

**YÜKSEK FREKANS SAYISAL MODEM ALGORİTMALARININ
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE TMS320C6701 SAYISAL SİNYAL
İŞLEMCİSİ ÜZERİNDE GERÇEK ZAMAN UYGULAMASI**

114589

Mustafa SERT

**YÜKSEK LİSANS TEZİ
ELEKTRONİK-BİLGİSAYAR EĞİTİMİ**

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

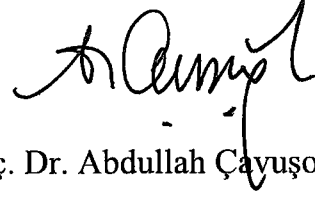
**T.C. YÜKSEKÖĞRETİM KURULU
DOKÜMANTASYON MERKEZİ**

Ocak 2001

ANKARA

114589

Mustafa SERT tarafından hazırlanan YÜKSEK FREKANS SAYISAL MODEM ALGORİTMALARININ GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE TMS320C6701 SAYISAL SİNYAL İŞLEMCİSİ ÜZERİNDE GERÇEK ZAMAN UYGULAMASI adlı bu tezin Yüksek Lisans tezi olarak uygun olduğunu onaylarım.



Doç. Dr. Abdullah Çayuşoğlu
Tez Yöneticisi

Bu çalışma, jürimiz tarafından Bilgisayar Sistemleri Anabilim Dalında Yüksek Lisans tezi olarak kabul edilmiştir.

Başkan : Prof. Dr. İnan GÜLER *İnan Güler*
Üye : Doç. Dr. Ömer Fatuk BAY *Ömer Fatuk Bay*
Üye : Doç. Dr. Abdullah ÇAYUŞOĞLU *Abdullah Çayuşoğlu*
Üye : _____
Üye : _____

Bu tez, Gazi Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü tez yazım kurallarına uygundur.



İÇİNDEKİLER

ÖZET	i
ABSTRACT	iii
TEŞEKKÜR	v
ÇİZELGELERİN LİSTESİ	vi
ŞEKİLLERİN LİSTESİ	vii
SİMGELER VE KISALTMALAR	x
1. GİRİŞ	1
2. SAYISAL İLETİŞİM	5
2.1. Veri İletişimi	5
2.1.1. Bir iletişim hattının elemanları	6
2.1.2. İletişim protokolleri	8
2.1.3. Dalga biçimleri	8
2.2. Sayısal İletişim	9
2.2.1. Sinyalleşme yöntemleri	11
2.2.2. Çok düzeyli sembol işlemi	12
2.2.3. Band genişliği ve gürültü ödünleşimi	13
2.2.4. Bilgi aktarım hızı	13
2.2.5. Sembol (baud) hızı	14
2.2.6. Band genişliği verimi	14
2.2.7. Bitler ve semboller arasındaki ilişki	14
2.2.8. Kanal bilgi kapasitesi	15
2.2.9. Sembollerarası karışım (ISI)	17
2.2.10. Göz diyagramları	19
2.3. Bandgeçirgen Sayısal Modülasyon	20
2.3.1. Genlik kaydırmalı anahtarlama (ASK)	21

2.3.1.1. Simetri	22
2.3.2. Frekans kaydırmalı anahtarlama	24
2.3.2.1. FSK verici	24
2.3.2.2. FSK alıcı	27
2.3.3. Faz kaydırmalı anahtarlama	28
2.3.3.1. BPSK alıcı	30
2.3.3.2. Dört faz kaydırmalı anahtarlama (QPSK).....	31
3. YF ALICI MODEM ALGORİTMALARI	34
3.1. Nato-Stanag 4285 Modem Yapısı ve Mimarisi	35
3.1.1. Modülasyon	35
3.1.2. Bilgi iletim hızının belirlenmesi	37
3.1.3. Güç spektrumu yoğunluğu	38
3.1.4. Pencere yapısı	38
3.1.5. Senkronizasyon dizisi	40
3.1.6. Karıştırıcı dizi	40
3.2. Alıcı ve Verici Modem Zamanlamaları	41
3.2.1. Modülasyon ve demodülasyon filtreleme	42
3.2.2. Verici yapısı	44
3.2.3. Alıcı yapısı	45
3.3. Kanal Denkleştirme	46
3.4. Senkronizasyon	48
3.5. Hata Kodlama	51
4. YF MODEM ALGORİTMALARININ GERÇEK ZAMANDA UYGULANMASI	53
4.1. Donanım Yapısı	53
4.1.1. Sayısal sinyal işlemci (Heron1)	55
4.1.2. Analog/sayısal dönüştürücü	57

4.2.	Yazılım Yapısı	60
4.2.1.	TMS320C6701 hafıza modeli	60
4.2.2.	Modüller arası iletişim	64
4.2.3.	Alıcı modem algoritmaları	64
4.2.3.1.	Zamanlama hatası	65
4.2.3.2.	Kanal denkleştirici	67
4.3.	Sistem Performansı ve Deneysel Sonuçlar	68
4.3.1.	QPSK tabanlı sinyal için algoritma sonuçları	69
5.	SONUÇ VE ÖNERİLER	76
KAYNAKLAR		79
ÖZGEÇMİŞ		81

**YÜKSEK FREKANS SAYISAL MODEM ALGORİTMALARININ
GERÇEKLEŞTİRİLMESİ VE TMS320C6701 SAYISAL SİNYAL
İŞLEMCİSİ ÜZERİNDE GERÇEK ZAMAN UYGULAMASI
(Yüksek Lisans Tezi)**

Mustafa SERT

**GAZİ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ
Ocak 2001**

ÖZET

Yüksek Frekans bandında kısıtlı bulunan bant genişliğinin daha verimli bir şekilde kullanılabilmesi için mevcut sayısal modemlerin daha verimli bir şekilde çalışması gerekmektedir. Yüksek Frekans bandı 3-30 MHz arası frekansları kapsamakta ve iletişim, radyo dalgalarının iyonosferden yansımaları yoluyla sağlanabilmektedir. Bu bant aralığı yoğun kullanım yüzünden çok sıkışık durumdadır. Ayrıca, iyonosferin değişken karakteristikleri yüzünden (örneğin, güneş rüzgarlarına açık olması) gürültü seviyeleri zaman zaman çok artmakta ya da sinyal güç seviyesi çok düşmektedir. Bu nedenle, alıcı ve verici modemlerde güçlü işaret işleme tekniklerinin kullanılarak, iletişim sinyalinin dış etkenlerden etkilenmeden gönderilmesi ve işlenmesi gerekmektedir.

İşaret işleme alanındaki gelişen teknoloji, yeni algoritmaların uygulanmasına imkan vermektedir. Senkronizasyon ve kanal denkleştirme bu algoritmaların temelini oluşturmaktadır. Senkronizasyon, alıcı ve verici modemler arasındaki zaman referans farkını giderebilmek için kullanılan bir tekniktir. İletişim kanalından geçen sinyalin uğradığı bozulma, alıcı modemde işaret işleme

teknikleri kullanılmadığı takdirde yıkıcı bir etkiye sahiptir. Kanal denkleştirme, bu bozulmayı önleyebilmek için kullanılan bir işaret işleme tekniğidir. Kanal denkleştirme yöntemleri kanaldaki bozulma etkisinin tersini alıcı modemde sentezleyerek, bozulma ve ters-bozulmanın ortak etkisini birim transfer fonksiyonuna indirgemektedir. Böylece verici modemin gördüğü efektif kanal, birim (bozulma olmayan) kanaldır.

Bu çalışmada, tabankuşaktaki PAM, BPSK ve QPSK sayısal modem sinyallerin demodülasyonu amacıyla, senkronizasyon ve kanal denkleştirme algoritmaları Yüksek Frekans alıcı modemler için Nato Stanag 4285 standartlarına uygun olarak gerçekleştirilmiş ve TMS320C6701 sayısal işaret işlemcisi üzerinde gerçek zamanda uygulanarak başarımları artırılmıştır.

Bilim Kodu : 626.06.01

Anahtar Kelimeler : YF Sayısal Modem, Timing Recovery, Channel Equalization, TMS320C6701 sinyal işlemci, BPSK, QPSK, PAM

Sayfa Adedi : 81

Tez Yöneticisi : Doç. Dr. Abdullah Çavuşoğlu

**IMPLEMENTATION OF HIGH FREQUENCY DIGITAL MODEM
ALGORITHMS AND A REAL-TIME IMPLEMENTATION USING
THE TMS320C6701 DIGITAL SIGNAL PROCESSOR**

(M.Sc. Thesis)

Mustafa SERT

**GAZİ UNIVERSITY
INSTITUTE OF SCIENCE AND TECHNOLOGY**

January 2001

ABSTRACT

Existing digital modems need to work more efficiently in order to effectively use the restricted band-width in the High Frequency band. The High Frequency band ranges between 3-30 MHz and communication is carried out via the reflection of the radio waves from the ionosphere. However, this band-width is too dense due to the high usage rate. Furthermore, because of the varying characteristics of the ionosphere (i.e., being exposed the sun winds), the noise level increases highly from time to time, or the signal power level decreases. For this reason, powerful signal processing techniques should be used in transmitter and receiver modems to transmit the communication signal without being effected by outer factors and to process the signal itself.

The development in the field of signal processing allows new algorithms to be implemented. Synchronization and channel equalization constitutes the basis of these new approaches. Synchronization is a technique used to eliminate the difference in time references between transmitter and receiver modems. The distortion in the signal passing through the communication channel has a

destructive effect on the receiver modem unless efficient signal processing techniques are used. Channel equalization is a signal processing technique to prevent the distortion on the signal. Channel equalization techniques reduce the common effect of distortion and inverse distortion to a unit transfer function by synthesizing the inverse channel distortion effect on the receiver modem.

In this work, for the demodulation of the PAM, BPSK and QPSK digital modem signals in the baseband, synchronization and channel equalization algorithms have been implemented for the High Frequency receiver modems according to the NATO Stanag 4285 standards and their performances have been improved in a real-time implementation using the TMS320C6701 digital signal processor.

Science code : 626.06.01

Key Words : HF Digital Modem, Timing Recovery, Channel Equalization, TMS320C6701 DSP, BPSK, PAM QPSK

Page number : 81

Adviser : Doç. Dr. Abdullah Çavuşoğlu

TEŞEKKÜR

Çalıőmalarım boyunca değerli yardım ve katkılarıyla beni yönlendiren hocam Doç.Dr. Abdullah Çavuşoğlu'na, yine kıymetli tecrübelerinden faydalandığım hocalarım Doç.Dr. S. Gökhun Tanyer ve Doç.Dr. Buyurman Baykal'a, ayrıca Elektronik Yüksek Mühendisi İzzet Özçelik'e, deneysel çalıőmalarımda bilgi ve tecrübelerinden faydalandığım sevgili ağabeyim Ümit Sert'e ve Dr. Belgin Özkul'a, manevi destekleriyle beni hiçbir zaman yalnız bırakmayan aileme ve İrem Sert'e, çok değerli arkadaşlarım Güven Köse ve Tolga Bektaş'a ve diğer çalışma arkadaşlarıma yardım ve anlayıőlarından dolayı teőekkürü bir borç bilirim.



ÇİZELGELERİN LİSTESİ

Çizelge	Sayfa
Çizelge 2.1.	QPSK modülatör için doğruluk tablosu 32
Çizelge 3.1.	PSK modülasyona karşılık gelen faz değerleri 36
Çizelge 3.2.	1200 bps için bit-sembol ilişkisi 37
Çizelge 3.3.	2400 bps için bit-sembol ilişkisi 37
Çizelge 3.4.	3600 bps için bit-sembol ilişkisi 37
Çizelge 4.1.	Heron FIFO erişim adresleri 56
Çizelge 4.2.	Hegd1 modülün kullanılan kanal sayısına göre çalışma frekansları 58
Çizelge 4.3.	Kanal sayısına göre çoklanan yazılım kanal dizileri .. 58
Çizelge 4.4.	Hegd1 ile örneklenen veri biçimi 59
Çizelge 4.5.	TMS320C6701 sinyal işleme kartının kanal sayısının belirlenmesi 59
Çizelge 4.6.	TI derleyicisi için veri tipleri 61
Çizelge 4.7.	BPSK ve QPSK sinyal karakteristikleri 69

ŞEKİLLERİN LİSTESİ

Şekil		Sayfa
Şekil 1.1.	Analog sinyal	3
Şekil 1.2.	Sayısal sinyal	3
Şekil 2.1.	Dalga biçimleri (a) Tek kutuplu (b) Çift kutuplu	9
Şekil 2.2.	Sayısal iletişim sistemleri (a) Sayısal iletim (b) Sayısal radyo	10
Şekil 2.3.	Tek ve çoklu kablonun kullanıldığı ikilik sinyalleşme.....	11
Şekil 2.4.	Tek ve çoklu kablonun kullanıldığı çoklu sinyalleşme	12
Şekil 2.5.	Çok düzeyli semboller	12
Şekil 2.6.	M=8 olan sinyalleşme	16
Şekil 2.7.	Shannon kapasite teoremi	18
Şekil 2.8.	Kanalın filtrelenmesinden kaynaklanan ISI	18
Şekil 2.9.	Nyquist filtre için gerekli simetri	19
Şekil 2.10.	Kosinüs filtreli sıfır ISI	20
Şekil 2.11.	Göz diyagramlar sinyal, sinyal ve zamanlama hatası, sinyal ve gürültü	20
Şekil 2.12.	ASK modüleli sinyal (a) BASK (b) 8ASK	21
Şekil 2.13.	ASK'da simetri	22
Şekil 2.14.	ASK veri spektrumu	23
Şekil 2.15.	ASK sinyalin üretilmesi (a) BASK (b) 8ASK	23
Şekil 2.16.	FSK dalga biçimi	24
Şekil 2.17.	FSK sinyalin üretilmesi	26
Şekil 2.18.	Faz kilitli döngü (PLL)	27
Şekil 2.19.	BPSK modülatör (a) Doğruluk tablosu (b) Fazör diyagramı (c) Konstelasyon diyagramı	29

Şekil 2.20.	Bir BPSK modülatörde zamana bağlı çıkış fazı	29
Şekil 2.21.	BPSK alıcı	31
Şekil 3.1.	Faz dağılımı	36
Şekil 3.2.	Modem pencere yapısı	38
Şekil 3.3.	Karıştırıcı dizisi yaratmak için kullanılan devre	39
Şekil 3.4.	Senkronizasyon sembollerin üretilmesi	40
Şekil 3.5.	Alıcı ve verici modem zamanlamaları	43
Şekil 3.6.	Verici modem	44
Şekil 3.7.	Alıcı modem	46
Şekil 3.8.	Karar geri-beslemeli denkleştirici	48
Şekil 3.9.	Nato Stanag 4285 karar geri-beslemeli kanal denkleştirici	49
Şekil 4.1.	Taşıyıcı kart (HEPC8) mimarisi	54
Şekil 4.2.	Hunt Engineerin API	55
Şekil 4.3.	Tetikleyici bacak bağlantıları	60
Şekil 4.4.	Hafıza haritası	63
Şekil 4.5.	Geri beslemeli saat eşzamanlayıcı	66
Şekil 4.6.	Karar geri-beslemeli denkleştirici	68
Şekil 4.7.	$t_0=0,2$ olan QPSK veri (kanal etkisi yok)	70
Şekil 4.8.	$t_0=0,6$ olan QPSK veri (kanal etkisi yok)	70
Şekil 4.9.	Alıcı/verici örnekleme saatleri arasındaki faz farkının sürekli takibi ($t_0=0,2$ ve $t_0=0,6$)	71
Şekil 4.10.	Alıcı/verici örnekleme saatleri arasındaki faz farkını düzelten sayısal saat eşzamanlayıcı çıktısı	71
Şekil 4.11.	QPSK veri (Alıcı/verici örnekleme saatleri arasında faz farkı yok, kanal etkisi yok)	72
Şekil 4.12.	Değişken zamanlama hatası ve kanal etkisi içeren QPSK veri Kanal = [0,2 0 0 0 0,1 0 0 0 0,3 0 0 0 1 0 0 0 0,6 0 0 0 0,4]	73

Şekil 4.13.	Alıcı/verici örnekleme saatleri arasındaki faz farkının sürekli takibi ($t_0 = 0,2$ ve $t_0 = 0,6$)	73
Şekil 4.14.	Alıcı örnekleme saati ile verici örnekleme saati arasındaki faz farkını düzelteren sayısal saat eşzamanlayıcı çıktısı	74
Şekil 4.15.	Karar geri-beslemeli denkleştirici çıktısı	75
Şekil 4.16.	Karar geri-beslemeli denkleştirici çıktısının gerçel kısmı	75



SİMGELER VE KISALTMALAR

Bu çalışmada kullanılmış bazı simgeler ve kısaltmalar, açıklamaları ile birlikte aşağıda sunulmuştur.

Simgeler	Açıklama
α	Karar geri-beslemeli denkleştiricinin yakınsama hızı
μ	Aradeğerleyici filtre katsayısı
baud	Saniyede iletilen sembol sayısı
bps	Saniyede iletilen bit sayısı
Ksample/second	Saniyede örneklenen 10^3 adet veri
MHz	MegaHertz
Msample/second	Saniyede örneklenen 10^6 adet veri
t_0	Alıcı/verici örnekleme saat katsayısı
Kısaltmalar	
ADC	Analog/sayısal dönüştürücü (Analog to Digital Converter)
ASK	Genlik kaydırmalı anahtarlama (Amplitude Shift Keying)
BPSK	İkili evre kaydırmalı anahtarlama (Binary Phase Shift Keying)
DFE	Karar geri-beslemeli denkleştirici (Decision FeedBack Equalizer)
DSP	Sayısal sinyal işleme (Digital Signal Processing)
FBF	Geri-besleme filtresi (FeedBack Filter)
FFF	İleri-besleme filtresi (FeedForward Filter)

FSK	Frekans kaydırmalı anahtarlama (Frequency Shift Keying)
ISI	Semboller arası karışım (InterSymbol Interference)
NCO	Saat sayı osilatörü (Number Clock Oscillator)
PAM	Darbe genlik modülasyonu (Pulse Amplitude Modulation)
PCI	Peripheral Communication Interfacing
PLL	Faz kilitli döngü (Phase Locked Loop)
PSK	Evre kaydırmalı anahtarlama (Phase Shift Keying)
QAM	Dördün genlik modülasyonu (Quadrature Amplitude Modulation)
TI	Texas Instruments
VCO	Gerilim kontrollü osilatör (Voltage Controlled Oscillator)

1. GİRİŞ

Veri iletişimi, yazılı tarihten çok önceleri davul ve duman sinyalleri şeklinde başlamıştır. Ancak, bu sinyaller ikili kodlanmış değillerdi. Eğer veri iletişimi, ikili kodlanmış bilgiyi üretmek üzere elektriksel sinyaller kullanan yöntemlerle sınırlı tutulursa, veri iletişiminin 1837 yılında telgrafın icadı ve mors kodunun Samuel F. B. Morse tarafından geliştirilmesi ile başladığı bilinmektedir. Telgrafta, (ikili 1'ler ve 0'lara benzer) noktalar ve çizgiler, elektromekanik indüksiyon yoluyla bir tel üzerinden iletilmekteydi. Telgrafta harflerin, sayıların ve noktalama işaretlerinin yerine geçecek ikili kodları temsil etmek üzere çeşitli nokta ve çizgi dizilişleri kullanılmakta idi. Aslında ilk telgraf, İngiltere'de Sir Charles Wheatstone ve Sir William Cooke tarafından icat edilmiştir, ancak onların düzeneği tek bir telgraf hattı için altı farklı tel gerektiriyordu. 1840 yılında, Morse telgraf için Amerika'da ruhsat almış ve ilk telgraf hattı Baltimore ile Washington (D.C.) arasında kurulmuştur. 1849'da, ilk düşük hızda telgraf yazıcısı icat edilmiş; buna karşın, yüksek hızda (15 bps) yazıcılar 1860 yılından önce kullanıma girmemiştir. 1850'de, bir insandan ötekine kodlanmış mesajları taşımak amacıyla Rochester'da (New York) Western Union Telegraph Company kurulmuştur.

1874'de, Emile Baudot tarafından icat edilen telgraf çoğullayıcısı altıya kadar varan sayıda farklı telgraf makinesinin sinyallerini tek bir tel üzerinden aynı anda iletmeye olanak tanımaktaydı. 1876'da Alexander Graham Bell'in telefonu icat etmesi sebebiyle, 1899 yılına kadar telgrafla ilgili çok fazla gelişme kaydedilmemiştir. 1899 yılında Marconi'nin radyo telgraf mesajları göndermeyi başararak telgraf, 1920 yılında ilk ticari radyo istasyonları kurulana kadar uzak mesafeler arasında bilgi gönderebilmek için kullanılan tek yöntemdi.

1940'da Bell Laboratuvarları, elektromanyetik röleler kullanmak suretiyle ilk özel amaçlı bilgisayarı geliştirdi. İlk genel amaçlı bilgisayar, Harvard Üniversitesi ve International Business Machines Corporation (IBM) tarafından ortaklaşa geliştirilen otomatik sıra kontrollü bir hesap makinesiydi. 1951 yılında Remington Rand Corporation (bu şirketin şimdiki adı Sperry Rand'dır) tarafından imal edilen UNIVAC bilgisayarı, geniş çapta üretilen ilk elektronik bilgisayardı. 1951'den bu yana, anabilgisayarların, küçük işletme bilgisayarlarının, kişisel bilgisayarların ve bilgisayar terminallerinin sayısı çok hızlı bir biçimde artmış; bu da, giderek daha çok sayıda insan arasında sayısal bilgi alışverişi gereksinimini yaratmıştır. Dolayısıyla, veri iletişimine olan gereksinim de çok hızlı bir biçimde artmıştır.

“1968'e kadar, AT&T'nin işletme yönergesi, AT&T hatlarına yalnızca AT&T'nin sağladığı donanım bağlanmasına izin veriyordu. 1968 yılında, A.B.D. Anayasa Mahkemesi'nin önemli bir kararıyla (Carterfone kararı), Bell dışındaki şirketlerin de geniş AT&T iletişim ağına bağlanmasına izin verildi. Bu karar, yeni bir endüstri başlatarak, çok sayıda bağımsız şirketi karşılıklı rekabet içinde veri iletişim arzına yöneltti” [1].

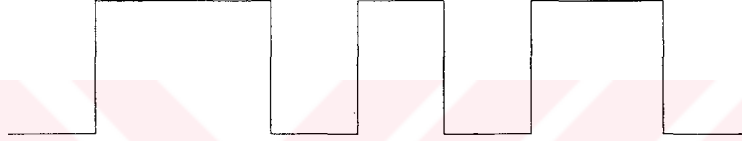
Herhangi bir biçimdeki bilgi, zaman ve uzay içinde *kaynak* olarak adlandırılan bir noktadan *kullanıcı* adı verilen başka bir noktaya *analog* veya *sayısal* olarak aktarılabilir. Analog sinyaller, zamanla değişen fiziksel bir nicelik olarak tanımlanır ve genellikle yumuşak ve süreklidir (Örneğin, konuşma esnasındaki akustik basınç değişimi). Örnek bir analog sinyal Şekil 1.1'de gösterilmiştir. Bir analog iletişim sisteminin performansı çoğu kez kendisinin doğruluğu (fidelity) veya kalitesi (quality) ile belirlenir. Bu sebepten “hifi” terimi aslında yüksek doğruluk (high fidelity) kavramından meydana gelmektedir.

Sayısal sinyaller ise, sonlu bir kümeden seçilmiş ayrık sembollerden meydana gelir. Örnek olarak alfabedeki harfler veya ikilik veriler gösterilebilir. Örnek

bir sayısal sinyal Şekil 1.2'de gösterilmiştir. Sayısal bir sistemin performansı iletimin doğruluğu ile ifade edilir. İletimin doğruluğunu etkileyen faktörler ise bit ve sembol hata oranlarıdır.



Şekil 1.1. Analog sinyal



Şekil 1.2. Sayısal sinyal

Bu çalışmada, Yüksek Frekans (YF) iletişimde kullanılan sayısal modem cihazlarının performanslarının artırılması yönünde ve gerçek zamanda TMS320C6701¹ işaret işleme kartı üzerinde çalışacak yazılım kütüphanesi geliştirilmiştir. Bu bağlamda, çalışma şu bölümlerden oluşmaktadır.

İkinci bölümde, veri iletişimin temelleri, sayısal modem sinyallerinde kullanılan veri, bit, baud, sembol, göz diagramları, çoklu sinyalleşme, semboller arası karışım kavramları ve temelband sayısal modülasyon teknikleri (PAM, ASK, FSK ve PSK) incelenmiştir.

Üçüncü bölümde, modem haberleşmesinde kullanılan BPSK ve QPSK sinyallerinin demodülasyonu, alıcı ve verici arasındaki zaman referans farklarının düzeltilmesi ve kanal denkleştirme için algoritmalar NATO

¹ Texas Instruments ürünü yüksek hızlı işaret işlemcisi.

standardına uygun olarak gerçekleştirilmiş, gerçek zamanda TMS320C6701 işaret işlemcisi üzerinde uygulanarak başarımlarının artırılması sağlanmıştır.

Dördüncü bölümde, demodülasyon işlemi için gerçekleştirilen YF sayısal modem algoritmalarının farklı durumlar için gürültü ve faz hatalarına olan davranışları sayısal olarak ve grafiklerle gösterilerek gerçek zaman sistemlerinde karşılaşılan problemler açıklanmıştır [2].

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



2. SAYISAL İLETİŞİM

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

2.1. Veri İletişimi

İletişimin amacı, herhangi bir biçimdeki bilginin zaman ve uzay içinde *kaynak* olarak adlandırılan bir noktadan *kullanıcı* denilen başka bir noktaya aktarılmasıdır. Bugün telefon, radyo, televizyon gibi elektriksel iletişimin çeşitli örnekleri günlük yaşantımızın vazgeçilmez birer parçası olmuşlardır. Elektriksel iletişimin diğer bazı önemli örnekleri şu şekilde sıralanabilir: Radar, telemetre dizgeleri, bilgisayarlar arası bilgi aktarımı, askeri amaçlar için kullanılan telsizler vb. Bu liste istenildiği kadar genişletilebilir. Elektronik devre öğeleri teknolojisindeki yeni ilerlemelere bağlı olarak önümüzdeki yıllarda iletişim dizgelerinde de önemli gelişmelerin olması kaçınılmazdır.

