

**T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ**

**STANAG 4539 YÜKSEK HIZLI VERİ MODEMİN
YAZILIM GERÇEKLEMESİ**

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Müh. Selim SARAÇ

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜHENDİSLİĞİ

Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK

**Tez Danışmanı : Doç. Dr. Cabir VURAL
Dr. Fatih KARA**

Temmuz 2012

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

STANAG 4539 YÜKSEK HIZLI VERİ MODEMİN
YAZILIM GERÇEKLEMESİ

YÜKSEK LİSANS TEZİ

Elektrik-Elektronik Müh. Selim SARAÇ

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK ELEKTRONİK
MÜHENDİSLİĞİ
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK

Bu tez 06/07/2012 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği ile kabul edilmiştir.

Doç. Dr. Cabir VURAL

Jüri Başkanı



Prof. Dr. Osman ÇEREZCİ

Üye



Dr. Tayyar GÜZEL

Üye



ÖNSÖZ

Bu tezin hazırlanmasında yol gösterici olan Sayın Doç. Dr. Cabir VURAL hocama ve beni destekleyen Sayın Dr. Fatih KARA'ya ve bu çalışmayı destekleyen Sakarya Üniversitesi'ne içten teşekkürlerimi sunarım.

Ayrıca eğitimim süresince bana her konuda tam destek veren aileme, arkadaşlarıma ve tüm hocalarıma saygı ve sevgilerimi sunarım.

İÇİNDEKİLER

ÖNSÖZ.....	iii
İÇİNDEKİLER.....	iv
SİMGE VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	vii
ŞEKİL LİSTESİ.....	ix
TABLO LİSTESİ.....	xi
ÖZET.....	xii
SUMMARY.....	xiii
BÖLÜM 1.	
GİRİŞ.....	1
BÖLÜM 2.	
HF HABERLEŞME, SAYISAL HABERLEŞME TEKNİKLERİ ve STANAG 4539 DALGA FORMU.....	4
2.1. HF Haberleşme.....	4
2.1.1. HF haberleşme tekniği.....	5
2.1.2. HF haberleşmenin kullanım alanları.....	6
2.1.3. HF veri haberleşmesi.....	7
2.1.3.1. HF modem.....	7
2.1.3.2. HF dalgaşekli tasarımı.....	7
2.1.3.2.1. Serpiştirici.....	7
2.1.3.2.2. Otomatik ve otomatik olmayan sembol oranı dalgaşekli.....	8
2.2. Sayısal Haberleşme.....	8
2.2.1. Temel kavramlar.....	10
2.2.1.1. Bant genişliği.....	10

2.2.1.2. I/Q düzlemi.....	10
2.2.1.3. Bilgi aktarım hızı.....	11
2.2.1.4. Sembol hızı.....	11
2.2.1.5. Sembollerarası girişim.....	11
2.2.1.6. Nyquist örnekleme.....	12
2.2.2. Sayısal iletişim ve modem haberleşmesi.....	12
2.2.2.1. Modülasyon.....	15
2.2.2.1.1. Sayısal modülasyon teknikleri.....	17
2.2.2.2. Uyumlandırma filtresi.....	24
2.2.2.3. Hilbert dönüşümü ve analitik işaret üretilmesi.....	25
2.3. Stanag 4539 Protokolü.....	26
2.3.1. Giriş.....	26
2.3.2. Stanag 4539 protokolü dalgaşekli.....	26
2.3.2.1. Dalgaşekli özet.....	26
2.3.2.2. Modülasyon.....	27
2.3.2.3. Veri karıştırma.....	28
2.3.2.4. Veri çerçeve yapısı.....	29
2.3.2.5. Kodlama ve serpiştirme işlemi.....	31
2.3.2.6. Blok kodlama.....	32
2.3.2.7. Mesaj sonu (EOM).....	33

BÖLÜM 3.

HF VERİ MODEM ALICI VERİCİ ALGORİTMALARI TASARIMI.....	35
3.1. OMAP L 137 Geliştirme Kartı ve TMS320C6747 Entegresi.....	35
3.2. Verici.....	38
3.2.1. İletilecek işaretin üst örnekleme ve filtrelenmesi.....	42
3.2.2. İletilecek işaretin 1800 Hz ara frekansa çekilmesi.....	46
3.3. Alıcı.....	47
3.3.1. Hilbert dönüşümü ve analitik işaret oluşturulması.....	48
3.3.2. İşaretin temelbantta kaydırılması.....	48
3.3.3. İşaretin uyumlu filtreden geçirilmesi.....	49
3.3.4. Verinin baş tarafının algılanması.....	50
3.3.5. Frekans kayması düzeltilmesi.....	51

BÖLÜM 4.	
SİMÜLASYON SONUÇLARI.....	55
BÖLÜM 5.	
DEĞERLENDİRME VE YAPILABİLECEK ÇALIŞMALAR.....	61
KAYNAKLAR.....	63
ÖZGEÇMİŞ	65

SİMGE VE KISALTMALAR LİSTESİ

Δf	: Frekans sapması
AWGN	: Additive White Gaussian Noise
B	: Modülasyon indeksi
A/D	: Analog / Digital
AIC	: Audio Interface Converter
AM	: Amplitude Modulation
ARQ	: Automatic Repeat Request
ASK	: Amplitude Shift Keying
BER	: Bit Error Rate
bps	: bit per second
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
D/A	: Digital / Analog
DSP	: Digital Signal Processor
DMAC	: Direct Memory Access Control
EOM	: End Of Message
FEC	: Forward Error Correction
FM	: Frequency Modulation
FIR	: Finite Impulse Response
FSK	: Frequency Shift Keying
HF	: High Frequency
HPI	: Host Port Interface
Hz	: Hertz
ISI	: Inter Symbol Interference
IISC	: Inter Integrated Circuit Controllers
km	: kilo metre
LCD	: Liquid Crystal Display

MHZ	: Mega Hertz
MIL-STD	: Military Standard
MODEM	: Modulation + Demodulation
NATO	: North Atlantic Treaty Organization
PC	: Personal Computer
PM	: Phase Modulation
PSK	: Phase Shift Keying
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
SD	: Secure Digital
SDRAM	: Secure Digital Random Access Memory
SNR	: Signal to Noise Ratio
SPI	: Serial Peripheral Interface
USB	: Universal Serial Bus
VOIP	: Voice Over Internet Protocol

