumların sayısını ifade etmektedir. Eğer sadece ikili bir çıkış durumu düşünülüyorsa (yani "1" ve "0" durumlarının her biri için bir dalga şekli), böyle sistemler M=2 olan M-li sistemlerdir. Matematiksel olarak ise eşitlik 2.3 'deki gibi ifade edilebilir :

$$N = \log_2 M \quad (2.3)$$

burada;

N = bit sayısı

M = N bitle olası çıkış durumlarının sayısı

Yada örneğin 4 farklı dalga şekli düşünülüyorsa bu durumda, $M = 4$ olur ve bu durumda ardına gelen iki bit için bir sembol atanmış olur. (Wayne Tomasi, 1988).

2.3.2 Frekans Kaydırmalı Anahtarlama

Frekans kaydırmalı anahtarlama (FSK), nispeten basit, düşük performanslı bir sayısal modülasyon biçimidir. FSK, klasik frekans modülasyonuna benzer sabit-zarflı bir aç modülasyonu biçimidir; aradaki fark, modüle edici sinyalin sürekli değişen bir dalga biçimi değil, iki ayırık gerilim düzeyi arasında değişen ikili darbe akışı olmasıdır. İkili FSK' da, orta frekans ya da taşıyıcı frekans, ikili giriş verisi tarafından kaydırılır (saptırılır). Dolayısıyla, FSK bir modülatörün çıkışı, frekans domeninde bir basamak fonksiyonudur. İkili giriş sinyali, 0 mantık düzeyinden 1 mantık düzeyine ya da 1 mantık düzeyinden 0 mantık düzeyine değiştiğinde, FSK çıkışı iki frekans arasında kayar: işaret yada mantık 1 frekansı ile aralık yada mantık 0 frekansı.

FSK' da, ikili giriş sinyalinin mantık durumu her değiştiğinde, çıkış frekansında bir değişiklik olur. Dolayısıyla çıkış değişim hızı giriş değişim hızına eşittir. Basit bir FSK verici, Şekil 2-10'da görülebilir. Bütün elektronik iletişim sistemlerinde olduğu gibi, bir FSK vericinin tasarımında da bant genişliği öncelikle değerlendirilmesi gereken hususlardan biridir. FSK, klasik frekans modülasyonuna benzediğinden, frekans modülasyonuna benzer bir biçimde açıklanabilir. Şekil 2-11 bir FSK modülatörünü göstermektedir. FSK modülatörü bir tür FM vericidir; çoğunlukla da *gerilim kontrollü bir osilatördür* (VCO). Şekilden de görülebileceği gibi, en yüksek giriş değişim hızı, ikili giriş dönüşümlü 1 ve 0'lardan oluşan bir dizi (yani, bir kare dalga) olduğunda meydana gelir. İkili bir kare dalganın *temel frekansı*, bit iletim hızının yarısına eşittir. Dolayısıyla, eğer girişin yalnızca temel frekansı göz önünde bulundurulursa, FSK modülatörün en yüksek modüle edici frekansı, giriş bit iletim hızının yarısına eşit olur.

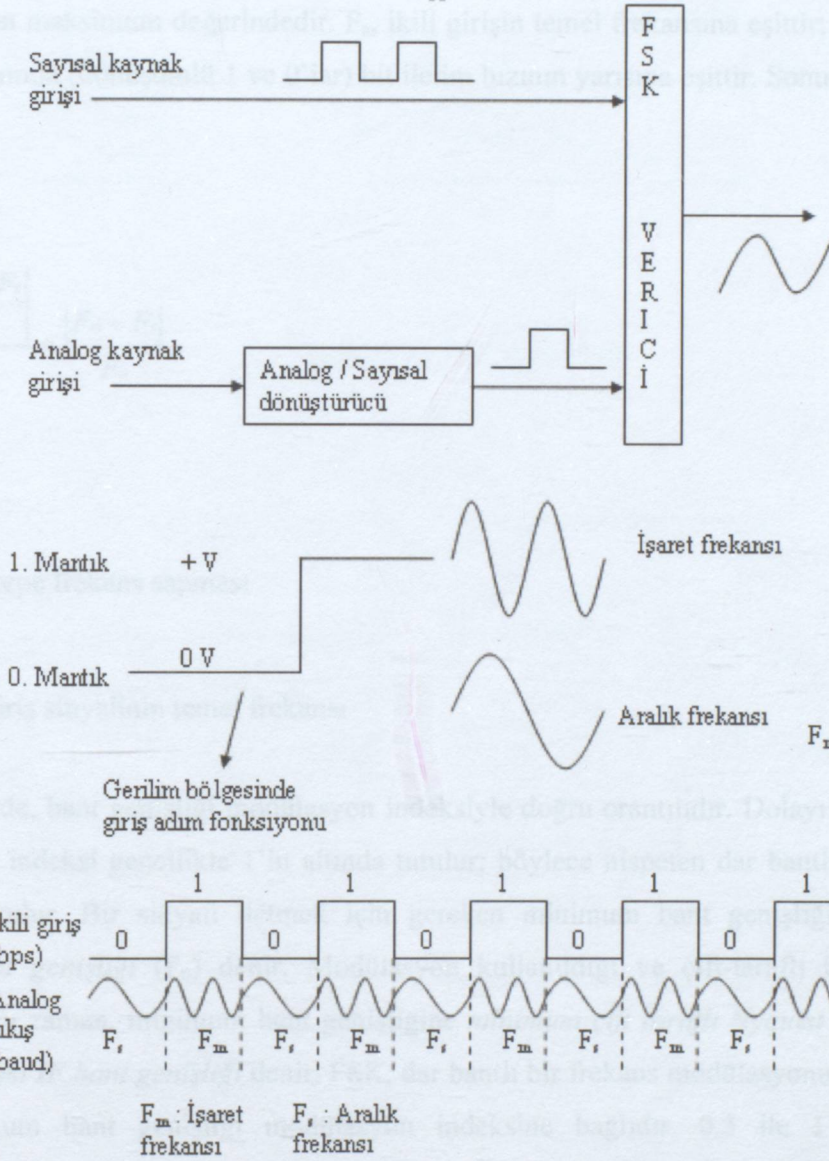
VCO'nun sükunet frekansı, işaret ve aralık frekanslarının orta noktasına gelecek şekilde seçilmiştir. Girişte 1 mantık koşulu, VCO'yu sükunet frekansından işaret frekansına; 0 mantık koşulu ise sükunet frekansından aralık frekansına kaydırır. Dolayısıyla, ikili giriş sinyali 1 mantık düzeyinden 0 mantık düzeyine ya da 0 mantık düzeyinden 1 mantık düzeyine değiştiğinde, VCO çıkış frekansı, işaret ve aralık frekansları arasında ileri geri kayar yada sapar. FSK, bir frekans modülasyonu biçimi olduğu için, FM için kullanılan *modülasyon indeksi* formülü FSK için de geçerlidir. Modülasyon indeksi şu şekilde ifade edilir:

$$MI = \frac{\Delta F}{F_a} \quad (2.4)$$

MI = modülasyon indeksi

ΔF = frekans sapması (Hz)

F_a = modüle edici frekans (Hz)



Şekil 2-10 İkili FSK verici

En kötü durum modülasyon indeksi, en geniş çıkış bant genişliğini veren modülasyon indeksi değeridir; bu değere *sapma oranı* denir. En kötü durum yada en geniş bant genişliği, hem frekans sapması hem de modüle edici frekanslar maksimum değerlerinde olduğu zaman meydana gelir.

Bir FSK modülatörde, modülasyon indeksi, taşıyıcının tepe frekans sapmasıdır ve sükunet frekansı ile ya işaret yada aralık frekansı arasındaki farka (yada işaret ve aralık frekansları arasındaki farkın yarısına) eşittir. Tepe frekans sapması modüle edici sinyalin genliğine bağlıdır. İkili sayısal bir sinyalde bütün 1 mantık düzeyleri aynı gerilime sahiptir; aynı şekilde bütün 0 mantık düzeylerinin gerilimi de aynıdır; dolayısıyla frekans sapması sabittir ve her zaman maksimum değerindedir. F_a , ikili girişin temel frekansına eşittir; temel frekans, en kötü durumda (dönüşümlü 1 ve 0'lar) bit iletim hızının yarısına eşittir. Sonuç olarak, FSK' da

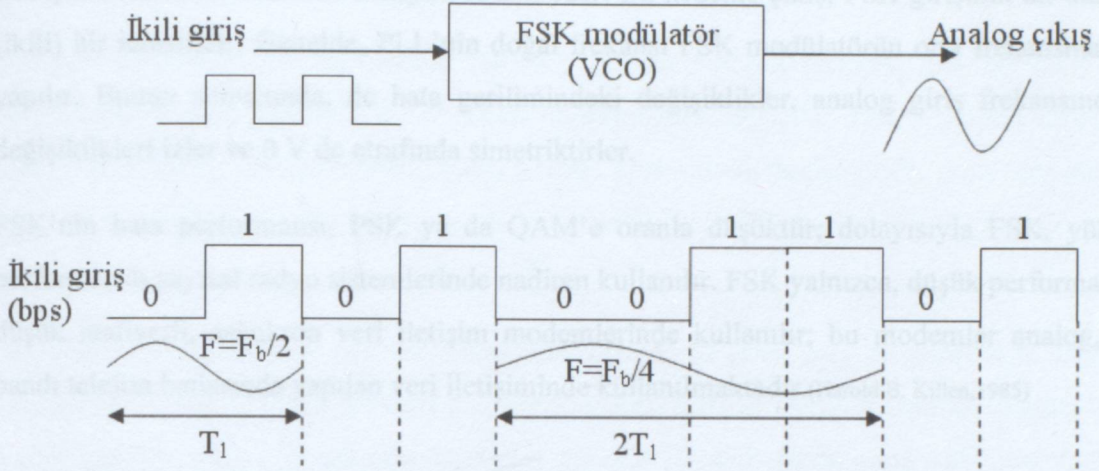
$$MI = \frac{\left| \frac{F_m - F_s}{2} \right|}{\frac{F_b}{2}} = \frac{|F_m - F_s|}{F_b} \quad (2.5)$$

burada;

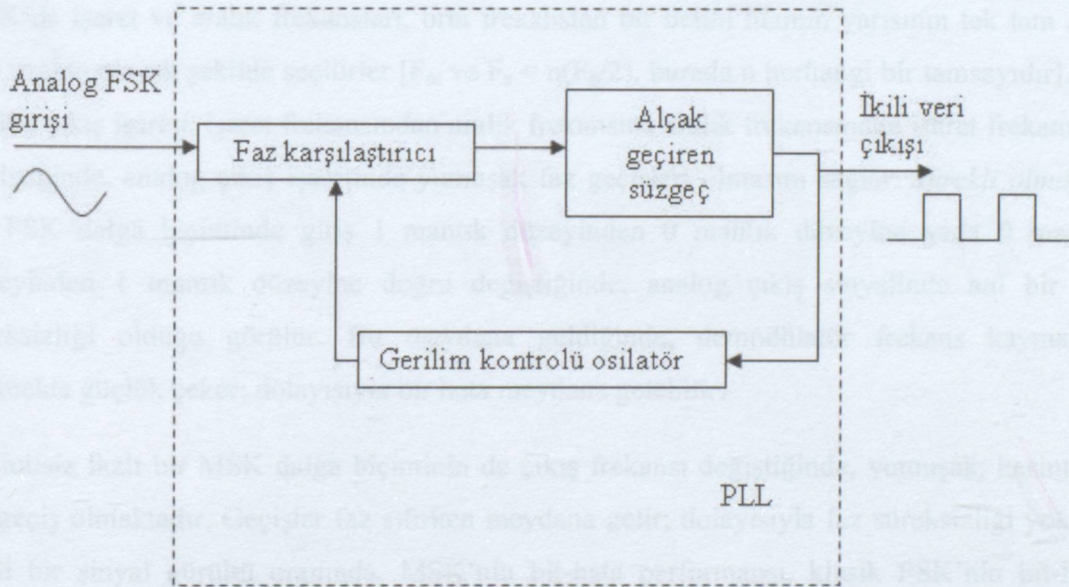
$$\left| \frac{F_m - F_s}{2} \right| = \text{tepe frekans sapması} \quad (2.6)$$

$$\frac{F_b}{2} = \text{ikili giriş sinyalinin temel frekansı}$$

Klasik FM'de, bant genişliği modülasyon indeksiyle doğru orantılıdır. Dolayısıyla FSK' da, modülasyon indeksi genellikle 1'in altında tutulur; böylece nispeten dar bantlı bir FM çıkış tayfı oluşturulur. Bir sinyali iletmek için gereken minimum bant genişliğine, minimum *Nyquist bant genişliği* (F_n) denir. Modülasyon kullanıldığı ve çift-terafı bir çıkış tayfı oluşturulduğu zaman, minimum bant genişliğine *minimum çift terafı Nyquist bant genişliği* yada *minimum IF bant genişliği* denir. FSK, dar bantlı bir frekans modülasyonu çeşidi olduğu için, minimum bant genişliği modülasyon indeksine bağlıdır. 0.5 ile 1 arasında bir modülasyon indeksinde, iki yada üç önemli yan frekans kümesi oluşur. Böylece minimum bant genişliği, giriş bit iletim hızının iki yada üç katı olur.



Şekil 2-11 FSK modülatör



Şekil 2-12 PLL - FSK demodülatör

FSK sinyalleri demodüle etmek için en yaygın olarak kullanılan sistem, Şekil 2-12'de gösterilen *faz kilitlemeli döngüdür* (PLL). PLL-FSK demodülatör, PLL-FM demodülatöre çok benzer şekilde çalışır. PLL'nin girişi, işaret ve aralık frekansları arasında kaydınga, faz karşılaştırıcısının çıkışındaki *dc hata gerilimi* frekans kaymasını izler. Yalnızca iki giriş frekansı (işaret ve aralık) olduğu için, yalnızca iki çıkış hata gerilimi vardır. Biri 1 mantık

düzeyini; öteki ise 0 mantık düzeyini temsil eder. Bu nedenle çıkış, FSK girişinin iki-düzeyli (ikili) bir temsildir. Genelde, PLL'nin doğal frekansı FSK modülatörün orta frekansına eşit yapılır. Bunun sonucunda, dc hata gerilimindeki değişiklikler, analog giriş frekansındaki, değişiklikleri izler ve 0 V dc etrafında simetrikler.

FSK'nin hata performansı, PSK ya da QAM'e oranla düşüktür; dolayısıyla FSK, yüksek performanslı sayısal radyo sistemlerinde nadiren kullanılır. FSK yalnızca, düşük performanslı, düşük maliyetli, asenkron veri iletişim modemlerinde kullanılır; bu modemler analog, ses bandı telefon hatlarında yapılan veri iletişimde kullanılmaktadır. (Harold B. Killen, 1985)

2.3.3 Minimum Kaydırmalı Anahtarlama FSK

Minimum kaydırmalı anahtarlama FSK (MSK), sürekli faz frekans kaydırmalı bir anahtarlama (CPFSK) biçimidir. Temel olarak, MSK ikili FSK'dır; tek fark, işaret ve aralık frekanslarının giriş ikili bit iletişim hızı ile *senkronize* edilmiş olmasıdır. Eşzamanlı olmaları, ikisinin arasında kesin ve belli bir zaman ilişkisi olması demektir; eşit oldukları anlamına gelmez. MSK'de işaret ve aralık frekansları, orta frekanstan bit iletim hızının yarısının tek tam sayı katı uzakta olacak şekilde seçilirler [F_m ve $F_s = n(F_b/2)$, burada n herhangi bir tamsayıdır]. Bu analog çıkış işareti, işaret frekansından aralık frekansına aralık frekansından işaret frekansına değiştiğinde, analog çıkış işaretinde yumuşak faz geçişleri olmasını sağlar. *Sürekli olmayan* bir FSK dalga biçiminde giriş 1 mantık düzeyinden 0 mantık düzeyine yada 0 mantık düzeyinden 1 mantık düzeyine doğru değiştiğinde, analog çıkış sinyalinde ani bir faz süreksizliği olduğu görülür. Bu meydana geldiğinde, demodülatör frekans kaymasını izlemekte güçlük çeker; dolayısıyla bir hata meydana gelebilir.

Kesintisiz fazlı bir MSK dalga biçiminin de çıkış frekansı değiştiğinde, yumuşak, kesintisiz bir geçiş olmaktadır. Geçişler faz sıfırken meydana gelir; dolayısıyla faz süreksizliği yoktur. Belli bir sinyal gürültü oranında, MSK'nin bit-hata performansı, klasik FSK'nin bit-hata performansından daha iyidir. MSK'nin dezavantajı, senkronizasyon devreleri gerektirmesi ve bu nedenle daha pahalıya mal olmasıdır.

2.3.4 Faz Kaydırmalı Anahtarlama

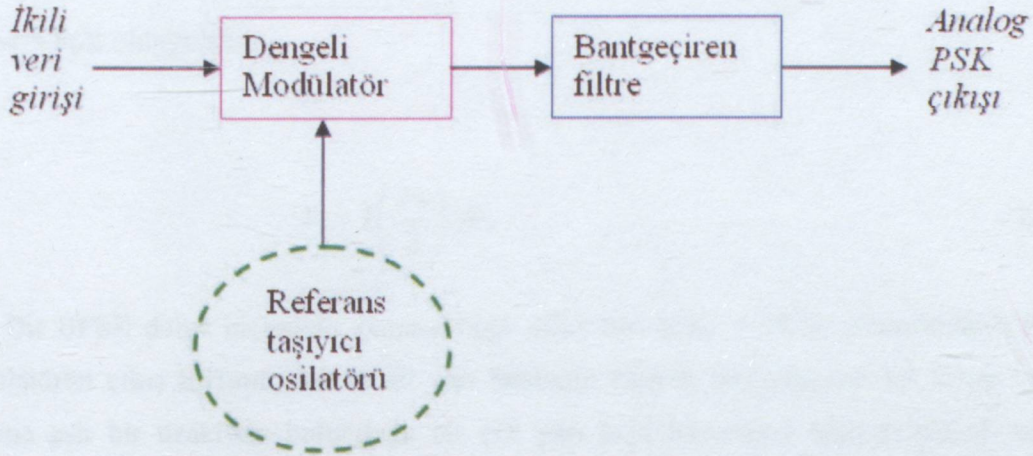
Faz kaydırmalı anahtarlama (PSK), açılı modülasyonlu, sabit-zarflı sayısal modülasyonun bir başka biçimidir. PSK, klasik faz modülasyonuna benzemektedir, aralarındaki fark şudur: PSK'da giriş sinyali ikili sayısal bir sinyaldir ve sınırlı sayıda çıkış fazı mümkündür.

2.3.4.1 İkili Faz Kaydırmalı Anahtarlama

*İkili faz kaydırmalı anahtarlama*da (BPSK), tek bir taşıyıcı frekansı için iki çıkış fazı mümkündür ("ikili" kelimesi bu 2 fazdan türetilmiştir). Bir çıkış fazı 1 mantık düzeyini; diğeri ise 0 mantık düzeyini temsil eder. Sayısal giriş sinyali değiştiğinde, çıkış taşıyıcısının fazı, 180° farklı iki açı arasında kayar. BPSK'nin bir başka adıda *faz çevirmeli anahtarlama*dır.

Bir BPSK modülatörünün basitleştirilmiş blok diyagramı Şekil 2-13'de görülebilir. Dengeli modülatör, bir faz çevirme anahtarı gibi hareket eder. Sayısal girişin mantık durumuna bağlı olarak taşıyıcı, çıkışa ya referans taşıyıcıyı osilatör ile aynı fazda yada 180° faz farkıyla aktarılır.

Şekil 2-14, Şekil 2-15, bir BPSK modülatörün fazör diyagramını ve *konstelasyon diyagramını* göstermektedir. Bazen *sinyal yerleşim diyagramı* adı da verilen konstelasyon diyagramı, fazör diyagramına benzer, ancak konstelasyon diyagramında bütün fazörler çizilmez. Bir konstelasyon diyagramında, yalnızca fazörlerin tepelerinin nispi konumları gösterilir.



Şekil 2-13 BPSK modülatör

BPSK modülatörde, taşıyıcı giriş sinyali, ikili veri ile çarpılır. Eğer 1 mantık düzeyine $+1$ V, 0 mantık düzeyine ise -1 V denilirse, giriş taşıyıcısı ($\sin(\omega t)$) ya $+1$ ya da -1 ile çarpılır. Dolayısıyla çıkış sinyali ya $\sin(\omega t)$ ya da $-\sin(\omega t)$ olur: ilki referans osilatörü ile aynı fazda olan bir sinyali; diğeri ise referans osilatörü ile 180° faz farkı olan bir sinyali temsil eder. Giriş mantık durumu her değiştiğinde çıkış fazıda değişmektedir. Dolayısıyla BPSK'da çıkış

değişim hızı (baud) giriş değişim hızına (bps) eşittir ve en geniş çıkış bant genişliği, ikili giriş verileri, dönüşümlü 1/0 sırası olduğunda meydana gelir. Dönüşümlü 1/0 bit sırasının temel frekansı (F_a), bit iletim hızının yarısına eşittir ($F_b/2$). BPSK modülatörün çıkış fazı, matematiksel olarak şöyle ifade edilir:

$$\theta = \underbrace{\sin(\omega at)}_{\text{İkili modüle edici sinyalin temel frekansı}} \times \underbrace{\sin(\omega ct)}_{\text{Taşıyıcı}} \quad (2.7)$$

ya da

$$\theta = \frac{1}{2} \cos(\omega ct - \omega at) - \frac{1}{2} \cos(\omega ct + \omega at) \quad (2.8)$$

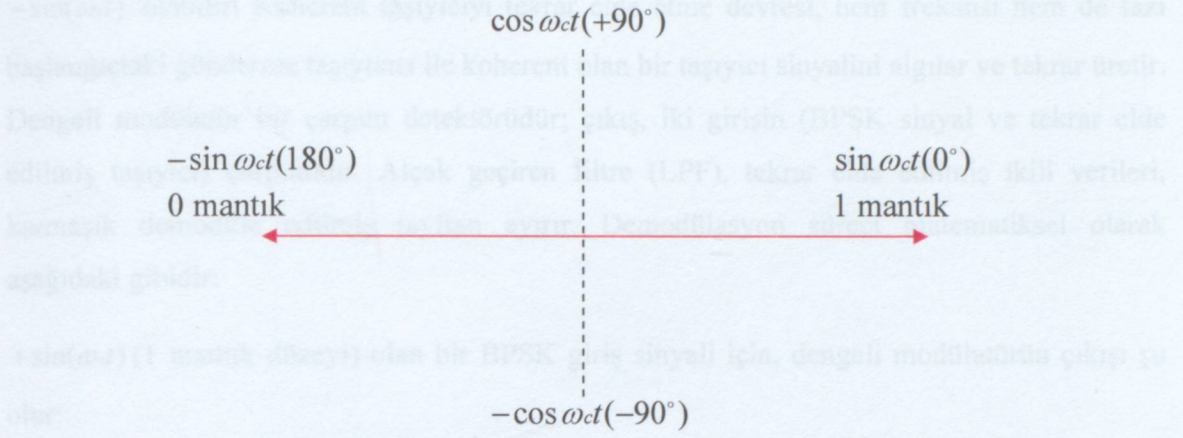
Dolayısıyla, minimum çift-taraflı Nyquist bant genişliği (F_a) şu olur:

$$\frac{\omega ct + \omega at}{- (\omega ct - \omega at)} \quad \text{yada} \quad \frac{\omega ct + \omega at}{- \omega ct + \omega at} \quad (2.9)$$

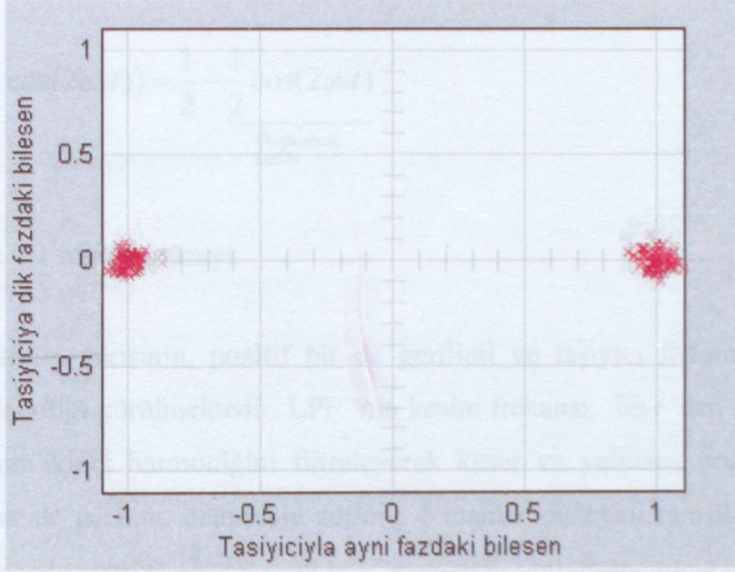
ve $\omega at = F_b/2$ olduğundan,

$$F_n = 2 \left(\frac{F_b}{2} \right) = F_b \quad (2.10)$$

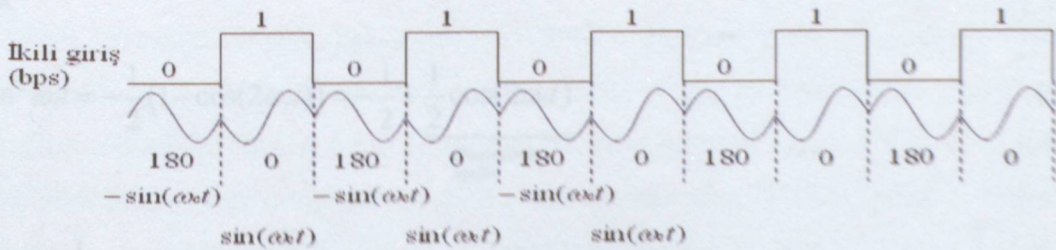
olur. Bir BPSK dalga biçiminin zamana bağlı çıkış fazı Şekil 2-16'da gösterilmiştir. BPSK modülatörün çıkış tayfinin, üst ve alt yarı bantların taşıyıcı frekansından bit iletim hızının yarısına eşit bir uzaklıkta bulunduğu bir çift yarı bant bastırılmış taşıyıcı sinyali olduğu görülmektedir. Dolayısıyla, en kötü durum BPSK çıkış sinyalini geçirmek için gerekli minimum bant genişliği (F_n), giriş bit iletim hızına eşittir.