Veri iletişimi, sayısal bilginin (çoğunlukla ikili biçimde) bir kaynaktan bir varış yerine iletimi olarak tanımlanabilir. Başlangıçtaki kaynak veriler sayısal biçimdedir. Buna karşılık veriler, analog ya da sayısal biçimde iletilebilir. Kaynak bilgi, ASCII ya da EBCDIC gibi ikili kodlanmış alfasayısal karakterler, mikroişlemci işlem kodları, denetim sözcükleri, kullanıcı adresleri, program verileri ya da veri tabanı bilgisi olabilir.

Bir veri iletişim ağı, kamuya açık telefon ağı aracılığıyla birbirine bağlanan iki kişisel bilgisayar kadar basit olabileceği gibi, bir ya da daha çok anabilgisayar ve yüzlerce uzak terminalden oluşan karmaşık bir ağı da içerebilir. Veri iletişim ağları, otomatik vezneleri (ATM'ler) banka bilgisayarlarına bağlamada ya da bilgisayar terminallerini (CT'ler) veya klavye ekranlarını

(KD'ler) doğrudan anabilgisayarlardaki uygulama programlarına arabirim üzerinden bağlamada kullanılır. Veri iletişim ağlarının uygulama listesi, neredeyse sonsuz bir biçimde sürüp gitmektedir.

İletişim dizgeleri istenilen iletişim türüne göre tasarılırlar. Değişik iletişim türlerine şu örnekler verilebilir:

1. Birbirlerinden birkaç bin kilometre arası uzaklıkta olan A ve B kişileri, birbirlerine bir mesaj göndermek istediklerinde, telefon dizgesi kullanabilirler. Bir başka deyişle, bilgi aktarımı kablolar üzerinden yapılabilir.
2. Eğer birbirleri ile konuşmak isteyebilecek binlerce kişi varsa, bir ya da birkaç merkezi anahtarlama istasyonu olan bir telefon dizgesi kullanılabilir.
3. Oldukça kısa uzaklıklar içinde birbirlerine bilgi iletme isteyen az sayıda kullanıcı varsa ve özellikle bunlar sürekli yer değiştiriyorlarsa, bir çeşit radyo iletişimi gereklidir (göndermeç-almaç).
4. Çok sayıda kullanıcıya bilgi göndermek isteyen tek bir kaynak varsa bir radyo ya da bir televizyon vericisi kullanılabilir. Bu durumda, iletişim dizgesi tek bir göndermeç ve çok sayıda almaçtan oluşur.

Kullanılacak iletişim dizgesini belirleyen çeşitli koşulları (örneğin, kaynak sayısı, kullanıcı sayısı, uzaklık, kullanıcıların hareket edip etmedikleri, güvenilirlik gibi koşulları) sağlayan başka örnekler kolayca bulunabilir.

2.1.1. Bir iletişim hattının elemanları

Göndermeç, kanal boyunca güvenilir ve yeterli derecede sinyal üretmek için mesaj sinyalini işler. Bu işlem genellikle taşıyıcı sinyalin mesaj sinyali ile modülasyonunu, iletim hatalarının düzeltilmesi için sinyalin kodlanmasını,

band genişliğini belirli seviyede tutmak için mesajın veya modüle edilmiş sinyalin filtrelenmesini ve kanal kayıplarını yok etmek için güç yükseltimini gerektirir.

İletim kanalı, kaynak ile hedef arasındaki elektriksel ortamlardan (örneğin, kablo, fiber optik veya uzay ortamları) meydana gelir ve kendisinin band genişliği, kayıp/zayıflama ve gürültü/parazit gibi özellikleri ile karakterize edilir.

Almaç, göndermecin yapmış olduğu modülasyon işlemini tersine çevirerek gönderilen mesaj sinyalini elde eder. Bu işlem normal şartlarda yükseltme, filtreleme, demodülasyon ve kodlanan sinyalin çözümlenmesi işlemlerini gerektirir ve göndermecin gerçekleştirmiş olduğu işlemde çok daha zor bir görevdir.

Distorsiyon, sistemi etkileyen unsurlardır. Frekans bağımlı faz kaymaları, kanalın filtrelenmesinden kaynaklanan frekansla birlikte kazanç değişimleri, radyo/kızılötesi ışınlarda gözlenen zamanla birlikte kazanç değişimleri ve Doppler kaydırması veya yerel osilatör hatalarından kaynaklanan, göndermeç ile almaç arasındaki frekans ofsetleri bilinen hat distorsiyon tipleridir. Distorsiyon göndermeç, almaç ve kanal ile birlikte anılabilir. Distorsiyon bazı durumlarda kanal dengeleyicileri, kazanç ve frekans kontrol sistemleri kullanılarak düzeltilebilmektedir [3].

Girişim (Parazit), kanalın dışarıdan gelen sinyallerle karışımı sonucunda oluşur. Dışarıdan gelen sinyallere örnek olarak güç hatları, makinalar, ateşleme sistemleri, diğer kanal kullanıcıları ve daha pek çok örnek verilebilir. Eğer karakteristikler biliniyorsa parazitler genellikle filtreleme ve çıkarma işlemleri ile bastırılabilir.

Gürültü, doğal kaynaklardan meydana gelen rastgele veya habersiz elektriksel sinyaller olarak ifade edilir. Bu tür sinyallere örnek olarak atmosferik gürültüler gösterilebilir. Bir iletim hattındaki gürültü kaynaklarının çokluğundan dolayı gürültünün özelliklerini belirleyebilmek ve bu bağlamda iletim hat performansı üzerindeki gürültünün etkilerini giderebilmek zor bir işlemdir.

2.1.2. İletişim protokolleri

Tek yönlü iletişim, bilginin sadece tek bir yönde akabildiği iletişim hatlarıdır. Televizyon ve radyo yayımları bu tipteki iletim hatlarına örnek olarak verilebilir. Yarı çift yönlü iletişim, aynı anda olmamak şartı ile bilginin iki yönde akışına izin vermektedir. Telsiz-telefonlar ve profesyonel polis radyo sistemleri bu tipteki iletim hatlarına örnek olarak verilebilir. Tam çift yönlü iletişim, aynı anda ve heriki yönde iletişime izin vermektedirler. Telefonlar bu tipteki iletim hatlarına örnek olarak verilebilir.

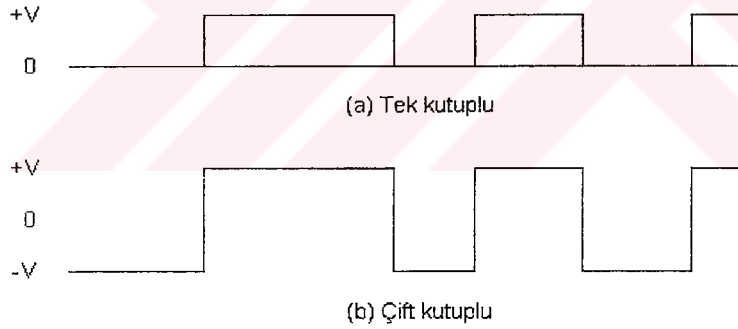
2.1.3. Dalga biçimleri

Bir iletim hattı üzerinden haberleşirken, tek kutuplu ve çift kutuplu olmak üzere iki çeşit sinyalleşme biçimi vardır. Tek kutuplu dalga biçiminde voltaj düzeyi 0 ile +V volt arasında tanımlanır ve bu nedenle fourier dizisi açılımında bir doğru akım bileşenine sahiptir (Şekil 2.1.a). Çift kutuplu biçim mantıksal 1 ve mantıksal -1'i gösteren +V ve -V gerilim düzeyleri ile 0 doğru akım ortalamasına sahiptir. Çift kutup biçimi her bilgisayarda standart olarak bulunan dizisel çıkış portundaki RS232 arabiriminde kullanılmaktadır (Şekil 2.1.b).

2.2. Sayısal İletişim

Son yıllarda, klasik genlik modülasyonu (AM), frekans modülasyonu (FM) ya da 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 bağımsızlık.

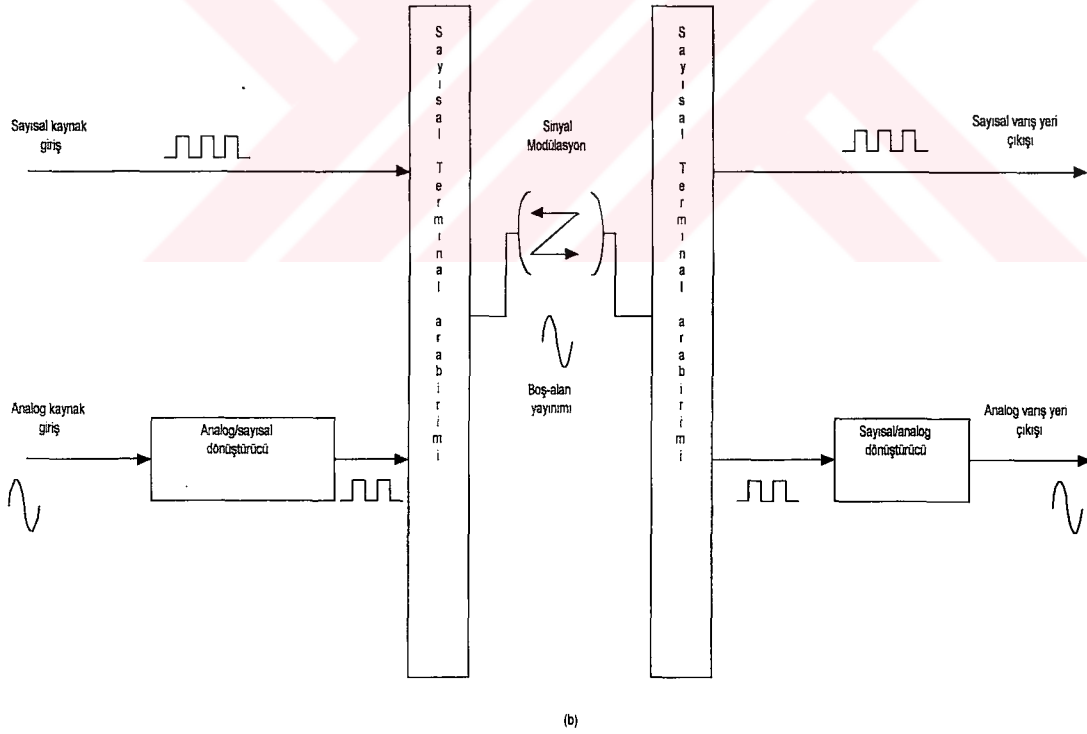
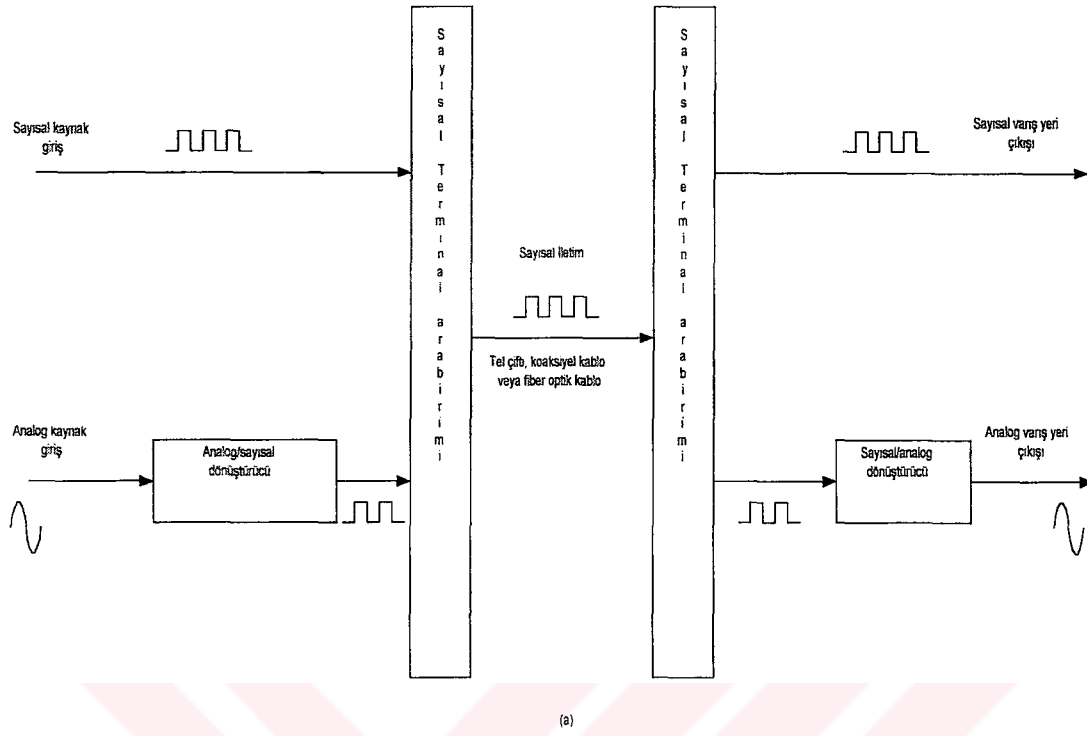
Sayısal iletişim terimi, aralarında sayısal iletim ve sayısal radyonun da bulunduğu geniş bir iletişim teknikleri alanını kapsar. Sayısal iletim, bir iletişim sisteminde iki nokta arasında sayısal darbelerin iletilmesidir. Sayısal radyo, bir iletişim sisteminde iki nokta arasında sayısal modülasyonlu analog taşıyıcıların iletilmesidir. Sayısal iletim sistemleri, verici ile alıcı arasında



Şekil 2.1. Dalga biçimleri (a) Tek kutuplu (b) Çift kutuplu

metalik tel çifti, koaksiyel kablo ya da fiber optik kablo gibi fiziksel bir malzeme gerektirirler. Sayısal radyo sistemlerinde, iletim ortamı boş alan ya da yeryüzü atmosferidir.

Şekil 2.2, sayısal bir iletim sistemi ile sayısal bir radyo sisteminin basitleştirilmiş blok diyagramlarını göstermektedir [3]. Sayısal bir iletim

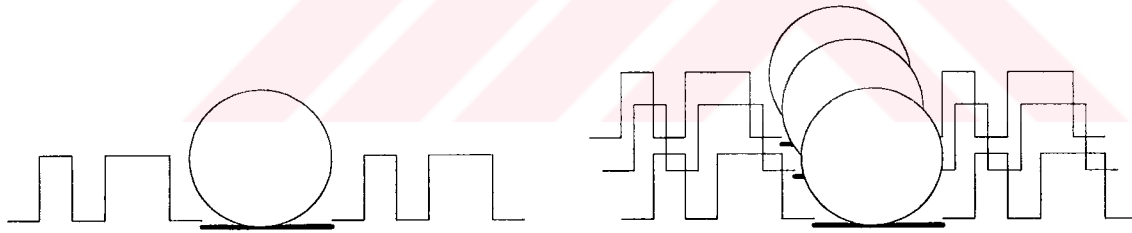


Şekil 2.2. Sayısal iletişim sistemleri (a) sayısal iletişim (b) sayısal radyo

sisteminde, başlangıçtaki kaynak bilgi sayısal biçimde ya da analog biçimde olabilir. Eğer kaynak bilgi, analog biçimdeyse, iletimden önce sayısal darbelerle; alma ucunda ise tekrar analog biçime dönüştürülmelidir. Sayısal bir radyo sisteminde, modüle edici giriş sinyali ve demodüle edilmiş çıkış sinyali sayısal darbelerdir. Sayısal darbeler, sayısal bir iletim sisteminden, anabilgisayar gibi sayısal bir kaynaktan ya da analog bir sinyalin ikili kodlanmasından kaynaklanabilir.

2.2.1. Sinyalleşme yöntemleri

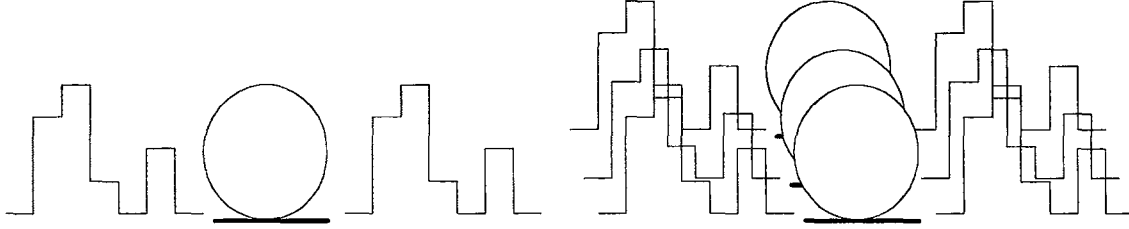
Sinyalleşme, ikilik ve çok düzeyli olmak üzere iki katagoride incelenebilir. Tek bir kablonun kullanıldığı ikilik sinyalleşmede iletim hızı, kanaldaki gerilim değişikliğinin ne kadar hızlı olduğu ile hesaplanır. İletim hızı birbirine paralel birçok kablonun kullanıldığı ikilik sinyalleşme ile artırılabilir (Şekil 2.3).



Şekil 2.3. Tek ve çoklu kablonun kullanıldığı ikilik sinyalleşme

Veri iletişimi sadece ikilik sinyalleşme ile sınırlı değildir. Bunun yanısıra, değişik sayılarda gerilim düzeyli ya da sembol tipleri kullanılabilir. Örneğin, her dört düzeyin içine iki bit tekil olarak kodlanabilir. Böylece, sembol durumunun değiştiği her anda iki bit'lik bilgiler bir seferde iletilebilir ve belirli band genişliğindeki iletim hattından, bilgiler iki kat daha hızlı gönderilebilir ya da aynı durumu sağlamak için iletim hattının bant genişliği yarıya indirilebilir. Ancak bu işlem, alıcı tarafında gerçekleştirilecek demodülasyon işlemini güçleştirmektedir. İkilik imleşime benzer

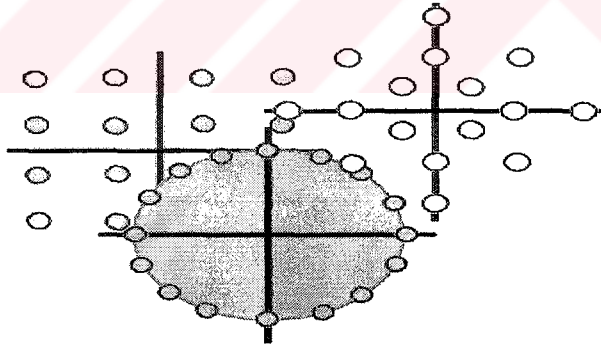
şekilde, çok düzeyli sinyalleşmede de paralel kablolar kullanılabilir. Bu işlem *M-ary* sinyalleşme olarak adlandırılır (Şekil 2.4).



Şekil 2.4. Tek ve çoklu kablunun kullanıldığı çoklu sinyalleşme

2.2.2. Çok düzeyli sembol işlemi

Sayısal bilgi iletilirken değişik sayılarda sembol (sembol durumu) kullanılabilir (Şekil 2.5). Örneğin, 1024 değişik gerilim seviyesi kullanıldığında her sembol ile 10 bit'lik bilgi iletilebilir ya da 1 048 576 sembol durumu ile her sembol 20 bit'lik bilgiyi iletilebilir ($\log_2 1024 = 10$ bit). Ancak pratikte iletilen sembol sayısı ile ilgili kısıtlamalar mevcuttur.



Şekil 2.5. Çok düzeyli semboller

Örneğin, son zamanlarda kullanılan 56 kbps modem telefonlar, bir telefon kanalı üzerinden sinyalleşmek için 1024 den fazla farklı sembol durumu kullanırken, günümüzdeki hücresel sayısal telefon sistemleri sadece iki ya da dört farklı sembol durumu kullanırlar, çünkü, donatım daha gürültülü ortamlarda çalışmaktadır.

2.2.3. Band genişliği ve gürültü ödünleşimi

Bir kanal üzerinden iletilen bilginin ortalama transfer hızını etkileyen iki önemli faktör vardır:

- Dalgabıçımı ya da semboldeki tespit edilebilir maksimum değişiklik.
 - Kanalın bant genişliği, kanal üzerindeki sinyalleşmenin ne kadar hızlı değişebildiğini belirleyecektir.
- Herhangi sayıdaki ayırık sembol durumlarının çözümlenebilirliği.
 - Kanaldaki gürültü seviyesi, farklı tekil sembol durumlarında maksimum seviyeye çıkacaktır.
 - Kanal üzerinde belirlenen bozulma derecesi, sembol durumundaki değişim oranını ve sayısını sınırlayacaktır.

Bu nedenle, sonsuz bant genişliğinde ya da gürültünün ve bozulmanın olmadığı bir kanala sahip olunduğu düşünülürse, 1 000 000 bit'den oluşan bir bilgiyi bir anda iyi bir şekilde göndermek mümkün olmaktadır.

2.2.4. Bilgi aktarım hızı

Bir veri kanalı için ortalama *bilgi aktarım hızı*, ikilik bilginin kaynaktan hedefe olan iletim hızı ile belirlenir. Bilgi aktarım hızı saniyede iletilen bit sayısı ile ifade edilir (bit/saniye).

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

Bilgi aktarım hızı = 6 bit/6 ms

= 1000 bit/saniye olarak belirlenir.

2.2.5. Sembol (baud) hızı

Bilgi aktarım hızı, sembollerin ikilik bilgileri iletmek için kanal üzerindeki değişim hızıyla karıştırılmamalıdır. Çünkü, her sembol içerisine birçok bit kodlanabilmektedir. Sembol hızının doğru tanımı, sinyal durumlarının haberleşme kanalındaki değişim hızıdır ve ister istemez bilgi aktarım hızı ile aynı anlamda değildir. Sembol hızı saniyede iletilen sembol sayısı ile ifade edilir (sembol/saniye ya da baud). Örneğin, bir sistem bir kanal üzerinden bit çiftini iletebilmek için 4 değişik frekans kullanıyorsa ve sembol frekansı her 0,5 ms'de bir değişiyorsa,

$$\text{Sembol hızı} = 1/0,5 \text{ ms}$$

$$= 2000 \text{ sembol/saniye (2000 baud) olarak belirlenir.}$$

Bu örnek için *bilgi aktarım hızı*, her sembol 2 bit'den oluştuğu için 4000 bit/saniye olarak belirlenir.

2.2.6. Band genişliği verimi

Bir haberleşme hattının band genişliği verimi, belirli bir modülasyon biçiminin mevcut band genişliğini ne kadar iyi kullandığı ile ifade edilir. Bir haberleşme hattının band genişliği verimlilik birimi bit/saniye/Hz dir. Örneğin, bir sistem 8000 bit/saniye'lik bilgiyi sürekli olarak gönderebilmek için 4 kHz'lik bir band genişliğine ihtiyaç duyuyorsa,

$$\text{Band genişlik verimi} = 8000/4000 \text{ Hz}$$

$$= 2 \text{ bit/saniye/Hz olarak belirlenir.}$$

2.2.7. Bitler ve semboller arasındaki ilişki

Günümüzde, aynı kanal band genişliğinde yüksek veri hızına olan talepten dolayı sadece ikilik sinyalleşmeyi kullanan modem tasarımları artık

kullanılmamaktadır. Hatta bazı aramalı modemler 1024'ün üzerinde sinyalleşme durumu kullanmaktadır. Bu tür modemler modern modülasyon tekniklerini kullanırlar. Çok seviyeli sinyalleşme aynı zamanda M-li kodlama olarak da ifade edilebilir. Burada M, olası durumların sayısını göstermektedir. İkili sayısal modülasyon tekniklerinde yalnızca iki olası çıkış durumu vardır. Biri 1 mantık düzeyini, diğeri ise 0 mantık düzeyini temsil eder; dolayısıyla bu sistemler, $M = 2$ olan M-li sistemlerdir. Sayısal modülasyonda, çoğu zaman ikili düzeyden daha yüksek bir düzeyde kodlama yapmak daha avantajlıdır. Örneğin dört olası çıkış fazı olan bir PSK sistemi, $M = 4$ olan M-li bir sistemdir. Sekiz olası çıkış fazı olsa, $M = 8$ olur, vb. Bu ilişki matematiksel olarak Eş. 2.1'deki gibi ifade edilebilir:

$$N = \log_2 M \quad (2.1)$$

burada,

$$N = \text{bit sayısı}$$

$$M = N \text{ bitle olası çıkış durumlarının sayısı}$$

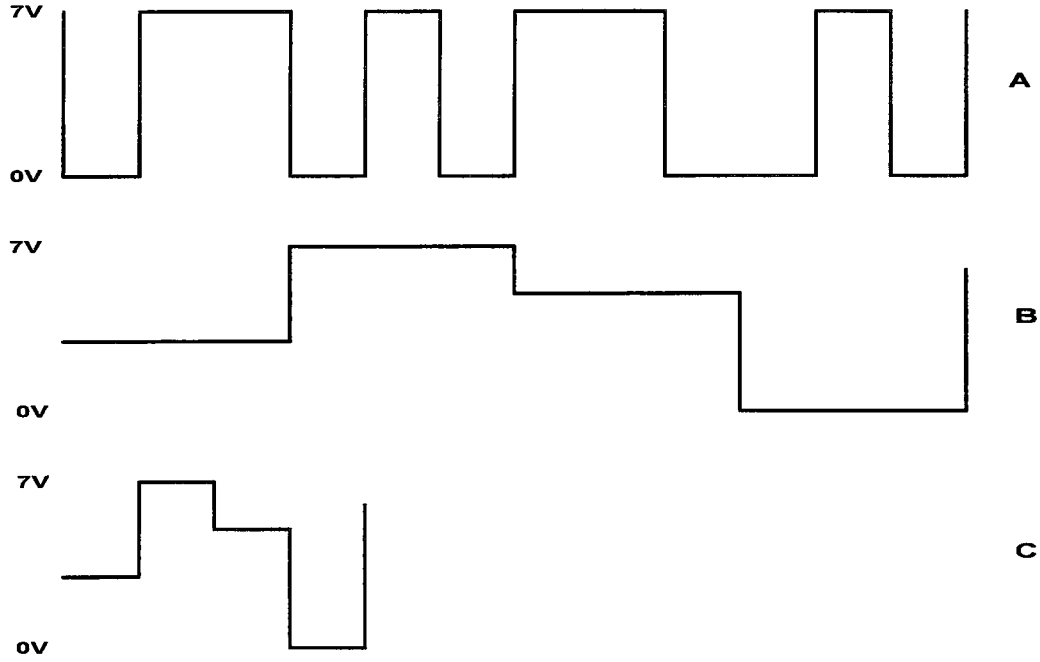
Örneğin, çıkışın değişmesine izin verilmeden önce, modülatöre iki bitin girmesine olanak verilirse,

$$2 = \log_2 M \text{ ve } 2^2 = M \text{ böylece } M = 4$$

$M = 4$, iki bit ile dört farklı çıkış durumunun mümkün olduğunu göstermektedir. $N = 3$ için, $M = 2^3$ yani 8 olur, vb. (Şekil 2.6).