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 2.1.	HF işaretinin havada iletimi.....	6
Şekil 2.2.	STANAG 4539 standardının HF haberleşme altyapısındaki yeri ([1]'den izinle uyarlanmıştır.).....	8
Şekil 2.3.	Analog dalgaşekli.....	9
Şekil 2.4.	Sayısal dalgaşekli.....	10
Şekil 2.5.	Bir Haberleşme sisteminin blok diyagram gösterilimi.....	13
Şekil 2.6.	Sayısal haberleşme sistemleri veri modemi blok diyagramı.....	14
Şekil 2.7.	Modülasyon gösterimi.....	16
Şekil 2.8.	PSK modülasyonu.....	18
Şekil 2.9.	8-PSK için sembollerin I/Q düzleminde dağılımı.....	22
Şekil 2.10.	16 QAM için sembollerin I/Q düzleminde dağılımı.....	24
Şekil 2.11.	Uyumlandırma Filtresi.....	25
Şekil 2.12.	Karıştırma polinomu (“[1]'den izinle uyarlanmıştır.).....	29
Şekil 2.13.	Tüm dalga formları için çerçeve yapısı ([1]'den izinle uyarlanmıştır.).....	30
Şekil 2.14.	Kısıtlama uzunluğu 7, ½ oranlı konvolüsyon kodlayıcı ([1]'den izinle uyarlanmıştır.).....	32
Şekil 3.1.	OMAP L-137 Geliştirme Kartı ([12]'den izinle alınmıştır).....	36
Şekil 3.2.	OMAP L-137 Geliştirme Kartı Blok Diyagramı ([12]'den izinle alınmıştır).....	36
Şekil 3.3.	XDS 510 USB Galvanic Debugger.....	38
Şekil 3.4.	Verici yazılımı akış diyagramı.....	40
Şekil 3.5.	Vericide oluşturulan rastgele ilk 100 test biti.....	41
Şekil 3.6.	Test bitlerinin kodlanmış hali.....	41
Şekil 3.7.	Kodlanmış bitlerin serpiştiriciden geçirilmiş hali.....	42
Şekil 3.8.	100 bitlik veri ve üst örneklenmiş halinin karşılaştırması.....	43
Şekil 3.9.	Temel banttaki orijinal verinin frekans spektrumu.....	43
Şekil 3.10.	4 ile üst örneklenmiş verinin frekans spektrumu.....	43
Şekil 3.11.	Tasarımda kullanılan RRC filtrenin frekans yanıtı.....	44
Şekil 3.12.	Üst örneklenmiş verinin RRC filtrelemeden sonraki spektrumu...	45
Şekil 3.13.	Üst örneklenmiş verinin filtreden geçirilmiş haliyle karşılaştırılması.....	45
Şekil 3.14.	Frekansta ötelenmiş işaretin spektrumu.....	46
Şekil 3.15.	Frekansta kaydırılan verinin gerçek kısmının spektrumu.....	47
Şekil 3.16.	Gerçel ve analitik işaretlerin spektrumları.....	48
Şekil 3.17.	Temel banda kaydırılan işaretin frekans spektrumu.....	49
Şekil 3.18.	Alıcıda öz-ilinti fonksiyonunun hesaplandığı bloklar.....	50
Şekil 3.19.	Alıcı yazılımı akış diyagramı.....	54
Şekil 4.1.	AWGN kanalı için 9600 bps veri oranı durumunda paket başlangıcı algılama grafiği.....	56

Şekil 4.2.	AWGN kanalı simülasyon durumunda alınan semboller için kümelenme diyagramı.....	57
Şekil 4.3.	Rice kanalı durumunda iki yol için kanal kazanç grafikleri.....	57
Şekil 4.4.	Rice kanalı simülasyonu durumunda alınan semboller için kümelenme diyagramı.....	58
Şekil 4.5.	Zayıf kanal simülasyonunda ilk ve ikinci yol için kanal kazançları.....	58
Şekil 4.6.	Zayıf kanalda çerçeve ve sembollerin hata büyüklükleri.....	59
Şekil 4.7.	Zayıf kanal simülasyonunda alınan semboller için kümeleme diyagramı.....	60

TABLO LİSTESİ

Tablo 2.1.	Pratikte kullanılan kanallar ve bantgenişlikleri.....	11
Tablo 2.2.	Veri oranlarına göre modülasyon çeşitleri.....	27
Tablo 2.3.	QPSK dibit sembol çevrim tablosu.....	27
Tablo 2.4.	8-PSK tribit sembol çevrim tablosu.....	28
Tablo 2.5.	8-PSK için sembollerin karmaşık sayı gösterilimi.....	28
Tablo 2.6.	Serpiştirici uzunluklarına göre bekleme süreleri.....	31
Tablo 2.7.	Serpiştirici uzunluğu ve veri oranının fonksiyonu olarak serpiştirici boyutu.....	33
Tablo 4.1.	Modem performans ihtiyaçları ve gerçekleştirme sonuçları.....	56

ÖZET

Anahtar kelimeler: STANAG 4539, HF haberleşmesi, Veri modem

Günümüzde HF haberleşmesi; özellikle askeri alanda, uzun mesafeli güvenli haberleşme kapsamında uydu ve kablolu haberleşmeye alternatif olarak kullanılmaktadır. HF teknolojisiyle veri haberleşmesi konusunda araştırma ve geliştirme faaliyetleri son 20 yılda yoğunlaşmıştır.

NATO HF frekanslarında veri haberleşmesi için çeşitli standartlar hazırlamış ve uygun dalgaşekilleri tanımlamıştır. Standartlara örnek olarak STANAG 4538, STANAG 4285, STANAG 4197 (kriptolu haberleşmede kullanılır), STANAG 5066 ve STANAG 4539 verilebilir. Standartların farklı özellikleri vardır. Bu çalışmada STANAG 4539 standardı yazılımla gerçekleştirilmiştir. Bu standart ile 3200 bps-9600 bps arası kodlu, 12800 bps kodsuz veri iletimi sağlanabilmektedir. Yapılan detaylı simülasyonlar, tasarımın standartta belirtilen kısıtları sağladığını göstermiştir.

REAL TIME IMPLEMENTATION OF STANAG 4539 HIGH SPEED HF MODEM

SUMMARY

Key words: STANAG 4539, HF communication, Data modem

HF communications are being used as an alternative to satellite and wired communications in the context of secure communications especially in military applications. Research development activities about data communications with HF technology intensified in the last two decades.

NATO has published standards for data communication in HF frequency, and has described suitable waveforms. Some of the standards include STANAG 4538, STANAG 4285, STANAG 4197 (used in secure communications), STANAG 5066 and STANAG 4539. Standards have different properties. In this study STANAG 4539 was implemented in software. STANAG 4539 can provide data rate between 3200 and 9600 bps in case of coded and 12800 bps for uncoded transmission. Detailed simulation results show that the software receiver designed in this study satisfied the requirements described in the STANAG 4539 standard.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

Haberleşme, geçmişten günümüze kadar bir ihtiyaç olmuştur. Çeşitli amaçlar için (askeri, toplumsal, ekonomik vb.) bu ihtiyacı karşılamak amacıyla kullanılan teknikler de sürekli gelişmektedir. Günümüze kadar kablolu veya kablosuz temelli haberleşme yöntemleri geliştirilmiştir. Teknolojinin gelişmesine paralel olarak, kaliteli ve güvenli bir şekilde haberleşilebilecek uzaklık limiti de artmaktadır.