Şekil 2-14 Bir BPSK modülatör fazör diyagramı



Şekil 2-15 Bir BPSK modülatör konstelasyon diyagramı



Şekil 2-16 Bir BPSK dalga biçiminin zamana bağlı çıkış fazı

Şekil 2-17, bir BPSK alıcının blok diyagramını göstermektedir. Giriş sinyali $+\sin(\omega_c t)$ yada $-\sin(\omega_c t)$ olabilir. Koherent taşıyıcıyı tekrar elde etme devresi, hem frekansı hem de fazı başlangıçtaki gönderme taşıyıcısı ile koherent olan bir taşıyıcı sinyalini algılar ve tekrar üretir. Dengeli modülatör bir çarpım detektörüdür; çıkış, iki girişin (BPSK sinyal ve tekrar elde edilmiş taşıyıcı) çarpımıdır. Alçak geçiren filtre (LPF), tekrar elde edilmiş ikili verileri, karmaşık demodüle edilmiş tayftan ayırır. Demodülasyon süreci matematiksel olarak aşağıdaki gibidir:

$+\sin(\omega_c t)$ (1 mantık düzeyi) olan bir BPSK giriş sinyali için, dengeli modülatörün çıkışı şu olur:

$$\text{çıkış} = (\sin(\omega_c t))(\sin(\omega_c t)) = \sin^2 \omega_c t \quad (2.11)$$

yada

$$\sin^2 \omega_c t = \frac{1}{2}(1 - \cos(2\omega_c t)) = \frac{1}{2} - \underbrace{\frac{1}{2}\cos(2\omega_c t)}_{\text{filtrelenerek kesilir}} \quad (2.12)$$

$$\text{çıkış} = +\frac{1}{2} \text{ V dc} = 1 \text{ mantık düzeyi}$$

Dengeli modülatörün çıkışının, pozitif bir dc gerilimi ve taşıyıcı frekansının iki katı bir kosinüs dalgası içerdiği görülmektedir. LPF 'nin kesim frekansı, $2\omega_c$ 'den daha düşüktür; bu yüzden taşıyıcının ikinci harmoniğini filtreleyerek keser ve yalnızca pozitif dc bileşenini geçirir. Pozitif bir dc gerilim, demodüle edilmiş 1 mantık düzeyini temsil eder. $-\sin(\omega_c t)$ (0 mantık düzeyi) olan bir BPSK giriş sinyali için, dengeli modülatörün çıkışı şu olur:

$$\text{çıkış} = -(\sin(\omega_c t))(\sin(\omega_c t)) = -\sin^2 \omega_c t \quad (2.13)$$

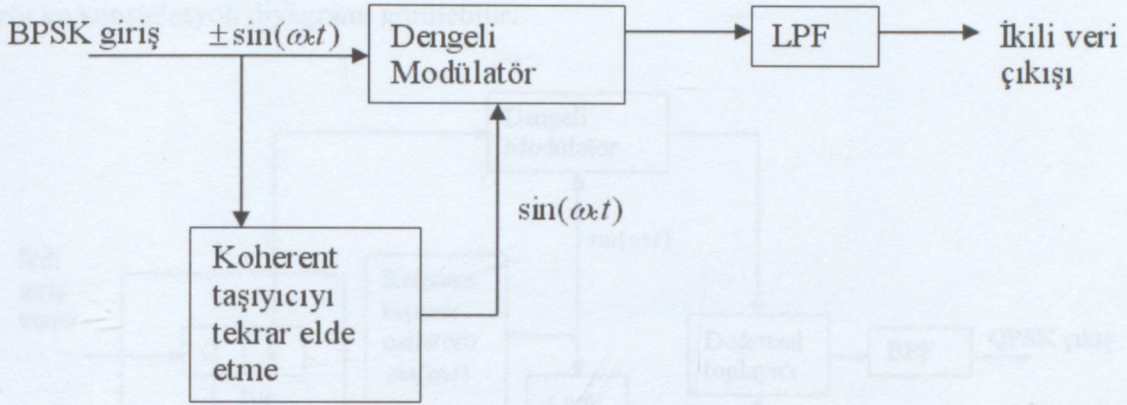
yada

$$-\sin^2 \omega_c t = -\frac{1}{2}(1 - \cos(2\omega_c t)) = -\frac{1}{2} + \underbrace{\frac{1}{2}\cos(2\omega_c t)}_{\text{filtrelenerek kesilir}} \quad (2.14)$$

$$\text{çıkış} = -\frac{1}{2} \text{ V dc} = 0 \text{ mantık düzeyi}$$

Dengeli modülatörün çıkışı, negatif bir dc gerilimi ve taşıyıcı frekansının iki katı bir kosinüs

dalgasını içerir ($2\omega t$). LPF, burada da taşıyıcının ikinci harmoniğini filtreleyerek keser ve yalnızca negatif dc bileşeni geçirir. Negatif bir dc gerilimi, demodüle edilmiş 0 mantık düzeyini temsil eder. (Harold B. Killen, 1985)



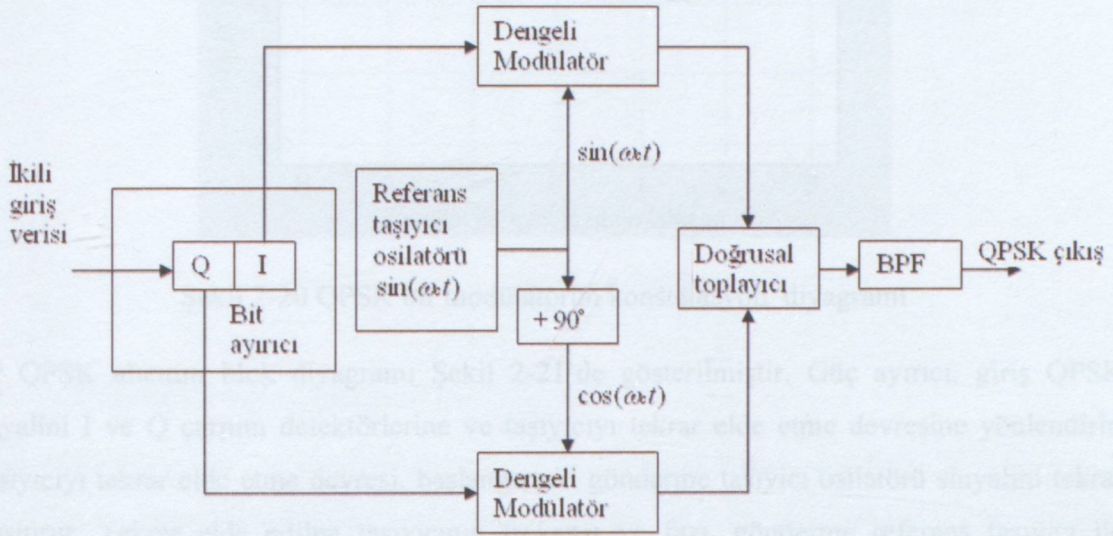
Şekil 2-17 Bir BPSK alıcısı

2.3.4.2 Dört Faz Kaydırmalı Anahtarlama

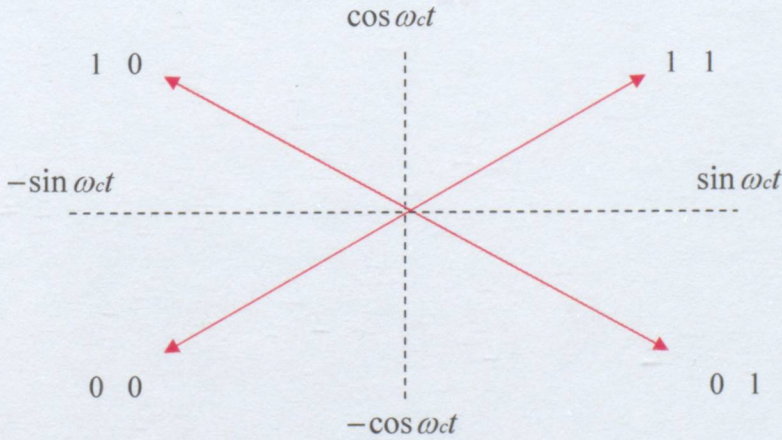
Dört faz kaydırmalı anahtarlama (QPSK) ya da dik açı (kuadratur) PSK, başka bir açı modülasyonlu, sabit zarflı sayısal modülasyon biçimidir. QPSK, M'li kodlamada M'nin 4 olduğu durumdur. QPSK'da tek bir taşıyıcı frekansı için dört çıkış fazı mümkündür. Dört farklı çıkış fazı olduğu için dört farklı giriş durumu olmalıdır. QPSK modülörünün sayısal girişi, ikili bir sinyal (2 tabanında) olduğu için, dört farklı giriş durumu üretebilmek için, tek giriş bitinden fazlası gerekir. 2 bit ile dört olası durum vardır: 00, 01, 10, 11. Bu nedenle, QPSK'da, ikili giriş bitleri, dibit adı verilen, 2 bitlik gruplar halinde birleştirilir. Her dibitin kodu, dört olası çıkış fazından birini üretir. Dolayısıyla modülöre giren her 2 bitlik dibit için, tek bir çıkış değişikliği meydana gelir. Bu nedenle çıkıştaki değişim hızı (baud hızı), giriş bit iletim hızının yarısıdır.

Bir QPSK modülörünün blok diyagramı, Şekil 2-18'te görülebilir. İki bit (yani bir dibit), bit ayırıcıya gönderilir. İki bitin ayırıcıya seri girişinden sonra, bu bitler çıkışa aynı zamanda paralel olarak gelirler. Bir bit I kanalına, öteki bit ise Q kanalına yönlendirilir. I biti referans modülörü ile aynı fazda (inphase) olan taşıyıcıyı modüle eder. Q biti ise referans taşıyıcıdan 90° farklı fazda (quadrature) olan yani ona dik olan bir taşıyıcıyı modüle eder. Temel olarak bir QPSK modülör paralel olarak birleştirilmiş iki BPSK modülördür. Yine, 1 mantık düzeyi = +1 V ve 0 mantık düzeyi = -1 V için, I dengeli modülörünün çıkışı için olası iki faz

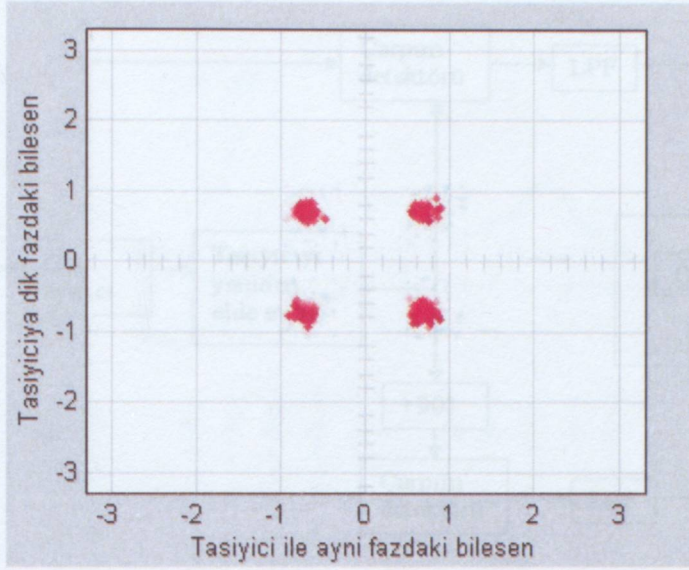
($\sin(\omega t)$ ve $-\sin(\omega t)$) bulunur; Q dengeli modülatörü çıkışı içinde iki faz ($\cos(\omega t)$ ve $-\cos(\omega t)$) vardır. En son kısımda yani toplayıcının çıkışında ise dibitlere göre oluşturulan fazların toplamı yani dört olası faz durumu vardır: $+\sin(\omega t) + \cos(\omega t)$, $+\sin(\omega t) - \cos(\omega t)$, $-\sin(\omega t) + \cos(\omega t)$, $-\sin(\omega t) - \cos(\omega t)$. Şekil 2-19 ve Şekil 2-20'de QPSK sinyalinin fazör ve konstelasyon diyagramı görülebilir.



Şekil 2-18 Bir QPSK modülatör

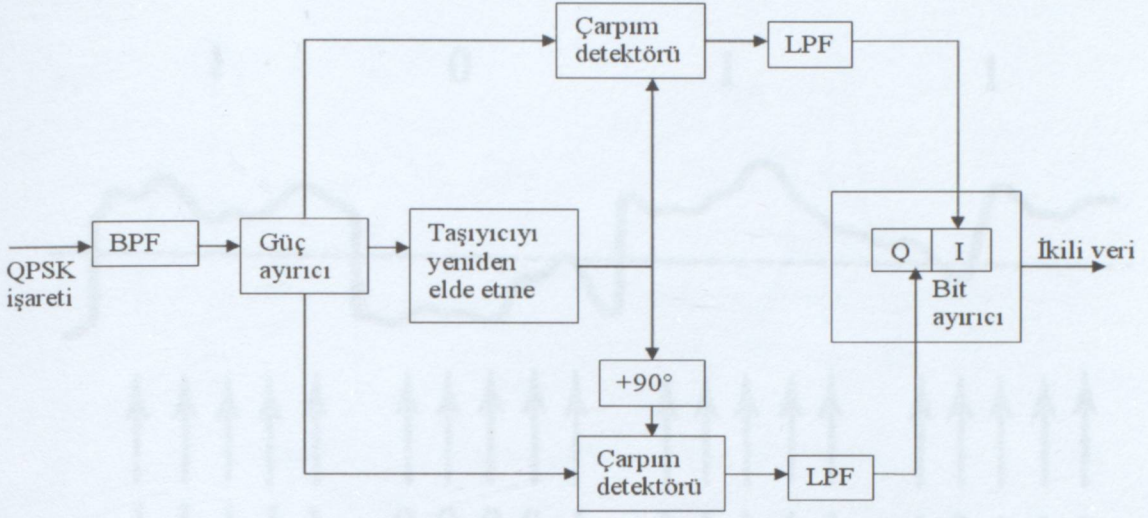


Şekil 2-19 QPSK bir modülatörün fazör diyagramı



Şekil 2-20 QPSK bir modülatörün konstelasyon diyagramı

Bir QPSK alıcının blok diyagramı Şekil 2-21’de gösterilmiştir. Güç ayırıcı, giriş QPSK sinyalini I ve Q çarpım detektörlerine ve taşıyıcıyı tekrar elde etme devresine yönlendirir. Taşıyıcıyı tekrar elde etme devresi, başlangıçtaki gönderme taşıyıcı osilatörü sinyalini tekrar oluşturur. Tekrar elde edilen taşıyıcının frekansı ve fazı, gönderme referans taşıyıcı ile koherent olmalıdır. QPSK sinyali, I ve Q çarpım detektörlerinde demodüle edilir; detektörler, başlangıçtaki I ve Q bitlerini üretir. Çarpım detektörlerinin çıkışları, bit birleştirici devreye beslenerek, paralel I ve Q veri kanallarından, tek ikili çıkış bilgi akışına dönüştürülür. (Harold B. Killen, 1985)



Şekil 2-21 Bir QPSK demodülatörün blok diyagramı

2.4 Alıcılarda Uyumlu Filtreleme

Gürültülü bir sinyalde, bir sembol periyodunda ilgili sembol için, birden fazla karar verilebilir ve verilen bu kararlardan bazıları yanlış olabilir. Bu birden fazla karardan asıl sembol kararını elde etmek için, verilen kararlar toplanır, bir sembol karar eşik değeri ile karşılaştırılır ve ilgili sembol için gerçek karar verilir. Bu işleme topla-boşalt (Integrate and Dump) işlemi denilir. Şekil 2-22’de bu durum görülebilir.

2.4.1 Uyumlu Filtreleme

Sinyal işleme sistemlerinde karar verme işlemlerinde en yüksek başarı ve belirli bir yekle sahip bir sembol dairesi geldiğinde, o sembolün uyumlu olduğu sembolün işleme noktasındaki SNR seviyesini yansıtan uyumlu filtreler kullanılır.

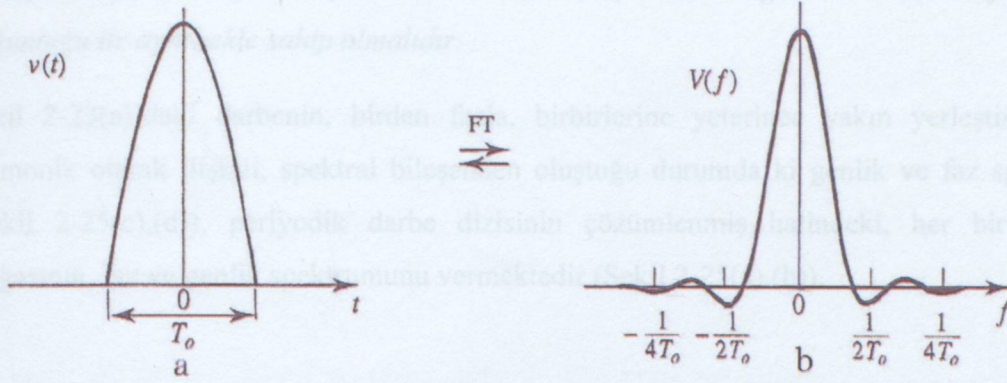


Şekil 2-22 Bir sembolün çoklu örneklenmesi

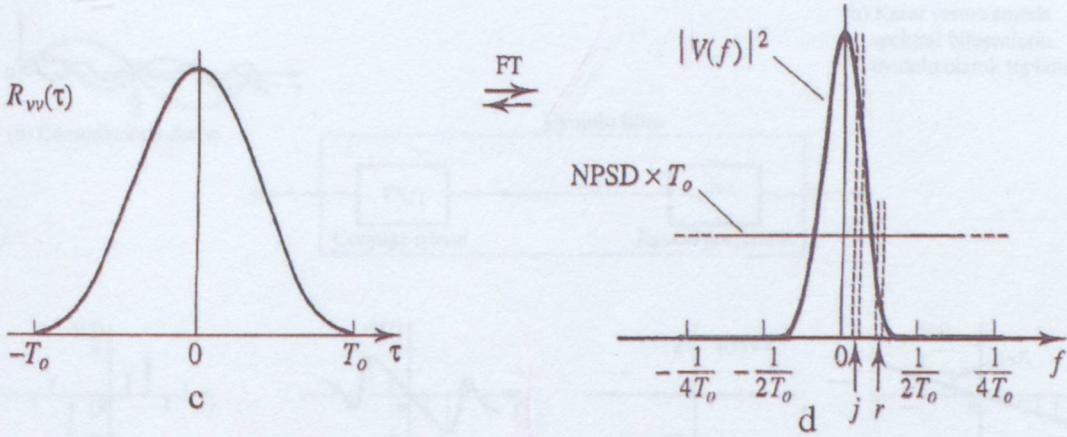
Şekil 2-22' de gönderilen veri (üstte), alıcı tarafta gürültülü biçimde alınmıştır. Alınan bu sinyaldeki semboller birden fazla miktarda örneklenmiş ve bu gürültü örneklenme sonuçlarına da yansımıştır. Şekilde kesikli çizgiler, sembol karar eşik değerini göstermektedir ve toplaboşalt yöntemiyle doğru sembol kararları verilebilmiştir. Bu yöntem bütün darbe şekillendirme işlemlerine (uyumlu filtreleme(Matched Filtering)) uygulanabilmektedir.(I.A. Glover and P.M. Grant, 1998)

2.4.1 Uyumlu Filtreleme

Sayısal haberleşme sistemlerinde karar verme işlemlerine öncülük eden ve belirli bir şekle sahip bir sembol darbesi geldiğinde, o şekle uyumlu olduğundan, ilgili sembolün örnekleme noktasındaki SNR seviyesini yükselten filtreler uyumlu filtrelerdir.