2.2.8. Kanal bilgi kapasitesi

Bir iletişim sisteminin *bilgi kapasitesi*, belli 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, çoğu zaman kolaylık sağlayan bir yöntemdir. 1928 yılında, Bell Telefon Laboratuvarları'ndan R. Hartley, bant genişliği, iletim



Şekil 2.6. $M = 8$ olan sinyalleşme

süresi ve bilgi kapasitesi arasında yararlı bir ilişki bulmuştur. Basit bir biçimde ifade edersek, *Hartley yasası* şudur [13]:

$$C \propto B \times T \quad (2.2)$$

burada ,

C = bilgi kapasitesi

B = bant genişliği

T = iletim süresi

Eş. 2.2'den, bilgi kapasitesinin doğrusal bir fonksiyon olduğu ve gerek sistem bant genişliği, gerekse iletim süresi ile doğru orantılı olduğu görülebilir. Bant genişliği ya da iletim süresi değiştirilirse, bilgi kapasitesi de bu değişikliklerle orantılı olarak değişir.

1948'de, gene Bell Telefon Laboratuvarları'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 Eş. 2.3'deki gibidir.

$$C = B \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (2.3)$$

burada,

C = bilgi kapasitesi (bps)

B = bant genişliği

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

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:

$$\begin{aligned} C &= 2700 \log_2(1+1000) \\ &= 26,9 \text{ kbps} \end{aligned}$$

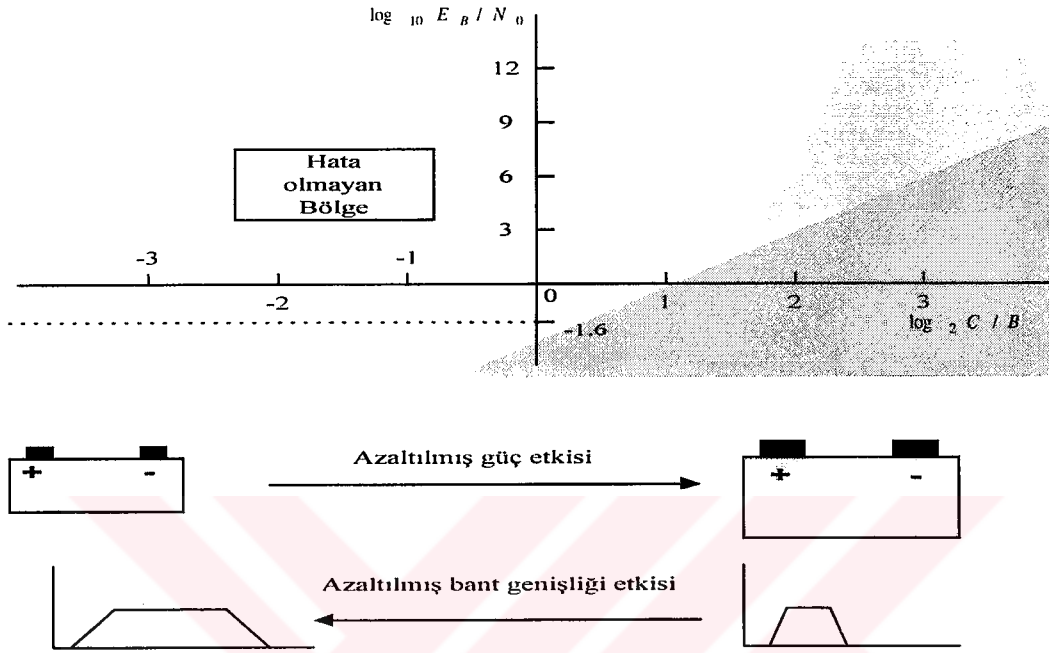
Shannon'un formülü çoğunlukla yanlış anlaşılmaktadır. Yukarıdaki örnek, 26,9 kbps'nin 2,7 kHz'lik bir kanalda iletilebileceğini göstermektedir. Bu doğru olabilir ancak ikili bir sistemde gerçekleştirilemez. 2,7 kHz'lik bir kanalda 26,9 kbps'lik bir bilgi iletim hızı gerçekleştirmek için, iletilen her sembolün bir bilgi bitinden daha fazlasını içermesi gerekir. Dolayısıyla, bilgi kapasitesinde Shannon sınırını gerçekleştirmek için, iki çıkış koşulundan daha fazlasına sahip olan sayısal iletim sistemleri kullanılmalıdır.

Shannon'un kapasite teoremi, sinyalde görülen gürültünün “toplanır beyaz Gauss gürültüsü” olduğunu kabul eder (Şekil 2.7).

2.2.9. Sembollerarası karışım (ISI)

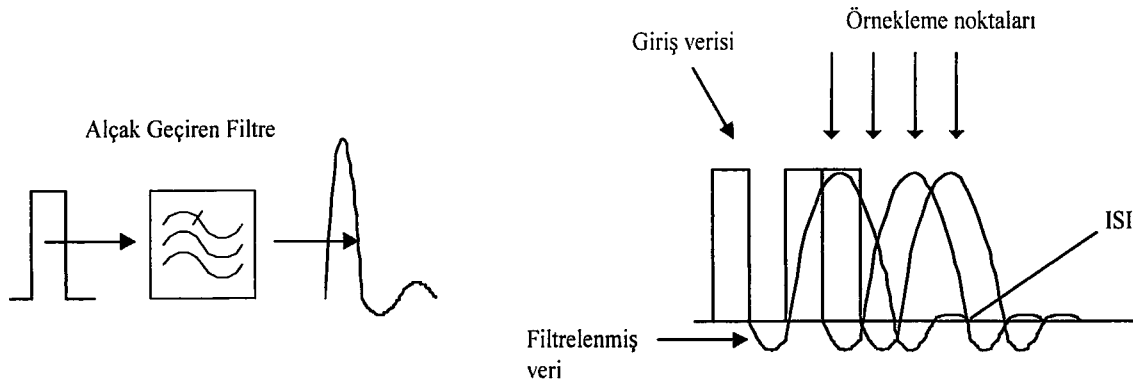
Pratik bir kanalda, filtrelemenin kaçınılmaz etkisi sonucunda birbirinden bağımsız veri sembolleri kanal üzerinden iletilirken yayılma göstereceklerdir. Ardışık semboller için bu yayılım, sembol enerjisinin bir bölümünün komşu semboller üzerine yayılmasına sebep olacaktır. Bu durum, “sembollerarası

karışım¹ olarak adlandırılır. Buna ek olarak, verici ve alıcı birimlerinde gerçekleştirilen filtreleme işlemleri de ISI'ya sebep olabilmektedir. Dolayısıyla,



Şekil 2.7. Shannon kapasite teoremi

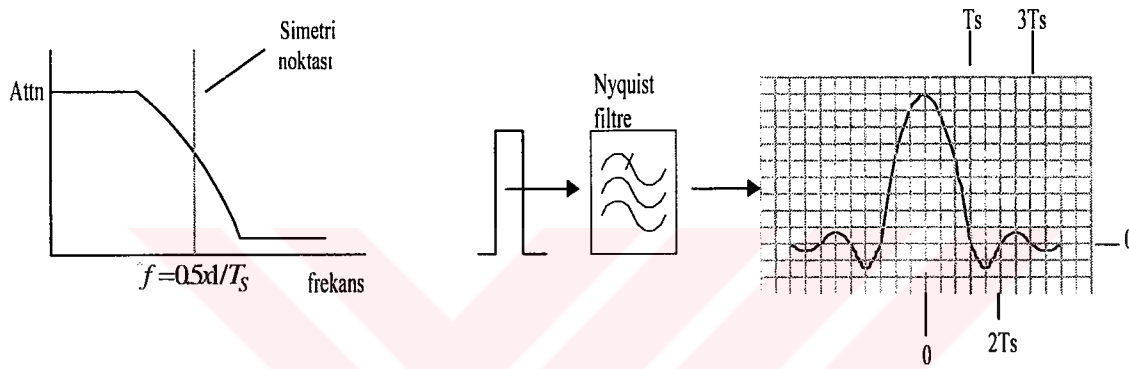
alıcı ve verici tasarımında dikkat edilmesi gereken bir husustur. Aksi takdirde veri dedektörleri sembolleri, sembollerin enerjilerinin birbirine karışması nedeniyle doğru teşhis edemeyeceklerdir (Şekil 2.8).



Şekil 2.8. Kanalin filtrelenmesinden kaynaklanan ISI

¹ Intersymbol Interference (ISI)

Bir kanalın filtreleme karakteristikleri hesaplanırken semboller arası karışımı kontrol etmek mümkündür. Bu işlem, tüm kanal filtre transfer fonksiyonunun *Nyquist* frekans cevabına sahip olması ile başılır. Bir *Nyquist* kanal cevabı, geçişbandı ve duruşbandı (stopband) arasındaki iletim bandına sahip transfer fonksiyonu ile karakterize edilebilir. Bu tipteki kanal cevapları için veri sembolleri hala yayılıgandır fakat, dalga biçimleri sıfır noktasından sembol periyodunun katlarında geçerler (Şekil 2.9).

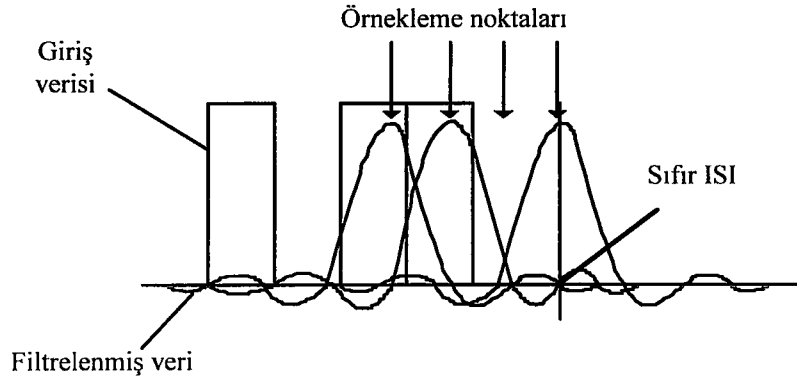


Şekil 2.9. Nyquist filtre için gerekli simetri

Sembol dizisi ISI'nın sıfıra yöneldiği kusursuz bir noktada örneklenecek olursa, komşu sembollerden yayılan enerjinin örneklenecek olan sembolün değerini etkilemediği Şekil 2.10'da görülmektedir.

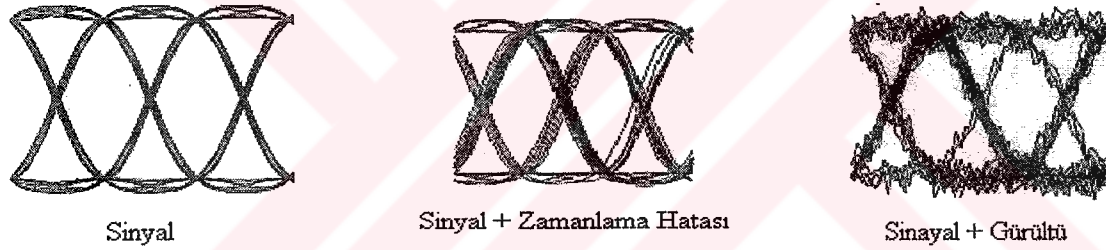
2.2.9. Göz diyagramları

Göz diyagramları, veri dizileri üzerindeki hataları gözlemekte kullanılan görsel bir yöntemdir. Bir göz diyagramı, osilaskobun, demodüle edilmiş ve filtrelenmiş sembol dizisine bağlanması ile üretilebilir. Osilaskop her sembol periyodunda veya sabitlenmiş sembol periyodu katlarında, sembol zamanlama sinyalini kullanarak tetiklenir. Bu işlem, alınan örnek sembollerin osilaskop ekranında "göz" örüntüsünü oluşturur.



Şekil 2.10. Kosinüs filtreli sıfır ISI

Göz diyagramı kanal cevaplarının etkilerini görmekte kullanılabilir. Şekil 2.11’de, sinyalin, sinyal + zamanlama hatasının ve sinyal + gürültünün göz diyagramları örnek olarak görülmektedir.



Şekil 2.11. Göz diyagramlar : sinyal, sinyal ve zamanlama hatası, sinyal ve gürültü

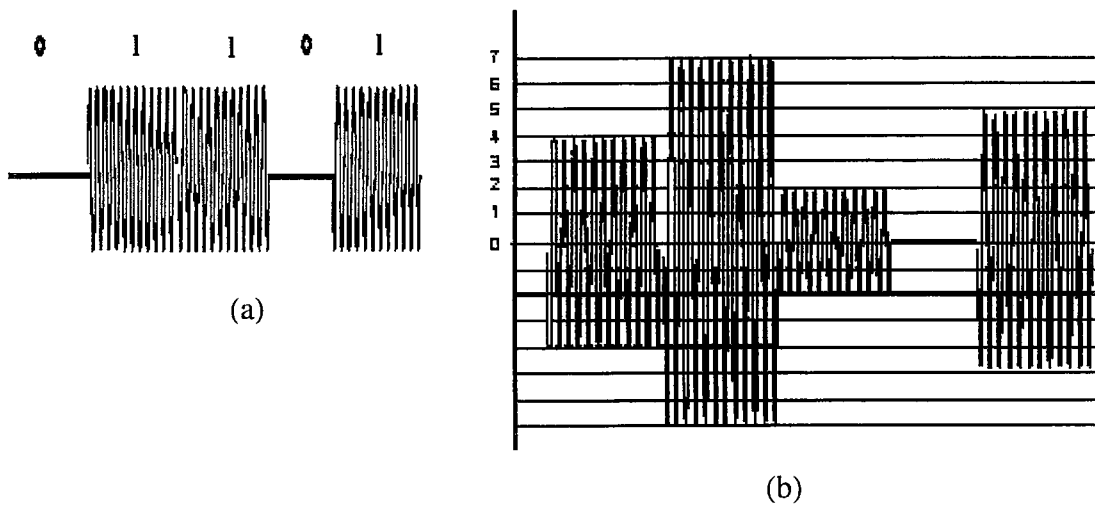
2.3. Bandgeçiren Sayısal Modülasyon

Haberleşme, bir noktadan başka bir noktaya bilgi aktarmadır. Uzak mesafeler arası haberleşme yapılabilmesi için modülasyon ve demodülasyon işlemleri gerekmektedir. Modülasyon, taşınabilir bir sinyali bilgi ile ilintili şekilde değiştirmek olarak tanımlanabilir. Gönderilen bilgiyi geri elde ederken ise modülasyon bilgisi kullanılarak sinyalin çözülmesi yapılır ki bu işleme de demodülasyon denir.

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

2.3.1. Genlik kaydırmalı anahtarlama (ASK)

Bandgeçiren veri modülasyonunun en basit biçimi genlik kaydırmalı anahtarlama'dır². Bu modülasyon biçiminde semboller, sabit frekanslı taşıyıcı osilatörün ayrı genlikleri olarak gösterilir. Sadece iki sembol durumunun gerektiği ASK biçimi ikili ASK olarak isimlendirilir ve taşıyıcı sinyali çok basit olarak var-yok biçiminde anahtarlanır. Bu nedenle yapılan işlem var-yok anahtarlama³ olarak da isimlendirilir. İki sembol durumundan fazlası gerektiğinde M-li ASK tercih edilir (Şekil 2.12).



Şekil 2.12. ASK modüleli sinyal (a) BASK (b) 8ASK

² Amplitude Shift Keying (ASK)

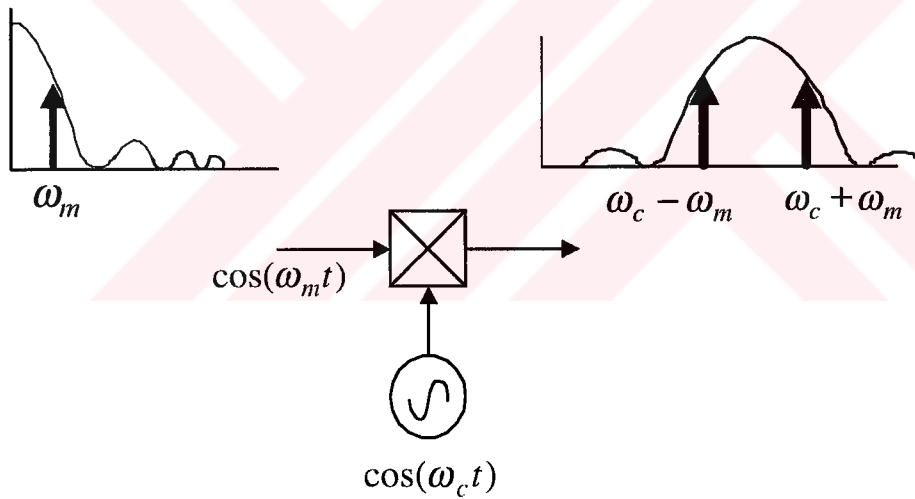
³ ON-OFF Keying (OOK)

2.3.1.1. Simetri

Eğer tabanband sembol dizisinin spektrumu bilirse, bir ASK sinyalin spektrumu kolaylıkla hesaplanabilir. Örneğin, tabanband spektrumundan $\cos w_m t$ gibi bir frekans elemanı seçilirse ve üzerinde taşıyıcı ile ($\cos w_c t$) bir çarpma işlemi gerçekleştirilirse modüle edilmiş sinyal aşağıdaki şekilde elde edilir:

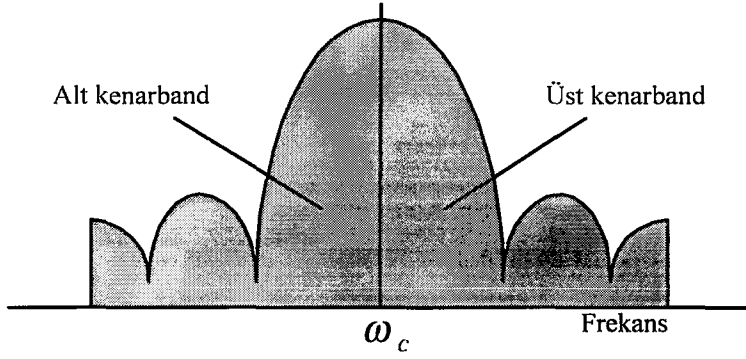
$$\cos w_m t \cdot \cos w_c t = 0,5 \cos(w_c - w_m)t + 0,5 \cos(w_c + w_m)t$$

İşlemden de görüldüğü gibi, bu örnek eleman için modüle edilmiş spektrum, taşıyıcı frekansın iki simetrik tarafında meydana gelir (Şekil 2.13).



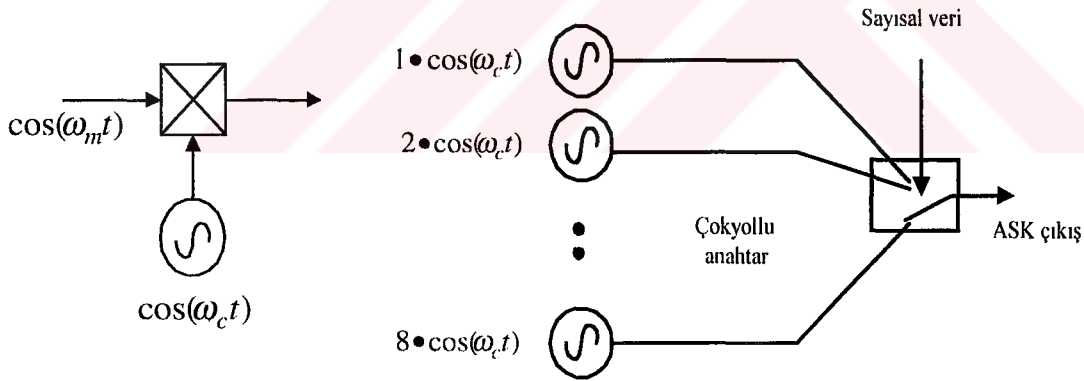
Şekil 2.13. ASK'da simetri

Eğer taşıyıcıyı toplam ve fark elemanlarını üretecek şekilde karıştıracak tüm tabanband elemanları eklenirse, sonuç yine taşıyıcı frekansına göre simetrik olacaktır. Bu ASK spektrumu bazen “çift kenar bandlı spektrum” olarak da adlandırılır (Şekil 2.14).



Şekil 2.14. ASK veri spektrumu

Bir ASK sinyali, karıştırıcı kullanarak taşıyıcı ile tabanband sembol dizisinin çarpımı ile elde edilebilir. Bu işlem doğrusal modülasyon olarak adlandırılır. İkili ASK için alternatif bir yöntem ise, taşıyıcının veri sinyali ile var-yok arasında anahtarlanmasıdır. Birden fazla sembol durumu için bu işlem karışık bir hal almaktadır, çünkü, gerekli sembol durum sayısını göstermek için farklı taşıyıcı genlikleri gerekmektedir (Şekil 2.15).



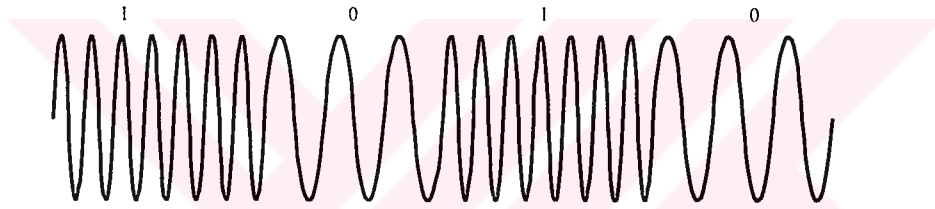
Şekil 2.15. ASK sinyalinin üretimi (a) BASK (b) 8ASK

İletilen ASK sinyalinin band genişliğinin indirgenebilmesi için modülasyondan önce veya sonra dürtü şekillendirme ya da filtreleme işlemi gerçekleştirilmelidir. Anahtarlama yöntemi ile ASK üretimi, modüle edilecek tabanband sinyalinin önceden filtrelenmesine imkan vermez. Çünkü, anahtarlama işlemi doğrusal olmayan bir işlemdir. Dolayısıyla, dürtü

şekillendirme bilgisini taşıyıcı zarfına iletmez. Bu durumda, bandgenişliğini sınırlama işlemi modüle edilmiş sinyal üzerinde gerçekleştirilmelidir.

2.3.2. Frekans kaydırmalı anahtarlama (FSK)

Frekans kaydırmalı anahtarlama (FSK), nispeten basit, düşük performanslı bir sayısal modülasyon biçimidir. FSK, klasik frekans modülasyonuna benzer sabit-zarflı bir açılı modülasyonu biçimidir. Klasik frekans modülasyonu ile aralarındaki fark, modüle edici sinyalin sürekli değişen bir dalga biçimi değil, iki ayrı gerilim düzeyi arasında değişen ikili darbe akışı olmasıdır. Şekil 2.16’da FSK dalga biçimi gösterilmektedir.



Şekil 2.16. FSK dalga biçimi

2.3.2.1. FSK verici

İkili FSK’da, orta frekans ya da taşıyıcı frekansı, ikili giriş verisi tarafından kaydırılır (saptırılır). Dolayısıyla, FSK bir modülatörün çıkışı, frekans uzayında 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 (mantık 1 ile 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. Sayısal modülasyonda, modülatörün girişindeki değişim hızına “bit iletim hızı” denir. Bit iletim hızının birimi , bit/saniye’dir (bps). Modülatörün çıkışındaki değişim hızına “baud” ya da “baud hızı” denir. Baud hızı, bir çıkış

sinyalleme ögesinin süresinin tersine eşittir. FSK'da giriş işe çıkış değişim hızları eşit olduğundan bit iletim hızı ve baud hızı eşittir.

Bütün elektronik iletişim sistemlerinde olduğu gibi, bir FSK vericinin tasarımında da band genişliği öncelikle göz önünde bulundurulması gereken hususlardan biridir. Şekil 2.17'de FSK sinyalinin üretilmesi gösterilmektedir. FSK modülatör bir tür FM vericidir, çoğunlukla da gerilim kontrollü bir osilatördür (VCO). Şekilden görülebileceği gibi, en yüksek giriş değişim hızı, ikili giriş dönüşümlü 1 ve 0'lardan oluşan bir dizi (bir karedalga) olduğunda meydana gelir. İkili bir karedalğanın temel frekansı, bit iletim hızının yarısına eşittir. Dolayısıyla, eğer girişin sadece 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. Böylece, 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 ya da sapar.

FSK, bir frekans modülasyonu biçimi olduğu için, FM için kullanılan modülasyon indeksi formülü FSK için de geçerlidir. Modülasyon indeksi Eşitlik 2-4'deki gibi ifade edilir.

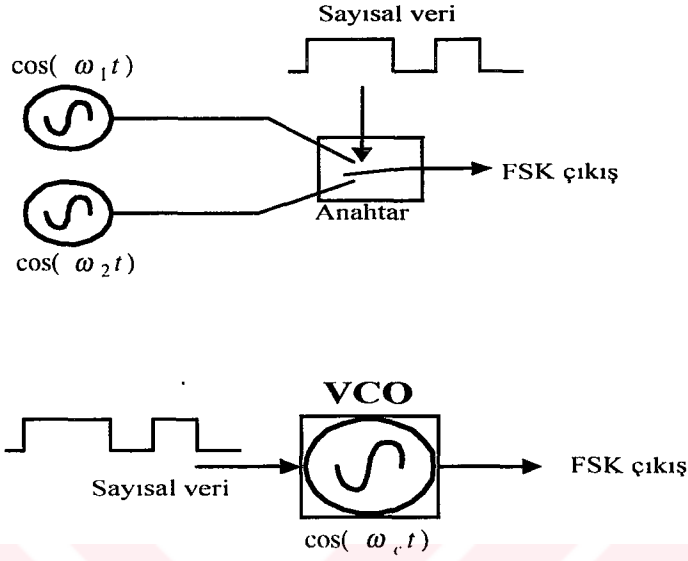
$$MI = \frac{\Delta F}{F_a} \quad (2.4)$$

Burada,

MI = modülasyon indeksi

ΔF = frekans sapması (Hz)

F_a = modüle edici frekans (Hz)



Şekil 2.17. FSK sinyalinin üretilmesi

En kötü durum modülasyon indeksi, en geniş çıkış band genişliğini veren modülasyon indeksi değeridir. Bu değere “sapma oranı” denir. En kötü durum ya da en geniş band genişliği, hem frekans sapması hem de modüle edici frekanslar maksimum değerlerinde olduğu zaman meydana gelir.