Telgraf, 1800'lü yılların ortalarından itibaren uzak mesafe haberleşme aracı olarak kullanılmıştır. Guglielmo Marconi, 20. yüzyılın başlarında 4300 km uzaklığa işaret iletimi gerçekleştirerek kablosuz haberleşmenin ilk adımlarını atmıştır. Aynı zamanda, dünya atmosferinde iyonize halde bir tabakanın var olduğu ve radyo dalgalarının bu tabakadan yansyarak ilerlediği İngiliz araştırmacılar tarafından keşfedilmiştir. Bu bant, günümüzde yüksek frekans (HF) bandı olarak adlandırılmaktadır. HF bandı, genellikle askeri ve stratejik haberleşme, amatör radyo kullanıcı haberleşmesi gibi alanlarda kullanılmaktadır.

HF haberleşme, 3-30 MHz frekans bantları arasındaki kısa dalga radyo haberleşmesi olarak tanımlanabilir. HF haberleşme, mobil ve uydu haberleşmenin oldukça ilerlemesine rağmen uzun mesafe haberleşmesinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Çünkü uydu ve mobil haberleşmeye göre daha az altyapı giderlerine sahiptir.

HF haberleşmeyle, sese ek olarak görüntü, video ve veri haberleşmesi de yapmak mümkündür. Veri haberleşmesi, özellikle askeri uygulamalarda önem arz etmektedir. Veri haberleşmesinin güvenli olmasını sağlamak amacıyla şifreleme yöntemleri geliştirilmiştir. Ülkemizde TÜBİTAK-BİLGEM-UEKAE, şifreli ses ve veri HF haberleşmesi ile ilgili araştırma ve geliştirme faaliyetleri yürütmektedir.

HF bandında gerçekleştirilen ses ve veri haberleşmesi; gürültü, doppler etkisi, doppler saçılımı, patlama saçılımı gibi bozucu etkilerden oldukça etkilenmektedir. HF haberleşmesi çeşitli ülkeler arasında kullanıldığından ve özellikle askeri uygulamalarda tercih edildiğinden, tüm dünyada bir bütünlük sağlamak adına HF haberleşmesi için standartlar belirlenmiştir. NATO'nun belirlediği STANAG 4539, STANAG 4197, STANAG 4417, STANAG 5066, STANAG 4285 olarak adlandırılan standartlar veri haberleşmesi için geliştirilmiştir [1,2,3]. Bir standart, vericiden alıcıya iletilecek dalga şeklinin nasıl olacağını belirlemektedir, alıcının tasarımı hakkında herhangi bir kısıt getirmemektedir.

HF bandında veri haberleşmesini mümkün kılan cihaza *HF modem* denilmektedir. Bu çalışmada, NATO STANAG 4539 standardında tanımlanan, HF telsizlerle çalışabilen bir HF veri modemi tasarlanmıştır. STANAG 4539 standardı, yüksek hızda veri haberleşmesi yapılabilmesini sağlayan verici dalga formunu tanımlamaktadır. Araştırmanın amacı, standartta tanımlanan dalga formunun HF ortamında karşılaşılabileceği bozunumları dikkate alan bir alıcı tasarlamaktır. Araştırmada, STANAG 4539 standardında belirlenen karakteristikleri sağlayan, yüksek hızda (3200 bps ile 12800 bps hızları arasında) çalışabilen verici dalgaşekli tasarlanmıştır. HF bandında oluşabilecek bozulmalardan sonra, dalgaşeklinin mümkün olduğu kadar en doğru şekilde alınabilmesi için alıcının nasıl tasarlanması gerektiği belirlenmiştir. HF veri modemi için yapılan tasarım, Spectrum Digital marka L137 modeli geliştirme kartı (kartın üzerinde TMS320C6747 sayısal işaret işlemcisi (DSP) bulunmaktadır) kullanılarak yapılmıştır.

Çalışma aşağıdaki şekilde düzenlenmiştir. Bölüm 2, HF haberleşmenin temelleri, tasarımda kullanılan çeşitli sayısal haberleşme yöntemleri ve STANAG 4539 dalgaşekli hakkında bir tartışmadan oluşmaktadır.

Bölüm 3'de, HF veri modemi tasarımında kullanılan geliştirme kartı üzerindeki TMS320C6747 DSP ve yazılım geliştirme ortamı "Code Composer Studio" (CCS) kısaca tanıtıldıktan sonra verici ve alıcı tasarımı detaylı olarak tartışılmıştır.

Bölüm 4'de, tasarım sonucunda ortaya çıkan performans sonuçları verilmiştir.

Bölüm 5’de araştırmada elde edilen sonuçlar özetlenmiş HF haberleşme konusundaki güncel çalışmalara değinilmiş ve gelecekte yapılabilecek araştırmalar listelenmiştir.

BÖLÜM 2. HF HABERLEŞME, SAYISAL HABERLEŞME TEKNİKLERİ ve STANAG 4539 DALGA FORMU

Bu bölümde, tezin sonraki bölümlerinin anlaşılması için gerekli olan HF haberleşmesi, modem tasarımında kullanılan sayısal haberleşme teknikleri ve STANAG 4539 dalgaşekli mümkün olduğu kadar temel düzeyde tartışılmıştır. Detaylı bilgi, ilgili referanslardan elde edilebilir.

2.1. HF Haberleşme

Tezin giriş bölümünde de ifade edildiği gibi, haberleşme ihtiyacı insanlık tarihi boyunca var olmuştur ve haberleşme teknikleri sürekli gelişmektedir. Modern haberleşmenin temeli, 19. yy'da Graham Bell tarafından bir kablolu haberleşme aracı olan telefonun icat edilmesiyle atılmıştır [4]. Daha sonra, 19. yy sonunda elektromanyetik dalgalar aracılığıyla yeryüzündeki bir noktadan diğerine kablosuz bilgi aktarımı için Marconi deneyler yapmıştır. 1930'lu yıllarda yapılan araştırmalar, yeryüzünden 130-300 km yukarıda elektrik yüklü bir bölge (iyonosfer) olduğunu ve radyo dalgalarının bu bölgeye çarpıp yansyarak yeryüzüne geri döndüğünü göstermiştir. Bu çalışmalar neticesinde, HF bandında kaliteli ve güvenli haberleşme gerçekleştirebilmek amacıyla projeler başlatılmıştır. Çalışmalar, özellikle 2. Dünya savaşı esnasında yoğunlaşmıştır. Günümüzde, mobil ve uydu haberleşmesinin oldukça gelişmesine rağmen HF haberleşme önemini korumaktadır

Yüksek Frekans (HF) Telsiz yaklaşık 100 yıllık bir geçmişe sahip olgunlaşmış bir teknolojidir. HF telsiz, radyo amatörleri ile askeri uygulamalar ve uçak haberleşmesi gibi değişik alanlarda kullanılmaktadır. Radyo amatörleri, insani yardım kuruluşları ve çeşitli kamu kuruluşları özellikle ucuz maliyetli olması sebebiyle HF haberleşmeyi tercih etmektedir. Diğer yandan, özellikle askeri uygulamalarda

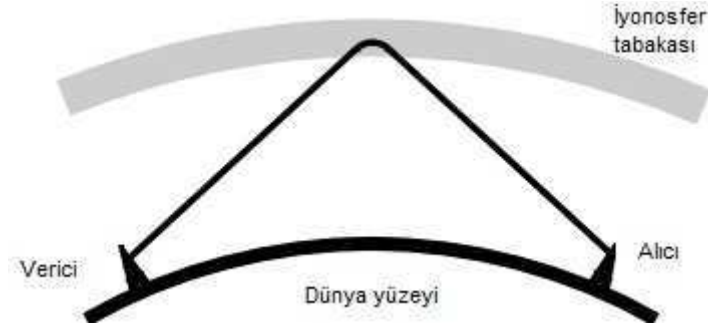
taşınabilirlik, bir grubun üyeleri arasında şifreli konuşma gibi önemli ihtiyaçlar HF haberleşmeyi önemli kılmaktadır.