Şekil 2-23 Gönderilen darbe ve genlik spektrumu

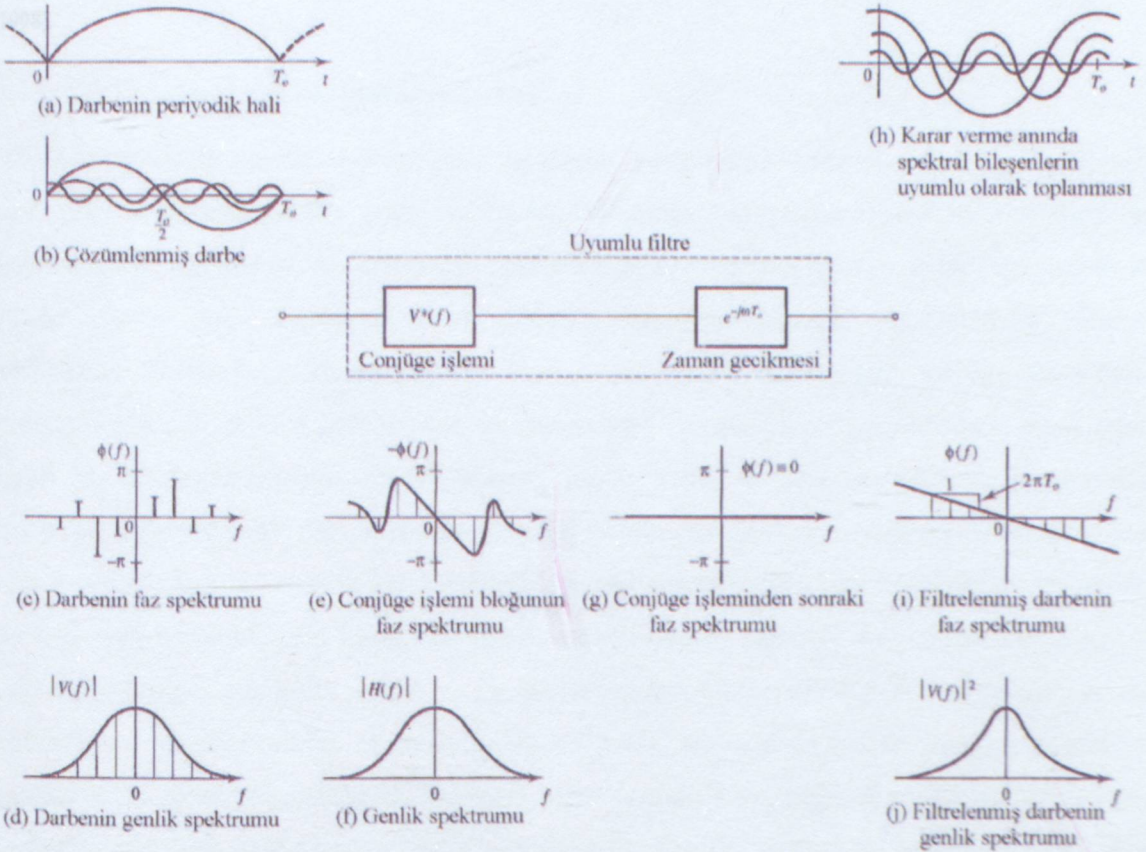


Şekil 2-24 Gönderilen darbenin özilintisi ile darbe ve gürültü enerji spektral yoğunluğu

Bir sayısal haberleşme sistemi tarafından yollanana darbe $v(t)$, Şekil 2-23(a) olsun. Bu darbenin genlik spektrumu $V(f)$, Şekil 2-23(b) ve normalize enerji spektral yoğunluğu (ESD) ise $|V(f)|^2$ V^2s/Hz , Şekil 2-24(d)'deki gibi olmaktadır. Eğer gürültü güç spektral yoğunluğu (NPSD) beyaz ise, Şekil 2-24(d)'deki gibi görülen, her darbe periyodunda, sabit bir ESD ile ifade edilebilir. Eğer işaretin spektrumu ince frekans bantlarına ayrılırsa, bazı bantların yüksek SNR (j bandı gibi), bazılarının ise düşük SNR'a (r bandı gibi) sahip olduğu görülür. Bütün enerji bantlarının karar verme işlemine katkıda bulunacağı gerçektir. Yüksek SNR'a sahip olanların bu kararlarda etkileri daha çok olacaktır. Bu etki her bandın gösterdiği SNR ile orantılı bir ağırlıklı toplamla olmaktadır $|V(f)|^2$. Bir filtre tarafından geçirilen güç yada enerjinin ifadesinin $|H(f)|^2$ olduğu düşünüldüğünde uyumlu filtrenin genlik spektrumu ile ilgili şu önemli sonuca ulaşılır;

Bir uyumlu filtrenin genlik spektrumunun karesi, uyumlu olduğu darbenin, enerji spektral yoğunluğu ile aynı şekle sahip olmalıdır.

Şekil 2-23(a)'daki darbenin, birden fazla, birbirlerine yeterince yakın yerleştirilmiş ve harmonik olarak ilişkili, spektral bileşenden oluştuğu durumda ki genlik ve faz spektrumu (Şekil 2-25(c),(d)), periyodik darbe dizisinin çözümlenmiş halindeki, her bir kosinüs dalgasının, faz ve genlik spektrumunu vermektedir (Şekil 2-25(a),(b)).



Şekil 2-25 Uyumlu filtrede faz parametresinin şematik gösterimi

Eğer bütün bu kosinüs dalgaları, zamanda kendiliğinden bir tepe verecek şekilde dizilirlerse o nokta sinyalin maksimum olduğu nokta olacaktır.

Filtrenin faz spektrumu, darbenin faz spektrumunun tersidir (negatifi) (Şekil 2-25(e)). Bu yüzden filtreden geçen darbenin, faz spektrumu, "0" cevaplı bir faz spektrumu olacaktır (Şekil 2-25(g)). İstenen bütün kosinüs dalgalarının, $t = T_0, 2T_0, \dots$ noktalarında birlikte bir tepe yapmaları olduğundan sinyal $e^{-j\omega t}$ ile çarpılarak lineer olarak T_0 saniyelik zaman gecikmesi sağlanır. Böylece de uyumlu filtrenin faz spektrumu ile ilgili şu önemli sonuca ulaşılır;

Uyumlu bir filtrenin faz cevabı, uyumlu olduğu darbenin faz cevabının negatifidir ve $-2\pi fT_0$ kadarlık lineer bir zaman gecikmesi de sağlar.

Böylece bir uyumlu filtre için matematiksel olarak;

$$|H(f)|^2 = k^2 |V(f)|^2 \quad (2.15)$$

$$\phi(f) = -\phi_v(f) - 2\pi T_0 f \text{ (rad)} \quad (2.16)$$

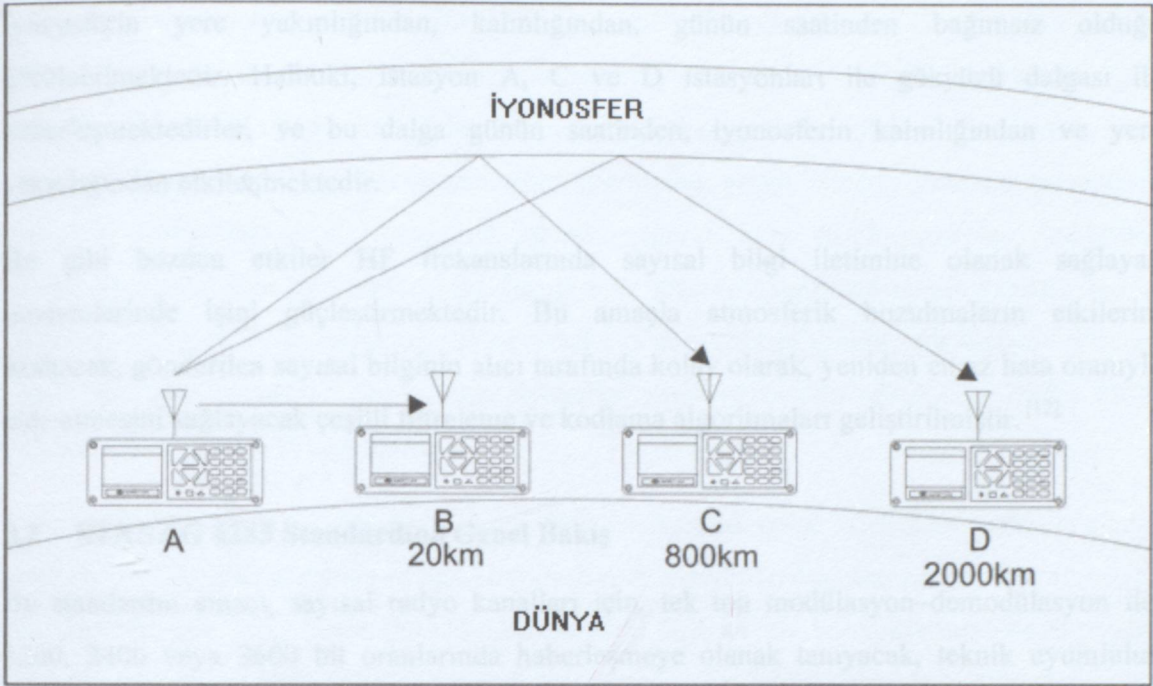
söylenbilir. Burada $\phi_v(f)$ beklenen darbenin fazı k ise bir sabittir. (I.A. Glover and P.M. Grant, 1998).

3. HF VE STANAG 4285 HF MODEM STANDARDINA GENEL BAKIŞ

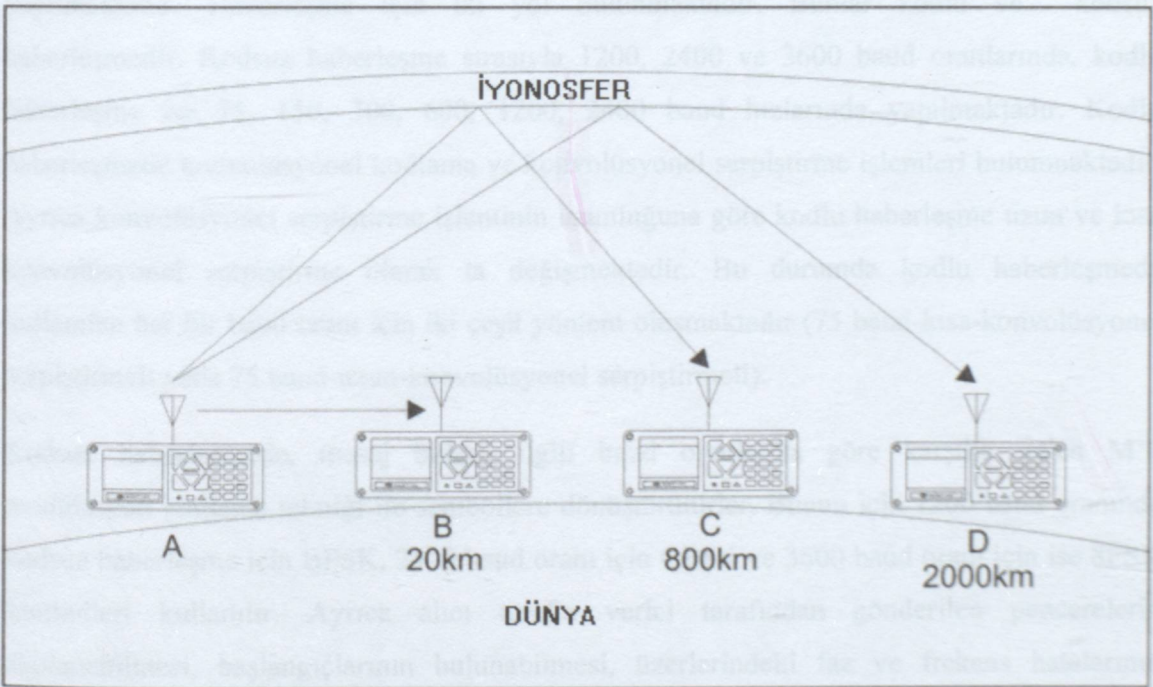
HF bandı, görüş hattının dışındaki uzak mesafelerde de haberleşme imkanı tanıdığından, gerek askeri gerekse sivil uygulamalarda yaygın olarak kullanılmaktadır. Bununla beraber HF bandının kendine has karakteristiğinden dolayı, güvenilir ve hatasız haberleşme için, HF modemlerde çeşitli işaret işleme tekniklerinin kullanılması gerekmektedir. Aşağıdaki bölümlerde, HF dalgasının yayılma karakteristiği ve bu karakteristiği göz önünde bulundurularak oluşturulmuş NATO STANAG 4285 modem standardının özellikleri verilmiştir.

3.1 HF Dalgalarının Yayılım Özellikleri

HF frekanslarında yapılan haberleşme, iyonosfer ve yeryüzü arasında sürekli gerçekleşen yansımalarla sağlandığından, çoğu kez bu haberleşmeye “gökyüzü dalgası” haberleşmesi de denilmektedir. Bu durum, amatör radyo operatörlerinin, dünyanın öbür ucundaki operatörlerle birkaç wattan daha büyük olmayan güçlerle haberleşebilmesini sağlamaktadır. Halen tekyanbant (SSB) kullanılarak yapılan kodlamasız analog haberleşme tekniği, kanaldaki değişikliklere çok duyarlı olduğundan, kesintisiz ve güvenilir bir yöntem oluşturmamaktadır. Kaldı ki, HF haberleşmesi, coğrafi konum, günün saati ve sıcaklığı, güneşin hareketleri, atmosfer yoğunluğu gibi parametrelere göre değişebilmektedir. Fakat, yayılım ortamının uzun vadeli değişimlerinin yanında, HF kanalından geçen sinyal başka ciddi bozulmalara da uğrar. Bu bozulma hareketlerinin karakteristiğinde küçük zaman sabitleri mevcuttur. Bu sabitler, sinyal yayılımının çok yollu doğası ve iyonosferden dağınık yansımalarıyla tanımlanır, bu da sönümlenme denilen etkiyi oluşturur. Çok yolluluk, sinyalin kopyaları arasındaki zaman gecikmesiyle karakterize edilir ve değerleri, sinyal yolunun uzunluğuna göre 1 ms 'ten 10 ms 'e kadar gidebilir. Gönderilen sinyal üzerindeki frekans kayması veya yayınımlı gibi bozunmalar, iyonosferin iyonik konsantrasyonundaki geçici değişikliklerden kaynaklanmaktadır. Orta yüksekliklerde bu frekans kaymaları Hz 'ler mertebesinde ifade ediliyor olmasına rağmen bu durum, etkili bir bozulmaya neden olmaktadır.



Şekil 3-1 Gün içi örnek bir HF çevirimi



Şekil 3-2 Gece örnek bir HF çevirimi

Şekil 3-1'de gündüz ve Şekil 3-2'de gece bir HF çevrimin örnekleri görülebilir. Şekle göre, hem gündüz gün içinde, hem de gece A istasyonu B, C, D istasyonlarının her biriyle haberleşebilmektedir. A ve B istasyonları yeryüzü dalgası ile haberleşmektedir ve bu dalganın

iyonosferin yere yakınlığından, kalınlığından, günün saatinden bağımsız olduğu görülebilmektedir. Halbuki, istasyon A, C ve D istasyonları ile gökyüzü dalgası ile haberleşmektedirler, ve bu dalga günün saatinden, iyonosferin kalınlığından ve yere yakınlığından etkilenmektedir.

Bu gibi bozucu etkiler HF frekanslarında sayısal bilgi iletimine olanak sağlayan modemlerinde işini güçleştirmektedir. Bu amaçla atmosferik bozulmaların etkilerini azaltacak, gönderilen sayısal bilginin alıcı tarafında kolay olarak, yeniden en az hata oranıyla elde etmesini sağlayacak çeşitli filtreleme ve kodlama algoritmaları geliştirilmiştir.^[12]

3.2 STANAG 4285 Standardına Genel Bakış

Bu standardın amacı, sayısal radyo kanalları için, tek ton modülasyon-demodülasyon ile, 1200, 2400 veya 3600 bit oranlarında haberleşmeye olanak tanıyacak, teknik uyumluluk prensiplerini tanımlamaktır.

Standarda göre taşıyıcısı, 1800 Hz olan bir sinyalin fazı değiştirilerek haberleşme yapılmaktadır. Haberleşme için iki yol bulunmaktadır. Bunlar kodlu ve kodsuz haberleşmedir. Kodsuz haberleşme sırasıyla 1200, 2400 ve 3600 baud oranlarında, kodlu haberleşme ise 75, 150, 300, 600, 1200, 2400 baud hızlarında yapılmaktadır. Kodlu haberleşmede konvolüsyonel kodlama ve konvolüsyonel serpiştirme işlemleri bulunmaktadır. Ayrıca konvolüsyonel serpiştirme işleminin uzunluğuna göre kodlu haberleşme uzun ve kısa konvolüsyonel serpiştirme olarak ta değişmektedir. Bu durumda kodlu haberleşmede kullanılan her bir baud oranı için iki çeşit yöntem oluşmaktadır (75 baud-kısa-konvolüsyonel serpiştirmeli yada 75 baud-uzun-konvolüsyonel serpiştirmeli).

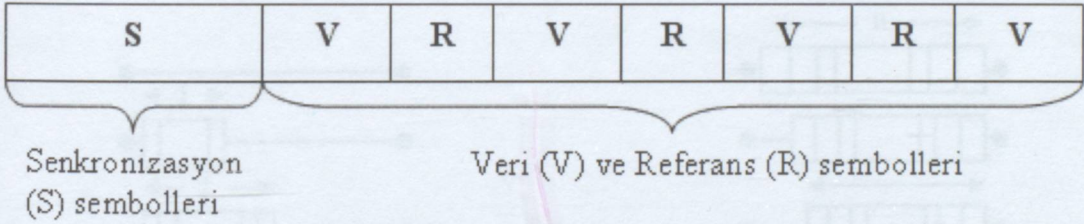
Kodsuz haberleşmede, mesaj bitleri, ilgili baud oranlarına göre karşılık gelen M'li modülasyon kodlama tekniği ile sembollere dönüştürülürler. Bunun için 1200 baud oranında kodsuz haberleşme için BPSK, 2400 baud oranı için QPSK ve 3600 baud oranı için ise 8PSK sembolleri kullanılır. Ayrıca alıcı tarafta verici tarafından gönderilen pencerelerin algılanabilmesi, başlangıçlarının bulunabilmesi, üzerlerindeki faz ve frekans hatalarının bulunup düzeltilmesi için, bir senkronizasyon dizisi bulunmaktadır. Bu dizi 80 sembollük BPSK modülasyonlu bir dizidir ve Şekil 3-3'teki polinom ile üretilmektedirler.

x^4	+	x^3	+	x^2	+	x^1	+	x^0
-------	---	-------	---	-------	---	-------	---	-------

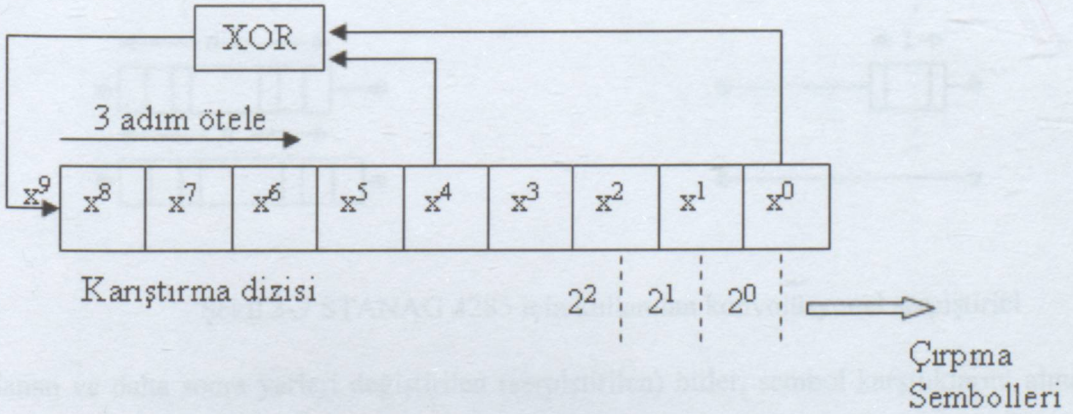
Şekil 3-3 STANAG 4285 senkronizasyon sembolleri üretici polinomu

Böylece veri sembolleri, üretilen senkronizasyon sembollerinin arkasına 32 sembollük bloklar halinde aralarına 16 sembollük referans sembolleri gelecek halde dizilir ve böylece Şekil 3-4'teki STANAG 4285 tarafından verilen çerçeve yapısını oluştururlar. Arkasından oluşturulan çerçeve, karıştırma (scrambling) işleminden geçer. Burada yalnızca, pencerenin son 176 sembollük kısmı karıştırma işlemine maruz kalır (senkronizasyon sembolleri karıştırma işleminden geçirilmez). Bu durum için standart tarafından uygun görülen üretici polinom " $x^9+x^4+x^0$ " ve karıştırıcı yapısı Şekil 3-5'da verildiği gibidir. Bu duruma göre ise baud oranından bağımsız olarak tüm semboller (senkronizasyon sembolleri hariç) 8PSK sembollerine dönüştürülmüş olunur.

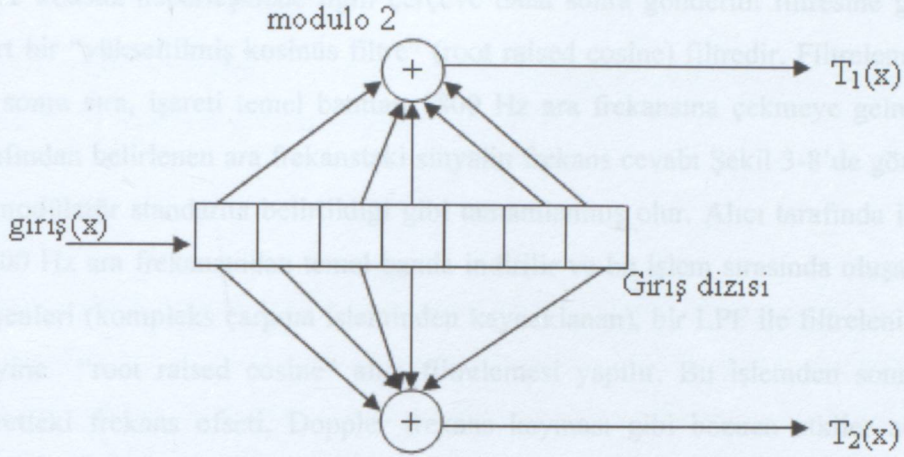
Eğer kodlu haberleşme yapılıyorsa, mesaj bitlerine karşılık gelen semboller yerleştirilmeden önce, konvolüsyonel kodlama ve hemen ardından da konvolüsyonel serpiştirme işlemi yapılır. Bu duruma göre ilgili bitler önce, kodlama oranı $\frac{1}{2}$ olan bir konvolüsyonel kodlayıcıdan geçerler. STANAG 4285 için kullanılan konvolüsyonel kodlayıcı ise Şekil 3-6'da gösterildiği gibidir.