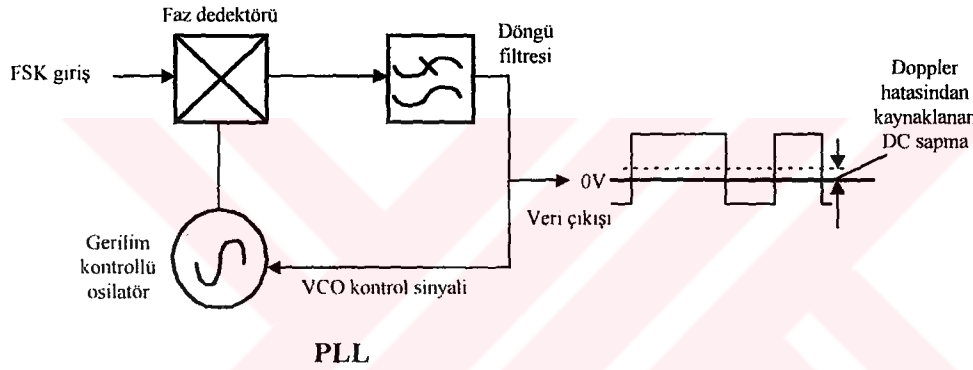
Bir FSK modülatörde ΔF , taşıyıcının tepe frekans sapmasıdır ve sükunet frekansı ile ya işaret ya da aralık frekansı arasındaki farka eşittir. Tepe frekans sapması, modüle edici sinyalin genliğine bağlıdır. İkili sayısal bir sinyalde, bütün 1 mantık düzeyleri aynı gerilime sahiptir. Aynı şekilde bütün mantık 0 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, bit iletim hızının yarısına eşittir.

Band genişliği modülasyon indeksi ile doğru orantılı olduğundan FSK’da, modülasyon indeksi genellikle 1,0’ın altında tutulur. Böylece nispeten darbandlı bir çıkış tayfı oluşturulur. Bir sinyali iletmek için gereken minimum

band genişliğine, minimum “*Nyquist* band genişliği (F_n)” denir. Modülasyon kullanıldığı ve çift-tarafli bir çıkış tayfi oluşturulduğu zaman, minimum band genişliğine “minimum çift-tarafli *Nyquist* band genişliği ya da minimum IF band genişliği” denir.

2.3.2.2. FSK alıcı

FSK sistemlerini demodüle etmek için en yaygın olarak kullanılan devre, Şekil 2.18’de gösterilen “faz kilitlemeli döngü (PLL)” dır.



Şekil 2.18. Faz kilitli döngü (PLL)

PLL’in girişi, işaret ve aralık frekansları arasında kaydığında, faz karşılaştırıcının 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, diğeri 0 mantık düzeyini temsil eder. Bu nedenle çıkış, FSK girişinin iki düzeyli bir temsilidir. PLL’in doğal frekansı FSK modülatörün orta frekansına eşit yapılabilir.

FSK’nın hata performansı, PSK ya da QAM’e oranla düşüktür. Dolayısıyla FSK, yüksek performanslı sayısal radyo sistemlerinde nadiren kullanılır. FSK sadece, düşük performanslı, düşük maliyetli, asenkron veri iletişim modemlerinde kullanılır. Bu modemler analog, ses bandı telefon hatlarında yapılan veri iletişimde kullanılmaktadır [1].

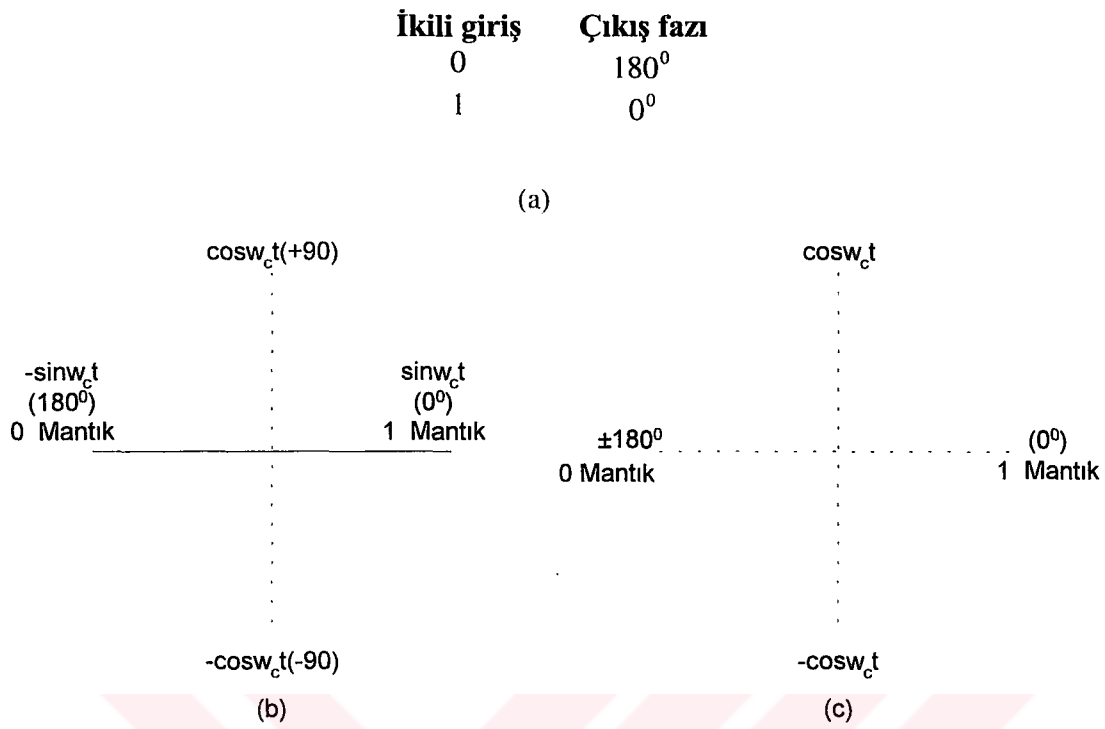
2.3.3. Faz kaydırmalı anahtarlama (PSK)

Faz kaydırmalı anahtarlama (PSK), açı modülasyonlu, sabit-zarflı sayısal modülasyonun bir başka biçimidir. PSK, klasik faz modülasyonuna benzemektedir. Aralarındaki fark, PSK’da giriş sinyali ikili sayısal bir sinyaldir ve sınırlı sayıda çıkış fazı mümkündür. İkili faz kaydırmalı anahtarlama (BPSK veya 2PSK), tek bir taşıyıcı frekansı için iki çıkış fazı mümkündür. 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. Böylece bilgi, modüle edilmiş taşıyıcının anlık fazlarında bulunur. Genellikle bu faz, değeri bilinen bir taşıyıcı fazıyla belirlenir (coherent PSK). İkili PSK için 0 ve 180° ’lik faz durumları kullanılır. Bununla birlikte şifrelenmiş veriyi ardışık semboller arasındaki faz değişimleriyle de iletmek mümkündür. Bu yöntem, “Differential Coherent PSK” olarak adlandırılır.

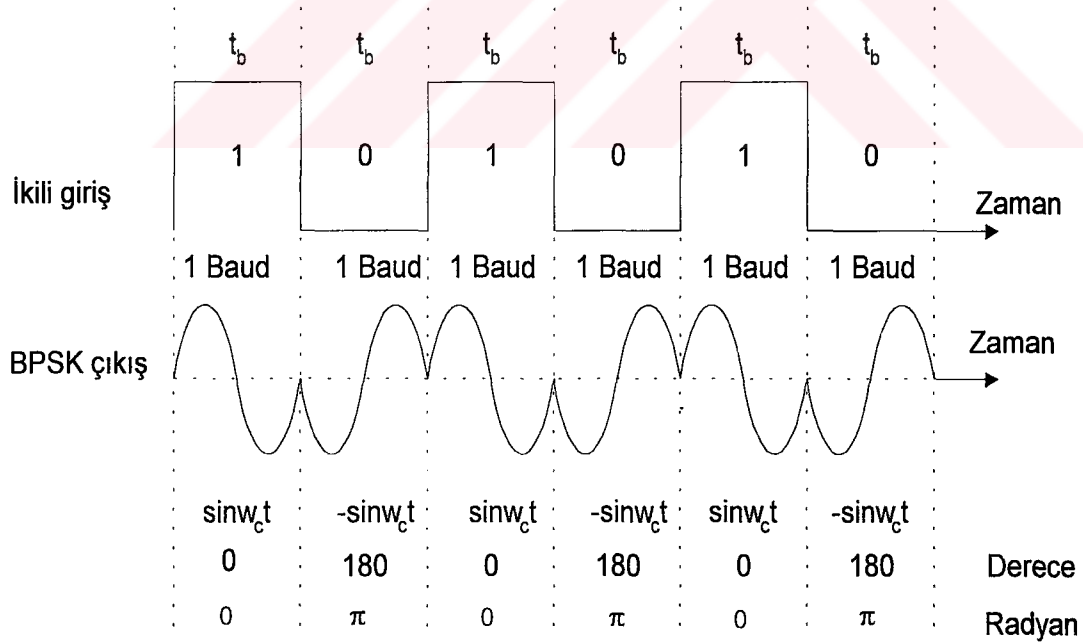
Sonuç olarak PSK’da , çıkış sinyali ile referans osilatörü arasında 180° ’lik faz farkı vardır. Şekil 2.19’da, BPSK bir modülatörün doğruluk tablosu, fazör diagramı ve konstelasyon⁴ diagramı görülmektedir. BPSK modülatörün çıkış tayfının, üst ve alt yanbandların taşıyıcı frekansından bit iletim hızının yarısına eşit bir uzaklıkta bulunduğu bir çift yanband bastırılmış taşıyıcı sinyali olduğu görülmektedir.

Dolayısıyla, en kötü durum BPSK çıkış sinyalini geçirmek için gerekli en küçük band genişliği (F_n), giriş bit iletim hızına eşittir. Şekil 2.20’de, bir BPSK dalga biçiminin zamana bağlı çıkış fazı görülmektedir.

⁴ Bazen sinyal durum-boşluk diyagramı adı verilen konstelasyon diyagramı, fazör diyagramına benzer, ancak konstelasyon diyagramında bütün fazörler çizilmez.



Şekil 2.19. BPSK modülör (a) Doğruluk tablosu (b) Fazör diagramı (c) Konstelasyon diagramı



Şekil 2.20. Bir BPSK modülörde zamana bağlı çıkış fazı

Aynı derecedeki dürtü şekline sahip olmak koşuluyla, ikili PSK sinyali ile ikili ASK sinyalleri benzer band genişliğine sahiptir. Filtrelenmemiş ikili PSK sinyali en basit şekilde, veri sinyalini kullanarak taşıyıcının işaretinin 0 veya 180 faz kaymalarını verecek şekilde anahtarlanması ile elde edilebilir.

2.3.2.3. BPSK alıcı

Şekil 2.21’de bir BPSK alıcının blok diyagramı görülmektedir. Giriş sinyali $+\sin w_c t$ ya da $-\sin w_c t$ olabilir. Evre uyumlu (coherent) 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 dedektörüdür. Çıkış, iki girişin (BPSK sinyal ve tekrar elde edilmiş taşıyıcı) çarpımıdır. Alçakgeçiren filtre (LPF), tekrar elde edilmiş ikili verileri karmaşık demodüle edilmiş tayftan ayırır. Demodülasyon süreci matematiksel olarak Eş. 2.5’deki gibidir. $+\sin w_c t$ (1 mantık düzeyi) olan bir BPSK giriş sinyali için, dengeli modülatörün çıkışı şu olur.

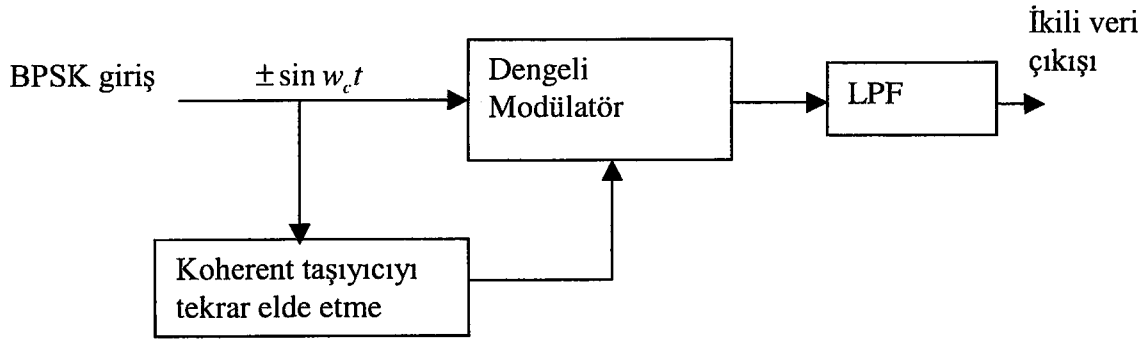
$$\sin^2 w_c t = (\sin w_c t)(\sin w_c t) \quad (2.5)$$

ya da

$$= \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos 2w_c t = +\frac{1}{2} V_{dc} = 1 \text{ mantık düzeyi}$$

└───────────┘
(Filtrelenerek kesilir)

Dengeli modülatörün çıkışının, pozitif bir dc gerilimi $(+\frac{1}{2}V)$ ve taşıyıcı frekansının iki katı bir kosinüs dalgası $(2w_c t)$ içerdiği görülmektedir. LPF’nin kesim frekansı, $2w_c t$ ’den çok daha alçaktır. Bu yüzden, taşıyıcının ikinci harmoniğini filtreleyerek keser ve yalnızca pozitif dc bileşenini geçirir. Pozitif bir dc gerilimi, demodüle edilmiş 1 mantık düzeyini temsil eder.



Şekil 2.21. BPSK alıcı

$-\sin w_c t$ (0 mantık düzeyi) olan bir BPSK giriş sinyali için, dengeli modülörün çıkışı Eşitlik 2-6'daki gibi olur.

$$-\sin^2 w_c t = (-\sin w_c t)(\sin w_c t) \quad (2.6)$$

ya da

$$= -\frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2w_c t = -\frac{1}{2} V_{dc} = 0 \text{ mantık düzeyi}$$

(Filtrelenerek kesilir)

Dengeli modülörün çıkışı, negatif bir dc gerilimi ($-\frac{1}{2}V$) ve taşıyıcı frekansının iki katı bir kosinüs dalgası içerir ($2w_c t$). LPF, burada da taşıyıcının ikinci harmoniğini filtreleyerek keser ve yalnızca negatif dc bileşenini geçirir. Negatif bir dc gerilimi, demodüle edilmiş 0 mantık düzeyini temsil eder.

2.3.2.4. Dört faz kaydırmalı anahtarlama (QPSK)

Dört faz kaydırmalı anahtarlama ya da dik-açı PSK (QPSK), başka bir açı modülasyonlu, sabit-zarflı sayısal modülasyon biçimidir. QPSK, M'nin 4 olduğu M-li bir kodlama tekniğidir. QPSK'da tek bir taşıyıcı frekansı için dört çıkış fazı mümkündür. Dört farklı çıkış fazı olduğu için, dört farklı giriş durumu vardır. QPSK modülörün sayısal girişi ikili bir sinyal olduğu için,

dört farklı giriş durumunu üretmek için tek bir giriş bitinden fazlası gerekmektedir. 2 bit ile, dört olası durum vardır: 00, 01, 10 ve 11. Bu nedenle QPSK'da, ikili giriş verileri, "dibit" adı verilen 2 bitlik gruplar halinde birleştirilir. Her dibit kodu, dört olası çıkış fazından birini üretir. Dolayısıyla, modülatöre giren her 2 bitlik dibit için, tek bir çıkış değişikliği meydana gelir. Bu nedenle, çıkıştaki değişim hızı (baud hızı), giriş bir iletim hızının yarısıdır.

Bir QPSK vericide iki bit (dibit), bit ayırıcıya gönderilir. İki bitin ayırıcıya seri girişinden sonra, bu bitler çıkışa aynı zamanda paralel olarak gelirler. Bir bit I kanalına, diğer bit ise Q kanalına yönlendirilir. I biti referans modülatörü ile aynı fazda olan bir taşıyıcıyı modüle eder. Q fazı ise referans taşıyıcıdan 90° farklı fazda olan ya da onunla dik açı yapan bir taşıyıcı modüle eder.

Temel olarak bir QPSK modülatör, paralel olarak birleştirilmiş iki BPSK modülatördür. I dengeli modülatörün çıkışında olası iki faz ($+\sin w_c t$ ve $-\sin w_c t$) bulunur. Q dengeli modülatörün çıkışında da olası iki faz ($+\cos w_c t$ ve $-\cos w_c t$) vardır. Doğrusal toplayıcı iki dik açılı (90° farklı fazlarda) sinyali birleştirdiğinde, oluşan dört olası faz vardır: $+\sin w_c t + \cos w_c t$, $+\sin w_c t - \cos w_c t$, $-\sin w_c t + \cos w_c t$ ve $-\sin w_c t - \cos w_c t$. Çizelge 2.1'de olası faz durumları gösterilmektedir.

Çizelge 2.1. QPSK modülatör için doğruluk tablosu

İkili giriş		QPSK çıkış fazı
Q	I	
0	0	-135°
0	1	-45°
1	0	$+135^\circ$
1	1	$+45^\circ$

Çizelge 2.1'den QPSK'nın olası dört çıkış fazının tam olarak aynı genliğe sahip olduğu görülmektedir. Dolayısıyla ikili bilgi, tamamıyla çıkış sinyalinin fazına kodlanmalıdır. Bu, PSK'yı QAM'den ayıran en önemli özelliktir. Ayrıca QPSK'da komşu iki fazör arasındaki açısal farkın 90° olduğu görülmektedir. Bu nedenle bir QPSK sinyali, iletim esnasında hemen hemen $+45^\circ$ 'lik ya da -45° 'lik faz kaymasına uğrayabilmekte fakat buna rağmen, alıcıda demodüle edildiğinde kodlanmış bilgiyi doğru olarak saklayabilmektedir.



3. YF ALICI MODEM ALGORİTMALARI

Haberleşme bir noktadan başka bir noktaya bilgi aktarmadır. Uzak mesafeler arası haberleşme yapılabilmesi için modülasyon ve demodülasyon işlemleri gerekmektedir. Modülasyon, taşınabilir bir sinyali bilgi ile ilintili şekilde değiştirmek olarak tanımlanabilir. Gönderilen bilgiyi geri elde ederken ise modülasyon bilgisi kullanılarak sinyalin çözülmesi yapılır ki bu işlem de demodülasyon olarak adlandırılır. Modülasyon teknikleri iki katagoride incelenebilir. Bunlar, doğrusal ve doğrusal olmayan modülasyon biçimleridir. Doğrusal modülasyona örnek olarak FSK, PSK, PAM vb., verilebilir. Bu modülasyon ve demodülasyon sınıfı analog ve sayısal sistemlerde sıkça kullanılmaktadır. Doğrusal olmayan modülasyon biçimine ise, FM, PM, CPM, CFM vb., örnek olarak verilebilir. Bu modülasyon sınıfında, modülasyon ve demodülasyon işlemi göreceli olarak daha zordur. Bu bölümde, önceden anılan PAM, PSK ve QPSK modüleli sinyallerin demodülasyonu için gerekli senkronizasyon ve kanal denkleştirme algoritmaları geliştirilmiştir.

YF sayısal iletişimde kullanılan modem algoritmaları, NATO standartlarına uygun olarak C ve TMS320C6701 derleyici dillerinde yazılarak TMS320C6701 işaret işleyicisi için optimize edilmiş ve başarımları artırılmıştır.

YF bandında kısıtlı bulunan bant genişliğinin daha verimli bir şekilde kullanılabilmesi için varolan sayısal modemlerin daha verimli bir şekilde çalıştırılması gerekmektedir. YF bandı 3-30 MHz arası frekanslarda bulunmakta ve iletişim radyo dalgalarının iyonosferden yansıması yoluyla sağlanabilmektedir. Bu bant aralığı yoğun kullanım yüzünden çok sıkışık durumdadır. Ayrıca iyonosferin değişken karakteristikleri yüzünden (örneğin,

güneş rüzgarlarına açık olması) iletişim kanalı sağlıklı değildir, yani gürültü seviyeleri zaman zaman çok artmakta ya da sinyal güç seviyesi çok düşmektedir. Bu nedenle güçlü işaret işleme tekniklerinin alıcı ve verici modemlerde kullanılarak iletişim sinyalinin dış etkenlere bağışık şekilde gönderilmesi ve işlenmesi gerekmektedir. Varolan teknoloji, güncelliğini yitirmiş olup son geliştirilen işaret işleme tekniklerini kapsamamaktadır.

Bu çalışmada geliştirilen modem yapısı, varolan NATO standardı modemlerin [4] işaret işleme bloklarının yeniden tasarımı ve sisteme entegre edilmesi şeklinde gerçekleştirilmiştir. Böylece varolan standard değiştirilmeden tasarlanan bu modem yazılımı kullanılabilir.

Çalışma süresi boyunca iki ana aktivite üzerinde özellikle durulmuştur. Bunlar, yukarıda açıklanan işaret işleme bloklarında yeni algoritma tasarımları ve bu algoritmaların TMS320C6701 kayan noktalı (floating-point) işaret işleyici üzerinde gerçek zamanda çalışabilmesi için optimal bir şekilde derleyici dilinde yazılmasıdır.

3.1. Nato-Stanag 4285 Modem Yapısı ve Mimarisi

Modem yapıları ile ilgili genel bilgiler [1,4,5] referanslarından elde edilebilir. NATO dökümanı STANAG 4285’de detaylanan modem özellikleri, modülasyon ve demodülasyon başlıkları altında incelenebilir.

3.1.1. Modülasyon

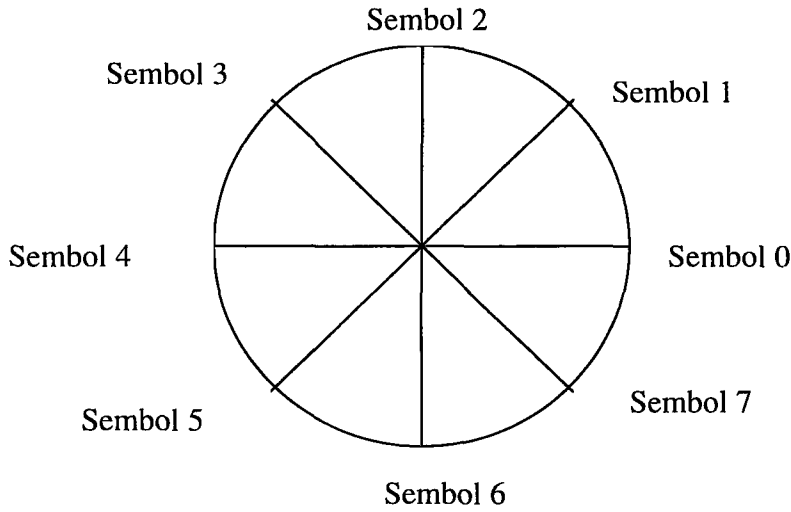
Modülasyon işlemi, tabankuşakta 1800 Hz’de bulunan bir taşıyıcının fazının kaydırılması ile sağlanmaktadır. Daha sonra bu tabankuşak sinyali RF’e kaydırılarak istenilen frekanstan iletilmektedir. Modülasyon hızı 2400 baud ve

modülasyon hassasiyeti 10^{-5} 'tir. Aynı şekilde, 1800 Hz taşıyıcıyı üreten osilatörün hassasiyeti 10^{-5} 'tir. PSK modülasyona karşılık gelen faz değerleri ise Çizelge 3.1.'de verilmiştir.

Çizelge 3.1. PSK modülasyona karşılık gelen faz değerleri

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	$7\pi/4$

Sembol numaraları n 'ye karşılık gelen karmaşık sayı $e^{jn\frac{\pi}{4}}$ 'dir. Buna göre Şekil 3.1.'de faz dağılımı gösterilmiştir.



Şekil 3.1. Faz dağılımı

3.1.2. Bilgi iletim hızının belirlenmesi

Bilgi iletim hızını belirleyen bu işlemde bit gruplarının hangi sembollerle eşleştirileceği belirlenmektedir. Buna göre, 1200 bps, 2400 bps ve 3600 bps için bit gruplarına karşılık gelen sembol değerleri sırasıyla Çizelge 3.2, Çizelge 3.3 ve Çizelge 3.4’de gösterilmektedir.