HF telsizlerle binlerce kilometre uzaklıklara kadar haberleşme yapılabildiğinden, HF haberleşme kablolu kapalı ağlara ciddi bir alternatiftir. Günümüzde yaygın olarak kullanılan haberleşme yöntemlerine örnek olarak kablolu telefon, internet protokol (IP) üzerinden ses iletimi (VOIP), cep telefonları, uydu haberleşmesi verilebilir. Ancak, bu haberleşme türlerinin herhangi bir doğal afet veya savaş durumunda kullanılmama potansiyeli yüksektir. Bu gibi durumlarda, HF haberleşme kesintisiz haberleşmeye imkân vererek önemli bir alternatif olmaktadır. Hatta bazı afet türleri için uzun mesafelerde HF haberleşmedir tek seçenektir. HF telsiz ağı, herhangi bir altyapıya ihtiyaç duymamaktadır. Kablolu hat altyapısına bağımlı olan sabit telefonlar, cep telefonları ve uydu telefonlarının aksine, HF haberleşme için telsiz ve anten yeterlidir. Dolayısıyla, afet durumunda bile HF haberleşmenin kesintisiz olma potansiyeli yüksektir. Ayrıca, bütçenin kısıtlı olduğu ekonomik acil durumlarda da HF haberleşme kablosuz haberleşme imkânı sağlamaktadır çünkü ilk yatırım yapıldıktan sonra diğer haberleşme türlerinde olduğu gibi periyodik yatırımlara gerek yoktur.

HF haberleşme, güvenli haberleşmenin gerekli olduğu uygulamalar da kullanılabilir. Şifreli HF haberleşmesi, özellikle askeri uygulamalarda uzun bir süredir kullanılmaktadır. Ülkemizde, hem NATO tarafından satın alınan hem de yerli tasarım kripto cihazları HF haberleşmesinde aktif olarak kullanılmaktadır.

2.1.1. HF haberleşme tekniği

HF haberleşme, atmosferin üstünde bulunan iyonize tabaka ve yeryüzü arasında yansımalarla uzun mesafelere ilerleyebilen 3 MHz ile 30 MHz arasındaki radyo dalgaları aracılığıyla yapılmaktadır. İyonosferdeki kalınlık ve yoğunluktaki değişimlere göre günün farklı zamanlarında farklı frekanslar kullanılmaktadır. HF radyo dalgalarının yayılımı, mevsimsel değişiklikler ve güneş aktivitelerinden de etkilenebilmektedir [4].



Şekil 2.1. HF işaretinin havada iletimi

HF haberleşmenin uzun mesafeler üzerinden yapılabilmesinin sebebi iyonosfer tabakasıdır. Şekil 2.1’de görüldüğü gibi, dünya üzerindeki herhangi iki nokta arasında HF dalgasıyla haberleşme, dalganın iyonosferde sadece bir kez yansınmasıyla sağlanabileceği gibi hedefe ulaşmaya kadar iyonosfer ve dünya arasında birkaç kez yansınmasıyla da sağlanabilir. HF dalgasının dünya ile iyonosfer arasında birkaç kez yansımaya uğraması dalganın uzun mesafelere gidebilmesini mümkün kılar. Örneğin, HF dalgası iyonosferden 1 kez yansınarak 4000 km, 2 kez yansınarak 7000 km ve 3 kez yansınarak 12000 km mesafe kat edebilir.

Düşük işaret-gürültü-oranı (SNR), çoklu yoldan kaynaklanan sönmüleme, saate bağlı dalga yayılım çeşitliliği, mevsim ve güneş patlama döngüleri ve sınırlı kanal kapasitesi gibi hususlara HF haberleşmesinde dikkat edilmelidir. Vericiden alıcıya iletilen işaret, dâhili ve harici etkenlerden dolayı bozulabilir. Alınan işaretin kalitesini belirlemek için SNR ölçütü kullanılır. SNR büyük değerler aldıkça işaret kalitesi artmaktadır.

2.1.2. HF haberleşmenin kullanım alanları

HF telsiz haberleşmesi, acil durumlarda kablosuz haberleşmeye imkân vermektedir. Türk Silahlı Kuvvetleri (TSK) savaş esnasında HF telsizler vasıtasıyla haberleşme ihtiyacını karşılamaktadır. Ayrıca, ülkemizde afet durumlarında kullanılan frekans bandı HF’dir.

2.1.3. HF veri haberleşmesi

HF veri haberleşmesi, ilk önce düşük hıza sahip Mors kodu ile başlamıştır. Daha sonraları geliştirilen teknikler, yüksek hızda HF veri iletimine imkân vermiştir. HF ortamında veri iletimine uygun çeşitli modülasyon teknikleri mevcuttur.

2.1.3.1. HF modem

Geleneksel çoğu telsiz HF ortamında doğrudan veri iletimi yapamadığından, bir HF veri modemine gereksinim vardır. HF veri modeminin verici taraftaki görevi, veri kaynağından gelen sayısal veriyi HF kanal üzerinden iletme elverişli bir analog işarete çevirerek telsize göndermektir. Benzer şekilde, alıcı tarafta telsize gelen analog işaret sayısala dönüştürüldükten sonra, modem ile çözülüp ilgili birime iletilir.

2.1.3.2. HF dalgasekli tasarımı

Dalgasekileri, veri akışı sırasında veriye İleri Yönde Hata Düzeltme (FEC) bilgisi eklenerek tasarlanır. FEC, veri hatalarının modem tarafından yakalanmasını ve düzeltilmesini sağlar. Bit Hata Oranı (BER), demodulator tarafından yanlış karar verilen bit sayısının iletilen toplam bit sayısına oranıdır. BER, HF veri haberleşmesinin performansının ölçümünde kullanılmaktadır.