Şekil 3-4 STANAG-4285' te kullanılan çerçeve yapısı

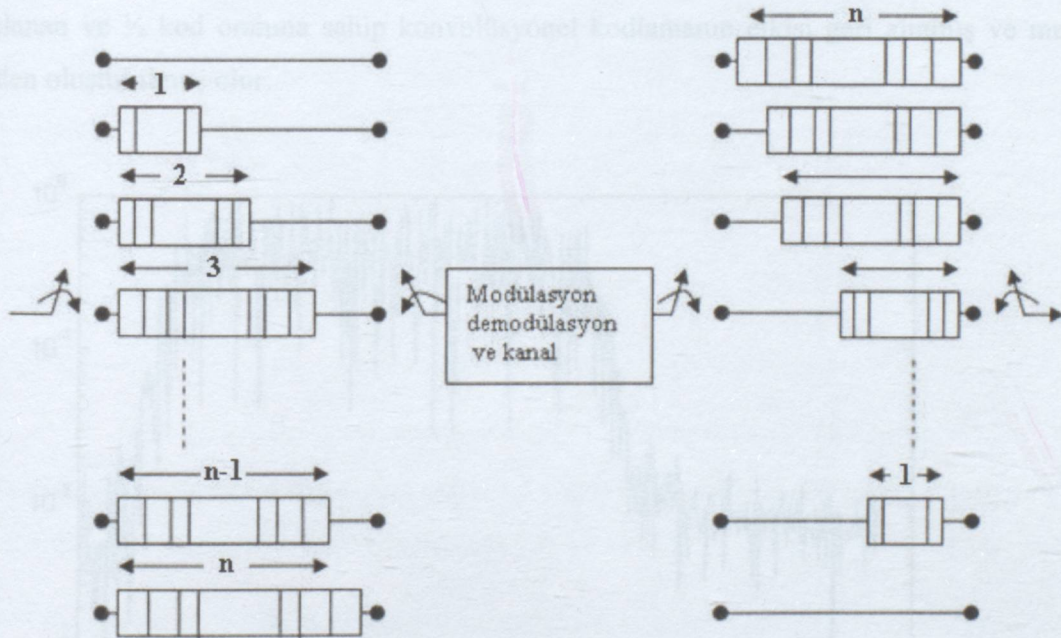


Şekil 3-5 STANAG-4285' te karıştırma dizisinin oluşturulması



Şekil 3-6 STANAG 4285 için Konvolüsyonel Kodlayıcı

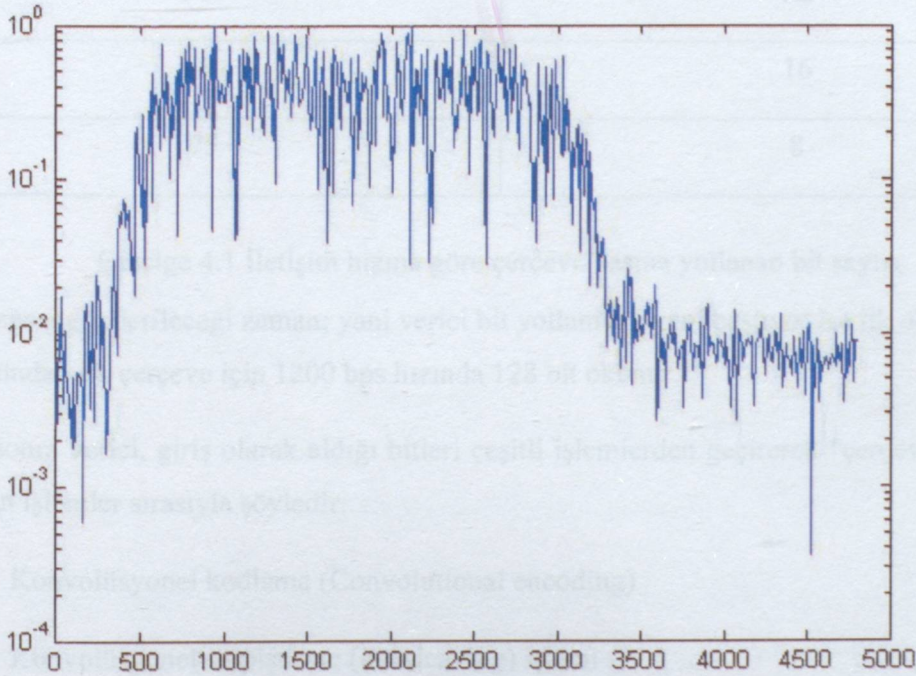
Konvolüsyonel kodlamanın ardından, kodlu bitler konvolüsyonel serpiştiriciye gelirler. STANAG 4285 için kullanılan konvolüsyonel serpiştiricinin yapısı, Şekil 3-7'de gösterilmiştir.



Şekil 3-7 STANAG 4285 için kullanılan konvolüsyonel serpiştirici

Kodlanan ve daha sonra yerleri değiştirilen (serpiştirilen) bitler, sembol karşılıklarını almak ve kodsuz haberleşmede olduğu gibi, bitlerin karşılığı olan sembollerin işlendiği karıştırma işlemi ve neticesinde ilgili sembollerden pencerenin oluşturulması işlemlerinden geçer. Hem

kodlu hem de kodsuz haberleşmede ilgili çerçeve daha sonra gönderim filtresine girer. Bu filtre standart bir “yükseltilmiş kosinüs filtre” (root raised cosine) filtredir. Filtreleme işlemi de bittikten sonra sıra, işareti temel banttan 1800 Hz ara frekansına çekmeye gelmektedir. Standart tarafından belirlenen ara frekanstaki sinyalin frekans cevabı Şekil 3-8’de görülebilir. Bu işlemle modülatör standartta belirtildiği gibi tamamlanmış olur. Alıcı tarafında ise işaret öncelikle 1800 Hz ara frekansından temel banda indirilir ve bu işlem sırasında oluşan hayali frekans bileşenleri (kompleks çarpma işleminden kaynaklanan), bir LPF ile filtrelenir hemen arkasından yine “root raised cosine” alıcı filtrelemesi yapılır. Bu işlemden sonra temel banttaki işaretteki frekans ofseti, Doppler frekans kayması gibi bozucu etkiler aranır ve düzeltilir. Bu sırada senkronizasyon sembolleri dizisi kullanılarak çerçeve başlangıcı aranır. Bozucu etkiler düzeltildikten ve çerçeve başlangıcı bulunduğundan sonra adaptif filtrelemeler (kanal denkleştiricisi) ile çerçeve içindeki semboller kesinleştirilir ve sembol kararları verilir. Arkasından kodsuz haberleşme için, ters karıştırma işlemi yapılarak, sembollerin karşılığı olan ilgili mesaj bitleri bulunmaya çalışılır. Kodlu haberleşmede ise ters karıştırma işlemine müteakip, Şekil 3-7’de yapısı gösterilen konvolüsyonel geri-serpiştirici ile bitler eski durumlarına yerleştirilir ve arkasından Viterbi kod çözme algoritması ile, verici tarafta uygulanan ve $\frac{1}{2}$ kod oranına sahip konvolüsyonel kodlamanın etkisi geri alınmış ve mesaj yeniden oluşturulmuş olur.



Şekil 3-8 1800 Hz çıkış sinyali frekans yanıtı

4. HF MODEM ALGORİTMALARI VE STANAG 4285 UYGULAMASI

Bu raporda, HF modem yazılımını detaylı bir şekilde anlatılmaya çalışılmıştır. Yazılım, verici ve alıcı olmak üzere iki ana kısımdan oluşmaktadır.

4.1 VERİCİ

Verici tarafından yapılan işlem, giriş dosyasındaki mesaj bitlerini okuyup çeşitli işlemlerden geçirerek pencereler halinde çıkış veri dosyasına yazmaktır. Modülasyon işlemi temel bantta 1800 Hz 'de bulunan bir taşıyıcının fazının kaydırılması ile sağlanmaktadır. Daha sonra bir HF telsiz ile temel banttaki bu sinyal RF 'e kaydırılarak istenilen frekansta iletilebilmektedir.

STANAG 4285 standardında iletişim hızına göre çerçeve başına yollanan bit sayıları Çizelge 4.1 İletişim hızına göre çerçeve başına yollanan bit sayısı' de görülebilir.

İletişim Hızı (bps)	Bit sayısı / çerçeve
2400	256
1200	128
600	64
300	32
150	16
75	8

Çizelge 4.1 İletişim hızına göre çerçeve başına yollanan bit sayısı

Yeni mesaj gönderileceği zaman; yani verici bit yollamaya yeni başlıyor ise ilk olarak giriş bit dosyasından ilk çerçeve için 1200 bps hızında 128 bit okunur.

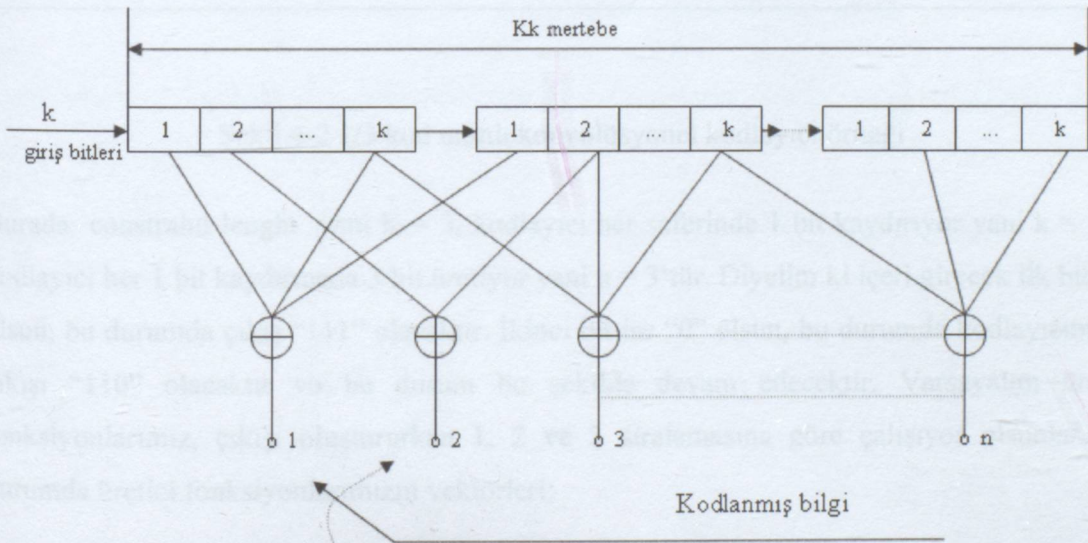
Daha sonra verici, giriş olarak aldığı bitleri çeşitli işlemlerden geçirerek “çerçeve” oluşturur. Yapılan işlemler sırasıyla şöyledir:

- Konvolüsyonel kodlama (Convolutional encoding)
- Konvolüsyonel serpiştirme (interleaving) işlemi
- Veri sembollerinin oluşturulması

- Veri ve referans sembollerinin pencerenin son 176'lık kısmına yerleştirilmesi
- Veri ve referans sembollerinin karıştırma (scrambling) işleminden geçirilmesi
- İlk 80'lik kısma senkronizasyon dizisinin konulmasıyla 256'lık pencerenin oluşturulması
- İletim filtreleme işlemi
- Pencerenin 1800 Hz ara frekansına çekilmesi
- Pencerenin dosyaya yazımı

4.1.1 Konvolüsyonel Kodlama

İletişim sırasında hata oranını azaltmak için kullanılan yöntemlerden biri konvolüsyonel kodlamadır. Konvolüsyonel kod, yollanacak olan bilgi dizisini, lineer, sonlu durumlu bir ötelemeli kaydediciden (shift-register), geçirilerek elde edilir. Genelde shift-register, K . mertebeden, k bit ve n lineer cebirsel fonksiyon üreticiden oluşmaktadır (Şekil 4-1).

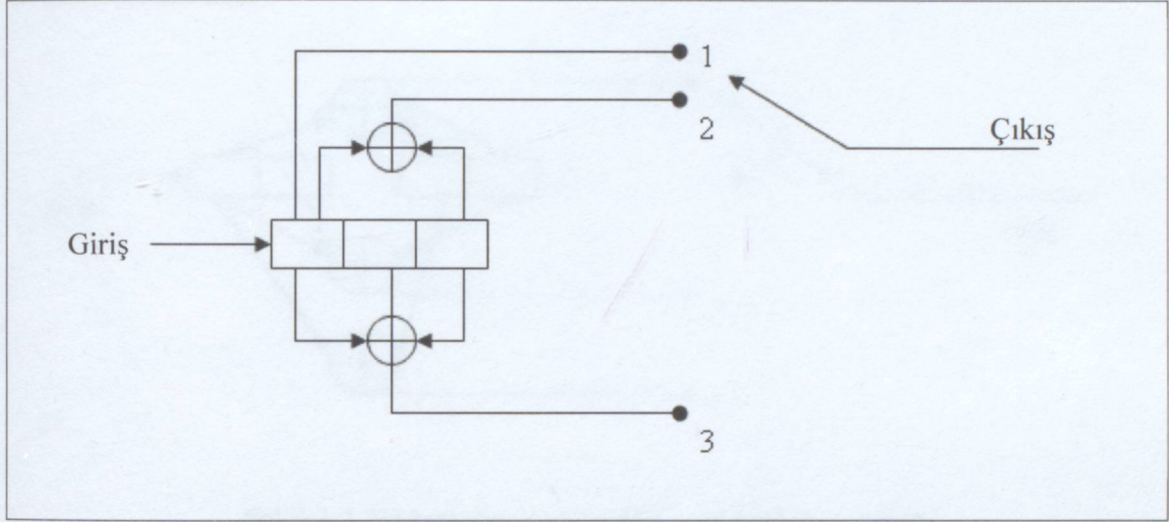


Şekil 4-1 Konvolüsyonel kodlayıcı

Binary olduğu kabul edilen giriş bit dizisi kodlayıcıya, ötelemeli kaydedici üzerinden her seferinde k bit kaydırılarak sokulur. Her k bit giriş için oluşan çıkış sayısı n bittir. Sonuç olarak kodlama oranı k/n olarak tanımlanır. K parametresi ise konvolüsyonel kodun, *kısıtlama uzunluğudur* (constraint length). Konvolüsyonel kod, üretici matrisi (polinomu) ile

tanımlanabilir. Alternatif bir yöntem olarak, üretici polinom, her vektörü için n tane mod-2 toplayıcısının olduğu, n adet vektör kümesi oluşturmak olarak tanımlanabilir. Vektörün i . pozisyonunda bulunan bir “1”, shift-register da o pozisyona karşılık gelen mertebenin mod-2 toplayıcısına yada direk çıkışa bağlı olduğunu, bir “0” ise ilgili mertebenin o polinom için kullanılmadığını göstermektedir.

Örnek olarak aşağıdaki şekildeki bir binary konvolüsyonel kodlayıcıyı düşünelim;



Şekil 4-2 1/3 kod oranlı konvolüsyonel kodlayıcı örneği

Burada constraint length yani $K = 3$, kodlayıcı her seferinde 1 bit kaydırıyor yani $k = 1$ ve kodlayıcı her 1 bit kaydırmada 3 bit üretiyor yani $n = 3$ 'tür. Diyelim ki içeri girecek ilk bit “1” olsun, bu durumda çıkış “111” olacaktır. İkinci bit ise “0” olsun, bu durumda kodlayıcımızın çıkışı “110” olacaktır ve bu durum bu şekilde devam edecektir. Varsayalım üretici fonksiyonlarımız, çıkışı oluştururken 1, 2 ve 3 sıralamasına göre çalışıyor olsunlar. Bu durumda üretici fonksiyonlarımızın vektörleri;

$$g_1 = [1 \ 0 \ 0] \quad (1. \text{ üretici için sadece 1. saklayıcı kullanılmakta})$$

$$g_2 = [1 \ 0 \ 1] \quad (2. \text{ üretici için sadece 1. ve 3. saklayıcı kullanılmakta})$$

$$g_3 = [1 \ 1 \ 1] \quad (3. \text{ üretici için her 3 saklayıcı kullanılmakta})$$

olmaktadır.

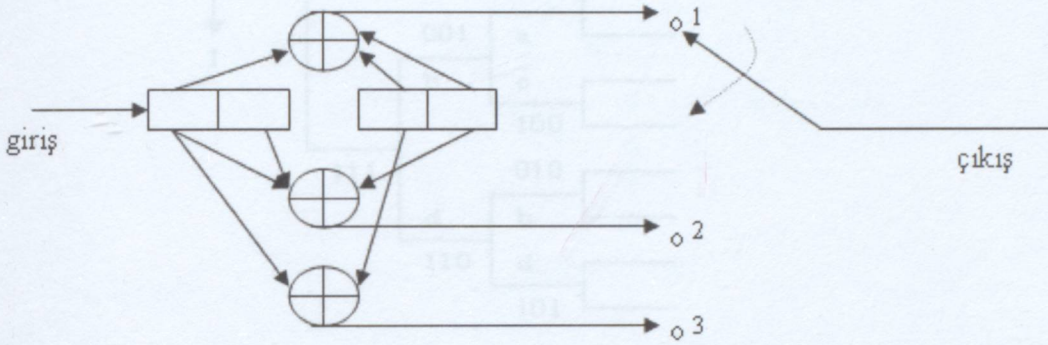
Örneğin, kodlama oranı 2/3 olan bir konvolüsyonel kodlayıcı aşağıdaki şekilde verildiği gibidir. Bu kodlayıcı her seferinde 2 biti kaydırarak alıp ve sonunda bundan 3 bit oluşturmaktadır. Bu durumda üretici fonksiyonları;

$$g_1=[1011]$$

$$g_2=[1101]$$

$$g_3=[1010]$$

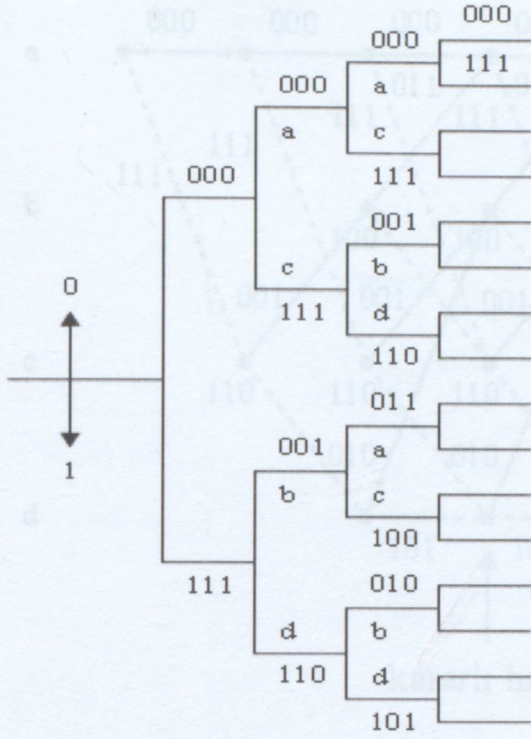
şeklinde olmaktadır.



Şekil 4-3 2/3 kod oranlı konvolüsyonel kodlayıcı örneği

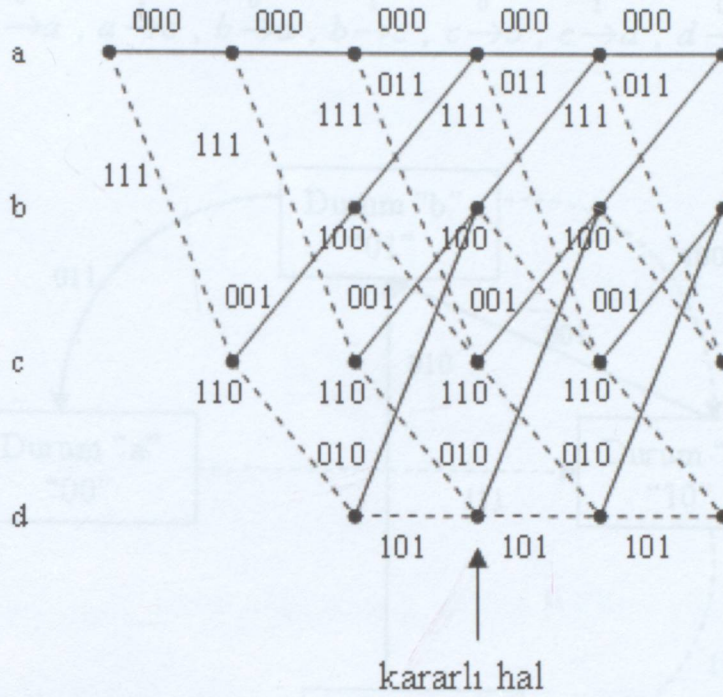
Konvolüsyonel kodlamayı tanımlamak için 3 farklı yöntem vardır: ağaç diyagramı, trellis diyagramı ve durum diyagramı.

Örneğin, Şekil 4-2' teki 1/3 kodlayıcının ağaç diyagramı Şekil 4-4'teki gibidir.



Şekil 4-4 1/3 kod oranlı konvolüsyonel kodlayıcının ağaç diyagramı

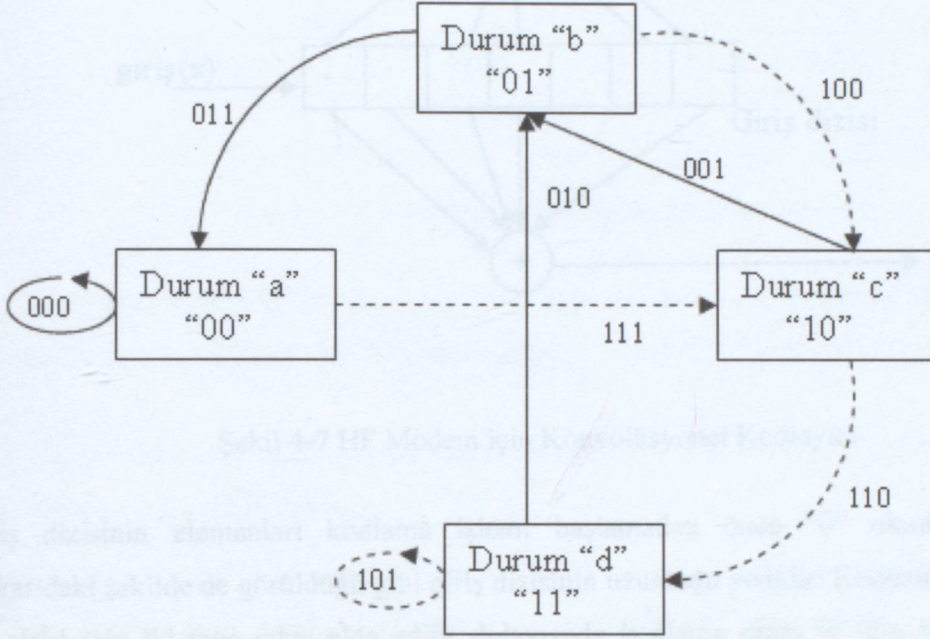
Kodlayıcının ilk durumda iinin tamamen sıfırlarla dolu olduğu kabulüyle, ağaç diyagramını incelemeye çalışalım. Eğer kodlayıcıya giren ilk bit “0” ise bu durumda çıkış “000”, eğer kodlayıcıya giren ilk bit “1” ise, çıkış “111” olacaktır. Bu durumdan sonra içeri giren ilk bit “1” ise, çıkış “110” olacaktır ve böyle devam edecektir. Ağaç diyagramından da görülebileceği gibi, her 3 defada bir diyagram kendini tekrar etmektedir ki bu sayı kodlayıcının kısıtlama uzunluğuna eşittir. Dikkat edilecek olursa, bir sonraki durum, shift-register’da bulunan en son iki bitin ve yeni giriş yapan bitin durumuna bağlı olarak değişmektedir. Bu durumda, yeni 3’l çıkış durumlarının shift-register’da bulunabilecek 4 olası duruma, a = “00”, b = “01”, c = “10”, d = “11” ve yeni giren bitin durumuna göre değişmekte olduğu görülebilir. 3.adımda (yani kısıtlama uzunluğuna gelindiğinde) iki tane a, iki tane b, iki tane c ve iki tane d durumu oluşmaktadır. Bu ikili aynı durumlar birleştirilirse, bir başka gösterim olan, trellis diyagramı oluşturulur ki buda aşağıdaki şekilde görülmektedir.