Çizelge 3.2. 1200 bps için bit-sembol ilişkisi

Bir bit	Sembol
0	0
1	4

Çizelge 3.3. 2400 bps için bit-sembol ilişkisi

İki bit	Sembol
00	0
01	2
10	6
11	4

Çizelge 3.4. 3600 bps için bit-sembol ilişkisi

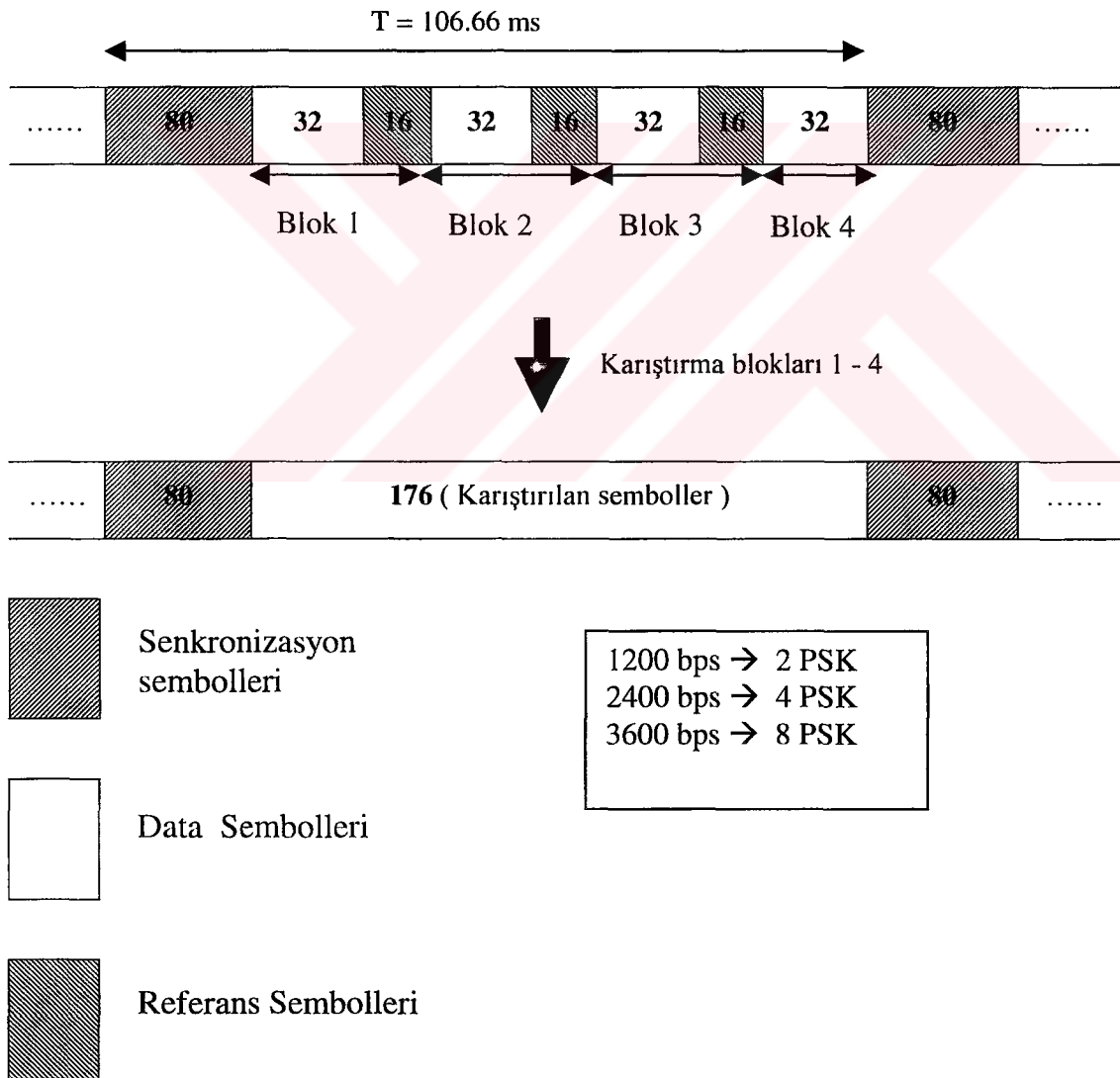
Üç bit	Sembol
000	1
001	0
010	2
011	3
100	6
101	7
110	5
111	4

3.1.3. Güç spektrumu yoğunluğu

1800 Hz alttaşıyıcı ile modüle edilmiş sinyalin 3000 Hz genişliğinde bir bandı kapsamaması gerekmektedir. Bunu gerçekleştirmek amacıyla band kenarlarındaki zayıflama miktarı (rolloff) 0,2 olan bir yükseltilmiş kosinüs (raised cosine) alıcı ve verici filtreleri kullanılmaktadır.

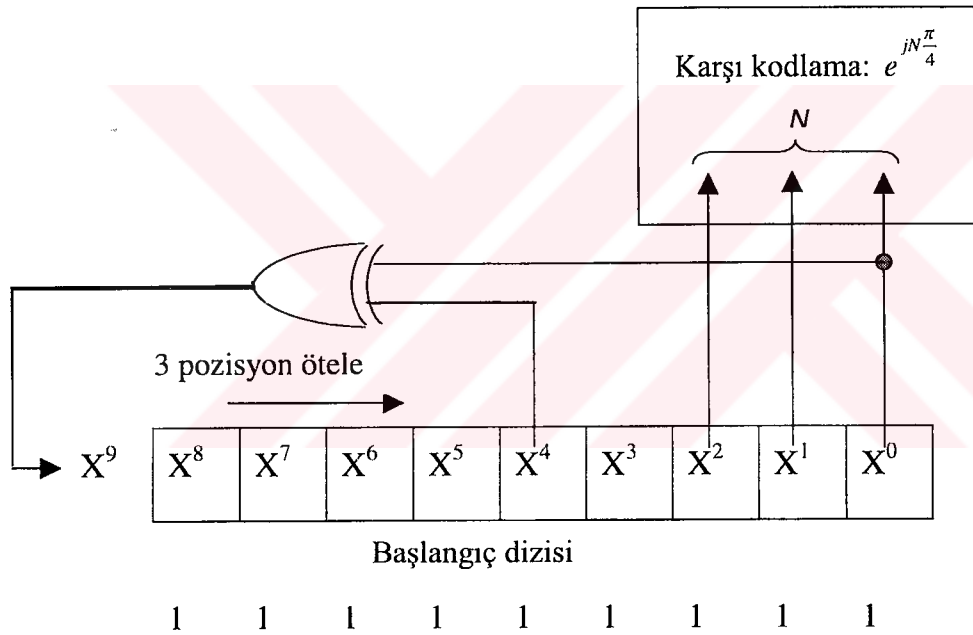
3.1.4. Pencere yapısı

Kullanılan pencere yapısı Şekil 3.2.'de gösterilmiştir.



Şekil 3.2. Modem pencere yapısı

1200 bps hızında pencere başına gönderilen bit sayısı 128, 2400 bps için 256, 3600 bps için ise 384'tür. Bir pencere 256 sembolden oluşmaktadır. Bunların 80 tanesi senkronizasyon için, 48 tanesi referans sembolü olarak, 128 tanesi de data sembolü olarak kullanılmaktadır. Referans ve data sembolleri (toplam 176 sembol) Şekil 3.3'te gösterilen karıştırıcının (scrambler) ürettiği dizi ile karıştırılarak uzun "1" ve "0" dizilerinin oluşması önlenmektedir. Bu karıştırıcı 8 fazlı bir PSK dizisi yaratmaktadır. Böylece bilgi hızı ne olursa olsun (1200 bps, 2400 bps, 3600 bps) 8 PSK sinyali vericiden gönderilmektedir. Referans sembolleri $N = 0$ 'a karşılık gelen sembolden oluşmaktadır.

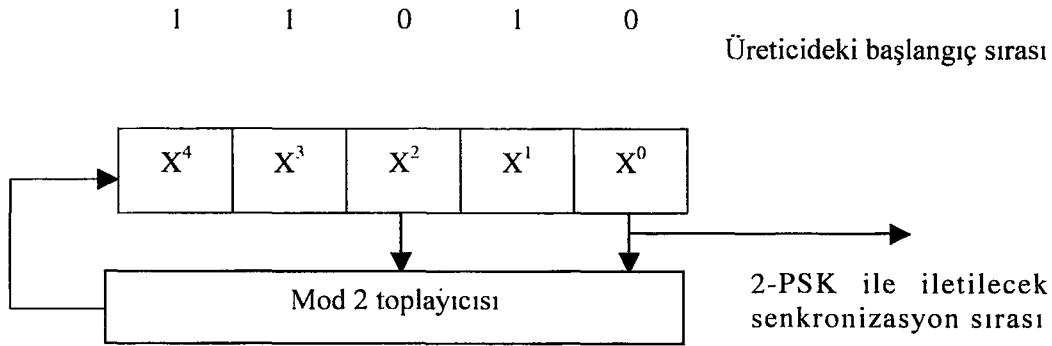


Şekil 3.3. Karıştırıcı dizisi yaratmak için kullanılan devre

Modem senkronizasyon dizisi, kullanarak sinyalin varlığını, Doppler kaymalarını, sembol senkronizasyonunu ve denkleştirici (equalizer) eğitimini sağlamaktadır.

3.1.5. Senkronizasyon dizisi

Bu dizi, 2 PSK ile gönderilen 2400 baud hızında 80 sembolden oluşmaktadır. Dizinin periyodu 31 olup bir pseudo-random dizidir ve Şekil 3.4'deki şema kullanılarak üretilmektedir.



Şekil 3.4. Senkronizasyon sembolleri üretilmesi

İlk senkronizasyon sembolü tampondaki ilk dizinin düşük değerlikli bit'ine eşittir. Daha sonra 79 defa saat pulsü uygulanarak geri kalan 79 sembol üretilmektedir.

3.1.6. Karıştırıcı dizi

176 sembolden oluşmaktadır. 2400 baud hızında 8 PSK olarak üretilmektedir. Veri hızı ne olursa olsun (1200 bps, 2400 bps veya 3600 bps) karıştırılmış veri dizisi 8 PSK olacaktır. Şekil 3.3'te gösterilen şemaya göre, Eşitlik 3-1'deki polinom kullanılarak üretilmektedir.

$$x^9 + x^4 + 1 \quad (3.1)$$

Sembolleri üretmek için tampondaki bit dizisi üçer üçer kaydırılmaktadır. Karıştırılacak dizi ile karıştırıcı dizi toplanarak gönderilecek olan 8 PSK sinyal edilmektedir. Tampondaki ilk bit değerleri her pencere başlangıcında 1 olarak

verilmektedir. Bu tampon, periyodu 511 olan bir bit dizisi üretmektedir. Tampondaki x^2, x^1, x^0 pozisyonlarına karşılık gelen 3 bit, 8 fazdan birisini bulmak için kullanılmaktadır.

3.2. Alıcı ve Verici Modem Zamanlamaları

İletişim, modem kullanıcısı (veri terminali) tarafından GÖNDERME İSTEĞİ (RTS) sinyalinin gönderilmesi ile başlar. Bunun üzerine modem, anahtarlama bağlantısını (switching contact) kapatarak T1 kadar bir zaman sonra yayına hazır hale gelir. GÖNDERME ONAYI (CTS) yükseğe çıktuktan sonra İLETİM SAATİ (TC) gönderilir (1200, 2400 veya 3600 Hz). Aynı anda senkronizasyon dizisi de yollanır. Bu sırada senkronizasyon dizisinden sonra gönderilmek üzere, veri bloklar halinde organize edilir (Bkz. Şekil 3.2). Veri gönderimi bittikten sonra clock kapatılır ve GÖNDERME ONAYI (CTS) aşağı seviyeye iner. Alıcı modem senkronizasyon dizisini bulmak için işlem yapar. Bulduğu zaman kanal denkleştirme gerçekleştirilir ve veri 1200 bps, 2400 bps ya da 3600 bps hızında elde edilir. Bu işlemler sırasında tolere edilen maksimum gecikme süresi 212 ms'dir. Pencere başlarındaki senkronizasyon dizisi bulunamazsa alıcı modem tarafından veri çözülme işlemi yapılmaz.

Veri terminali ile modem arasındaki diyalog sırasında PENCERE İLETİM (senkronizasyon dizisi) ve VERİ İLETİM (TD)sinyalleri de kullanılır. PENCERE İLETİM sinyali, periyodu 106.66 ms olan bir tetikleyicidir. Bu sinyal 1200 bps, 2400 bps veya 3600 bps hıza göre 127, 255 veya 383 bit periyodlarında açık durumdadır. Daha sonra, bir bit periyodu için kapalı duruma geçer. Kapalı durum sırasında VERİ İLETİM (TD) sinyaline pencerenin ilk sembolü verilir.

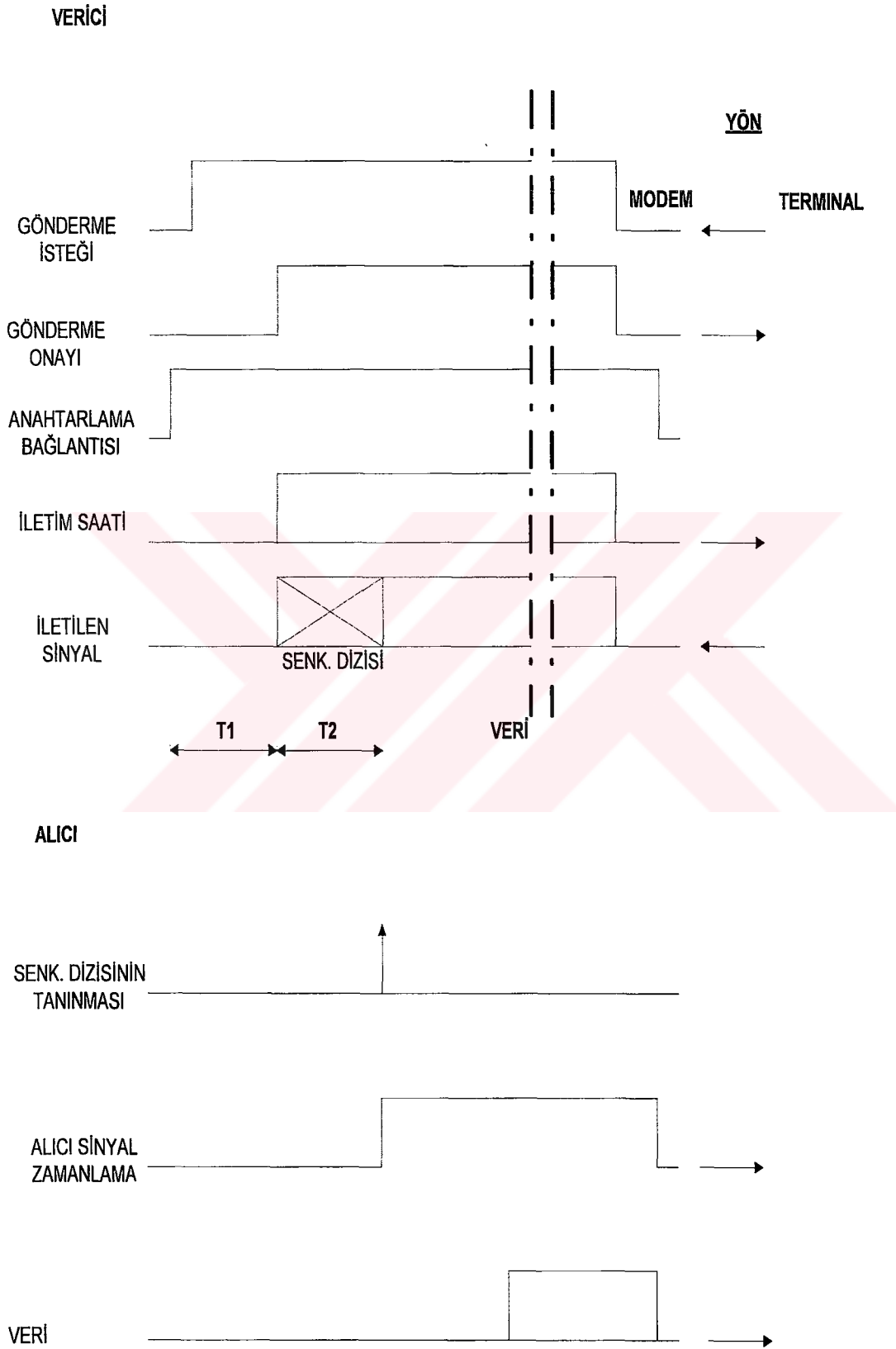
Aynı şekilde, alıcı modemde PENCERE ALIM sinyali 106.66 ms'lik bir tetikleyicidir. Bu sinyal 1200 bps, 2400 bps veya 3600 bps hıza göre 127, 255 veya 383 bit periyodlarında açık durumdadır. Daha sonra bir bit periyodu için kapalı duruma geçer. Kapalı durum sırasında, VERİ ALIM (RD) sinyaline alıcı modem tarafından çözülen pencerenin ilk sembolü verilir. Ayrıca, VERİ KANALI İÇİN TAŞIYICI SEZİCİ (senkronizasyon dizisi bulunamamış ise açık durumdadır) sinyal açık durumda ise, PENCERE ALIMI her zaman açık durumda kalır (Şekil 3.5).

3.2.1. Modülasyon ve demodülasyon filtreleme

Roll-off faktörü 0.2 olan bir yükseltilmiş kosinüs filtre ile verici ve alıcı filtrelemeleri gerçekleştirilmektedir. Bu filtre, 1800 Hz alt-taşıyıcı ile IF frekansına geçildiği zaman 300-3000 Hz aralığında bantgeçiren hale dönüşmektedir. Bu filtre sayısal olarak gerçekleştirilebilir. Standarda göre, Nyquist frekansından 4 kere daha hızlı örneklenen sinyal ile, aynı şekilde örneklenen filtrenin evrişimi (convolution) hesaplanmaktadır. Filtre uzunluğu 40 örnek olarak alınmaktadır. Alıcı ve verici filtrelemelerinin ortak etkisi (kanal etkileri gözardı edilirse) Eş. 3.2'deki gibi bulunur.

$$H(f) = \begin{cases} 1 & f \leq f_n - pf_n \\ 0.5 \left(1 - \sin \left(\frac{f - f_n}{pf_n} \frac{\pi}{2} \right) \right) & f_n - pf_n < f \leq f_n + pf_n \\ 0 & f > f_n + pf_n \end{cases} \quad (3.2)$$

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

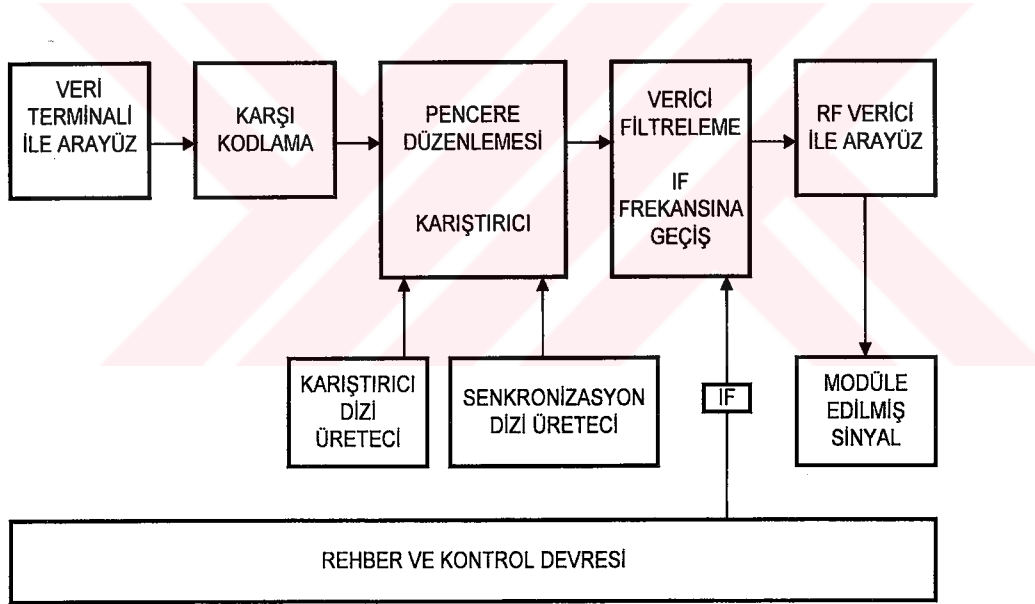


Şekil 3.5. Alıcı ve verici modem zamanlamaları

3.2.2. Verici yapısı

Verici modemin yapısı Şekil 3.6'de gösterilmiştir. Bu yapıya göre verici modemin yapması gerekenler şunlardır:

- Data terminali ile arayüz
- Karşı kodlama (Transcoding)
- Verinin manipüle edilmesi (senkronizasyon sembolleri yerleştirilmesi, bloklara ayrılması)
- Verici filtreleme
- IF frekansına (1800 Hz) geçiş
- RF verici ile arayüz



Şekil 3.6. Verici modem

Verici içinde yer alan bloklar ve yapılan işlemler alıcıya oranla çok daha basittir. Veriyi üreten cihazdan DTE vasıtasıyla, veri modeme alınmaktadır. Burada çeşitli iletişim protokolleri sözkonusudur. Daha sonra, bu şekilde alınan bitler halindeki veri, iletişimde kullanılacak modülasyon sembollerine dönüştürülmektedir. Senkronizasyon ve referans dizileri üretilir ve bunlar Şekil 3.2'de gösterildiği gibi çerçeve içine yerleştirilir. İlk 80'lik

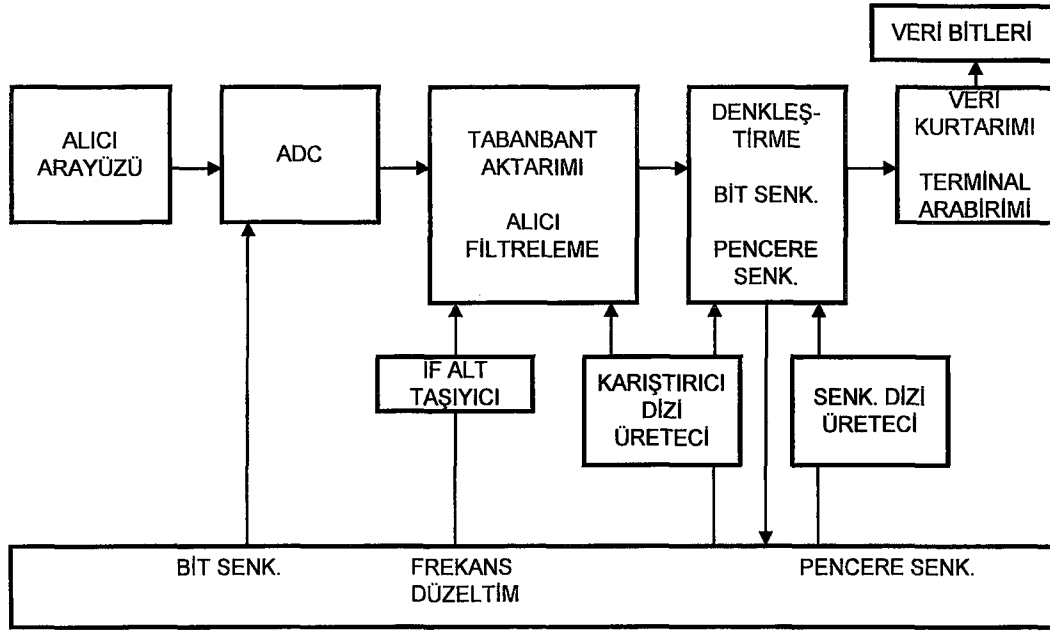
senkronizasyon dizisi hariç diğer 176 sembol karıştırıcı dizi üreticinin oluşturduğu dizi ile karıştırılır. Bunun amacı, bu bloktaki muhtemel sembol tekrarlarını önlemektir. Elde edilen çerçeve standartta belirtilen özellikteki bir filtre ile filtelenir. Böylece, semboller iletimde kullanılacak bir spektruma sahip hale getirilmiş olurlar. Daha sonra, 1800 Hz'lik alt taşıyıcı ile modülasyon işlemi gerçekleştirilir.

3.2.3. Alıcı yapısı

Alıcı modem yapısı Şekil 3.7'de gösterilmiştir. Bu yapıya göre, alıcı modemin yapması gerekenler şunlardır:

- RF arayüzü
- Analog-sayısal çevrim
- Taban kuşağına aktarım ve alıcı filtreleme
- Kanal denkleştirme
- Senkronizasyon
- Data terminali ile arayüz

Modemin alıcısı, vericiye oranla daha karmaşık ve zaman alıcı blokları içermektedir. ADC ile sabit bir frekansta örneklenen analog sinyal saat senkronizasyonundan geçer. Bu bloğun işlevi, verici ile alıcı saatleri arasındaki faz farkını bulmak ve bu farkı ortadan kaldırmaktır. Burada kullanılan algoritmanın seçimi modemin tüm alıcı performansını etkileyeceği için son derece kritiktir. Saat senkronizasyonun çıkışı alt taşıyıcı sinyali ile sıfır frekansına indirilir. Bu arada frekans düzeltme işlemi ile muhtemel frekans farkından doğan hatalar düzeltilir. DFE ile kanalın yarattığı bozulmalar ortadan kaldırılır. DFE işleminden önce çerçevenin başlangıcı tespit edilir. Bu işlem senkronizasyon dizisi ile çerçevenin ilintisi hesaplanarak yapılır. Ayrıca DFE'de karıştırma işleminin tersi yapılır ve veri çözülür.



Şekil 3.7. Alıcı modem

3.3. Kanal Denkleştirme

İletişim kanalından geçen sinyalin uğradığı bozulma, alıcı modemde işaret işleme teknikleri kullanılmadığı takdirde yıkıcı bir etkiye sahiptir. Bu bozulmanın önüne geçebilmek için iki temel yöntem kullanılmaktadır: Kanal denkleştirme ve enbüyük olabirlik sezimi (maximum likelihood detection) [6]. Kanal denkleştirme yöntemleri, kanaldaki bozulma etkisinin tersini alıcı modemde sentezleyerek, bozulma ve ters-bozulmanın ortak etkisini birim (unity) transfer fonksiyonuna indirgemektedir. Böylece verici modem görüldüğü efektif kanal, birim (bozulma olmayan) kanaldır. Enbüyük olabirlik sezimi yöntemleri ise kanaldaki bozulmayı sentezleyip, en büyük olasılıkla gönderilmiş olabilecek bit dizisini tahmin etmektedir. Yeni geliştirilen gözü kapalı kanal denkleştirme yöntemleri kanal distorsiyonunu tanımak için kullanılan eğitim dizisine (training sequence) gerek kalmadan ya da bu diziyi çok kısaltarak bant genişliği kullanma verimliliğini (bandwidth utilization efficiency) artırmaktadır [7,8]. Gözü kapalı yöntemler hem kendi başlarına hem de klasik metodlara yardımcı olarak kullanılabilirler. Böylece Viterbi

çözümleyicilerin performansları bant genişliği kullanma verimliliğini artırmadan yükseltilebilmektedir [9].