2.1.3.2.1. Serpiştirici

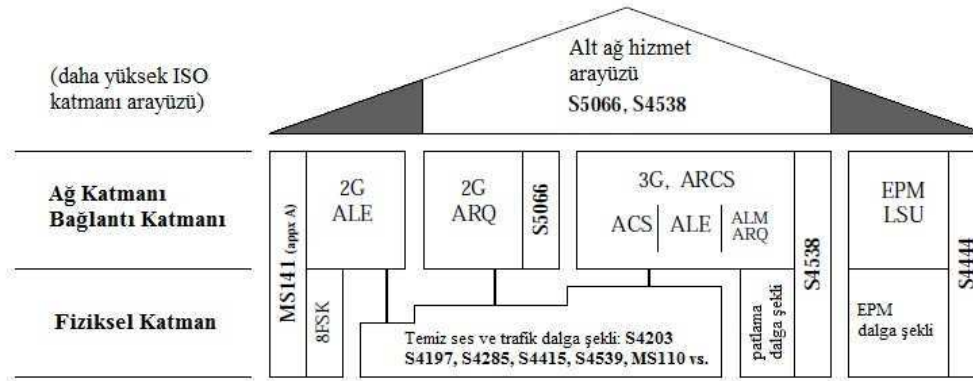
Serpiştirme, BER oranını düşürmek amacıyla sayısal verinin iletilmeden önce rastgele dizilmesi işlemidir. HF ortamında hatalar arka arkaya oluşur. Eğer veri seri gönderilse, arka arkaya hatalar oluştuğunda haberleşme anlamsız olacak ve bu hataları FEC algoritmasıyla düzeltmek zorlaştıracaktır. Serpiştirme işlemi yapılarak, veri iletilmeden karıştırılır ve arka arkaya hatalar oluşması engellenir. Makul seviyede oluşan hatalar FEC ile düzeltilebilir. Serpiştirici birim uzunluğu saniye ile

ölçülür bir bloğun iletilmesi için geçen süredir. Bir bloğun süresi, belli bir veri hızında bloktaki tüm bitlerin iletilmesi için geçen süredir.

2.1.3.2.2. Otomatik ve otomatik olmayan sembol oranı dalgaşekli

Otomatik sembol oranı dalgaşekli; vericiden iletilen dalgaşekline ilişkin başlık dosyasında bulunan veri oranı ve serpiştirici uzunluğu bilgileri olmadan alıcının işareti doğru olarak alabilmesine imkân veren bir çeşit dalgaşeklidir. Otomatik sembol oranı dalgaşekli, veri gönderme oranı ve serpiştirici uzunluğu bilgilerini içermemektedir. STANAG 4539, MIL-STD 188-110A ve MIL-STD 188-110 B otomatik sembol oranı dalgaşekli örnekleridir. Otomatik olmayan sembol oranı dalgaşeklinde ise, başlık dosyasında veri gönderme oranı ve serpiştirici uzunluğu bilgileri eklenmesi nedeniyle alıcı ve vericinin eş zamanlı çalışmasına gerek kalmaz.

HF haberleşmesinin ana hatlarını gösteren Şekil 2.2’de, bir HF haberleşmesi için gerekli katmanlar ve bu katmanların altında kullanılan standartlar verilmiştir.

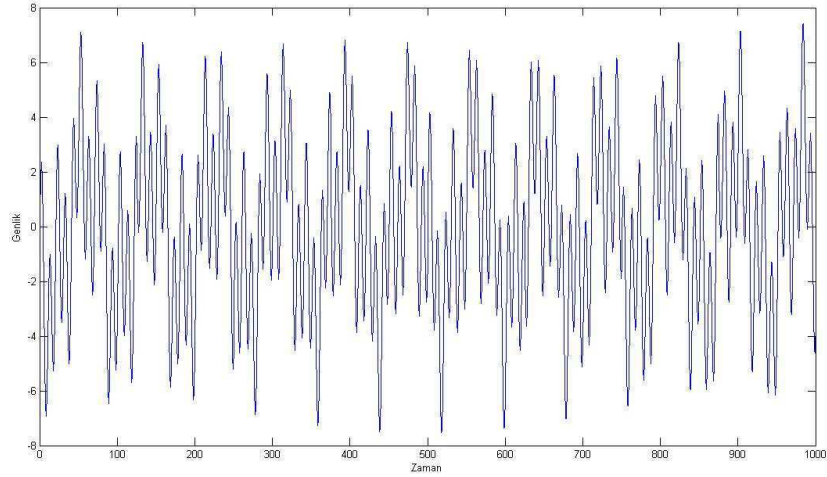


Şekil 2.2. STANAG 4539 standardının HF haberleşme altyapısındaki yeri ([1]’den izinle uyarlanmıştır.)

2.2. Sayısal Haberleşme

Haberleşme, bir verinin bir noktadan başka bir noktaya iletilmesi işlemidir. Televizyon yayını, internet haberleşmesi, telsiz haberleşmesi, uydu haberleşmesi,

mobil haberleşme günümüzde kullanılan modern haberleşme sistemlerine örneklerdir.

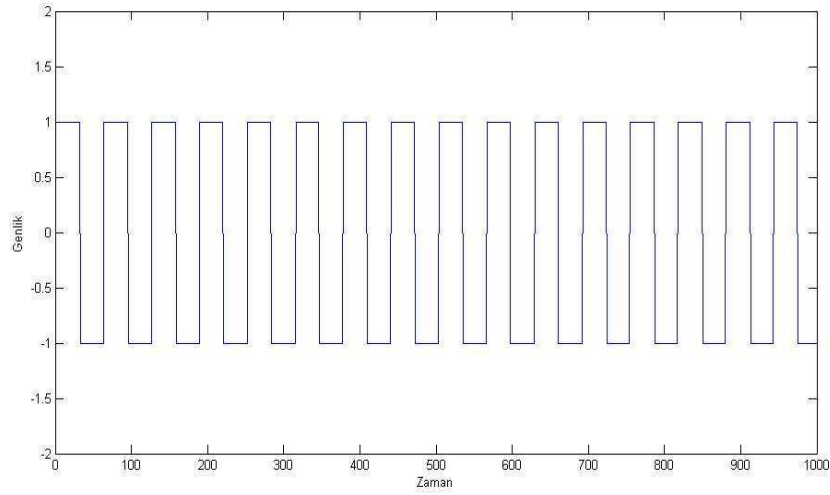


Şekil 2.3. Analog dalgaşekli

Haberleşme, alıcı ve verici kullanılarak gerçekleştirilir. Verici tarafında modülasyon denilen bir işlem kullanılarak, iletilecek veri, verici ve alıcıyı fiziksel olarak ayıran iletim kanalı üzerinden iletilebilecek hale dönüştürülür. Alıcı tarafında ise, vericide yapılan işlemlerin tersi yapılarak iletilen bilgi işareti çıkartılır. Bu, haberleşmenin en basit tanımıdır. İletilen veri, kanal üzerinden geçerken çeşitli nedenlerden dolayı bozulabilir. Gürültü, Doppler etkisi ve Doppler saçılımı en sık karşılaşılan bozunum türleridir. Bozunumların mevcut olması halinde, alıcının iletilen işareti geri elde ederken hata yapmaması için bozunumların düzeltilmesi gereklidir.