Şekil 4-5 1/3 kod oranlı konvolüsyonel kodlayıcının trellis diyagramı

Kesintisiz çizgiler, “0” giriş durumu için, kesikli çizgiler ise “1” giriş durumu için belirtilmiştir. Diyagrama bakılırsa ilk durumdan sonra trellis, shift-register’in 4 olası durumunu ifade eden a, b, c, d durumlarını göstermektedir. Her nokta (durum) için trellisin iki giriş iki çıkış durumu vardır. Çıkışlardan bir tanesi ilgili noktadan girişte “1” geldiği zaman gidilecek diğer noktayı, ikincisi ise “0” geldiği zaman gidilecek noktayı göstermektedir. Kodlayıcının çıkışı, kodlayıcının o anki durumuna ve giriş bitinin durumuna bağlı olduğuna göre buradan daha modüler bir diyagrama geçiş yapılabilir. Buna durum diyagramı denilir ve aşağıdaki şekilde gösterilebilir.

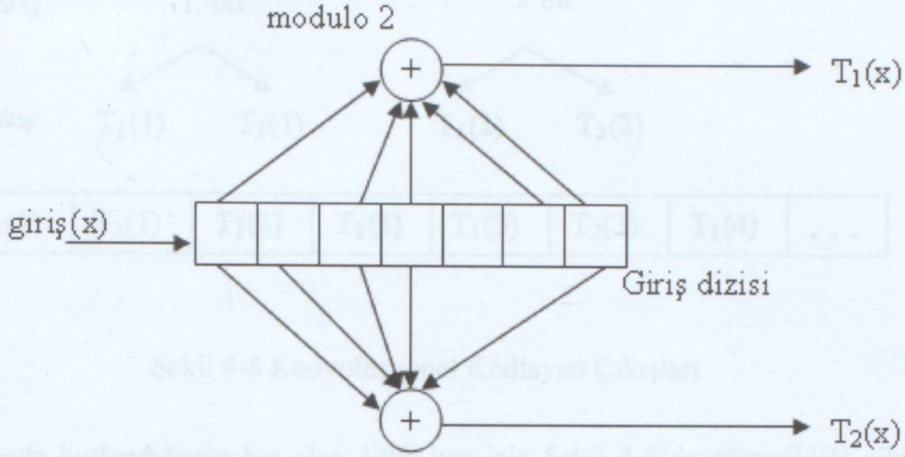
$$a \xrightarrow{0} a, a \xrightarrow{1} c, b \xrightarrow{0} a, b \xrightarrow{1} c, c \xrightarrow{0} b, c \xrightarrow{1} d, d \xrightarrow{0} b, d \xrightarrow{1} d$$



Şekil 4-6 1/3 kod oranlı konvolüsyonel kodlayıcının durum diyagramı

Durum diyagramı mümkün olabilen geçişleri göstermektedir. $\alpha \xrightarrow{1} \beta$ ise α dan β ya geçerken girişin "1" olduğunu göstermek için kullanılmıştır. Yine kesintisiz çizgiler, "0" giriş durumu için, kesikli çizgiler ise "1" giriş durumu için belirtilmiştir. (John G. Proakis, 2001).

Şekil 4-7'de ise STANAG 4285 için konvolüsyonel kodlayıcı yapısı şematik olarak gösterilmiştir.



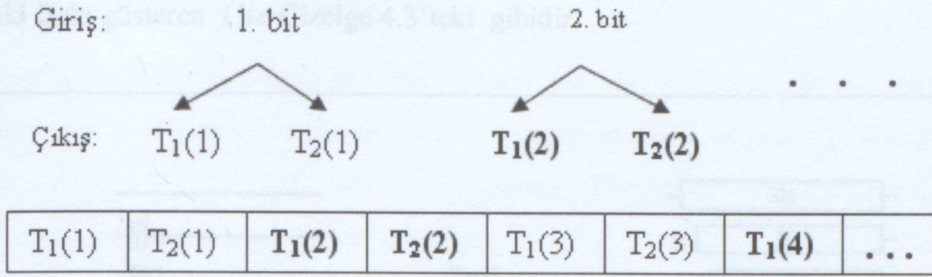
Şekil 4-7 HF Modem için Konvolüsyonel Kodlayıcı

Giriş dizisinin elemanları kodlama işlemi başlamadan önce “0” olarak ilklendirilir. Yukarıdaki şekilde de görüldüğü gibi giriş dizisinin uzunluğu yedidir. Kodlama işleminde her bit girişi için iki tane çıkış elde edilir dolayısıyla kodlama oranı $\frac{1}{2}$ ‘dir. Bu çıkışlar için kullanılan üretici polinomlar “ $x^6 + x^4 + x^3 + x + 1$ ” ve “ $x^6 + x^5 + x^4 + x^3 + 1$ ” dir.

Çizelge 4.2’de, STANAG 4285 için iletişim hızına göre kodlayıcıya giren bit sayısı ile kodlayıcının çıkışı olan bit sayısı verilmiştir.

İletişim Hızı	Giriş Bit Sayısı	Çıkış Bit Sayısı
2400	256	512
1200	128	256
600	64	128
300	32	64
150	16	32
75	8	16

Çizelge 4.2 İletişim hızına göre kodlayıcı giriş ve çıkış bit sayısı



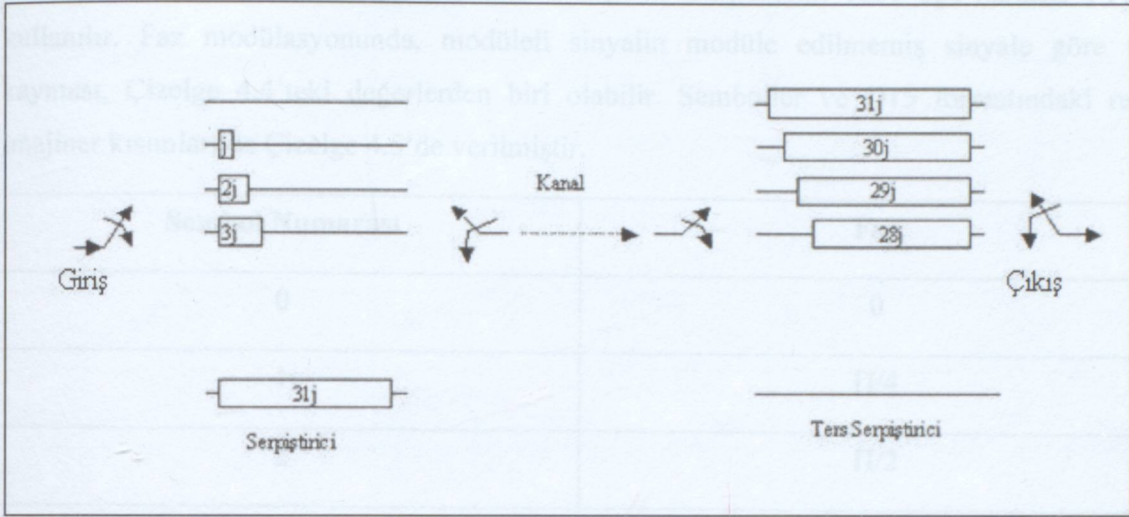
Şekil 4-8 Konvolüsyonel Kodlayıcı Çıkışları

Uygulamamızda kullandığımız hız olan 1200 bps için Şekil 4-8'da gösterildiği gibi her bit için oluşturulan T₁ ve T₂ çıktıları birer defa yazılır.

4.1.2 Konvolüsyonel Serpiştirme (Interleaving) ve Konvolüsyonel Geri-Serpiştirme (Deinterleaving) İşlemi

Hata oranını azaltmak için yapılan işlemlerden biri de konvolüsyonel serpiştirme işlemidir. Bu işlem sayesinde ardarada gelen bitlerden bir tanesinde yada bir kaçında gerçekleşen bozulma bütün çerçeveye dağıtılmış olur. Kodlanan bitler, daha sonra konvolüsyonel serpiştiriciye girer. Bu modemde kullanılan konvolüsyonel serpiştirme tekniği, normal konvolüsyonel konvolüsyonel serpiştiricinin biraz değiştirilmiş halidir. Normal konvolüsyonel serpiştiricinin çalışma prensibi Şekil 4-9'te gösterilmiştir. Normal bir konvolüsyonel serpiştiriciye bitler sol taraftaki komütatör aracılığıyla girer. Her yeni bit için komütatör bir sonraki satırı anahtarlar. Her satır bir önceki satırdan j bit daha fazla kapasiteye sahiptir. Çıkıştaki komütatör de giriştekine benzer bir biçimde her yeni bit için bir sonraki satırdan çıktıyı alır. Konvolüsyonel geri-serpiştiricinin mantığı da hemen hemen aynıdır. Tek fark konvolüsyonel geri-serpiştiricide her satır bir önceki satırdan j bit daha az kapasiteye sahiptir. Sonuçta konvolüsyonel serpiştiriciye giren bitler belli bir gecikmeden sonra aynı sırada konvolüsyonel geri-serpiştiricinin çıktısından alınır. Konvolüsyonel serpiştiricinin çıktısı kanaldan geçtiği için, kanalda toplu bit kaybı söz konusu olduğu durumlarda, bu toplu bit kaybı geniş bir alana yayılmış olunur ve Viterbi kod çözücüsü bu bitleri geri getirebilir. Bu uygulamadaki konvolüsyonel serpiştirici sisteminin birinci farkı konvolüsyonel serpiştirici girişindeki ve konvolüsyonel geri-serpiştirici çıkışındaki komütatörlerin sırasal çalışmasıdır. Bu komütatörler sırasal çalışmak yerine, 0'dan 31'e kadar olan sayıların 9'la çarpılıp 32'yle modüle edilmesiyle elde edilen diziye göre anahtarlama yaparlar. Bu uygulamadaki konvolüsyonel serpiştiricinin satır sayısı her durumda 32'dir. Ardışık iki satır

arasındaki farkı gösteren j ise Çizelge 4.3'teki gibidir.



Şekil 4-9 Konvolüsyonel seriştirici ve konvolüsyonel geri-seriştiricinin çalışma prensibi

Veri Hızları (bps)	Toplam seriştirme gecikmesi (sn)	
	10.24 (Uzun seriştirici)	0.853 (Kısa seriştirici)
2400	48	4
1200	24	2
600-75	12	1

Çizelge 4.3 İki satır arasındaki bit farkı

Konvolüsyonel seriştiriciye giren bir bit, arada kanal gecikmesi olmadığı durumlarda bile belli bir gecikmeden sonra konvolüsyonel geri-seriştiricinin çıkışından alınabilecektir. Bu gecikme eşitlik ile bulunabilir

$$D = I(I-1) * j \quad (4.1)$$

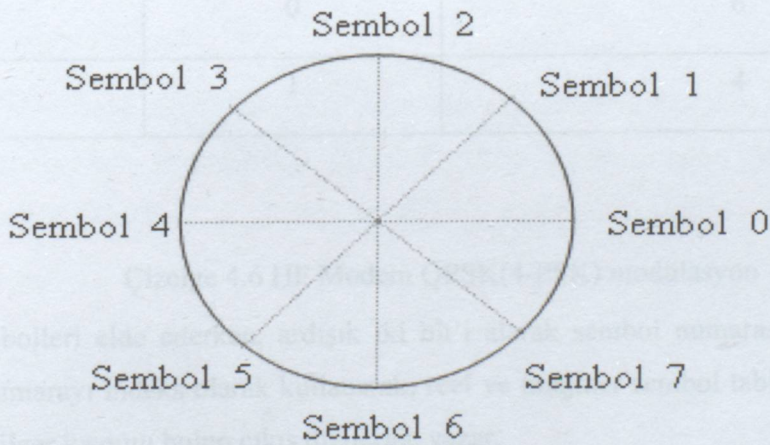
Burada D bit cinsinden gecikmeyi I ise satır sayısını göstermektedir. Konvolüsyonel seriştirici sistemine son giren bitin konvolüsyonel geri-seriştiricinin çıkışından çıkabilmesi için D kadar beklemek gereklidir. Bu bekleme süresince vericiden temizlik sıfırları (flush zeroes) yollar. Bu sıfırlardan 93 çerçeve boyunca yollanırsa konvolüsyonel seriştirici sisteminin içinde bekleyen veri kalmadığı garanti edilmiş olunur.

4.1.3 Veri Sembollerinin Oluşturulması

Veri sembolleri, faz modülasyonu (PSK) tekniği ile oluşturulur. 1200 bps hızında 4-PSK kullanılır. Faz modülasyonunda, modüleli sinyalin modüle edilmemiş sinyale göre faz kayması, Çizelge 4.4'teki değerlerden biri olabilir. Semboller ve Q15 formatındaki reel, imajiner kısımları da Çizelge 4.5'de verilmiştir.

Sembol Numarası	Faz
0	0
1	$\Pi/4$
2	$\Pi/2$
3	$3\Pi/4$
4	Π
5	$5\Pi/4$
6	$3\Pi/2$
7	$7\Pi/4$

Çizelge 4.4 Sembol numarasına göre faz kayması



Şekil 4-10 Faz Diyagramı

Sembol Numarası	Reel Bileşen	İmajiner Bileşen
0	32767	0
1	23170	23170
2	0	32767
3	-23170	23170
4	-32767	0
5	-23170	-23170
6	0	-32767
7	23170	-23170

Çizelge 4.5 Q15 formatındaki sembol değerleri

4-PSK yönteminde Çizelge 4.6'eki kurala göre her iki bitlik gruba bir sembol atanır.

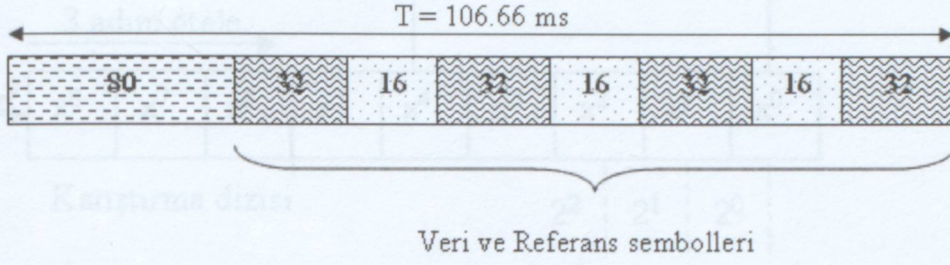
En Eski Bit	En Yeni Bit	Sembol Numarası
0	0	0
0	1	2
1	0	6
1	1	4

Çizelge 4.6 HF Modem QPSK(4-PSK) modülasyon

Verici sembolleri elde ederken, ardışık iki bit'i alarak sembol numarasını oluşturur. Daha sonra bu numarayı indeks olarak kullanarak, reel ve imajiner sembol tablolarından sembolün reel ve imajiner kısmını bulup çıkış dizilerine yazar.

4.1.4 Veri Ve Referans Sembollerinin Yerleştirilmesi

STANAG-4285' te kullanılan çerçeve yapısı Şekil 4-11'da gösterildiği gibidir.



Referans sembolleri



Veri sembolleri



Senkronizasyon sembolleri

Şekil 4-11 HF modemde kullanılan çerçeve yapısı

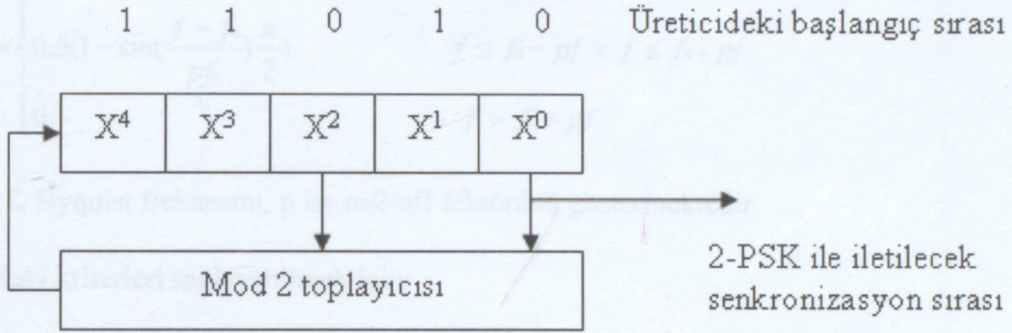
Referans sembolleri ve veri sembolleri pencerenin son 176'lık kısmına yerleştirilir. Toplam 128 tane veri sembolü, 48 tane de referans sembolü vardır. Referans sembolü olarak devamlı sembol-0 (Şekil 4-10) yollanır.

4.1.5 Karıştırma İşlemi

Karıştırma işlemi 256 sembollük pencerenin son 176 sembolü üzerinde uygulanır. İlk 80'lik kısım senkronizasyon sembolleridir (Şekil 4-11) ve bunlar çırpma işleminden geçirilmez. Karıştırma dizisi Şekil 4-12'de gösterildiği gibi oluşturulur.

4.1.6 Senkronizasyon Dizisinin Oluşturulması ve Yerleştirilmesi

Senkronizasyon dizisi, 2 PSK ile gönderilen 2400 baud hızında 80 sembolden oluşan bir dizidir. Dizinin periyodu 31 olup sözde rasgele (pseudo-random) bir dizidir ve Şekil 4-13'deki şema kullanılarak üretilmektedir. İlk senkronizasyon sembolü tampondaki ilk dizinin düşük değerlikli bitine eşittir. Daha sonra 79 defa saat darbesi uygulanarak geri kalan 79 sembol üretilmektedir.



Şekil 4-13 HF Modemde kullanılan senkronizasyon sembollerinin oluşturulması

Modem senkronizasyon dizisini kullanarak, sinyalin varlığını, Doppler kaymalarını, sembol senkronizasyonunu ve denkleştirici (equalizer) eğitimini sağlamaktadır. 80 sembollük senkronizasyon dizisini veri ve referans sembollerinin başına yerleştirerek çerçeve yapısını tamamlar. Senkronizasyon sembolleri iki farklı değer (sembol-0 veya sembol-4 (Şekil 4-10)) alabilir. Sembol-0 ve sembol-4'ün imajiner kısımları sıfırdır. Senkronizasyon sembollerinin yerleştirilmesinden sonra oluşan yapı Şekil 4-11'de gösterilmiştir.

4.1.7 Verici ve alıcı Filtreleme İşlemi

Roll-off faktörü 0.2 olan bir root raised cosine filtre ile verici ve alıcı filtrelemeleri gerçekleştirilmektedir. Bu filtre, 1800 Hz alt-taşıyıcı ile IF frekansına geçirildiği zaman 300-3000 Hz aralığında bant geçiren hale dönüşmektedir. STANAG 4285'e göre sinyal 4 kere daha hızlı örneklenmektedir. Filtrenin örnekleme frekansı 9600 Hz'tir (4×2400). Bu yüzden filtreleme işleminden önce 256 tane sembolün arasına üçer tane sıfır yerleştirilir. Modülator ve demodülör tarafından kullanılan biçimlendirici filtrelerin aşağıdaki kriterleri sağlamaları gerekir:

- 300-3300 Hz bant aralığını geçiren alıcı/vericilerle uyumluluk

- Alıcı filtresinin sinyal gürültü oranını maksimize edilebilmesi için verici filtresiyle uyumlu olması
- Alım ve iletim filtreleri birbirlerine seri olarak bağlandığında oluşan filtrenin demodülasyon daki ISI'yı minimize etmesi gerekir. Bu kriter, dürtü yanıtı (impulse response) her 1/2400 saniyelik periyotta sıfırlanan bir "raised-cosine" filtre tarafından sağlanır. Bu tip bir filtrenin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

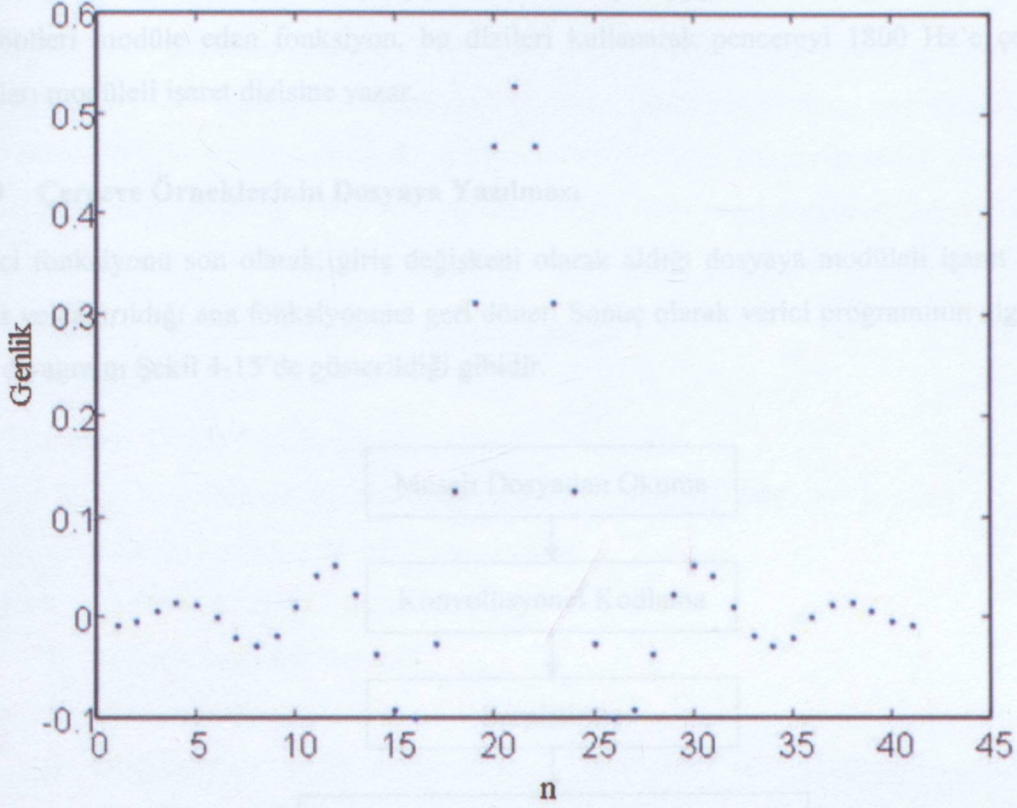
$$H(f) = \begin{cases} 1 & f \leq f_n - pf \\ 0.5(1 - \sin(\frac{f - f_n}{pf_n} \frac{\pi}{2})) & f_n - pf < f < f_n + pf \\ 0 & f > f_n + pf \end{cases} \quad (4.2)$$

Burada f_n Nyquist frekansını, p ise roll-off faktörünü göstermektedir.

Yukarıdaki kriterleri sağlayabilmek için:

- Verici filtresi (f) = Alıcı filtresi (f) = $\sqrt{H(f)}$
- roll-off faktörü = 0.2

Sonuç itibariyle alım ve iletim filtreleri olarak örnekleme frekansı 9600 olan "root-raised cosine" FIR (finite impulse response, sonlu dürtü yanıtı) filtre kullanılır. Programda kullanılan 41 katsayılı filtre Şekil 4-14'de gösterildiği gibidir.