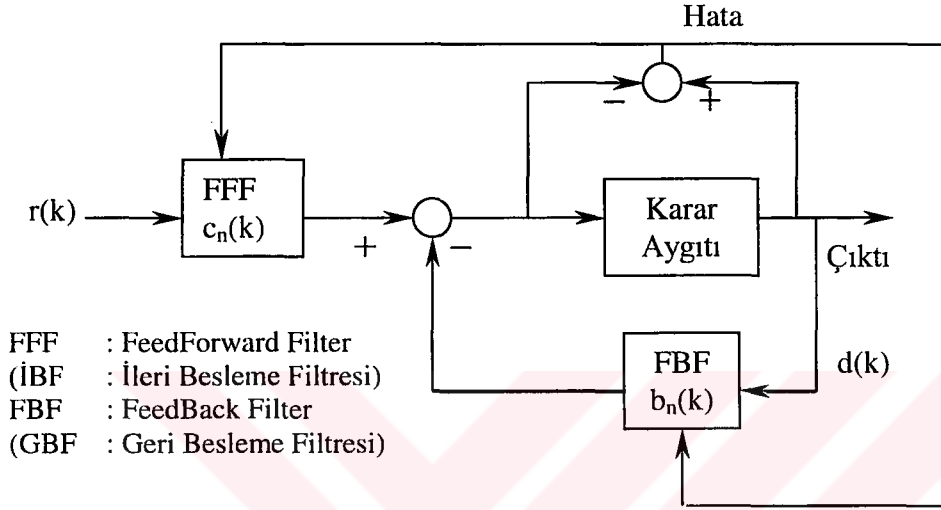
Askeri standartlara göre şu anda kullanılan YF sayısal seri modemler 2400 baud iletişim hızı sağlamakta 2/4/8-PSK modülasyon, $\frac{1}{2}$ evrimsel ileri hata kodlama ile karar geri beslemeli kanal denkleştirici kullanmaktadırlar [4]. Bu sayısal modemlerin standartlaştırıldığı zamandan beri işaret işleme tekniklerinde gelişmeler sağlanmıştır. Örneğin, iteratif (turbo) hata kodlama yöntemleri, gözü kapalı kanal denkleştirme (blind equalization) teknikleri, daha etkili Viterbi çözümleyiciler (Viterbi decoder) performans artırıcı olarak kullanılabilir. Ayrıca daha hızlı ve ucuz işaret işleme yongalarının gelişmesi, işlem hacmi yüksek fakat etkili işaret işleme algoritmalarının pratikte kullanılmasını sağlamaktadırlar. Bu bağlamda, Texas Instruments üretimi olan C5x ve C6x işaret işlemci kartları ihtiyaç duyulan işlem kapasitesini sağlayabilmektedirler.

YF modemlerin kanal olarak kullandığı iyonosfer sürekli değişen bir yapıya sahip olduğundan bu kanalın yarattığı etkiyi ortadan kaldırmak için karar geri beslemeli denkleştirici (Decision FeedBack Equalizer-DFE) kullanılmaktadır (Şekil 3.8).

Karar geri beslemeli denkleştirici, YF kanalları için iyi bir performans ortaya koymaktadır. Bu yapı, MATLAB¹'de gerçekleştirilerek özellikle YF kanallarının sahip olduğu özellikte yaratılan kanal modelleri ile test edilmiştir. Bu testlerde denkleştiricinin, geri besleme filtresinin denkleştirici performansı üzerindeki etkilerinin olumlu oldukları gözlemlenmiştir. Nato Stanag 4285 dökümanında belirtilen karar geri beslemeli kanal denkleştirici mantığı Şekil 3.9'da verilmiştir. Denkleştiricinin eğitimi senkronizasyon dizisi kullanılarak

¹ The MathWorks Inc. MATLAB 5.2.0.3084

gerçekleştirilmektedir. Daha sonra değişen kanal koşullarını takip edebilmek amacıyla her pencere başlangıcındaki senkronizasyon sembolleri yeniden kullanılmaktadır. Bağlantıda kesilme olursa denkleştiricinin tekrar eğitilmesi gerekmektedir.



Şekil 3.8. Karar geri-beslemeli denkleştirici

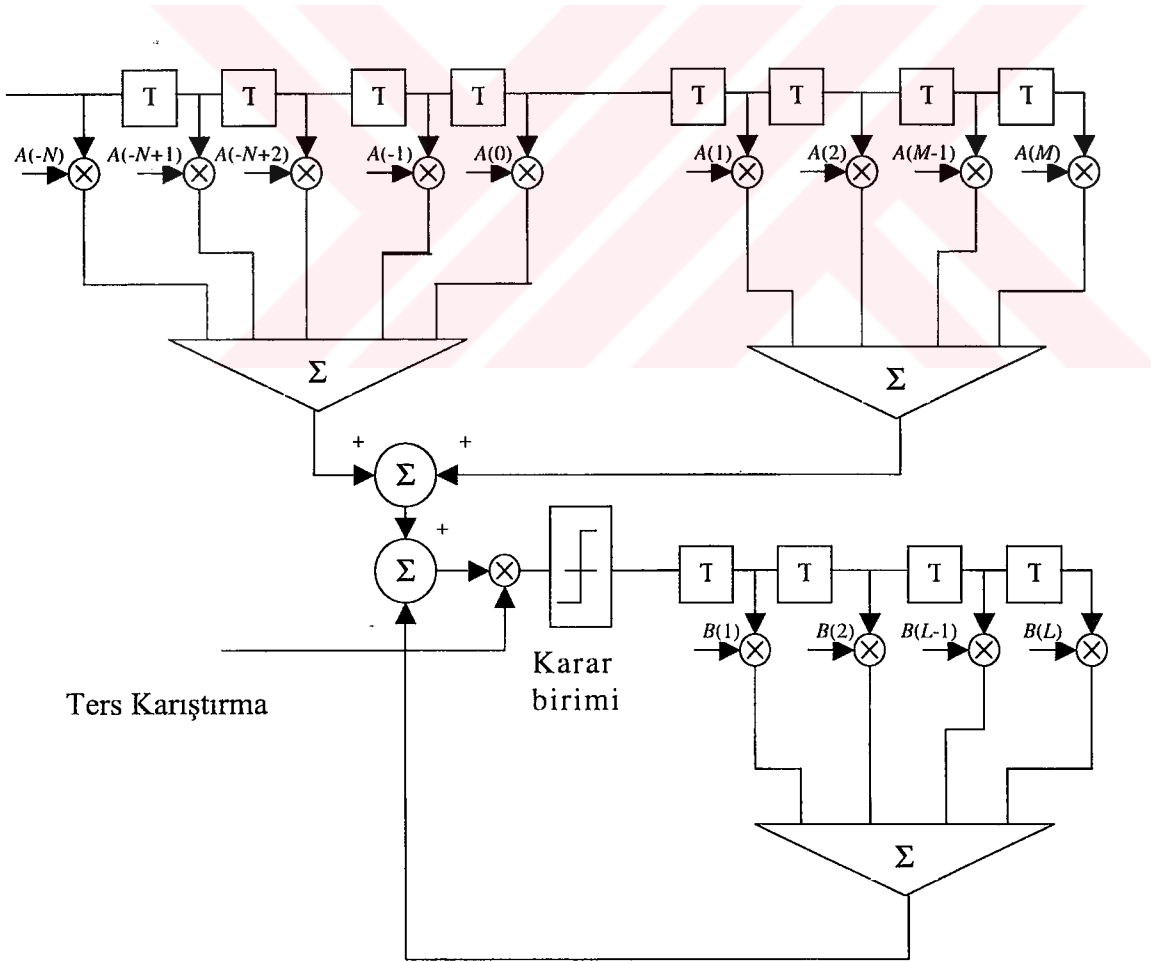
Karar geri besleme döngüsünde karar cihazından önce sembollerin üzerindeki karıştırıcı etkisinin giderilmesi doğru sembollerin bulunması için gereklidir. Şekil 3.9’de verilen kanal denkleştirici T-aralıklı örnekler üzerinde çalışan bir denkleştiricidir. Eğer 0,2 olarak kullanılan rolloff faktörü yüzünden meydana gelen fazla bant genişliğindeki (excess bandwidth) spektral bilgi de kullanılmak istenirse örnek aralıklarının 1,2 katı kadar artırılması gerekmektedir. Ancak bu miktar, önemli bir başarımlı artışı sağlamamaktadır.

3.4. Senkronizasyon

Alıcı ve verici modemler arasındaki zaman referans farkı giderilmek zorundadır. Bu dikkatli yapılmazsa alıcı modem, verici modemin gönderdiği

bilgileri sağlıklı bir şekilde alamayacaktır. Verici modem gönderdiği sinyal iletişim kanalında gürültü ve gürültüye maruz kalmaktadır. Gönderilen sayısal bilgiyi elde etmek için alıcı modeme gelen sinyalin örnekleme noktalarının doğru bulunması gerekir.

Bozulmuş sinyalden zaman referansının elde edilmesi ve doğru örnekleme noktalarının bulunması işlemine bit senkronizasyonu denmektedir. Senkronizasyon, klasik olarak en büyük olasılık (maximum likelihood) yöntemleri ile elde edilebilen faz kilitli döngüler (phase locked loop) [10] ile gerçekleştirilmektedir. Alıcı modemlerin mimarilerinde senkronizasyon modülleri önemli yer tutmaktadır.



Şekil 3.9. Nato Stanag 4285 karar geri beslemeli kanal denkleştirici

Alıcı modemde iki çeşit senkronizasyonun gerçekleştirilmesi gerekmektedir.

- Bit senkronizasyonu
- Pencere senkronizasyonu

Optimum örnekleme noktasını bulmak için sayısal faz-kilit döngüsü kullanılmaktadır. Pencere senkronizasyonu ise senkronizasyon dizisinin uyumlu filtreler (matched filter) kullanılarak tanınması ile gerçekleştirilmektedir. Bu modem mimarisinde senkronizasyon dizisinin pek çok kullanımı bulunmaktadır. Bunlar arasında,

- Sinyal sezimi
- Doppler yayılım tesbiti
- Senkronizasyon
- Kanal denkleştirme

bulunmaktadır. Yukarıda sayılan işlerin verimli bir şekilde yapılabilmesi için bu dizinin bir PN dizisi olması ve BPSK (2-PSK) ile iletilmesi gerekmektedir. Bu modemde periyodu 31 olan bir PN dizisi kullanılmıştır.

Alçak geçirgen sinyal PN dizisi ile uyumlu filtrelendikten sonra, çıkış sinyalinin enerjisi kayan bir pencere üzerinde hesaplanır. Bu pencerenin uzunluğu tahmin edilen kanal dürtü uzunluğu kadardır. Bu sinyal üzerindeki şu işlem ile senkronizasyon dizisinin bulunup bulunamadığı anlaşılabilir: Eşit aralıklı üç anda enerji miktarları karşılaştırılarak (aralıklar PN dizisi periyoduna göre belirlenmektedir) periyodik bir davranış gözlenmektedir. Bu periyodik davranış bulunmuş ise senkronizasyonun ikinci safhası başlar. Bu periyodik davranış kanalın şeklinden bağımsız olup kuvvetli distorsiyona sahip kanallarda bile gözlenebilmektedir. Kanalda oluşabilecek periyodik bir girişime karşılık senkronizasyon sembollerinin hata oranı çıkartılmakta ve bu oran belli bir sınırın üzerinde olmadığı sürece senkronizasyon dizisinin bulunduğu kabul edilmektedir. Pencere üzerindeki enerji hesaplamaları sonucu bulunan maksimum enerji noktası alınan pencerenin ortasına gelecek şekilde

ayarlanarak, kanal denkleştirme bölümünde bahsedilen karar geri beslemeli kanal denkleştirici için $A(0)$ noktası (bakınız Şekil 3.9) belirlenir. Ayrıca gönderilen semboller bilindiği için kanal tanıma işlemi gerçekleştirilir. Tahmin edilen dizi ile gönderilen dizi arasındaki faz farkı ölçülerek Doppler kaymaları da bulunabilmektedir.

3.5. Hata Kodlama

İletişim kanalının sağlıklı olmaması yüzünden gönderilen bilgi üzerine ek olarak hata kodlama bilgisi katarak, olabilecek hataların alıcı modem tarafından bulunması gerekmektedir. Hata kodlama bilgisinin katılması yüzünden gerçek iletim hızını düşüren bu uygulamanın çok verimli bir şekilde yapılması gerekmektedir ki hem gerçek iletim hızı düşmesin ve hem de istenen bit hata oranına ulaşılabilsin. Yeni ortaya atılan iteratif hata çözümü yöntemleri (turbo decoding) [11,12] hata kodlama bilgisi oranını artırmadan bit hata oranını isteyen düzeye çekmekte başarılı performans sergilemektedirler. Bu çözümü yöntemi aslında ekli hata kodlama (concatenated coding) tekniğinin iteratif olarak çözümlenmesini kapsamaktadır. YF kanalı gibi sağlıklı bir ortamda iteratif hata kodlama yöntemlerinin gerçek iletim hızını azaltmadan bit hata oranlarını düşüreceği beklenmektedir.

Hata kodlama ve serpiştirme (interleaving) işlemleri sönümlü YF kanalları üzerindeki iletişimi geliştirebilmektedir. Kodlama ve serpiştirmenin nasıl yapılacağı standardın bir parçası değildir. Bu yüzden kullanıcı verimli olacağına inandığı kodlama yöntemini seçebilir. Klasik olarak kısıt uzunluğu 7 olan $\frac{1}{2}$ evrişimsel kodlama kullanılmaktadır. Kodlayıcı çıktısı daha sonra istenilen hıza göre ya kesilmekte ya da tekrar edilmektedir. Örneğin ham data hızı 2400 bps ise, kodlanan data da 3600 bps olarak gönderilecekse, kodun

2/3'ü kalacak şekilde kesilmesi gerekmektedir. Öte yandan 150 bps gibi ham data hızı isteniyorsa kodlayıcı çıktısı 4 kere tekrar edilerek 1200 bps kodlanmış hıza ulaşılmaktadır. Serpiştirme işleminde ise bilinen evrimsel serpiştirici kullanılmaktadır. Hata kodlarının çözümü içinse, yumuşak kararlı Viterbi çözücü (soft decision Viterbi decoder) kullanılması gerekmektedir.



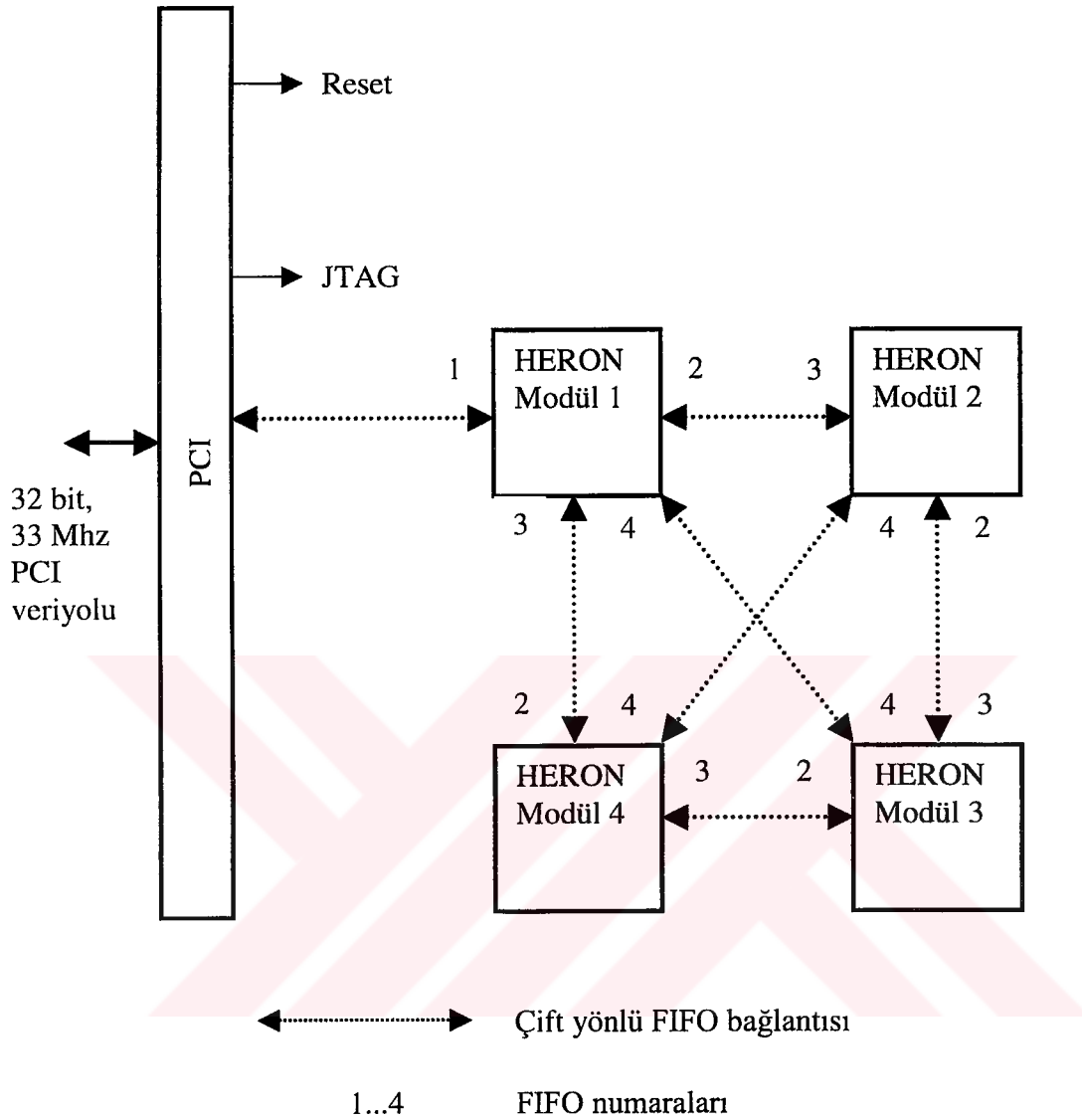
4. YF MODEM ALGORİTMALARININ GERÇEK ZAMANDA UYGULANMASI

İleriye dönük gelişmelere imkan verebilmek amacıyla Hunt Engineering ürünü olan yüksek kapasiteli TMS320C6701 sayısal işaret işlemcisi seçilmiş ve sayısal modem yazılımı gerçek zamanda bu sistem üzerinde geliştirilmiştir. Geliştirilen yazılımlarda, Nato Stanag 4285 standartları kullanılmış ve sistemin YF bandının bozucu etkilerinde de çalışabilmesi amacıyla üçüncü bölümde izah edilen denkleştirme yöntemleri test edilerek uygulanmıştır. Senkronizasyon, denkleştirme vb işlemler sayısal olarak gerçekleştirilmiştir.

4.1. Donanım Yapısı

Geliştirilen sistemde kullanılan TMS320C6701 sinyal işleme kartı iki modülden oluşmaktadır. Bu modüller, sayısal sinyal işlemcisi ve analog/sayısal dönüştürücüdür. Modülleri üzerinde bulunduran kart, taşıyıcı¹ olarak adlandırılmaktadır (Şekil 4.1). HEPC8 bünyesinde, modüller arasındaki iletişimi sağlayan 32 bit'lik kaydediciler bulunmaktadır (Şekil 4.1). Bu kaydediciler ilk giren ilk çıkar (FIFO) mantığı ile çalışmaktadır. Bu kaydediciler 16 bit olarak da çalıştırılabilmektedir. Kullanılan modül tipi, 16 bit ya da 32 bit çalışmayı belirlemektedir. Bütün kaydediciler en fazla 67 MHz'lik saat hızında çalışabilmektedir. Bu oranda en büyük veri transfer hızı ise 268 MB/saniyedir (4x67MB).

TMS320C6701 işlemcisini kullanarak FIFO kaydedicilerine direkt erişim yapılabilmektedir. Ancak, üretici firma bu işlemin "Hunt Engineering Heron Fifo Api" ile yapılmasını tavsiye etmektedir [13].

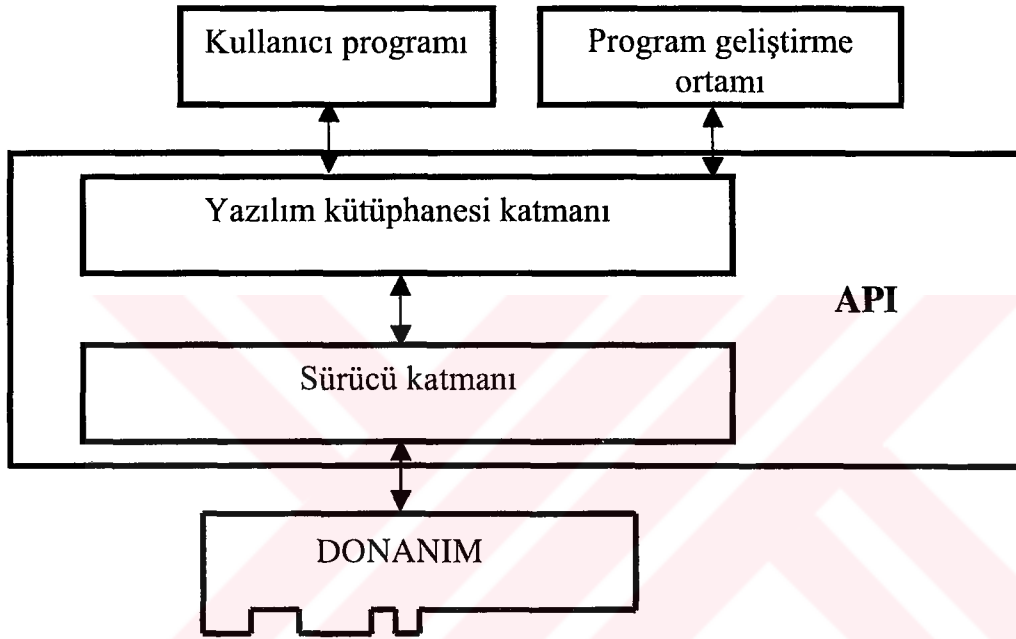


Şekil 4.1. Taşıyıcı kart (HEPC8) mimarisi

HEPC8 modülü üzerinde Heron1 ve Hegd1 modülleri bulunmaktadır. Heron1, sayısal işlemciyi üzerinde bulunduran modüldür. Hegd1 ise, analog/sayısal dönüştürücü modülüdür. Gerçekleştirilecek uygulamanın niteliğine göre, değişik konfigürasyonlara sahip birden fazla HEPC8 modül bir bilgisayarda kullanılabilir. Bu durumda HEPC8 üzerinde bulunan “Board Number Switch” anahtarının, onaltılı sisteme göre 0 ile F arasındaki bir değere ayarlanması gerekmektedir. Bu anahtar, gerçekleştirilen sistem için 0 (sıfır) değerine ayarlanmıştır. Hunt Engineering API yazılımı, kullanılan sinyal

işleme kartına erişim için bu anahtarın konumunu kullandığından, uygulamalarda dikkat edilmesi gereken kritik bir noktadır.

HEPC8 taşıyıcı kartı üzerinde bulunan modüllerin birbirleri ile haberleşmeleri, HERON-API fonksiyonları ile, HEPC8 sayısal sinyal işleme modülü ile ana bilgisayar arasındaki haberleşme ise HeAPI fonksiyonları ile gerçekleştirilmektedir (Şekil 4.2).



Şekil 4.2. Hunt Engineering API

4.1.1. Sayısal sinyal işlemci (Heron1)

Heron1 modülü üzerinde, Texas Instruments firmasının TMS320C6701 sayısal sinyal işlemcisi, SBSRAM ve SDRAM hafıza birimleri bulunmaktadır. Heron1 modülü, 167 MHz saat hızında çalışan 32 bit'lik kayan noktalı bir işlemcidir. Heron1 modülü, yüksek hızlı 256 KB SBSRAM hafızaya sahiptir. Bu hafıza bölgesine 00400000_{hex} adresinden erişilebilmektedir. Bu hafıza birimi 133 MHz saat frekansında çalışmaktadır. İşlemci 167 MHz saat frekansında çalıştığından, SBSRAM hafızanın çalışma frekansı işlemci frekansına uygunlaştırılmalıdır. Bu bağlamda, EMIF (External Memory

InterFace) olarak adlandırılan genel kontrol kaydedicisinin ayarlarını değiştirmek suretiyle SBSRAM, işlemci saat frekansında çalışabilmektedir. Bu işlem kullanıcı programı içerisinde aşağıdaki şekilde yapılabilir,

```
...
int *emif_gcr = (int *) 0x01800000;
*emif_gcr = 0x000030fc;
...
```

Heron1 modülü SBSRAM hafıza haricinde, 16 MB SDRAM hafızaya sahiptir. Bu hafıza bölgesine 03000000_{hex} adresinden erişilebilmektedir. Heron1 modüldeki SDRAM 125 Mhz'lik saat frekansında çalışmaktadır. Ancak, C6701 işlemcisi bu hafızaya daima işlemci saat frekansının yarısında erişmektedir. Gerektiğinde, Heron1 modülün anahtar ayarlarını değiştirmek suretiyle işlemci hızı, 132 Mhz saat frekansına düşürülerek SDRAM'in 66 Mhz'de çalışması sağlanabilmektedir.

HEPC8 taşıyı kart üzerinde bulunan Heron FIFO kaydedicilere izelge 4.1'de verilen adresler kullanılarak direkt erişim yapabilmektedir.

Çizelge 4.1. Heron FIFO erişim adresleri

FIFO Numarası	Erişim Adresi
0	02200000 _{hex}
1	02220000 _{hex}
2	02240000 _{hex}
3	02260000 _{hex}
4	02280000 _{hex}
5	022A0000 _{hex}

Çizelge 4.1'de verilen adreslerin yanısıra FIFO'ların okunabileceği kaydediciler de mevcuttur. Bu kaydediciler, "in_flags" ve "out_flags" olarak

adlandırılmaktadır. İlgili kaydedicilere erişim için sırasıyla 02080000_{hex} ve 02090000_{hex} adres değerleri kullanılmaktadır.

Heron1 modülü HEPC8 FIFO kaydedicilerine 32 bit'lik modlarda erişebilmektedir. Bu, FIFO kaydedicilerin işlemci saat frekansının 1/4 hızında çalışmasını sağlamaktadır. Bu nedenle Heron1, FIFO kaydedicilere erişebilmek için 11 saat çevrimine ihtiyaç duymaktadır.

Bu çalışmada, yukarıda özetlenen optimum performanslara ulaşabilmek için Hunt Engineering API ve Hunt Engineering Heron-API yazılımları kullanılmıştır.