İletilecek bilgi (ses, görüntü, video, veri) vericiden alıcıya, analog veya sayısal dalgaşekilleri kullanılarak gönderilebilir. Analog dalgaşekilleri, Şekil 2.3'de gösterildiği gibi sürekli işaretlerdir. Doğadaki ses, basınç, sıcaklık gibi işaretler analog yapıdadır. Sayısal dalgaşekilleri ise sonlu sayıda değer almaktadır. Örneğin, Şekil 2.4'de verilen dalgaşekli farklı iki değer alan (1, -1) sayısal bir işarettir.

Bu kısımda, bir sayısal haberleşme sisteminin tasarımı ve analizi için gerekli temel bilgiler kısaca verilecektir. Özellikle, sayısal modülasyon türleri tartışılacaktır.



Şekil 2.4. Sayısal dalgaşekli

2.2.1. Temel kavramlar

2.2.1.1. Bant genişliği

Bir haberleşme kanalının kapasitesini ifade etmek için kullanılır ve belirli bir zamanda iletilen toplam veri miktarıdır. Bantgenişliği, sayısal haberleşmede saniyede iletilen bit sayısı (bit/saniye-bps), analog haberleşmede ise saniyedeki devir sayısı veya Hertz (Hz) ile ifade edilir. Sayısal haberleşme bakımından, bantgenişliği belirli bir süre içerisinde iletebilecek veri miktarını belirlemektedir.

2.2.1.2. I/Q düzlemi

I/Q gösterimi, sayısal modülasyon türlerinde notasyon kolaylığı sağladığından sayısal haberleşme sistemlerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. Bu gösterim, aslında bir işaretin kartezyen koordinatlarda temsil edilmesidir. Bir işaretin kutupsal gösteriminde, referansa göre 0° ve 90° faz farkı yönlerindeki iki eksen I/Q düzlemini oluşturmaktadır. Kutupsal gösterimde temsil edilen bir vektörün I ve Q eksenleri üzerine izdüşümleri sırasıyla I ve Q bileşeni olarak adlandırılır. Çoğu sayısal modülasyon türü, I/Q düzleminde temsil edilebilir ve bu gösterime *kümelene gösterimi* denir.

Tablo 2.1. Pratikte kullanılan kanallar ve bantgenişlikleri

Kanal	Bant Genişliği	Bit Oranı
Telefon ses kanalı	3 kHz	33 kbps
Bakır çifti	1MHz	1-6 Mbps
Koaksiyel kablo	500 MHz (6 MHz kanallar)	30 Mpbs/Kanal
5 GHz telsiz (IEEE 802.11)	300 MHz (11 kanal)	54 Mbps/kanal
Optik fiber	TeraHertz	40 Gbps

2.2.1.3. Bilgi aktarım hızı

Bilgi aktarım hızı, saniyede iletilen bit sayısı (bit/saniye) olarak tanımlanır. Örneğin, 10 bitlik bir bilgi 1 saniyede iletilirse bilgi aktarım hızı 10 bit/s olur.

2.2.1.4. Sembol hızı

Sembol hızı, bir saniyede iletilen sembol sayısıdır. Bir sembol, farklı modülasyonlar için birden fazla bit taşıyabilir. Örneğin, bilgi aktarım hızı 10 bit/s ve 2 bit bir sembol ise, sembol hızı 5 sembol/s olur.

2.2.1.5. Sembollerarası girişim

Haberleşmede kullanılan kanallar sınırlı bantgenişliğine sahiptir. Pratikte kullanılan kanalların bantgenişlikleri Tablo 3.1'de verilmiştir [5]. Bir sembolün spektrumunun, kendisine ayrılmış frekans bandının dışına taşması durumunda, semboller alıcıda karışır bu duruma sembollerarası girişim (ISI) denir. ISI, genelde çoklu yol iletiminden (gönderilen işaretin birden fazla nesneden yansyarak alıcıya farklı zamanlarda ulaşması) ve haberleşme kanalının doğrusal olmayan frekans yanıtından kaynaklanır. Bu problemin giderilmesi veya en aza indirgenmesi için hem alıcı hem de iletim tarafında filtreleme işlemleri kullanılır. Alıcıda gerçekleştirilen filtreleme işlemine kanal denkleştirme denilmektedir.

2.2.1.6. Nyquist örnekleme

Yukarıda ifade edildiği gibi, haberleşme kanallarının kapasitesi sonludur. O halde, haberleşme kanalının kapasitesinden maksimum düzeyde faydalanabilmek için iletilecek dalgaşeklinde saniye başına alınacak örnek sayısı mümkün olduğu kadar az olmalıdır [6]. Herhangi bir analog dalgaşeklinin bilgi kaybı olmadan örneklenebilmesi için, saniyede alınan örnek sayısı dalgaşeklinin bantgenişliğinin 2 katından fazla olmalıdır. Saniyede analog dalgaşeklinin bandgenişliğinin iki katı miktarda örnek almak kritik örnekleme frekansı olup Nyquist örnekleme frekansı olarak adlandırılır. Nyquist örnekleme frekansından daha az sayıda örnek alındığında, örtüşme denilen problem meydana gelir ve analog dalgaşekli örneklenmiş halinden hatasız olarak geri elde edilemez. B , analog dalgaşeklinde mevcut en yüksek frekans değeri olmak üzere, Nyquist örnekleme frekansı

$$f_N = 2B \quad (2.1)$$

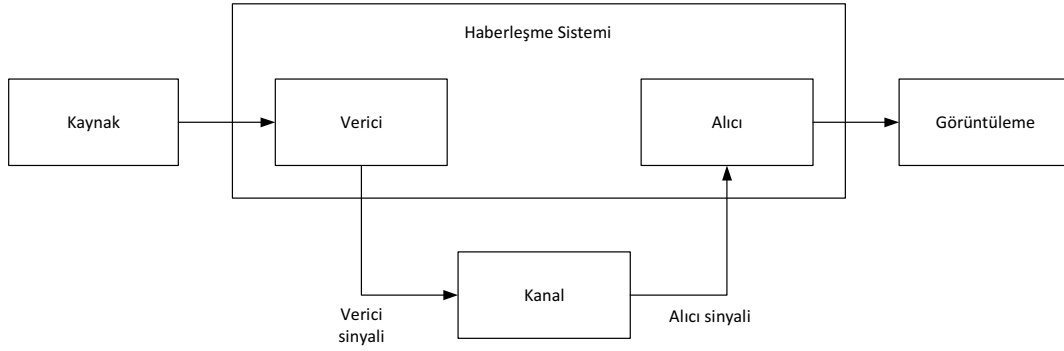
eşitliğiyle verilir. Örtüşmenin oluşmaması için, örnekleme frekansı

$$f_s > f_N \quad (2.2)$$

eşitsizliğini sağlamalıdır.