Şekil 4-14 HF Modemde kullanılan“Root-raised cosine” FIR filtre katsayıları

4.1.8 Sinyalin 1800 Hz Ara Frekansına Çekilmesi

Temel banttaki pencerenin 1800 Hz'e çekilmesi aşağıdaki gibidir:

temel banttaki reel örnekler $x[n]$, imajiner örnekler ise $y[n]$ ve modüleli sinyal $r[n]$ olsun;

$$r[n] = \text{Re} \left\{ (x[n] + jy[n]) e^{i2\pi f_n / R} \right\}$$

$$r[n] = x[n] \cos(2\pi f_n / R) - y[n] \sin(2\pi f_n / R)$$

f_c (taşıyıcı frekansı) = 1800 Hz

$$R \text{ (örnekleme oranı(sample rate))} = \frac{4}{T} = 9600 \text{ sec}^{-1}$$

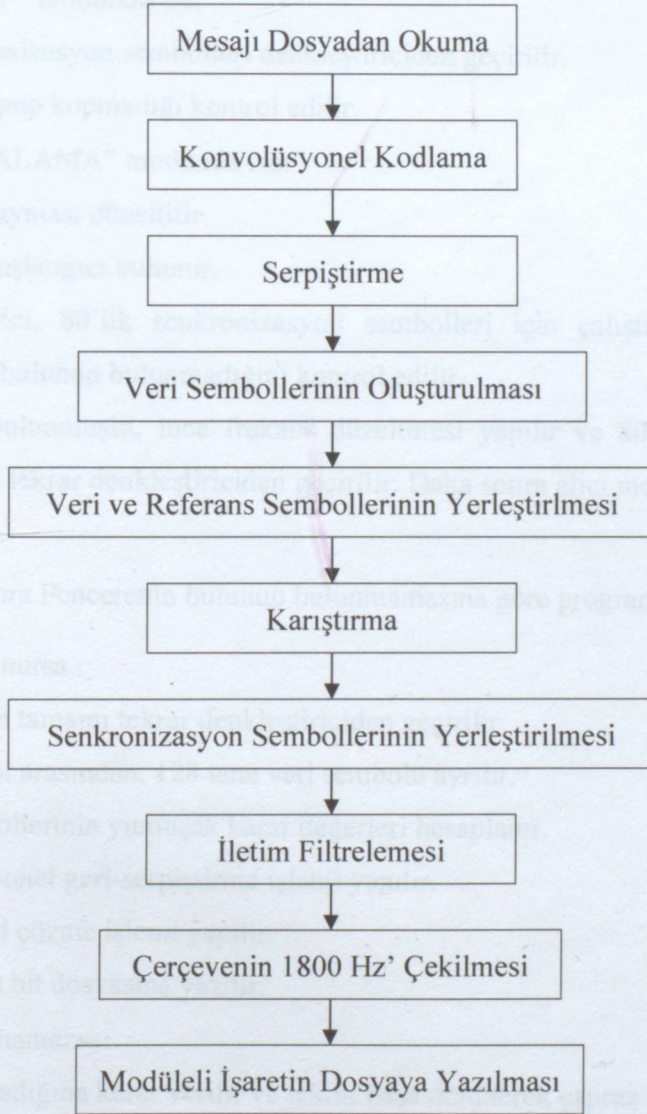
n (zaman indeksi) = 0, 1, 2 ...

Kosinüs ve sinüs dizilerine göre 16 ile periyodiktir. Bu yüzden devamlı hesaplama yapmak gereksizdir. Kosinüs ve sinüs değerleri, sabit dizilerin içinde sırasıyla taşıyıcıyla aynı fazlı

bileşen (in phase carrier) ve taşıyıcıya dik fazlı bileşen (q phase carrier) olarak mevcuttur. Sembolleri modüle eden fonksiyon, bu dizileri kullanarak pencereyi 1800 Hz'e çeker ve çıktıları modüleli işaret dizisine yazar.

4.1.9 Çerçeve Örneklerinin Dosyaya Yazılması

Verici fonksiyonu son olarak, giriş değişkeni olarak aldığı dosyaya modüleli işaret dizisini yazar ve çağırıldığı ana fonksiyonuna geri döner. Sonuç olarak verici programının algoritmik akış diyagramı Şekil 4-15'de gösterildiği gibidir.



Şekil 4-15 Verici programının akış diyagramı

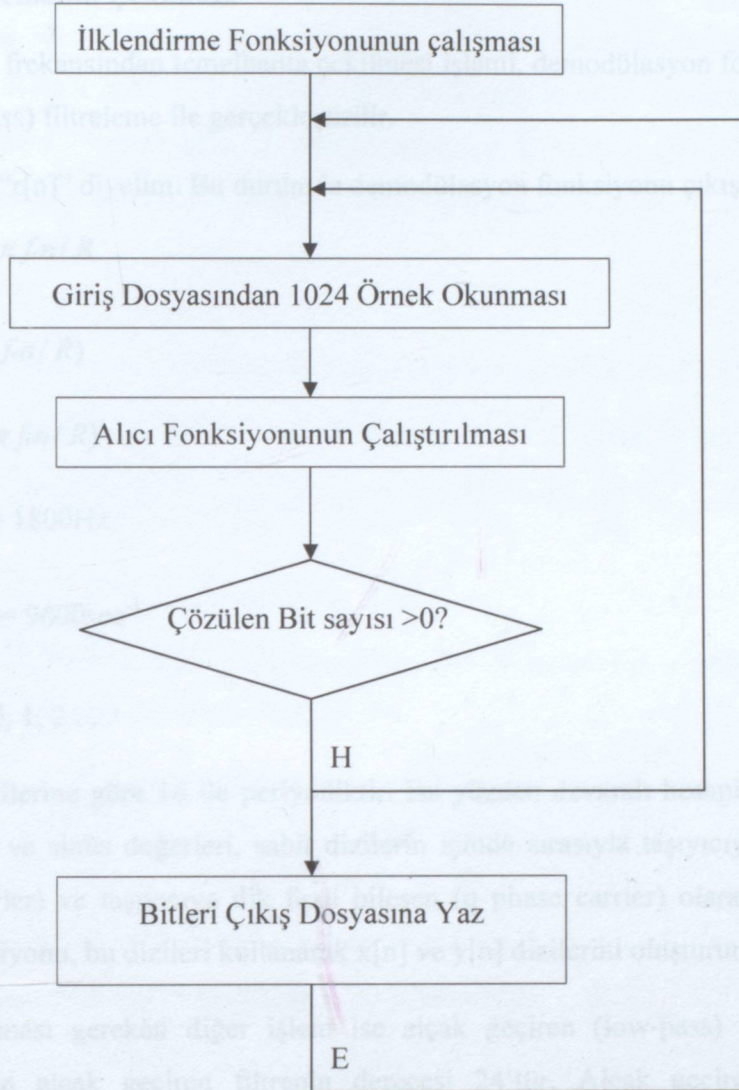
4.2 ALICI

Alıcı programı tarafından yapılan işlem, giriş dosyasındaki verileri okuyup iletilen bitleri çözmek ve bu bitleri çıkış bit dosyasına yazmaktır. Alıcı programının ana fonksiyonu, bir dosyadan 1024'lük verileri okumak ve alıcı fonksiyonlarını çağırarak bitleri çözdürmektir. Daha sonra, çözülen bitleri çıkış bit dosyasına yazar. Alıcı programının akış diyagramı Şekil 4-16'de görülebilir. Bu amaçla alıcı fonksiyonunda yapılan işler şöyledir:

- Pencerenin 1800 ara frekanstan temelbanta çekilir
- Alım filtrelemesi yapılır
- Eğer alıcı "TAKİP" modunda ise:
 - 80'lik senkronizasyon sembolleri denkleştiriciden geçirilir.
 - İletişimin kopup kopmadığı kontrol edilir.
- Eğer alıcı "YAKALAMA" modunda ise:
 - Frekans kayması düzeltilir.
 - Çerçeve başlangıcı bulunur.
 - Denkleştirici, 80'lik senkronizasyon sembolleri için çalıştırılır ve pencerenin gerçekten bulunup bulunmadığını kontrol edilir.
 - Çerçeve bulunmuşsa, ince frekans düzeltmesi yapılır ve 80'lik senkronizasyon sembolleri tekrar denkleştiriciden geçirilir. Daha sonra alıcı modu "TAKİP" olarak değiştirilir.

Alıcı modlarından sonra Pencerenin bulunup bulunmamasına göre program 3 kola ayrılır :

- Eğer çerçeve bulunursa :
 - Çerçevenin tamamı tekrar denkleştiriciden geçirilir.
 - 256 sembol arasından, 128 tane veri sembolü ayrılır.
 - Veri sembollerinin yumuşak karar değerleri hesaplanır.
 - Konvolüsyonel geri-serpiştirme işlemi yapılır.
 - Viterbi kod çözme işlemi yapılır.
 - Bitler çıkış bit dosyasına yazılır.
- Eğer çerçeve bulunamazsa:
 - Sinyal olmadığına karar verilir ve tekrar başa dönülerek çapraz ilişki fonksiyonu ile çerçeve araması devam ettirilir.



Şekil 4-16 Alıcı programının akış diyagramı

4.2.1 Sinyalin Temelbanta Çekilmesi

Sinyalin 1800 Hz ara frekansından temelbanta çekilmesi işlemi, demodülasyon fonksiyonu ve alçak geçiren (low-pass) filtreleme ile gerçekleştirilir.

1800 Hz'teki sinyale “ $r[n]$ ” diyelim. Bu durumda demodülasyon fonksiyonu çıkışı şöyle olur:

$$x[n] + jy[n] = r[n]e^{i2\pi f_c n / R}$$

$$\Rightarrow x[n] = r[n]\cos(2\pi f_c n / R)$$

$$\Rightarrow y[n] = -r[n]\sin(2\pi f_c n / R)$$

$$f_c (\text{taşıyıcı frekansı}) = 1800\text{Hz}$$

$$R (\text{sample rate}) = \frac{4}{T} = 9600\text{sec}^{-1}$$

$$n (\text{zaman indeksi}) = 0, 1, 2 \dots$$

Kosinüs ve sinüs dizilerine göre 16 ile periyodiktir. Bu yüzden devamlı hesaplama yapmak gereksizdir. Kosinüs ve sinüs değerleri, sabit dizilerin içinde sırasıyla taşıyıcıyla aynı fazlı bileşen (inphase carrier) ve taşıyıcıya dik fazlı bileşen (q phase carrier) olarak mevcuttur. Demodülasyon fonksiyonu, bu dizileri kullanarak $x[n]$ ve $y[n]$ dizilerini oluşturur.

Bundan sonra yapılması gereken diğer işlem ise alçak geçiren (low-pass) filtrelemedir. Programda kullanılan alçak geçiren filtrenin derecesi 24'tür. Alçak geçiren filtreleme işlemiyle sinyalin temelbanta çekilmesi tamamlanmış olur.

4.2.2 Alım Filtrelemesi

Alım filtresi hakkındaki ayrıntılı bilgi 4.1.7'de “Verici ve alıcı Filtreleme İşlemi” başlığı altında anlatılmıştır.

4.2.3 Frekans Düzeltmesi

Frekans düzeltmenin amacı, verici modem modülasyon frekansı ve alıcı modem demodülasyon frekansı arasındaki muhtemel farklılıkları ortadan kaldırmak, ve kanaldan kaynaklanabilecek Doppler frekans kaymasının olumsuz etkilerini bir ölçüye kadar azaltmaktır.

Yapılan işlem sonucunda 110 Hz'e kadar olan frekans kaymaları, 2.34375 Hz duyarlılığında

düzeltilir. Daha sonra, sinyal denkleştiricinin takibine bırakılır. Frekans kayması hesaplanması işlemi, karesi alınan giriş sinyalinin frekans bandının belirli bir bölümü incelenerek yapılır. Bunun için 1024 örneklilik sinyalin karesinin 2048 noktalık hızlı Fourier dönüşümü (FFT) alınır. Temel bant sinyalimiz $x[n]$ ve $x^2[n]$ 'in ayrık zamanlı Fourier dönüşümü (Discrete-Time Fourier Transform, DTFT) $S(f)$ olsun;

$$x^2[n] \xleftrightarrow{DTFT} S(f)$$

Bu durumda, $S(f)$ 'in maksimum elemanı $S(0)$ 'dır. Giriş sinyalinde f_0 büyüklüğünde frekans kayması varsa giriş sinyali $x[n]e^{-i\phi n}$ olur ($\Phi = 2\pi f_0$). Yeni sinyalin karesinin Fourier dönüşümü aşağıdaki gibidir:

$$x^2[n]e^{-i2\phi n} \xleftrightarrow{DTFT} S(f - 2f_0)$$

Yukarıdaki bilgileri kullanarak, FFT hesaplaması ile elde edilen maksimum değerin indeksi ($k_{\max}$) ile f_0 frekans kayması bulunabilir:

$$2f_0 = (k_{\max} / 2048) / T_s, \quad T_s = 1/9600 \text{ sn}$$

$$f_0 = k_{\max} * 2.34375$$

Dolayısıyla işaretin karesinin FFT sonucunda bir tepe noktası elde edilebilir. Bu noktanın yeri ise ilgili frekans kaymasını 2.34375 Hz duyarlılıkla vermektedir.

4.2.4 Alıcı Modları

Alıcı modları, "TAKİP" ve "YAKALAMA" olmak üzere iki tanedir. Çerçeve başlangıcının bulunması işlemi "YAKALAMA" modunda yapılır. Çerçeve başlangıcı bulunduktan sonra alıcı modu "TAKİP" yapılır ve bundan sonra iletişim devam ettiği sürece değiştirilmez.

4.2.4.1 "YAKALAMA" Modu

Alıcı fonksiyonu ilk defa çağırıldığında, alıcı "YAKALAMA" modunda olur. Çerçeve başlangıcı bulunana kadar alıcı bu mod da kalır. "YAKALAMA" modunda yapılan ilk işlem, 75 Hz'e kadar olan frekans kaymaları düzeltilmesidir. Daha sonra, çerçeve başlangıcı aranır. (Çerçeve başlangıcının bulunması ilerleyen bölümlerde daha detaylı da anlatılacağı üzere çapraz ilişki fonksiyonu ile yapılmaktadır). Eğer çerçeve başlangıcı bulunursa, frekans takibi yapılır, pencerenin senkronizasyon sembolleri kısmı tekrar denkleştiriciden geçirilir ve alıcı modu "TAKİP" yapılır. Çerçeve başlangıcının bulunamaması durumunda ise alıcı modu

“YAKALAMA” modunda kalır.

4.2.4.2 “TAKİP” Modu

“YAKALAMA” modunda çerçeve başlangıcı bulunduğundan sonra “TAKİP” moduna geçilir. “TAKİP” modunda tekrar çerçeve başlangıcı aranmaz. Bu mod da yapılan ilk işlem, kanal denkleştirici fonksiyonu ile, pencerenin senkronizasyon sembolleri kısmı denkleştiriciden geçirilir. Denkleştirici, giriş penceresinden 80’lik senkronizasyon sembollerini hatasız olarak elde etmeye ve bu sırada da filtre katsayılarını yakınsatmaya çalışır. Eğer senkronizasyon sembolleri hatasız olarak elde edilemezse, denkleştiricinin filtre katsayıları sıfırlanır ve kanal denkleştirici fonksiyonu tekrar çağırılır. Eğer yine başarılı olunmazsa, bunun kötü bir çerçeve olduğuna karar verilir.

“TAKİP” modunda yapılan son işlem, iletişimin devam edip etmediğinin kontrol edilmesidir. Kötü olduğuna karar verilen çerçeve sayısı, konvolüsyonel serpiştirici çerçeve gecikme sayısını (gönderilen temizlik sıfırı pencerelerinin sayısını) geçmiş ise iletişim kopmuş demektir.

Alıcı modlarından sonra Pencerenin tespit edilip edilmemesine göre program 3 kola ayrılır.

4.2.5 Pencerenin Tespiti

Belirtildiği gibi her pencerenin başında 80 sembollük bir senkronizasyon dizisi vardır. Bu dizi çerçeve başlangıcını tespit etmek için kullanılmaktadır. Bu dizinin nasıl üretildiği Şekil 4-13’de anlatılmıştır. Senkronizasyon dizisi, 31 sembollük sözde rasgele bir dizinin iki tam periyodunun ve üçüncü periyodun ilk 18 sembolünün birleşmesiyle elde edilir.

Çerçeve tespit etmek amacıyla yapılan ilk işlem, alınan sinyalle bu 31 sembollük sözde rasgele dizinin çapraz ilinti fonksiyonunun sürekli bir biçimde hesaplanmasıdır. $g(i)$ girdi örneği, $x_{pnref}(i)$ de sözde rasgele senkronizasyon dizisinin örneği olsun. Bu durumda, ilinti fonksiyonunun gücü dizisi, $v(i)$ eşitlik 3.3 ile hesaplanır.

$$v(i) = g(i) \circ x_{pnref}(i) \quad (4.3)$$

burada “ $\circ$ ” sürekli ilişki (continuous-correlation) manasına gelmektedir.

Bu durumda, ilişki fonksiyonunun gücü dizisi, $v[i]$ ise;

$$v[i] = \sum_{k=0}^{31} g(i+k) * x_{pnref}(k) \quad (4.4)$$

$v[i]$ 'nin kayan bir çerçeve içinde kalan kısmının enerjisi eşitlik 4.5 ile bulunur.

$$E(i) = \sum_{k=0}^{NH} |v(i-k)|^2 \quad (4.5)$$

Bu formüldeki NH kanalın beklenen en uzun dürtü yanıtının uzunluğudur. Eğer $g[i \dots i+30]$ dizisi, 31 sembollük sözde rasgele dizinin kanaldan geçmiş haliyse $E[i]$ 'nin bir maksimum yapması beklenir.

Bu durumda aşağıdaki eşitlikleri tanımlayabiliriz:

$$\begin{aligned} E_{tepe1}[i] &= E[i] \\ E_{tepe2}[i] &= E[i+31] \\ E_{orta}[i] &= E\left[\frac{i+31}{2}\right] \end{aligned} \quad (4.6)$$

Eğer i numaralı örnekten itibaren bir çerçeve varsa $E_{tepe1}[i]$ ve $E_{tepe2}[i]$ 'nin yüksek, $E_{orta}[i]$ 'nin ise düşük bir değere sahip olması beklenir. Bu değerleri belli bir eşik değeri ile karşılaştırmaktansa, $E_{tepe1}[i]/E_{orta}[i]$ ve $E_{tepe2}[i]/E_{orta}[i]$ oranlarını belli bir eşik değeri ile karşılaştırmak daha uygun olacaktır. Bu oranların ikisi birden bir eşik değerinden daha büyük ise bu olması gereken aralıklarla yüksek-düşük-yüksek şeklindeki bir kalıbın göstergesi olacaktır. Bu da büyük bir olasılıkla bir çerçeve olduğunu gösterir.

4.2.6 Karar Geri Beslemeli Denkleştirici (Decision Feedback Equalizer)

Denkleştiricinin amacı, bilinen sembollerden faydalanarak (senkronizasyon ve referans sembolleri) kanalın dürtü yanıtını adaptif olarak elde etmeye çalışmaktır. Herbir çerçeve için elde edilen kanal katsayıları ile gelen sinyal filtrelenerek, veri sembolleri belirlenir. Çerçeve içindeki referans sembolleri ile filtre katsayıları güncellenerek, kanalın adaptif olarak modellenmesi sağlanır. Buna göre de denkleştirici eğitim ve filtreleme olarak iki mod da çalışmaktadır. Programda kullanılan denkleştirici “parçalı aralıklı (fractional spaced)” karar geri beslemeli denkleştiricidir (Şekil 4-18). Denkleştirici, ileri beslemeli (feedforward) ve geri beslemeli (feedback) olmak üzere iki tane filtreden oluşur. İleri beslemeli kısım “T/2 aralıklı” çalışırken, geri beslemeli kısım “T aralıklı” çalışır ($T = 1 / (\text{baud oranı}) = 1 / 2400$). İleri beslemeli kısım “T/2 aralıklı” çalıştığı için ileri yönde iki parçalı bir filtreleme mevcuttur. İleri beslemeli kısmı 16, geri beslemeli kısmı ise 8 katsayı ile temsil edilmektedir. Denkleştirme işleminde her sembol için denkleştirici fonksiyonları birer defa çağırılır. Fonksiyonun giriş değişkeni olan eğitim dizisi senkronizasyon sembolleri ile referans sembollerinin reel kısımlarını bulundurur (imajiner kısımları zaten sıfırdır). Daha önce belirtildiği gibi pencerenin ilk 80’lik kısmı senkronizasyon sembolleridir ve bu dizi bilindiği için filtre katsayılarının güncellenmesi bu semboller denkleştiriciden geçirilirken yapılır. Senkronizasyon sembolleri denkleştiriciden geçirilirken, gerçek değer ile hesaplanan değer karşılaştırılır ve eğer farklılarsa başlangıçta sıfır olan hata sayısı bir artırılır. Denkleştiricinin çıkışı ters çarpma işleminden geçmiş haldedir. reel ve imajiner çıkış değerleri elde edildikten sonra ters çarpma işleminden geçirilir. Daha önce belirtildiği gibi senkronizasyon sembolleri çarpma işleminden geçirilmez. Bu yüzden fonksiyon ters çarpma işlemini eğer veri veya referans sembolü işleniyorsa yapar. Ters çarpma işlemi, sembolün çarpma sembolünün kompleks eşleniği ile çarpılmasıyla yapılır. Daha sonra sembol kararı verilir. Sembol kararı, senkronizasyon sembolleri için BPSK, diğer semboller için 1200 bps hızında QPSK olduğu düşünülerek hesaplanır. Bu noktadan sonra, işlenen sembolün senkronizasyon, veri veya referans sembolü olmasına göre program akışı üç kola ayrılır, senkronizasyon sembolü ise, reel çıkış ve imajiner çıkış değerleri ile gerçek değerler arasındaki hata bulunup, bu hataya göre filtrelerin katsayıları güncellenir. Veri sembolü ise reel ve imajiner sembol kararları yeniden çarpma işleminden geçirilir. Referans sembolü ise reel ve imajiner sembol kararları yeniden çarpma işleminden geçirilir. Ters çarpma işleminden geçirilmiş reel ve imajiner çıkış değerleri ile gerçek değerler arasındaki hata bulunur ve hata değeri de çarpma işleminden geçirilir. Elde edilen hata değerine göre filtrelerin katsayıları güncellenir.