4.1.2. Analog/sayısal dönüştürücü (Hegd1)

Hegd1 modülü, dış dünyadaki analog işaretleri sayısal darbelere çeviren bir dönüştürücüdür. Bu modülün giriş sinyal aralığı $\pm 2,5$ V'tur. Hegd1 modülü üzerinde 12 bit ve 3Msps analog/sayısal dönüştürücü onaltı kanala kadar çalışmaktadır. Kanal sayısı, aynı anda bu modülün gerçekleştirebileceği çevrim sayısıdır. Dolayısıyla, bu modüle en fazla onaltı farklı analog sinyal aynı anda uygulanabilmektedir. Hegd1, sırasıyla bir, iki, dört, sekiz ve onaltı kanal için çalışacak şekilde ayarlanabilmektedir. Bu çalışmada Hegd1 modülü, geniş uygulama ortamı sağlamak amacıyla sekiz kanal çalışma moduna göre ayarlanmıştır. Hegd1 modülü kendi saat üreticini içermekte ve farklı uygulamalar için harici saat üretici kullanımına da izin vermektedir. Hegd1'in kendi saat üretici kullanıldığında, kanal sayısına göre örnekleme frekansları Çizelge 4.2'de verilmiştir.

Çizelge 4.2. Hegd1 modülün kullanılan kanal sayısına göre çalışma frekansları

Kanal Sayısı	Çalışma Frekansı
1 Kanal	3 Msamples/second
2 Kanal	923 Ksamples/second
4 Kanal	571 Ksamples/second
8 Kanal	324 Ksamples/second
16 Kanal	174 Ksamples/second

Seçilen kanal sayısına göre çoklanan kanal dizilerine ait yazılım kanal numaraları ise Çizelge 4.3’de verilmiştir.

Çizelge 4.3. Kanal sayısına göre çoklanan yazılım kanal dizileri

Kanal Sayısı	Çoklanan Kanal Dizisi
1 Kanal	1
2 Kanal	5 1
4 Kanal	13 9 5 1
8 Kanal	14 10 6 2 13 9 5 1
16 Kanal	16 12 8 4 15 11 7 3 14 10 6 2 13 9 5 1

Bu çalışmada, harici saat üretici kullanılmıştır. Harici saat üreticinin frekansı 8 KHz olarak belirlenmiştir. Bu üretici, bilgisayarın +5V değerindeki doğru akım gerilim ucundan beslenmektedir. Üreteç çıkışları TTL uyumlu olan bir kare dalga biçimidir. Gerekğinde çıkış frekansı, üretici üzerinden değiştirilebilmektedir.

Hegd1 ile örneklenen veri biçiminde her kelime (word) başına iki örnekleme düşmektedir. Her baytın biçimi Çizelge 4.4’de verilmiştir.

Çizelge 4.4. Hegd1 ile örneklenen veri biçimi

BIT numarası	Anlamı
BIT 15	Taşma
BIT 14	İlk Kanal
BIT 13	Son Kanal
BIT 12	0 (Bu bit bilgisi daima sıfırdır)
BIT 11	VERİ[11] (Yüksek değerlikli bit)
BIT 10	VERİ [10]
BIT 9	VERİ [9]
BIT 8	VERİ [8]
BIT 7	VERİ [7]
BIT 6	VERİ [6]
BIT 5	VERİ [5]
BIT 4	VERİ [4]
BIT 3	VERİ [3]
BIT 2	VERİ [2]
BIT 1	VERİ [1]
BIT 0	VERİ [0] (Düşük değerlikli bit)

TMS320C6701 sinyal işleme kartının çalışacağı kanal sayısını belirlemek için Şekil 4.3'de verilen anahtarlar Çizelge 4.5'de verilen değerlere göre düzenlenmiştir.

Çizelge 4.5. TMS320C6701 sinyal işleme kartının kanal sayısının belirlenmesi

Kanal Sayısı	CH0	CH1
2 Kanal	0	0
4 Kanal	1	0
8 Kanal	0	1
16 Kanal	1	1

tarafından üretilen veriler ya da makina kodları kendi ardışık hafıza alanlarına yerleştirilmektedir. Derleyici bu işlemler için, hedef hafızada 32 bit'lik boş hafıza alanlarının olduğunu kabul etmektedir.

Derleyicinin üretmiş olduğu alt hafıza blokları (program verileri, program makina kodu vb) “sections” olarak adlandırılmakta ve bağlayıcı (linker) tarafından çalışma ortamlarına bağlı olarak çok değişik şekillerde TMS320C6701 kartın hafızasına yerleştirilebilmektedir. Bu nedenle geliştirilen yazılımda kullanılan hafıza miktarları bölümlere göre tasnif edilip ayrı ayrı kullanılan miktarlar hesaplanmaktadır. Bu hesaplamalar, TMS320C6701 kartı için Çizelge 4.6’de verilen veri tiplerine göre düzenlenmiştir.

Çizelge 4.6. TI derleyicisi için veri tipleri

Veri Tipi	Uzunluğu	Sınırı
char, signed char	8 bit	-128...127
unsigned char	8 bit	0...255
short	16 bit	-32768...32767
unsigned short	16 bit	0...65535
int, signed int	32 bit	-2147483648...2147483647
unsigned int	32 bit	0...4294967295
long, signed long	40 bit	-549755813888..549755813887
unsigned long	40 bit	0...1099511627775
enum	32 bit	-2147483648...2147483647
float	32 bit	1.175494e-38..3.40282346e+38
double	64 bit	2.225e-308...1.79769313e+308
long double	64 bit	2.225e-308...1.79769313e+308
pointer	32 bits	0...0xFFFFFFFF _{hex}

TI'ye ait derleyici, Initialized ve Uninitialized olmak üzere iki temel hafıza bloğu oluşturmaktadır. Derlenen bir programın makina kodu üretilirken, bu programa ait blokların TMS320C6701 kart hafızasında nereye ve nasıl yerleştirileceğinin (mapping) belirlenmesi gerekmektedir [2,14]. Bu bağlamda, gerçekleştirilen uygulama için hafıza haritası oluşturulmuştur. Hafıza haritasının oluşturulması zorunlu olmayıp, uygulamada kullanılacak veri ve işlem yoğunluğu ile ilişkilidir.

Çalışmada kullanılan TMS320C6701 sayısal sinyal işleme kartı, 00000000_{hex} hafıza adresinden başlayan ve 00010000_{hex} adresinde biten ve PMEM olarak adlandırılan dahili program hafızasına ve 80000000_{hex} hafıza adresinden başlayan ve 80010000_{hex} adresinde biten ve BMEM olarak adlandırılan dahili veri hafızasına sahiptir. Şekil 4.4'de ihtiyaç duyularak yeniden düzenlenen hafıza haritasına ait komut dosyası verilmiştir. Bu dosya, *heron1.cmd* olarak adlandırılarak çalışma ortamına kopyalanmıştır.

Hafıza haritasının SECTIONS kısmı, solda verilen yazılım segmentlerini sağda verilen fiziksel hafızaya yerleştirmektedir. Bu çalışmada geliştirilen yazılımların kullanmak zorunda olduğu hafıza miktarları dahili hafıza miktarını aştığından, yazılıma ait veri alanları SBSRAM ve SDRAM harici hafızalarına yerleştirilmektedir. Bununla birlikte, harici hafızalar dahili hafızalardan daha yavaş çalışmaktadır. Bu problemi ortadan kaldırabilmek için geliştirilen çözüm, PMEM dahili program hafızasını ön-bellek (cache) olarak kullanmaktır. Bu çözüm, harici hafıza hızını dahili hafıza hızına yaklaştırmaktadır.

Yeniden düzenlenen hafıza haritasında yığın (stack) olarak BMEM dahili hafızası, geriye kalan veri segmentleri için ise SBSRAM ve SDRAM hafızalar kullanılmıştır. PMEM dahili hafızanın ön-bellek olarak kullanımı

```

-c
-heap 0x800000
-stack 0x4000
MEMORY
{
  VECS      : o = 00400000h    l = 00000400h
  PMEM     : o = 00000C00h    l = 0000F400h
  SBSRAM   : o = 00400400h    l = 0003FC00h
  SDRAM    : o = 03000000h    l = 00FFFC00h
  BMEM     : o = 80000000h    l = 00010000h
}

SECTIONS
{
  .vectors: > SBSRAM
  .text:    > SBSRAM
  .tables:  > BMEM
  .data:    > BMEM
  .stack:   > BMEM
  .bss:     > BMEM
  .system:  > SDRAM
  .cinit:   > BMEM
  .const:   > BMEM
  .cio:     > BMEM
  .far:     > BMEM
  .memtab:  > BMEM
  heronapi_code > SBSRAM
  heronapi_data > BMEM
}

```

Şekil 4.4. Hafıza haritası

için, VECS hafıza alanı SBSRAM hafızanın başlangıcına yerleştirilmektedir. SBSRAM hafızanın fiziksel olarak boyutu 4 194 304 bayt'tır. Bu nedenle VECS+SBSRAM bölümlerinin toplam boyutunun 400000_{hex} değerini aşmaması gerekmektedir. Bu nokta önemli olup aksi takdirde VECS ve SBSRAM birbiri üzerine binmektedir (overlapping). Bu nedenle VECS başlangıç adresi 00400000_{hex} , SBSRAM olarak kullanılacak hafızanın başlangıç adresi ise 00400400_{hex} olarak düzenlenmiştir.

4.2.2. Modüller arası iletişim

TMS320C6701 kartın üzerinde bir modül olarak bulunan 12 bit'lik analog/sayısal dönüştürücüye (Hegd1) uygulanan analog bilgi, Hegd1 çıkışında 16 bit'lik veri olarak oluşmaktadır. 16 bit'in 4 bit'i kanal bilgisi olup 12 bit'i ise uygulanan sinyal bilgisidir. Birim zamanda çevrilen 16 bit'lik veri FIFO olarak adlandırılan 32 bit'lik kaydediciler üzerinden C6701 işlemcisine uygulanmaktadır. 16 bit'lik bu veri sinyal işlemcisine uygulanmadan evvel sinyal bilgisi ve kanal bilgisi olarak ayıklanmak zorundadır. Bu problemin çözümü için, standart C dilinde "decode_data" isimli bir rutin yazılmıştır [2]. Bu rutin, analogdan sayısal dönüştürülerek kart hafızasında oluşturulan bir tampon hafızaya yazılmış 16 bit'lik verileri girdi olarak almakta ve bu veriler içerisinden 12 bit'lik sinyal bilgisini ve sinyalin iletiildiği fiziksel kanal numarasını ayıklayarak yine kart hafızasında tanımlanan ilgili yazılım kanallarına kopyalamaktadır. Yazılım kanallarında hazırlanan bu veriler, kart üzerinde çalışan sinyal işleme yazılımının kullanacağı sayısal verilerdir.

Hegd1 tarafından çevrimi gerçekleştirilen veriler, Heron-API kütüphanesine ait komutlar [15] kullanılarak kart hafızasında tanımlanan tampon hafızaya kopyalanmaktadır.

4.2.3. Alıcı modem algoritmaları

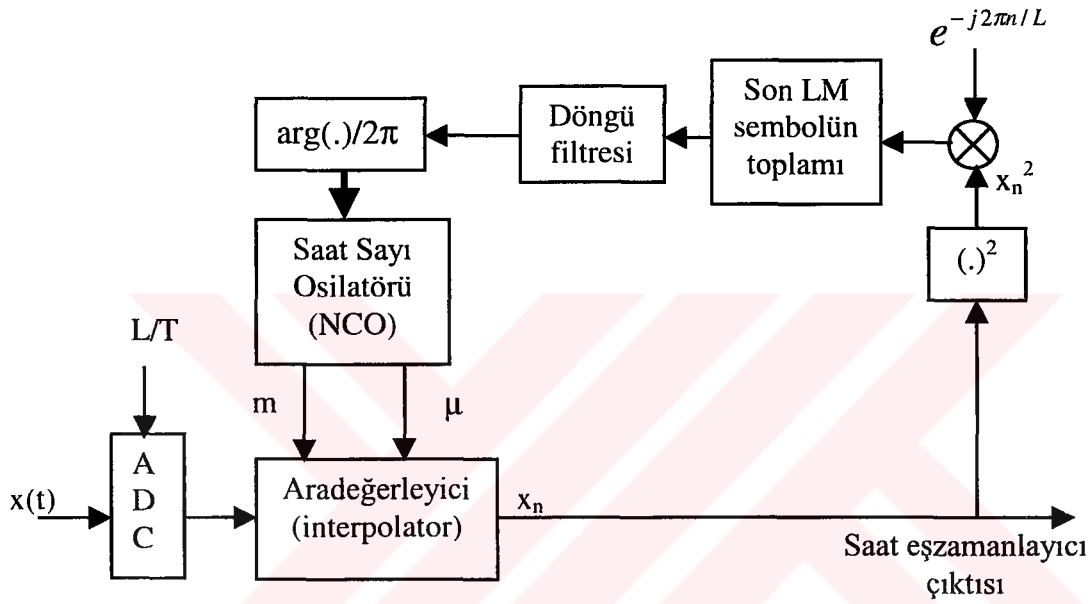
İletişim kanalından gelen sinyallerin, alıcı modem tarafında işaret işleme teknikleri kullanarak işlenmesi gerekmektedir. Bir modemın alıcı kısmı, verici kısmına oranla daha karmaşık ve zaman alıcı işlemleri içermektedir [17]. Senkronizasyon ve kanal denkleştirme bu işlemlerin temelini oluşturmaktadır. Analog/sayısal dönüştürücü ile sabit bir frekansta örneklenen analog sinyal, saat eşzamanlayıcısından geçer. Bu bloğun işlevi, verici ile alıcı saatleri

arasındaki faz farkını tespit etmek ve bu farkı düzeltmektir. Burada kullanılan algoritmanın seçimi, modemün tüm alıcı performansını etkileyeceği için son derece kritiktir. Saat eşzamanlayıcısının çıkışı, alt taşıyıcı sinyali ile sıfır frekansına indirilir. Bu arada, frekans düzeltme işlemi ile muhtemel frekans farkından doğan hatalar düzeltilir. Kanal denkleştirici ile kanalın oluşturduğu etkiler giderilir. Kanal denkleştirici öncesinde çerçevenin başlangıç noktası tespit edilir. Bu işlem, senkronizasyon dizisi ile çerçevenin ilintisi hesaplanarak gerçekleştirilir.

4.2.3.1. Zamanlama hatası

Alıcı ve verici modemler arasındaki zaman referans farkı giderilmek zorundadır. Bu işlem dikkatli gerçekleştirilmezse alıcı modem, verici modemün gönderdiği bilgileri sağlıklı bir şekilde alamayacaktır. Verici modemün gönderdiği sinyal, iletişim kanalında gürültü ve distorsiyona maruz kaldığından, gönderilen sayısal bilgiyi elde edebilmek için alıcı modeme gelen sinyalin örnekleme noktalarının doğru bir şekilde tespit edilmesi gerekmektedir. Bozulmuş sinyalden zaman referansının elde edilmesi ve doğru örnekleme noktalarının bulunması işlemi büyük bir öneme sahiptir. Zamanlama hatasının tespitinde kullanılan saat eşzamanlayıcısı için, Şekil 4.5’de verilen “Doğrusal-Olmayan Spektral Doğru” algoritması kullanılmıştır. Bu yöntemde temel fikir, doğrusal olmayan bir birim ile alınan sinyalden sembol frekansında zamanlama tonu üretmektir. Bu algoritmada, alınan sinyalin öncelikle karesi alınarak $e^{-j2m/L}$ ile çarpılır ve bir integral işlemi gerçekleştirilir. Döngü filtresi bir alçakgeçirgen filtre olup, elde edilen hata bilgisinin net bir değere sahip olmasını sağlamaktadır. Örnekleme faz bilgisi, arg operatörü ile döngü filtresinin çıktısı kullanılarak hesaplanır. Böylece, elde edilen faz bilgisi doğrusal aradeğerleyicide kullanılan parametreyi belirler. Bu algoritmada kullanılan L değeri, fazla örnekleme

faktörüdür. Geri beslemeli algoritmaların sayısal versiyonlarında, analog yöntemlerde kullanılan gerilim kontrollü osilatörün (VCO) işlevini üstlenmiş olan saat sayı osilatörü (NCO) kullanılır. Saat sayı osilatörü iki parametre üretir. Bu parametrelerden μ , aradeğerleyicinin filtre katsayılarını hesaplamakta, m ise işleme girecek sembollerin belirlenmesinde kullanılmaktadır.



Şekil 4.5. Geri beslemeli saat eşzamanlayıcı

Saat eşzamanlayıcı sistemin çalışması şöyledir: Örneklenen sinyalin, aradeğerleyici bloğunda doğru örnek değerleri oluşturulmakta ve yanlış değerler atılmaktadır. Bu aşamada istenilen sonuca ulaşılmış olup, çıkış sinyali bu değerlerden oluşmaktadır. Ancak, aradeğerleyicinin kontrolü için, sinyal üzerindeki hatalar tespit edilmeli ve gerekli değerlendirme gerçekleştirilmelidir. Bu bağlamda, hatanın kaçınıcı örnekte düzeltileceği kaba tahmin indeksi m , ve bu kaba tahmini hassas bir şekilde düzeltten μ parametreleri ile belirlenmektedir. Tahmin edilen bu parametreler, geri besleme aracılığıyla aradeğerleyiciye etkili olmakta ve her yeni örnek için tekrar güncellenmektedir. Bu işlem, aradeğerleyici öbeğinde adaptif olarak

gerçekleştirilmektedir. Bu noktada hesaplanan hata, ayırık zaman üzerinde, tek değişkenli bir fonksiyonun türevi için yapılan yaklaşımlardan yararlanılarak hesaplanmaktadır. Bu hata sinyali, bir türevin sağladığı fonksiyonun artmakta ya da azalmakta olduğu bilgisini ve eğim bilgisini vermektedir. Türevin hesaplanmasından sonra, çıkabilecek sanal türev sonuçlarının etkisinden kurtulmak amacı ile, türev alıcı çıkışında oluşan sinyalin gerçel değerleri ile işleme devam edilmektedir. Bu durumda, türev çıkışında oluşabilecek ikinci bir problem de anlık yüksek türev değerleridir. Bu etkilerden sakınmak ve sistem kararlılığını koruyabilmek için bu türev alıcının çıkışı filtrelenmektedir. Bu işlem, sadece elde edilen sinyalin pürüzlerini ve çok yüksek örnek değerlerinin etkisini azaltmak amacıyla gerçekleştirilmektedir.

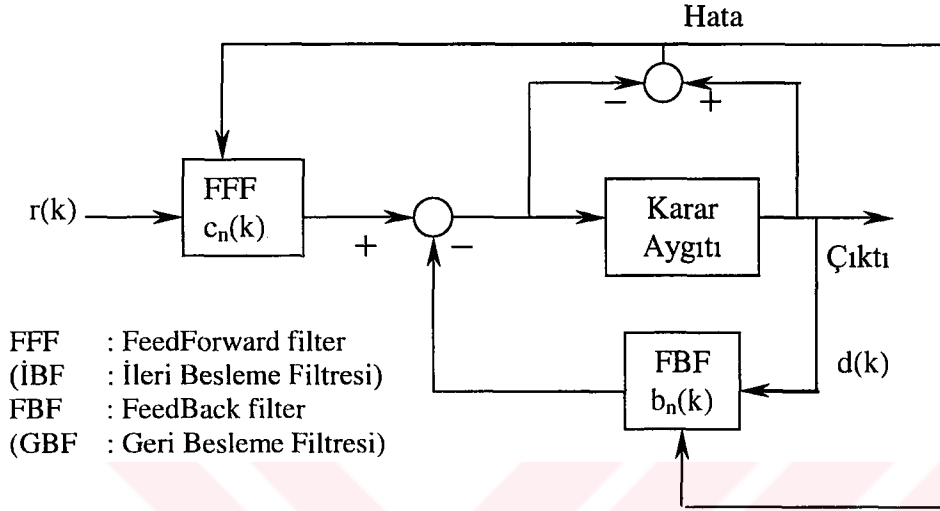
4.2.3.2. Kanal denkleştirici

Bir iletişim ortamında karşılaşılan problemlerin en önemlisi, iletim hattının iletilen sinyale olan etkisidir. Bu kanalın oluşturduğu etki alıcı modem tarafında temizlenmelidir. Kanalın oluşturduğu etki, gürültü etkisi olabileceği gibi diğer sembol değerlerinin etkisi de (ISI) olabilmektedir.

Doğrusal iletişim kanalında, sayısal verinin iletimi temel olarak ISI ile sınırlıdır. ISI'yı kontrol edebilmek için kanalın zaman tepkimesi kontrol edilmelidir. İletişim sistemlerinde ISI'yı önlemek için kullanılan sistemlere denkleştirici adı verilmektedir [16].

Askeri standartlara göre şu anda kullanılan YF sayısal seri modemler 2400 baud iletişim hızı sağlamakta 2/4/8-PSK modülasyon, 1/2 evrimsel ileri hata kodlama ile karar geri beslemeli kanal denkleştirici kullanılmaktadırlar [4].

Bu çalışmada, ISI etkisini kontrol edebilmek için Karar Geribeslemeli Denkleştirici (KGD) kullanılmıştır. Şekil 4.6’da KGD için kullanılan blok şema görülmektedir.



Şekil 4.6. Karar Geri-beslemeli Denkleştirici

DFE, bir geri besleme filtresi ile daha önceki sembollerin etkisini ortadan kaldırmaktadır. DFE'nin FFF ve FBF filtrelerine dair denklemleri Eş. 4.1 ve Eş. 4.2'deki gibidir. α , DFE'nin yakınsama hızını ve hatanın enerjisini belirlemektedir.

$$c_n(k+1) = c_n(k) - \alpha e_k r_{k-n}, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.1)$$

$$b_n(k+1) = b_n(k) - \alpha e_k d_{k-n}, n = 0, 1, \dots, N-1 \quad (4.2)$$

4.3. Sistem Performansı ve Deneysel Sonuçlar

Gerçek zamandaki uygulama için, Matlab'de değişik karakteristiklerde üretilen PAM, BPSK ve QPSK sinyal verileri, 8 KHz'de örneklenerek analog kayıt ortamına aktarılmıştır. Üretilen PSK sinyallerin giriş ve çıkış karakteristikleri Çizelge 4.7'deki gibidir.

Çizelge 4.7. BPSK ve QPSK sinyal karakteristikleri

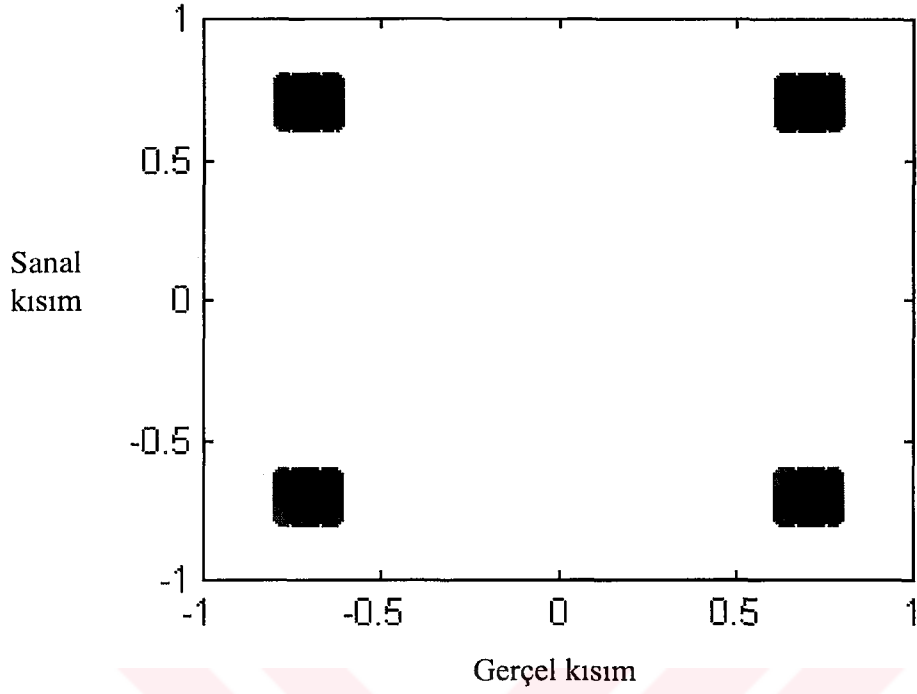
Modülasyon Türü	BPSK (1 bit) 2^1		QPSK (2 bit) 2^2			
Giriş Bilgisi	0	1	00	01	10	11
Çıkış	$(+/-) \sin(2 \pi f_0 t + \phi)$		$(+/-) \sin(2 \pi f_0 t + \phi)$ $(+/-) \cos(2 \pi f_0 t + \phi)$			

Bu sinyal verileri daha sonra, TMS320C6701 işaret işleme kartına uygulanarak Hegd1 analog/sayısal dönüştürücü ile örneklenmiştir. Örneklenen veriler, gereksiz bilgilerden temizlendikten sonra, kart hafızasına yüklenen demodülasyon yazılımına uygulanmaktadır.

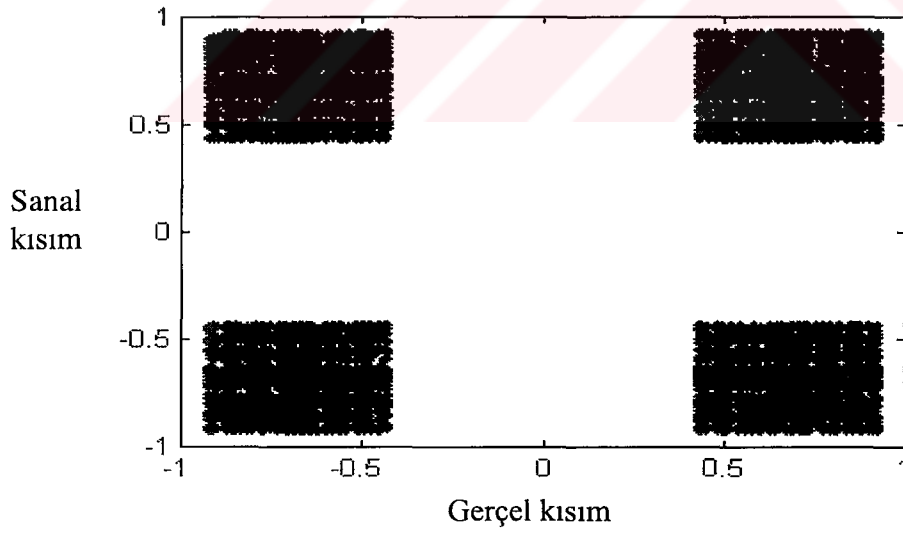
4.3.1. QPSK tabanband sinyali için algoritma sonuçları

Sembol senkronizasyonu algoritmasının başarımını gözlemek amacıyla, sembol senkronizasyonu bozulmuş QPSK tabanbant sinyali simüle edilmiştir (Şekil 4.7). Alıcı ile verici tetikleme süreleri arasındaki fark $0 \leq t_0 \leq 1$ olarak tanımlıdır. t_0 değerinin 0'a yakınsaması alıcı/verici örnekleme saatleri arasındaki farkın küçük olduğunu gösterirken, 1'e yakınsaması alıcı/verici örnekleme saatleri arasındaki farkın büyük olduğunu göstermektedir (Şekil 4.8).