Filtre katsayılarının güncelleştirilmesi işlemi LMS (least-mean-square) algoritmasına dayanır ve pencerenin 80'lik senkronizasyon sembolleri ile 16'lık referans sembolleri kısımlarında yapılır. LMS algoritması aşağıdaki iki denklemle özetlenebilir:

$$e(n) = d(n) - wH(n)u(n) \quad (4.7)$$

$$w(n+1) = w(n) + \mu u(n)e^*(n) \quad (4.8)$$

burada;

$e(n)$: hata değeri

$d(n)$: gerçek değer

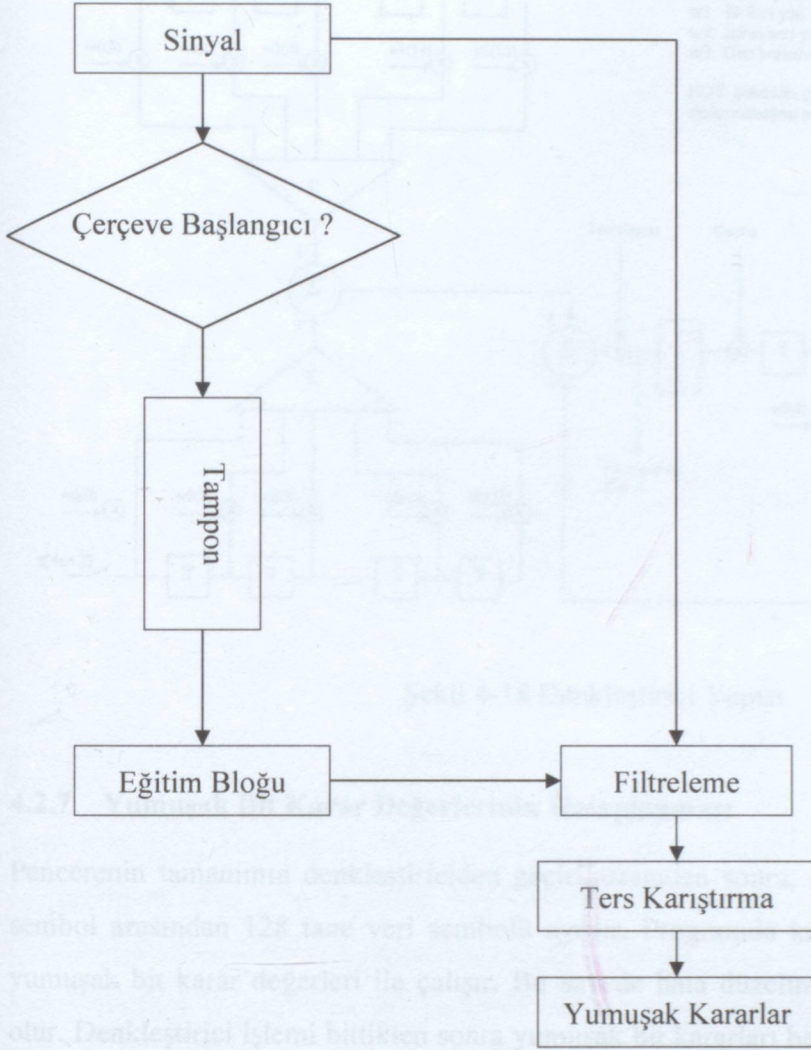
$w(n)$: filtre katsayı vektörü

$u(n)$: filtre giriş vektörü

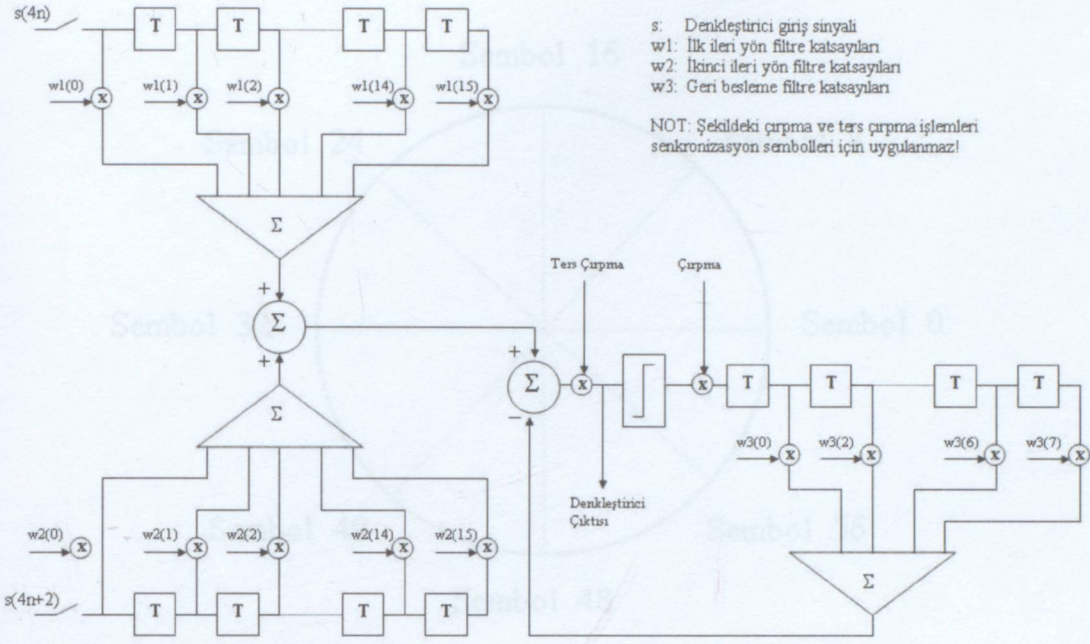
μ : adım boyu (step size)

Alıcı ve verici modemler arasındaki zaman referans farkı giderilmek zorundadır. Fractional denkleştiricilerle çalışırken ayrıca bir zaman senkronizasyonuna gerek yoktur, zira denkleştiricinin ileri beslemeli filtre katsayılarının en büyük değere sahip olanı, alınan sinyal için bir zaman referans noktası olarak kullanılabilir. İdeal örneklenmiş bir sinyalde bu nokta filtre katsayılarının orta noktasıdır. Şayet sinyal idealden hızlı yada yavaş örneklenmişse, bu nokta ileri ve geri yönde hareket edecektir. Bu noktanın sürekli olarak ortada tutulmaya çalışılması kanal senkronizasyonunu sağlamaktadır.

Şekil 4-17 Bir sembol için denkleştiricinin çalışması



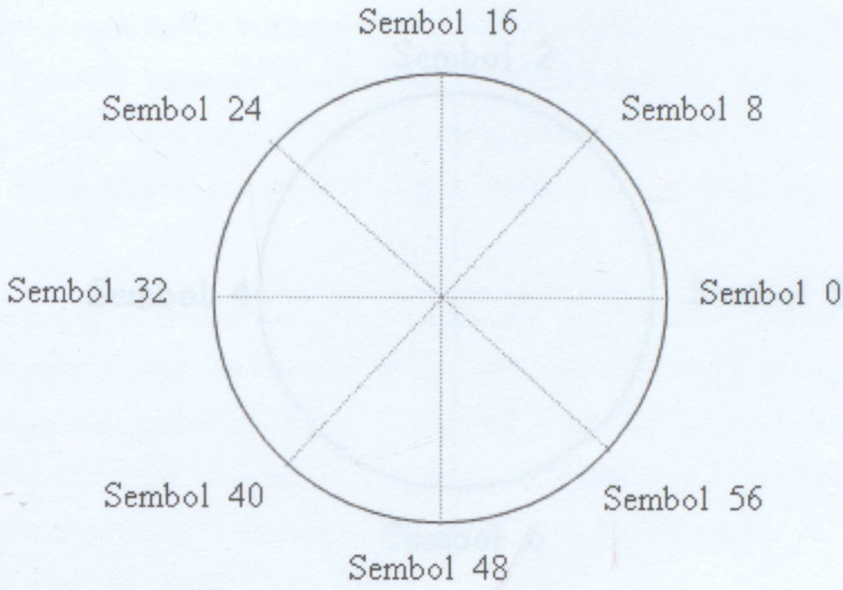
Şekil 4-17 Bir sembol için denkleştiricinin çalışması



Şekil 4-18 Denkleştirici Yapısı

4.2.7 Yumuşak Bit Karar Değerlerinin Hesaplanması

Pencerenin tamamının denkleştiriciden geçirilmesinden sonra, denkleştirici çıktısı olan 256 sembol arasından 128 tane veri sembolü ayrılır. Programda kullanılan Viterbi algoritması, yumuşak bit karar değerleri ile çalışır. Bu sayede hata düzeltme performansı iyileştirilmiş olur. Denkleştirici işlemi bittikten sonra yumuşak bit kararları hesaplanır. Denkleştirici çıktısı sembollerin reel ve imajiner kısımlarını bulunduran diziler giriş olarak kullanılır. İletişim hızına göre bu sembollerden yumuşak bit kararları hesaplanır. Giriş olarak yollanan ilgili denkleştirici çıktısı sembolün hangi 64-PSK sembolüne yakın olduğunu bulunur.



Şekil 4-19 64-PSK Sembolleri

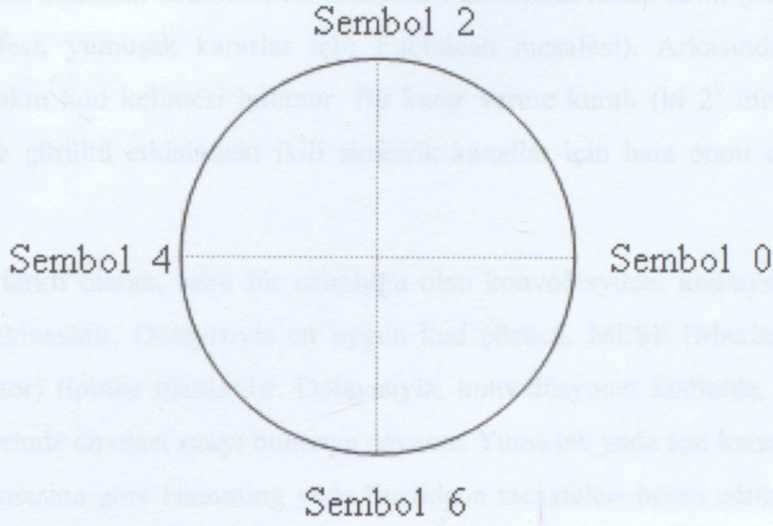
İlgili fonksiyon giriş olarak aldığı sembolün en yakın olduğu 64-PSK sembolünü bulur ve sembol numarasını geri döndürür. 64-PSK sembolleri (Q12 formatında) bir tablo matrisinde yazılıdır. Sembol indeksi bulunduktan sonra yumuşak karar tabloları (soft decision lookup table) yardımı ile yumuşak bit kararları bulunur. Bu işlem 2400 bps, 1200 bps ve diğer hızlardaki iletişimler için farklılık gösterir. 1200 bps hızındaki iletişimde her data sembolü 2 bit'ten oluşur.

4.2.8 Konvolüsyonel Geri-Serpistirme İşlemi

Yumuşak bit kararları hesaplandıktan sonra konvolüsyonel geri-serpistirme işlemi yapılır. Konvolüsyonel geri-serpistirme işlemi, verici konusunda, konvolüsyonel seriştirme ve konvolüsyonel geri-serpistirme işlemi konusunda anlatılmıştır (Bkz. Bölüm 4.2.2).

4.2.9 Viterbi Kod Çözme İşlemi

Modern konvolüsyonel kodlayıcılar tarafından kodlanan veriler, genellikle kod çözme işlemi için kesen bloklara ayrılır. Her blok kodlu mesajlardan farklı olarak konvolüsyonel kodlu mesajlarda bir sayı 500 ile 1000 arasında değişir. Bu da konvolüsyonel kodlamaya, özellikle sabit bir hale getirilerek kod çözme işlemi gerçekleştirilir. Mesajın uzunluğu ile artmaktadır. Viterbi kod çözme işlemi konvolüsyonel kodlamaya kodladığı mesajı çözmek için ilgili kodlayıcıya bakılarak yapılır.



Şekil 4-20 4-PSK sembolleri

Sembol 1, “00” bit grubuna; sembol 2, “01” bit grubuna; sembol 4, “11” bit grubuna ve sembol 6 ise “10” bit grubuna denktir. Yumuşak bit kararı cinsinden ise sembol 0, “0-0” bit grubuna; sembol 2, “0-16” bit grubuna; sembol 4, “16-16” bit grubuna ve sembol 6, “16-0” bit grubuna denktir. Her sembol arası 16 parçaya bölünür (toplam $4 \times 16 = 64$ yumuşak karar değeri vardır). Örneğin, sembol-0 ile sembol-2 arasındaki on beş değer “0-1” ile “0-15” arasında değişir. Bulunan sembol indeksini kullanılarak yumuşak bit kararları elde edilir.

4.2.8 Konvolüsyonel Geri-Serpiştirme İşlemi

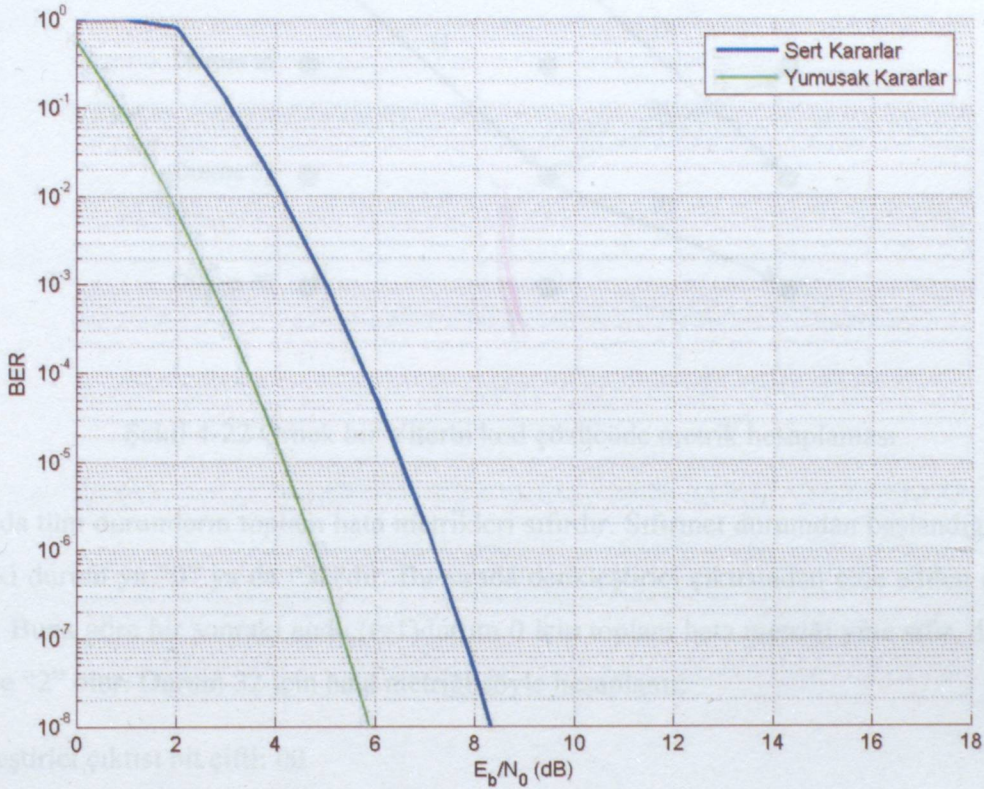
Yumuşak bit kararları hesaplandıktan sonra konvolüsyonel geri-serpiştiriciye sokulur. Konvolüsyonel geri-serpiştirme işlemi, verici konusunda, konvolüsyonel serpiştirme ve konvolüsyonel geri-serpiştirme işlemi bölümünde anlatılmıştır.(Bknz: Bölüm 4.1.2).

4.2.9 Viterbi Kod Çözme İşlemi

Modern konvolüsyonel kodlayıcılar tarafından kodlanan veriler, genellikle kod çözme işlemi için mesaj bloklarına ayrılırlar, fakat blok kodlu mesajlardan farklı olarak konvolüsyonel kodlu mesajlarda bit sayısı 500 ile 10000 arasında değişmektedir. Bu da konvolüsyonel kodlamayı, oldukça zahmetli bir hale getirmektedir(kod çözücünün hafıza gereksinimi mesajın uzunluğu ile artmaktadır). Viterbi kod çözme işlemi konvolüsyonel kodlayıcının kodladığı bitleri çözmek için, ilgili kodlayıcı baz alınarak yapılır.

Hafızasız kanallarda, blok kodlamanın kod çözme işleminde, alınan kod kelimesi ile 2^k gönderilmiş olması mümkün kod kelimesi arasındaki uzaklıklar hesap edilir (Sert kararlar için Hamming mesafesi, yumuşak kararlar için Euclidean mesafesi). Arkasından alınan kod kelimesine en yakın kod kelimesi bulunur. Bu karar verme kuralı (ki 2^k metriğin hesabını gerektirir), beyaz gürültü etkisindeki ikili simetrik kanallar için hata oranı düşük sonuçlar verir.

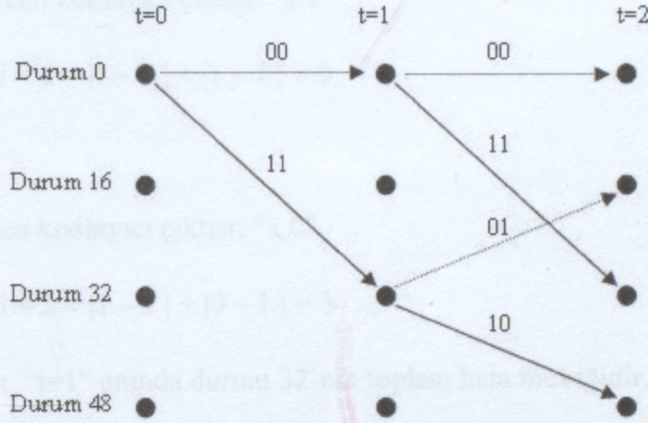
Blok kodlardan farklı olarak, sabit bir uzunluğu olan konvolüsyonel kodlayıcı, temelde bir sonlu durum makinesidir. Dolayısıyla en uygun kod çözücü, MLSE (Maximum-likelihood sequence estimator) tipinde olanlardır. Dolayısıyla, konvolüsyonel kodlarda, en uygun kod çözme trellis üzerinde en olası sırayı bulmaya dayanır. Yumuşak yada sert kararlara üzerinden işlem yapıyor olmasına göre Hamming yada Euclidean mesafeleri hesap edilir. Yumuşak ve sert kararlar arasındaki fark 'de görülebilir.



Şekil 4-21 Viterbi Kod çözücüsünde yumuşak yada sert kararlara göre BER oranı

Viterbi kod çözme algoritmasında kullanılan işlemlerden biri de hata metriklerinin hesaplanmasıdır. Hata metrikleri, denkleştirici çıktısından elde edilen bit çiftleri ile olası konvolüsyonel kodlayıcı çıkışı bit çiftleri arasındaki uzaklıktır (Hamming uzaklığı). Aşağıdaki örnekte metrik hesaplaması gösterilmiştir (Kolaylık olması için sıfır-bir kararı (hard decision) bit çiftleri kullanılmıştır. Programda ise yumuşak karar (soft decision) çiftleri kullanılmaktadır).

Denkleştirici çıktısından elde edilen bit çiftleri, “00”, “11” olsun.(şekilde kesikli oklar, giriş biti “0” olduğunda bir sonraki durumu, kesintisiz oklar ise giriş biti “1” olduğunda bir sonraki durumu gösterir. Oklar üzerindeki bit çiftleri ise konvolüsyonel kodlayıcı çıkış çiftlerini göstermektedir).



Şekil 4-22 Örnek bir Viterbi kod çözücünde metrik hesaplaması

İlk anda tüm durumların toplam hata metrikleri sıfırdır. Sıfırıncı durumdan başladığı için bir sonraki durum ya “0” ya da “32”dir. Bu sırada denkleştirici çıktısından elde edilen çift “00” olsun. Buna göre bir sonraki anda (t=1) durum 0 için toplam hata metriği yine sıfır, durum 32 için ise “2” olur. Durum 32 için hata metriği şöyle hesaplanır:

denkleştirici çıktısı bit çifti: 00

durum-32’ye geçerken kodlayıcı çıktısı: 11

Toplam hata metriği = $|1 - 0| + |1 - 0| = 2$. Sonuçta, t=1’de durum 32’nin toplam hata metriği 2, diğer durumların ise sıfırdır. “t=2” anında olası durum sayısı dört olur. Bu sırada “denkleştirici” çıktısından elde edilen bit çifti “11” olsun. Buna göre “t=2” anı için toplam hata metrikleri şöyle hesaplanır:

Durum 0:

Durum 0' a geçerken kodlayıcı çıktısı: "0 0"

$$\text{toplam hata metriği} = 0 + |0 - 1| + |0 - 1| = 2$$

Durum 16:

durum 16'ya geçerken kodlayıcı çıktısı: "0 1"

$$\text{toplam hata metriği} = 2 + |0 - 1| + |1 - 1| = 3$$

Buradaki "2" sayısı "t=1" anında durum 32'nin toplam hata metriğidir.

Durum 32:

Durum 32'ye geçerken kodlayıcı çıktısı: "1 1"

$$\text{toplam hata metriği} = 0 + |1 - 1| + |1 - 1| = 0$$

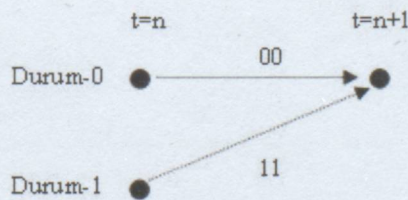
Durum 48:

durum-48'e geçerken kodlayıcı çıktısı: "1 0"

$$\text{toplam hata metriği} = 2 + |1 - 1| + |0 - 1| = 3$$

Buradaki "2" sayısı "t=1" anında durum 32'nin toplam hata metriğidir.

Yukarıdaki örnekte "t = 2" anındaki bir duruma ulaşabilmek için "t = 0" anından başlayan tek bir yol vardır. Zaman ilerledikçe belirli bir duruma giden yol sayısı artar. Aşağıdaki örnekte, bu tip durumlardaki toplam hata metrik hesaplaması gösterilmiştir.



Şekil 4-23 İlerleyen durumlarda örnek bir Viterbi kod çözücünde metrik hesaplaması

Denkleştirici çıktısından elde edilen bit çifti “01” olsun ve “ $t=n$ ” anındaki toplam hata metrikleri durum 0 için 35, durum1 için 32 olsun. “ $t=n+1$ ” anındaki durum 0’a ulaşmak için iki farklı yol vardır. Buna göre “ $t=n+1$ ” anında, durum 0 için iki farklı toplam hata metriği elde edilir:

önceki durum no: 0

durum 0’ın “ $t=n$ ” anındaki toplam hata metriği: 35

toplam hata metriği $[n+1] = 35 + |0 - 0| + |0 - 1| = 36$

önceki durum no: 1

durum 1’in “ $t=n$ ” anındaki toplam hata metriği: 32

toplam hata metriği $[n+1] = 32 + |1 - 0| + |1 - 1| = 33$

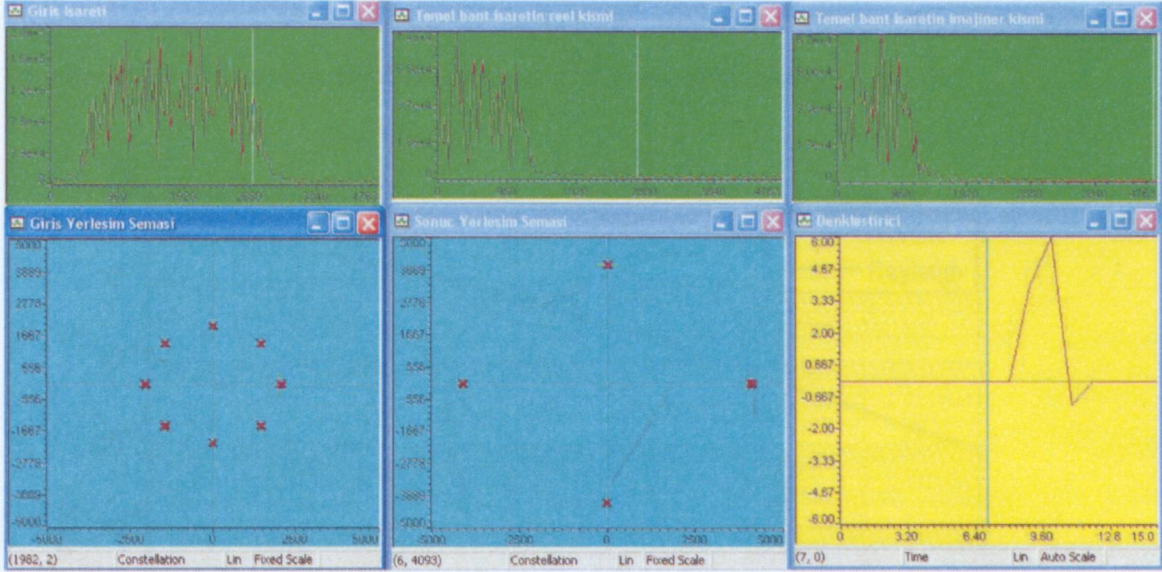
Bu sonuçlara göre durum 0’ın “ $t=n+1$ ” anındaki toplam hata metriği 33, yani hesaplanan değerlerin küçüğü olur. Viterbi kod çözme algoritmasındaki geri tarama (traceback) işleminde, “ $t=n+1$ ” anındaki durum “0” olarak bulunursa, “ $t=n$ ” anındaki durum “1” olur. Bu sonuca göre, durum 0’ın “ $t=n$ ” anındaki kurtulan (survivor) durumu, “durum 1”dir.



Şekil 4-25 Viterbi Decoder Architecture

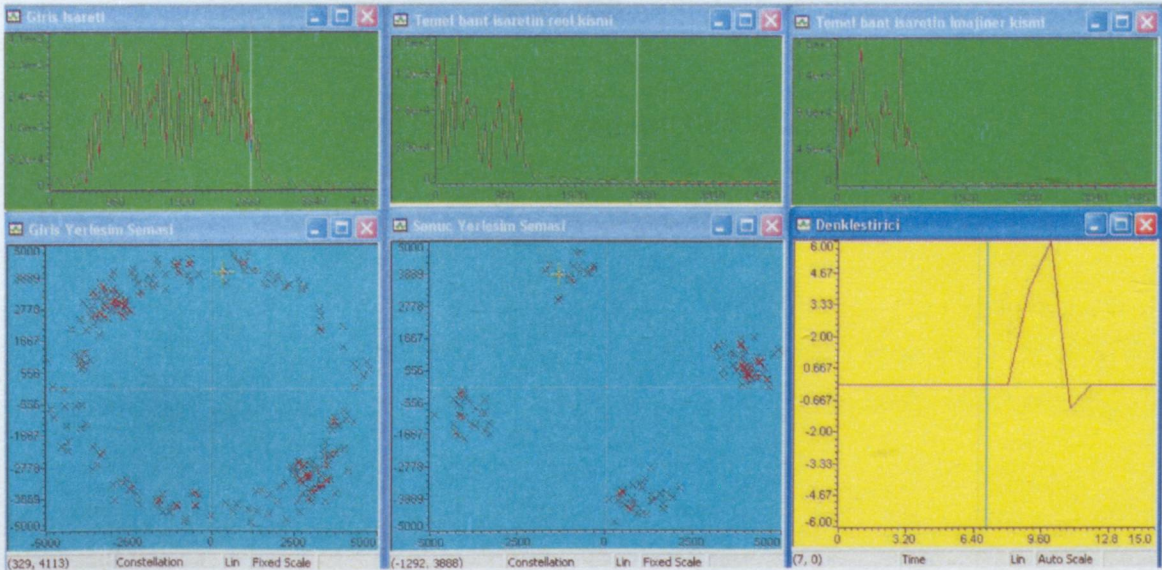
5. HF MODEM PERFORMANS DEĞERLENDİRMESİ

HF modem yazılımı, sinyalde hiçbir bozulma olmadığı zaman karıştırılmış 8PSK sembolleri ile QPSK sembollerini çıkarabilmektedir (Şekil 5-1).



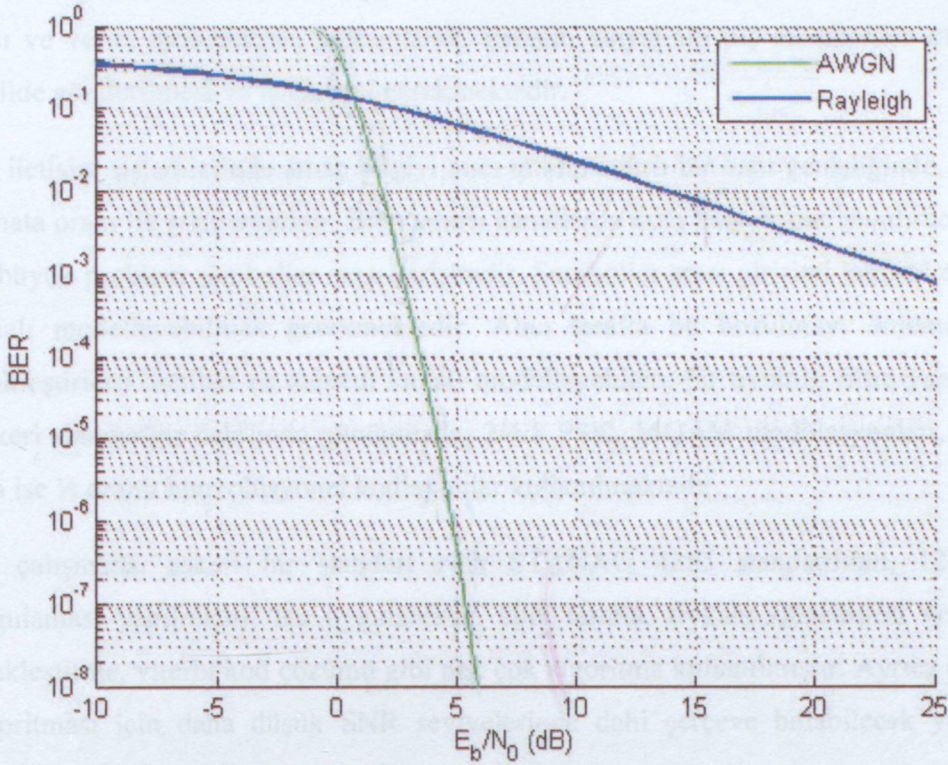
Şekil 5-1 HF Modem yazılımının Code Composer Studio simülasyonu

İşaretin üzerinde +5 Hz frekans ofseti ve +6 dB beyaz gürültü olduğu zaman yani sinyal AWGN kanaldan geçirilip üzerine Doppler frekans kayması ilave edildiğinde ise, yine algoritma, sembolleri çıkarabilmektedir (Şekil 5-2).



Şekil 5-2 Bozuk sinyalin Code Composer Studio simülasyonu

İletişim kanalından geçen sinyal, ISI'ya, doppler frekans kaymasına ve çok yollu sönümlenmeye maruz kalmaktadır. Bu bozulmalara ek olarak, verici ve alıcı tarafın saat osilatörlerinin arasındaki farklarda bozulmaların etkisini arttırmaktadır. Ancak bu bozulmalara rağmen modemin kanal denkleştiricisi yakınsayabilmekte ve QPSK sembollerini çıkarabilmektedir. Yapılan denemeler sonucunda, sinyal, AWGN ve Rayleigh sönümleme kanalından geçirildiğinde, BER performans grafiği ise Şekil 5-3'deki gibidir.



Şekil 5-3 QPSK işareti için BER grafiği

6. SONUÇ

HF iletişimde kullanılan elektromanyetik dalgalar iyonosferden yansıyarak tekrar yeryüzüne dönmektedir. Böylece uzak mesafeler ile iletişim sağlanabilmektedir. Ancak, iyonosferdeki doğal şartlar yüzünden iletişim kanalı sağlıklı olmadığından, iletişimin kalitesi genellikle yüksek değildir. İletişimin kalitesini yükseltmek amacıyla çeşitli işaret işleme teknikleri kullanılmaktadır. Kanal denkleştirme ve hata kodlama yöntemleri gibi teknikler, iletişimin kalitesini yükseltmek amacıyla uygulanmaktadır. Bu nedenle güçlü işaret işleme tekniklerinin, alıcı ve verici modemlerde kullanılarak, iletişim sinyalinin dış etkenlerden etkilenmeyecek şekilde gönderilmesi ve işlenmesi gerekmektedir.

HF iletişim sistemlerinde amaç bilgiyi alıcı tarafa, sınırlı bir bant genişliğinde, en hızlı ve en az hata oranı ile göndermektir. Bant sınırlı kanallarda hızlı haberleşme yapılırken, karşılaşılan en büyük problem semboller arası girişimdir. Semboller arası girişimi kontrol edebilmek için kanalı modelleyebilmek gerekmektedir. Alıcı tarafta bu bozulmayı önlemek için kanal denkleştiricisi denilen ve mevcut kanalı modelleyebilen, bir uyumlu filtre yapısı mevcuttur. Askeri standartlar dahilinde günümüzde, 2/4/8 PSK, 16QAM modülasyonları, hata kodlama için ise $\frac{1}{2}$ oranlı konvolüsyonel kodlayıcılar kullanılmaktadır.

Bu çalışmada, askeri bir standart olan STANAG 4285 standardının, 1200 baud için uygulaması yapılmıştır. Bu uygulamada, alıcı tarafta, frekans düzeltmesi ve takibi, kanal denkleştirme, viterbi kod çözümü gibi pek çok algoritma kullanılmıştır. Ayrıca çerçeve bulma algoritması için daha düşük SNR seviyelerinde dahi çerçeve bulabilecek yeni yöntemler keşfedilmiştir (Double-correlation).

Kanal denkleştirme algoritmasının, kanalın durumunu belirli bir SNR seviyesine kadar modelleyebildiği gözlenmiştir. Ancak gerek yakınsama süresi açısından, gerekse, performans açısından daha iyi denkleştirme algoritmalarının kullanılabileceği gözlenmiştir (Normalized-LMS, RLS).

Kodlama tekniklerinin geliştirilmesi (turbo coding / decoding), daha güçlü Viterbi kod çözücülerinin yazılması gibi tekniklerle de bu modemlerin haberleşme performanslarının artırılması mümkün olabilecektir.

KAYNAKLAR

John G. Proakis, *Digital Communications*, Prentice Hall, 2000.

Wayne Tomasi, *Fundamentals of Electronic Communication Systems*, Prentice Hall, 1988

Harold B. Killen, *Modern Electronic Communication Techniques*, Prentice Hall, 1985

NATO, *STANAG 4285 Agreement*, 1974

Pavan Kumar Vitthaladevuni and Mohamed-Slim Alouini, "Effect of Imperfect Phase and Timing Synchronization on the Bit-Error Rate Performance of PSK Modulations", *IEEE Transactions on Communications Vol. 53, No. 7, July 2005*.

Feng Rice, "Carrier-Phase and Frequency-Estimation Bounds for Transmission With Embedded Reference Symbols", *IEEE Transactions on Communications Vol. 54, No. 2, February 2006*.

Y.T.Chan, Q.Ma, H.C.SO, R.Inkol, "Evaluation of Various FFT Methods for Single Tone Detection and Frequency Estimation", *CCECE, 1997*.

Eui-Rim Jeong, Ginkyu Choi, "Data-Aided Frequency Estimation for PSK Signalling in Frequency-Selective Fading", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications Vol. 19, No. 7, July 2001*.

N. Noels, H. Steendam and M. Moeneclaey, "Pilot-Symbol Assisted Iterative Carrier Synchronization for Bursts Transmission", *IEEE Communication Society, 2004*.

Robert L. Cupo, "Adaptive Carrier Recovery Systems for Digital Data Communication Receivers", *IEEE Journal on Selected Areas in Communications Vol. 7, No. 9, December 1989*.

A. T. Markettos, "Equalisation Algorithms in Fixed Point Arithmetic", *Cambridge University Engineering Department, 2001*.

Jean J. Labrosse, "Fixed-Point Arithmetic for Embedded Systems", *CMP Media, Inc. USA Volume 16, Issue 2 Pages: 21 - 28, February 1998*.

Ayman Abdel-Samad, "Iterative Frame Synchronization for Frequency-Selective Channels", *0-7803-9206-X/05 IEEE, 2005*.

Zae Yong Choi and Yong H.Lee, "Frame Synchronization in the Presence of Frequency Offset", *IEEE Transactions on Communications Vol. 50, No. 7, July 2002*.

S. Harihan and A. P. Clark, "Simple Estimators for HF Channel Estimation", *CH2766-4/89/0000-0213 IEEE, 1989*.

Shahid U. H. Qureshi, "Adaptive Equalization", *0018-9219/85/0900-1349 IEEE, 1985*.

E. S. Warner and I.K. Proudler, "Multi-channel equalisation and Interference Cancellation for HF STANAG 4285 Transmission", *The institution of Electrical Engineers, 2003*.

L. E. Franks, "Carrier and Bit Synchronization in Data Communication", *IEEE Transactions on Communications Vol. Com-28, No. 8, August 1980*.

Yan Wang, Kai Shi and Erchin Serpedin, "Continuous-Mode Frame Synchronization for Frequency-Selective Channels", *0018-9545/04 IEEE, 2004*.

EKLER

Ek 1

Çeşitli frekans kaymalarında çerçeve başlangıcı bulma, demodülasyon ve frekans düzeltme algoritmalarının MATLAB simülasyonu

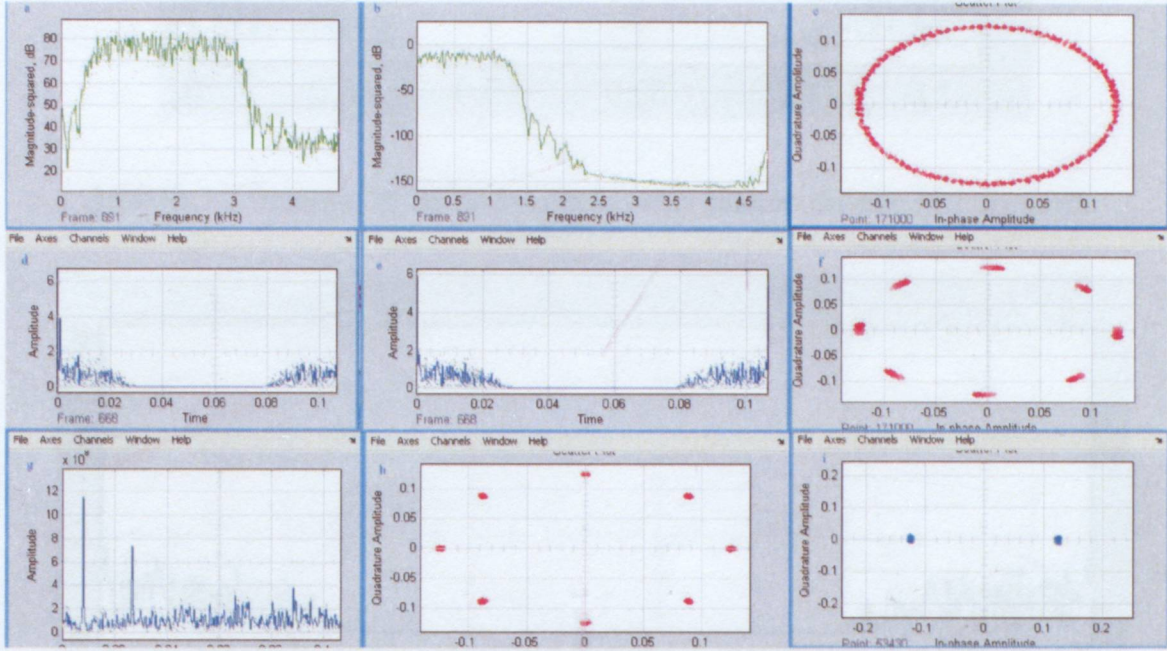


Şekil Ek 1.1 HF Modem yazılımının 25 Hz'lik frekans kaymasındaki simülasyonu

Şekil Ek 1.1a'da 1800 Hz'lik giriş sinyalini, Şekil Ek 1.1b'de kanal bandı içinde imiş olan sinyali, Şekil Ek 1.1c'de kanal bandı içinde sinyalın yerleşim diyagramı, Şekil Ek 1.1d'de 25 Hz'lik frekans kayması bulunan sinyalin FFT sonucu, Şekil Ek 1.1e'de frekans kayması düzeltilen sinyalin FFT sonucu, Şekil Ek 1.1f'de kanal kayması düzeltilen sinyalin yerleşim diyagramı, Şekil Ek 1.1g'de çerçeve bulma algoritmasının yanı sıra birinci fonksiyonunun sonucu, Şekil Ek 1.1h'de sinyal düzeltilen sinyal ve Şekil Ek 1.1i'de ise bu sinyal üzerinden birinci fonksiyonunun sonucu görülmektedir. Şekil Ek 1.2'de görülen gibi işaretin genliğinin karesi alınarak alınan FFT'de, frekans kayması nedeniyle bir veya noktası yakalanabilmektedir. Bu işlemler Şekil Ek 1.3'de görülen gibi düzeltildikten sonra ilgili yerin noktasına geri dönmektedir. Bu frekans düzeltme işlemi çerçeve başlangıcı bulma işlemidir, bu durum ise Şekil Ek 1.4'de görülmektedir. Sonuçta -1410 Hz'e kadar olan frekans kaymaları düzeltilmiş olur ve sinyal başarıyla okunabilmektedir.

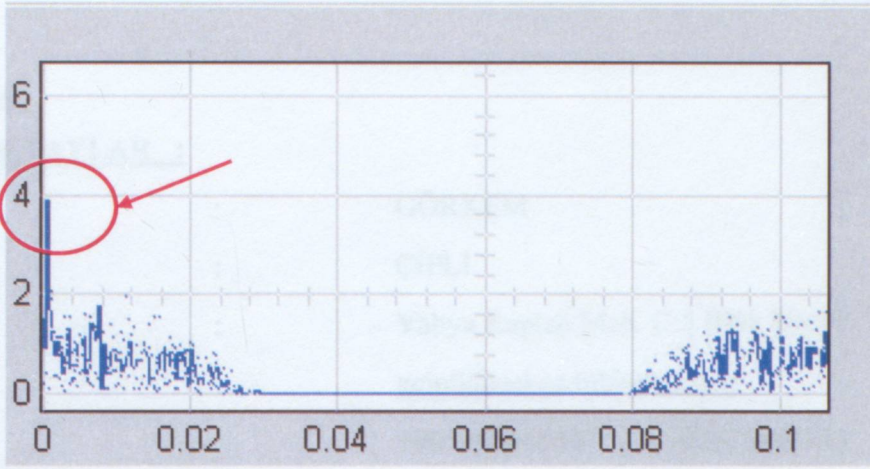
Ek 1 Çeşitli frekans kaymalarında çerçeve başlangıcı bulma, demodülasyon ve frekans düzeltme algoritmalarının MATLAB simülasyonu

Şekil Ek 1.1'de HF Modem yazılımında kullanılan ve sinyali kanal denkleştiricisine kadar getiren algoritmanın 25 Hz'lik frekans kaymasına karşı davranışının MATLAB'ta simülasyonunun sonucu görülmektedir.

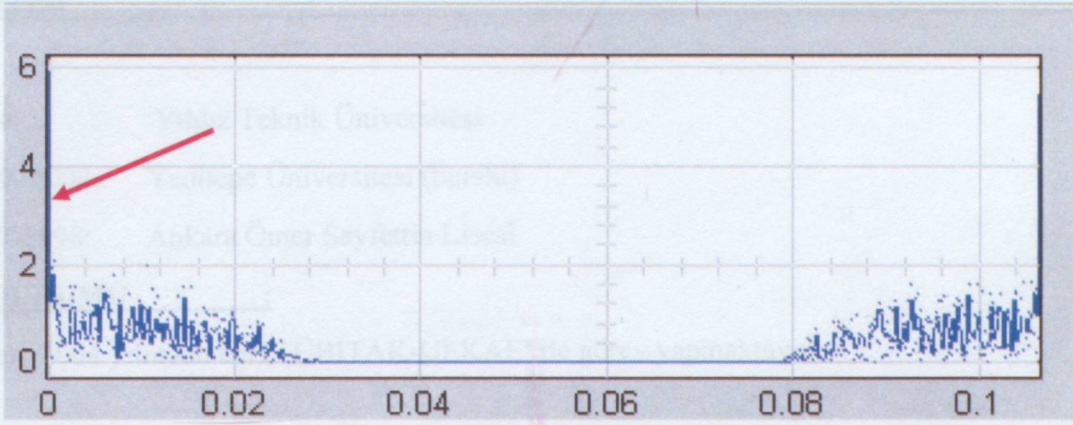


Şekil Ek 1.1 HF Modem yazılımının 25 Hz'lik frekans kaymasındaki simülasyonu

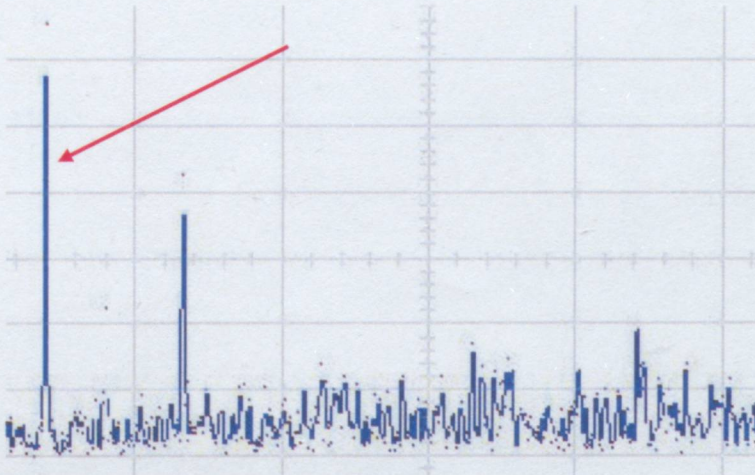
Şekil Ek 1.1a'da 1800 Hz'teki giriş sinyalini, Şekil Ek 1.1b'de temel banda inmiş olan sinyali, Şekil Ek 1.1c'de temel banttaki sinyalin yerleşim diyagramı, Şekil Ek 1.1d'de üzerinde 25 Hz'lik frekans kayması bulunan sinyalin FFT sonucu, Şekil Ek 1.1e' de frekans kayması düzeltilen sinyalin FFT sonucu, Şekil Ek 1.1f'de frekans kayması düzeltilmiş sinyalin yerleşim diyagramı, Şekil Ek 1.1g'de çerçeve bulma algoritmasının yani çapraz ilişki fonksiyonunun sonucu, Şekil Ek 1.1h'de fazı düzeltilmiş sinyali ve Şekil Ek 1.1i'de ise bozuk sinyalden çıkarılan senkronizasyon sembolleri görülmektedir. Şekil Ek 1.2'de görüldüğü gibi, işaretin genliğinin karesi üzerinden alınan FFT'de, frekans kayma değeriyle orantılı bir tepe noktası yakalanabilmektedir. Bu tepe noktası Şekil Ek 1.3'de görüldüğü gibi, düzeltildikten sonra tekrar orjin noktasına geri dönmektedir. Bu frekans kaymasına rağmen çerçeve başlangıcı bulunabilmektedir, bu durum ise Şekil Ek 1.4'de görülebilir. Sonuçta ± 110 Hz'e kadar olan bütün frekans kaymaları, düzeltilebilmiş ve sinyal başarıyla takip edilebilmiştir.



Şekil Ek 1.2 Üzerinde 25 Hz'lik frekans kayması bulunan sinyalin FFT diyagramı



Şekil Ek 1.3 Frekans kayması bulunan sinyalin düzeltildikten sonraki FFT diyagramı



Şekil Ek 1.4 Frekans kayması bulunan sinyalde çerçeve başlangıcı

ÖZGEÇMİŞ**KİŞİSEL DETAYLAR :**

İSİM : GÖRKEM
SOYİSİM : ÇİPLİ
ADRES : Yahya Kaptan Mah. C:5 Blok No:17
E-MAIL : gcipli@uekae.tubitak.gov.tr
TELEFON : +905365666407 - +902626481323
DOĞUM TARİHİ : 22-10-1980
UYRUĞU : T.C

EĞİTİM :

2004-... : Yıldız Teknik Üniversitesi
1999- 2004: Yeditepe Üniversitesi (burslu)
1997-1998: Ankara Ömer Seyfettin Lisesi

İŞ DURUMU :

Halen, 2004 yılından beri TÜBİTAK-UEKAE' de görev yapmaktayım.