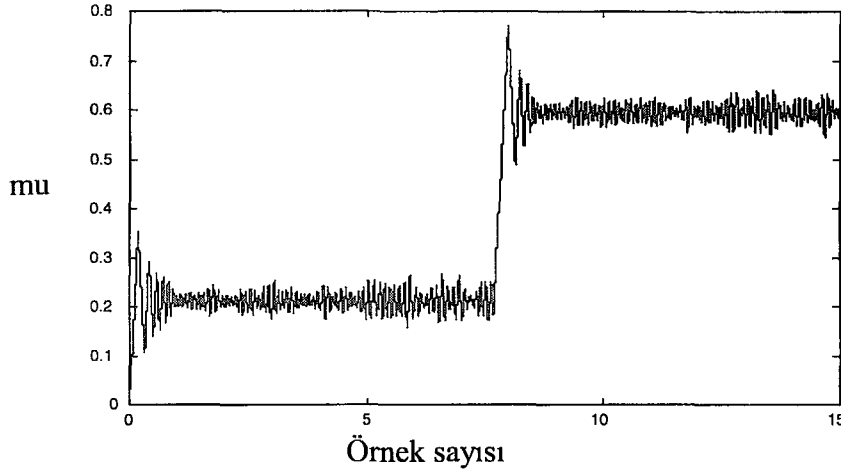
Bu bağlamda, simüle edilen QPSK tabanbant sinyalin, sembol senkronizasyonu için gereken tetikleme süresi, geliştirilen saat eşzamanlayıcısı ile başarılı bir şekilde hesaplanmıştır. Daha sonra zaman içerisinde bu tetikleme süresi değiştirilmiş ve algoritmanın bu değişimi başarıyla takip edebildiği gözlenmiştir (Şekil 4.9).



Şekil 4.7. $t_0=0,2$ olan QPSK veri (kanal etkisi yok)

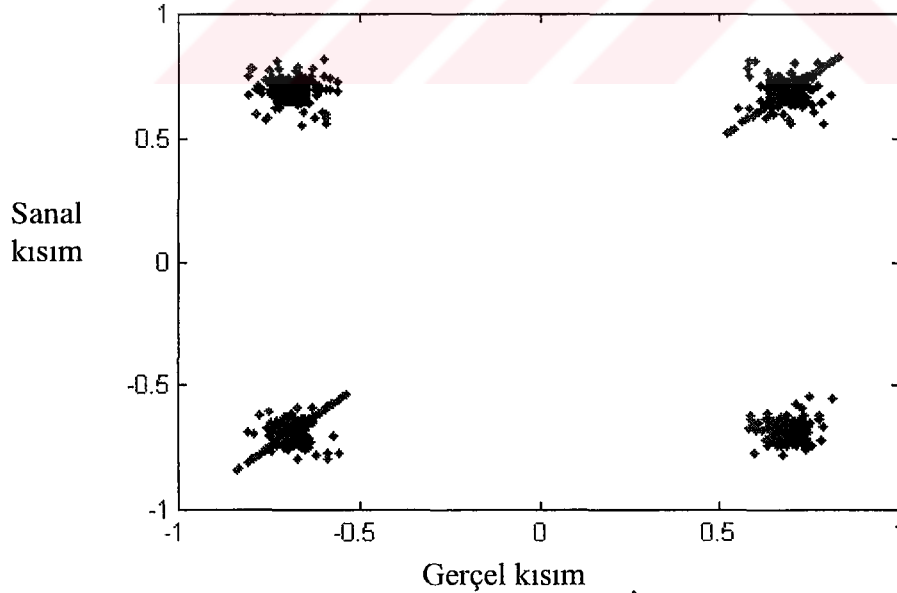


Şekil 4.8. $t_0=0,6$ olan QPSK veri (kanal etkisi yok)



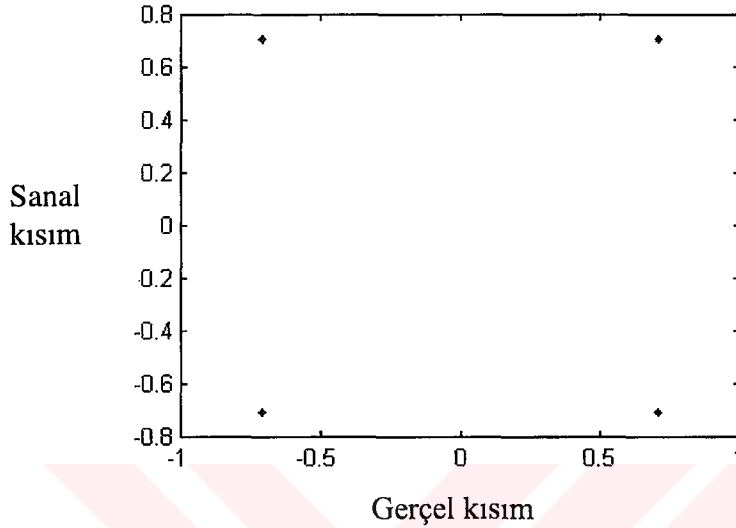
Şekil 4.9. Alıcı/verici örnekleme saatleri arasındaki faz farkının sürekli takibi ($t_o=0,2$ ve $t_o=0,6$)

Şekil 4.7 ve Şekil 4.8'deki özelliklere sahip QPSK sinyalinin saat eşzamanlayıcı çıktısı Şekil 4.10'da görülmektedir. Bu şekilden de görüldüğü üzere, alıcı ile verici arasındaki örnekleme saat referans farkları sürekli olarak tespit edilmiş ve doğru bölgelerde öbeklenmiştir.



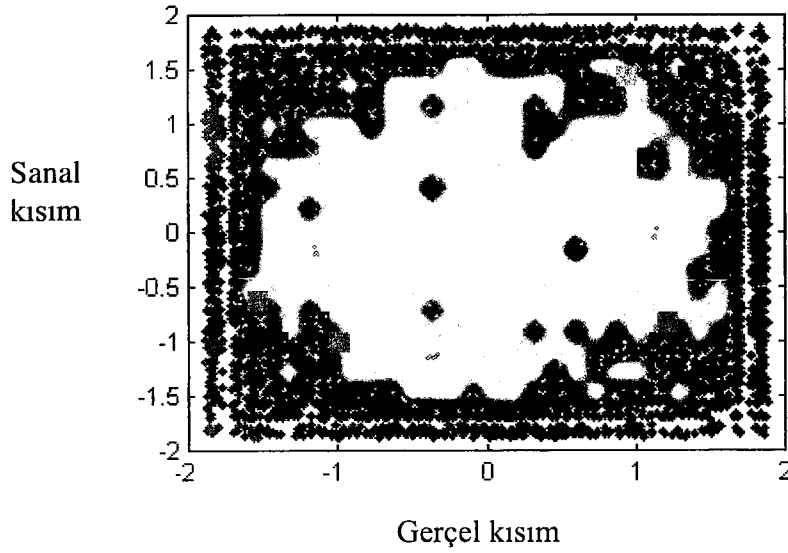
Şekil 4.10. Alıcı/verici örnekleme saatleri arasındaki faz farkını düzelten sayısal saat eşzamanlayıcı çıktısı.

Kanal etkisi olmadığında ve alıcı/verici örnekleme saatleri arasında faz farkı olmadığı durumlarda (Şekil 4.11) üretilen QPSK sinyalin doğru bölgelerde keskin bir şekilde öbeklendiği görülmektedir.



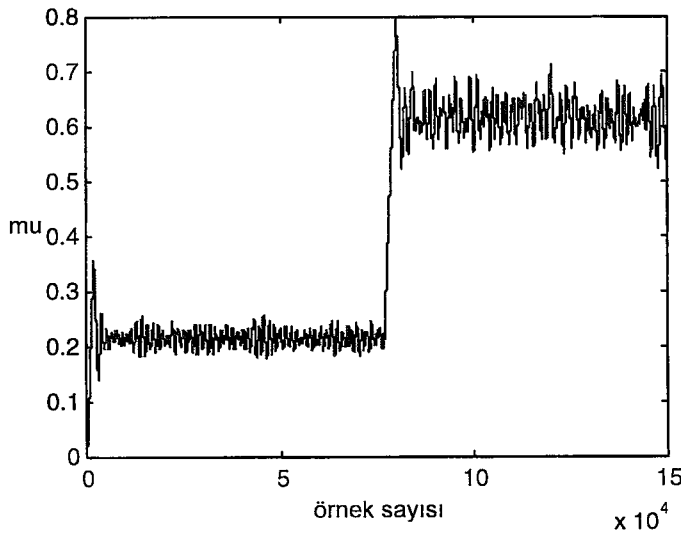
Şekil 4.11. QPSK veri (Alıcı/verici örnekleme saatleri arasında faz farkı yok, kanal etkisi yok)

Alıcı ve verici örnekleme saatleri arasında meydana gelen faz farkının ve kanal etkisinin sonuçları Şekil 4.12'de görülmektedir. Kanal etkisi ve tetikleme zamanları arasındaki farklılıklar iletilen sinyaldeki sembollerin birbirine karışmasına sebep olmaktadır. Bu problemi gidermek amacıyla kullanılan karar geri-beslemeli denkleştirici algoritması, doğrusal filtrenin çıkışına göre hangi değer iletilildiğini tahmin etmekte ve bu algoritmanın giriş ve çıkış sinyalleri arasındaki fark bir hata saptama sinyalini oluşturmaktadır. Bu hata sinyali daha sonra minimize edilerek denkleştirici filtre katsayısı belirlenmektedir. Kusursuz bir filtre, orjinal giriş sinyalini çıkış olarak elde edeceğinden hata terimi sıfır olur. Ancak pratikte bu mümkün olamamaktadır. Sıfıra yakın bir değer elde edildiğinde bu algoritma kusursuz çalışmaktadır. Algoritma, anlık iletilen sinyalin değerini belirledikten sonra, bu değerden ISI etkisini çıkartmakta ve daha sonraki değerlere eklemektedir.



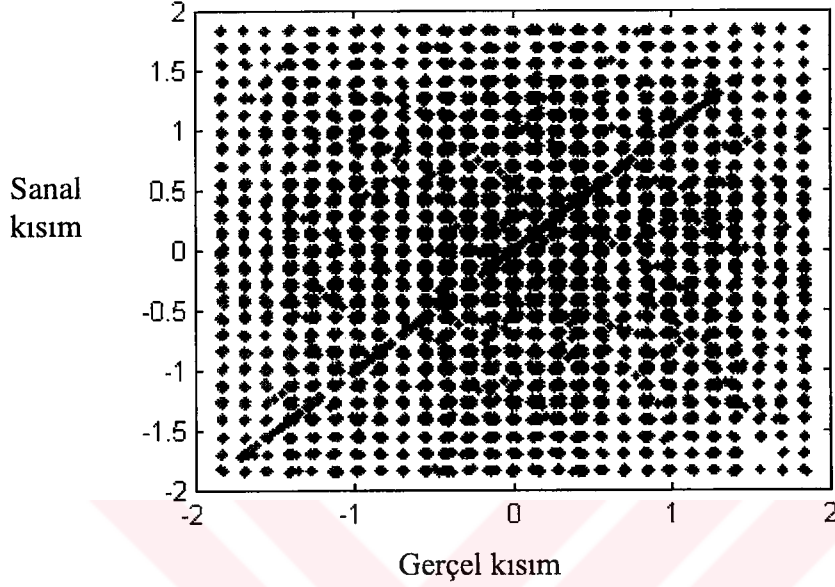
Şekil 4.12. Değişken zamanlama hatası ve kanal etkisi içeren QPSK veri
 Kanal=[0.2 0 0 0 0.1 0 0 0 0.3 0 0 0 1 0 0 0 0.6 0 0 0 0.4]

Şekil 4.13’de kanal etkisine maruz kalmış ve tetikleme hatalarına sahip bir QPSK sinyalin geliştirilen saat eşzamanlayıcı algoritması neticesindeki değerleri görülmektedir. Algoritma zaman içerisinde değişen tetikleme hatasını doğru olarak tespit etmekte ve değişen tetikleme zaman farkını takip edebilmektedir.



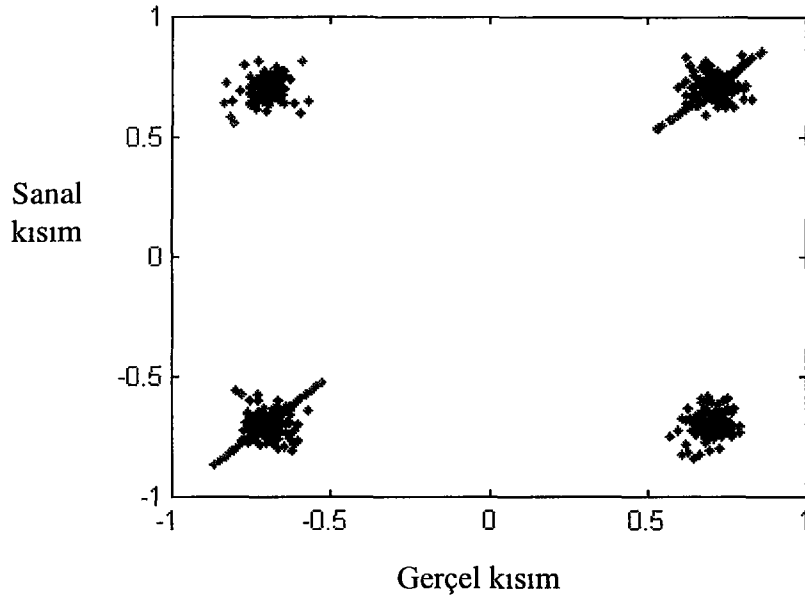
Şekil 4.13. Alıcı/verici örnekleme saatleri arasındaki faz farkının sürekli takibi
 ($t_0=0,2$ ve $t_0=0,6$)

Şekil 4.12'deki QPSK sinyal için saat eşzamanlayıcı algoritmanın çıktısı Şekil 4.14'de verilmiştir.

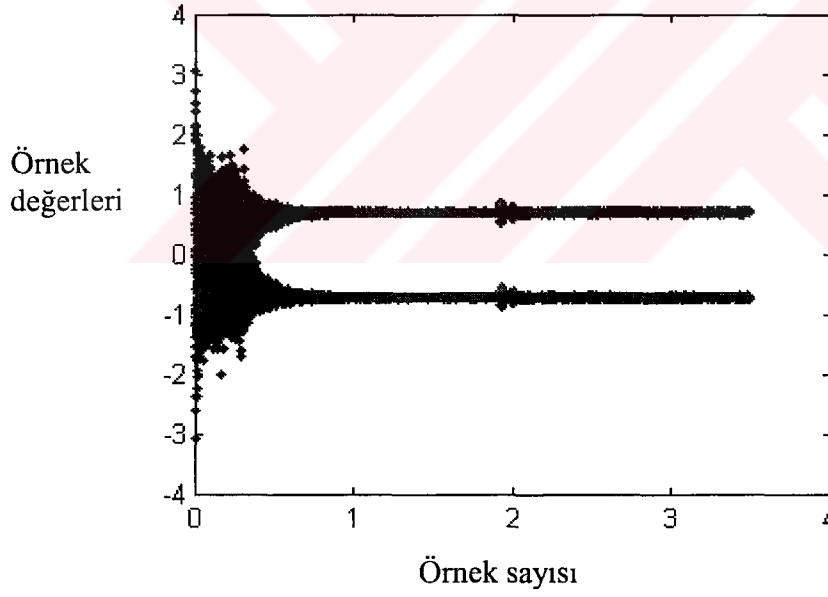


Şekil 4.14. Alıcı örnekleme saati ile verici örnekleme saati arasındaki faz farkını düzeltten sayısal saat eşzamanlayıcısı çıktısı

İletişim kanalından geçen sinyalin, ISI'dan dolayı uğradığı bozulma ve alıcı ile verici örnekleme saatleri arasındaki farklılıklar göz önünde bulundurulduğunda gerçekleşen etki yıkıcı olmaktadır (Bkz. Şekil 4.12). Bu problemi çözebilmek için gerçekleştirilen denkleştirici algoritmanın sinyal üzerinde oluşturduğu iyileştirme Şekil 4.15'de görülmektedir. Aynı sinyalin gerçel kısmına ait sembol verisi ise Şekil 4.16'da verilmiştir.



Şekil 4.15. Karar geri-beslemeli denkleştirici çıktısı



Şekil 4.26. Karar geri-beslemeli denkleştirici çıktısının gerçel kısmı

5. SONUÇ VE ÖNERİLER

YF iletişimde kullanılan elektromanyetik dalgalar iyonosferden yansyarak 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 uygulanmaktadır. Kanal denkleştirme, dizi sezimi ve hata kodlama yöntemleri gibi teknikler, iletişimin kalitesini yükseltmek amacıyla kullanılmaktadır. Bu nedenle güçlü işaret işleme tekniklerinin alıcı ve verici modemlerde kullanılarak iletişim sinyalinin dış etkenlerden etkilenmeyecek şekilde gönderilmesi ve işlenmesi gerekmektedir. Varolan teknoloji, on yıl öncesinin teknolojisidir ve son geliştirilen işaret işleme tekniklerini kapsamamaktadır.

Veri iletişim sistemlerinde, belirli bir bant genişliğinde, minimum hata oranı ile maksimum veri transfer hızının elde edilebilmesi için bir çok çalışma gerçekleştirilmiştir. Doğrusal bir iletişim kanalında sayısal verinin iletimi, iki faktör arasında sınırlıdır. Bu sınırların sebebi, semboller arası karışım ve de alıcı uçlarındaki termal gürültülerdir. Semboller arası karışım aynı zamanda, bant sınırlı kanallardaki yüksek hızlı iletişim sistem tasarımını da etkilemektedir. Semboller arası karışımı kontrol edebilmek için, kanalın zaman içerisindeki tepkimesinin kontrol altına alınması gerekmektedir. İletişim sistemlerinde, semboller arası karışımı önlemek için kullanılan tekniğe denkleştirici adı verilmektedir. Sık kullanılan denkleştirici sistemler, doğrusal denkleştiriciler, en büyük olabilirlik dizisi kestirimi ve karar geribeslemeli denkleştiricilerdir. Askeri standartlara göre şu anda kullanılan YF sayısal seri modemler 2400 baud iletişim hızı sağlamakta, 2/4/8-PSK

modülasyon, $\frac{1}{2}$ evrişimsel ileri hata kodlama ile karar geri beslemeli kanal denkleştirici kullanılmaktadır. Bu sayısal modemlerin standartlaştırıldığı zamandan beri işaret işleme tekniklerinde gelişmeler sağlanmıştır. Örneğin, iteratif (turbo) hata kodlama yöntemleri, gözü kapalı kanal denkleştirme (blind equalization) teknikleri, daha etkili Viterbi çözümleyiciler (Viterbi decoder) performans artırıcı olarak kullanılabilir. Ayrıca daha hızlı ve ucuz işaret işleme yongalarının gelişmesi, işlem hacmi yüksek fakat etkili işaret işleme algoritmalarının pratikte kullanılmasını sağlamaktadır.

Bu çalışmada, sayısal alıcı modem algoritmalarının temelini oluşturan senkronizasyon ve kanal denkleştirme yazılımları geliştirilmiştir. Yazılım, TMS320C6701 işaret işlemcisine özel yazılım geliştirme ortamında gerçekleştirilerek gerçek veriler üzerinde gerçek zamanda test edilmiştir. YF bandında farklı gürültü oranlarına ve farklı kanal modellerine sahip PAM, BPSK ve QPSK sinyalleri üzerindeki başarımları gözlenmiştir. Geliştirilen saat eşzamanlayıcı algoritması PAM, BPSK ve QPSK sinyalleri için çok verimli sonuçlar üretmiş olup zaman içerisinde değişen tetikleme faz hatalarını doğru bir şekilde takip edebilmektedir. Geri-beslemeli algoritmaların sayısal versiyonlarında, analog yöntemlerde kullanılan gerilim kontrollü osilatörün (VCO) işlevini üstlenen saat sayı osilatörü (NCO) kullanılmalıdır. Gerçekleştirilen sistemde kullanılan karar geri-beslemeli denkleştiricilerin YF kanallarında iyi bir performans ortaya koydukları gözlenmiştir. Bu yapı, hem MATLAB ortamında hem de gerçek zamanda TMS320C6701 sayısal sinyal işlemcisi üzerinde, YF kanalların sahip olduğu özellikte oluşturulan kanal modelleri ile test edilmiştir. Bu testlerde, denkleştiricinin geri-besleme filtresinin denkleştirici üzerinde başarımları gözlenmiştir. Bu gözlemler neticesinde, eğer kanal modelinde sıfırlar birim çembere yakın değilse, denkleştirici son derece etkili çalışmaktadır. Çünkü, kanal modelindeki sıfırlar birim çembere yaklaşır ise, ters sistem kararlılığı bozulmaktadır. Bu

durumda, sistem kararlılığı için geçiş sürecinin uzatılması ve ön bilgiye sahip olunan kısımların uzunluğunun artırılması gerekmektedir.

Mevcut alıcı modem mimarilerinde kullanılan işaret işleme bloklarından kanal denkleştirme ve saat eşzamanlayıcı algoritmalarının yeniden yazımı sonucunda, daha yüksek performanslı modemler tasarlanabilecektir.

Gerçek zamanlı sistem için kullanılan TMS320C6701 işlemcisinin çok güç çekmesi nedeniyle kullanılmayacağı bazı durumlarda (örneğin güç kaynağının pil olduğu mobil uygulamalar), düşük güç uygulamalarına daha uygun olan TMS320C54x ailesi sinyal işlemciler kullanılmalıdır. Alıcı ve verici modem algoritmalarında kullanılan sinyal işleme teknikleri tek değildir. Değişik algoritmalar, değişik sistem durumları için test edilerek uygulanabilmektedir. Örneğin, iteratif (turbo) hata kodlama yöntemleri, gözü kapalı kanal denkleştirme (blind equalization) teknikleri, daha etkili Viterbi çözümleyiciler (Viterbi decoder) performans artırıcı olarak bu tür sistemlerde kullanılabilir.

KAYNAKLAR

- [1] Tomasi, W., **Advanced Electronic Communications Systems**, **Prentice Hall**, Englewood Cliffs, N.J., 1992.
- [2] Tanyer, S.G., Sert, M. ve Çınar, E., Sayısal İşaret Analiz Sınıflandırma ve Ters-Kipleme Sisteminin Geliştirilmesi, **IEEE Sinyal İşleme ve Uygulamaları Kurultayı**, Bildiriler Kitabı s. 387-391, Antalya, 2000.
- [3] Bateman, A., **Digital Communications**, **Addison-Wesley**, Harlow, England, 1999.
- [4] NATO STANAG 4285, Characteristics of 1200/2400/3600 bits per second single tone modulators/demodulators for HF radio links, 1990.
- [5] Bingham, J.A.C., **The Theory and Practice of Modem Design**, **John Wiley and Sons**, New York, 1988.
- [6] Meyr, H., Moeneclaey, M., et al., **Digital Communication Receivers Synchronization, Channel Estimation and Signal Processing**, **John Wiley and Sons**, Aachen, Germany, 1997.
- [7] Baykal vd., A new family of blind adaptive equalization algorithms, **IEEE Communication Letters**, 3(4):109-110, 1999.
- [8] Tanrikulu, O., Baykal, B. vd., Soft constraint satisfaction (SCS) blind channel equalisation algorithm, **International Journal of Adaptive Control and Signal Processing**, 12(2):117-134, 1998.
- [9] Baykal, B., 1999, Blind Viterbi Decoders, **Internal Research Report**, TUBITAK, Ankara, 1999.
- [10] Gardner, F.M., **Phaselock Techniques**, **John Wiley and Sons**, California, U.S.A., 1979.
- [11] Berrou, C., Glavieux, A., Near Optimum Error Correcting Coding and Decoding: Turbo-Codes, **IEEE Trans. Commun.**, vol. 44, pp. 1261-71, Oct. 1996.
- [12] Jung, P., Novel Low Complexity Decoder for Turbo Codes, **Electronic Letters**, vol. 31, no. 2, pp. 86-87, Jan. 1995.

- [13] Warnes., P., 1999, Hunt Engineering Heron 1 Heron Processing Module for C6201 & C6701 User Manual Hardware Rev A Document Rev D, **Hunt Engineering**.
- [14] TMS320C6x Optimizing C Compiler User's Guide, **Texas Instruments**, 1998.
- [15] Warnes., P., 1999, Heron-API Hardware Access Library for Hunt Engineering C6000 Heron Processing Modules User Manual Version 2.1 Document Rev D, **Hunt Engineering**.
- [16] Bergmans., Jan W.M., Digital Baseband Transmission and Recording, **Kluwer Academic Publishers**, Boston, 1996.
- [17] Meyr, H., Ascheid, G., Synchronization in Digital Communications, **John Wiley and Sons**, 1990.



ÖZGEÇMİŞ

1974 yılında Mersin’de doğdu. İlk ve orta öğrenimlerini sırasıyla Kuva-i Milliye ve Mersin Ortaokulu’nda 1985 ve 1988 yıllarında tamamladı. 1992 yılında, Mersin Atatürk Anadolu Teknik Lisesi, Bilgisayar Bölümünden dereceyle mezun oldu. Yüksek öğrenimini, 1992 ve 1997 yılları arasında Gazi Üniversitesi, Teknik Eğitim Fakültesi, Elektronik-Bilgisayar Eğitimi Bölümünde tamamladı. 1997 yılında, Başkent Üniversitesi, Teknik Bilimler Meslek Yüksekokulu, Bilgisayar Programcılığı Bölümünde öğretim görevlisi olarak göreve başladı. 1999 yılında, Gazi Üniversitesi, T.E.F., Elektronik-Bilgisayar Eğitimi bölümünde yüksek lisans eğitimine başladı. Aynı yıl içerisinde Başkent Üniversitesi, Mühendislik Fakültesi, Bilgisayar Mühendisliği Bölümüne öğretim görevlisi olarak atandı. Halen bu birimde görevine devam etmektedir.