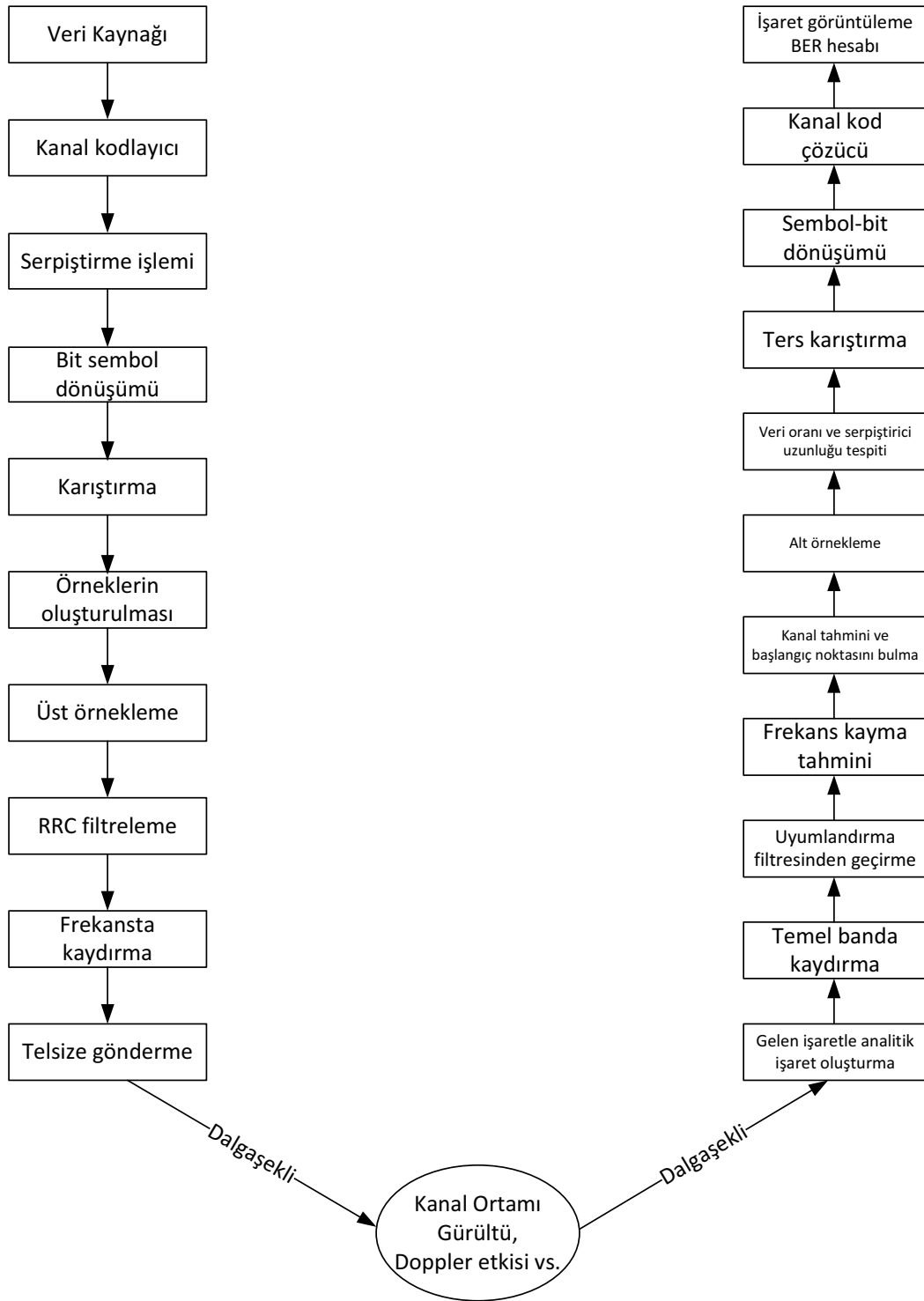
2.2.2. Sayısal iletişim ve modem haberleşmesi

Bir haberleşme sisteminin blok diyagram gösterilimi Şekil 2.5'de belirtilmiştir [7]. Bir haberleşme sisteminde, bir kaynak aracılığıyla üretilen bilgi işaretini haberleşme kanalından iletme uygun hale getiren bloğa *verici* denir. Haberleşme kanalından gelen işaretten bilgi işaretini geri elden eden bloğa ise *alıcı* denir. İletilecek bilgi işaretine vericide yapılan işleme modülasyon veya kodlama denir. Alıcı tarafta yapılan işleme ise demodülasyon veya kod çözme adı verilir. Noktadan noktaya çoğu haberleşme sistemleri iki yönlü sistemlerdir. Diğer bir deyişle, alıcı ve vericide modülasyon ve demodülasyon işlemlerini birlikte gerçekleştiren cihazlar mevcuttur.



Şekil 2.5. Bir Haberleşme sisteminin blok diyagram gösterilimi

Modülasyon ve demodülasyon işlemlerini gerçekleştiren cihazlara kısaca *modem* denilmektedir. Tezde, HF haberleşmesinde kullanılan ve karakteristikleri NATO tarafından STANAG 4539 standardıyla tanımlanmış bir veri modemi tasarlanmıştır. Şekil 2.6'da, bir modem haberleşmesinin nasıl gerçekleştiğini gösteren detaylı bir blok diyagramı verilmiştir.



Şekil 2.6. Sayısal haberleşme sistemleri veri modemi blok diyagramı

2.2.2.1. Modülasyon

Modülasyon, bir bilgi işaretini haberleşme kanal üzerinden iletmeye uygun hale getirme işlemidir [8,9]. Örneğin, insan sesi boşlukta belirli bir mesafeye kadar gidebilir. Ses, boşlukta çok uzak mesafelere iletmek isteniyorsa, boşlukta ilerlemeye uygun radyo dalgalarına dönüştürülmelidir. Benzer örnekler, diğer haberleşme kanalları için de verilebilir.

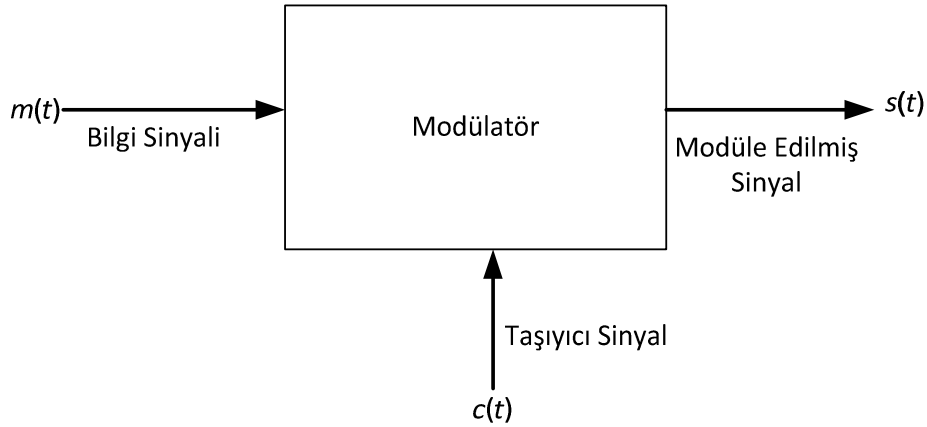
Modülasyon işleminin sağladığı üstünlükler aşağıda listelenmiştir:

- Spektral verimlilik (darbant kullanılarak yüksek miktarda veri gönderebilme),
- Sınırlı frekans bandını etkin kullanma
- Az güç tüketimi
- Tekrar edilebilir ve kolayca üretilebilir olması
- Cihaz boyutlarının küçülmesi

Modülasyon kullanılmadığı takdirde, vericideki gerekli anten boyutu oldukça büyükmektedir. Bu gözlem, dalgaboyu denklemiyle açıklanabilir. Örneğin, insan sesinde 3kHz civarında frekans bileşenleri mevcuttur. Ses işaretinin iletimi için ihtiyaç duyulan anten boyunu hesaplamak istediğimizi varsayalım. c ışık hızı olmak üzere radyo dalgasının dalgaboyu Denklem 2.3'te verilen ilişki ile bulunur.

$$\lambda = \frac{c}{f} = \frac{3 \times 10^8}{3 \times 10^3} = 10^5 m \quad (2.3)$$

Etkin bir elektromanyetik yayımı sağlamak için anten boyutu dalgaboyunun en az $1/10$ 'nuna eşit yani 10^4 m olmalıdır. Bu boyutta bir anten kullanmak gerçek hayatta pratik olmadığından, modülasyon işlemi kullanılarak ses işareti daha yüksek bir frekanslı bir işaret haline getirilir. Sonuç olarak, gerekli anten boyutu da küçülmüş olur.



Şekil 2.7. Modülasyon gösterimi

Modülasyon, bir taşıyıcı işaret aracılığıyla yapılır. $m(t)$, $c(t)$ ve $s(t)$ sırasıyla, bilgi işaretini, taşıyıcıyı ve modüle edilmiş işareti belirtmek üzere modülasyon işleminin prensibi Şekil 2.7’de verilmiştir.

Modülasyon yöntemleri, analog (veya eşdeğer olarak sürekli dalga modülasyonu) ve sayısal olmak üzere ana iki sınıfa ayrılır. Sürekli dalga modülasyonunda, taşıyıcı olarak sinüzoidal bir işaret kullanılır. A_c : Genlik, f_c : Frekans ve $\Phi_c(t)$ fazı belirtmek üzere, analog modülasyonda taşıyıcı

$$c(t) = A_c \cos(2\pi f_c t + \Phi_c(t)) \quad (2.4)$$

ifadesiyle verilir. Bilgi işaretine bağlı olarak, taşıyıcının genlik, frekans veya fazı değiştirilebilir. Dolayısıyla, sürekli dalga modülasyonunun “Genlik Modülasyonu” (AM), Frekans Modülasyonu (FM) ve Faz Modülasyonu (PM) olarak adlandırılan üç türü vardır.

Tez kapsamında gerçekleştirilen modem tasarımında sayısal modülasyon teknikleri kullanılmıştır. Bütünlük olması bakımından, tasarımda kullanılan sayısal modülasyon teknikleri aşağıda kısaca tartışılmıştır.

2.2.2.1.1. Sayısal modülasyon teknikleri

Sayısal modülasyonda amaç, ayrık zamanlı sembolleri sürekli bir dalgaşekline dönüştürmektir. Sayısal modülasyonda, analog modülasyonda olduğu gibi taşıyıcı işaretin faz, frekans veya genliği bilgi işaretine bağlı olarak değiştirilebilir. Sayısal modülasyonda, taşıyıcının parametrelerini değiştirme işlemi için “anahtarlama” ifadesi kullanılır. Sıklıkla kullanılan sayısal modülasyon türleri aşağıda listelenmiştir:

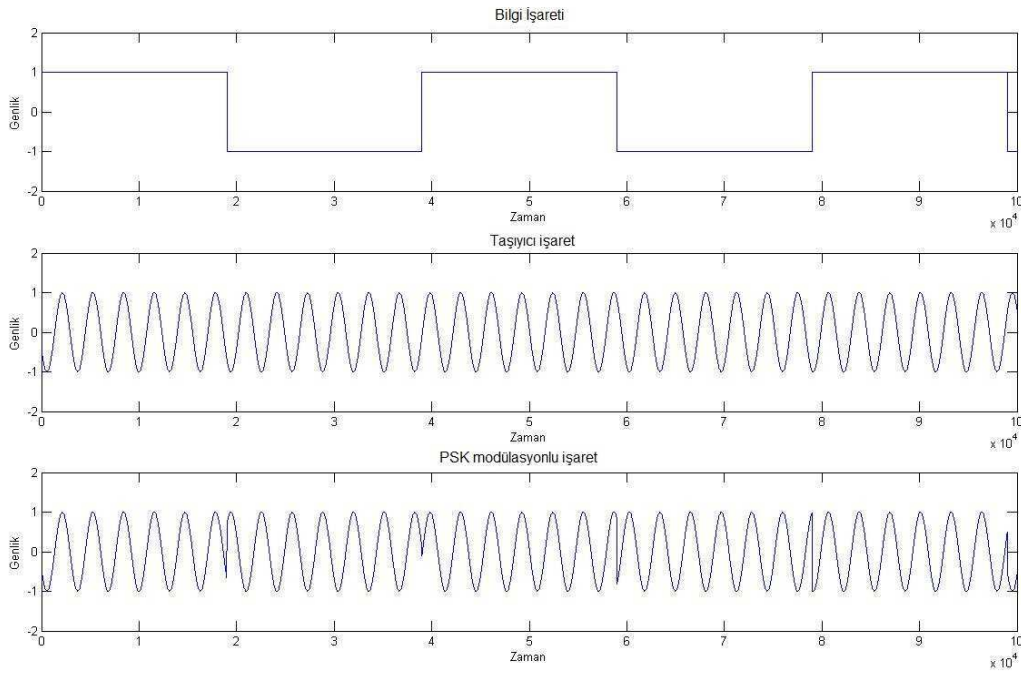
- Genlik Kaydırmalı Anahtarlama (ASK)
- Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (FSK)
- Faz Kaydırmalı Anahtarlama (PSK)

Bir sonraki alt kısımda, tezde kullanılan PSK ve değişik türleri tartışılmıştır.

Faz kaydırma anahtarlama (PSK): PSK, askeri ve ticari uygulamalarda geniş kullanım alanına sahiptir. PSK, genel olarak

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos [\omega_0 t + \varphi_i(t)], \quad 0 \leq t \leq T \quad \text{ve} \quad i = 1, \dots, M \quad (2.5)$$

eşitliğiyle verilir. İfadedeki $\varphi_i(t)$ ile belirtilen sinüzoidal işaretin fazı, bilgi işaretine bağlı olarak 0° ile 360° arasında farklı M değerden birini alır. Şekil 2.9’de, iki değer alan sayısal bir bilgi işareti ve fazı bilgi işaretine bağlı olarak değişen faz kaydırmalı anahtarlanmış işaret gösterilmiştir. Bilgi işaretinde değişme olduğunda ($1 \rightarrow -1$ veya $-1 \rightarrow 1$) PSK işaretinin fazının değiştiğine dikkat ediniz. Yani bilgi taşıyıcının fazında saklıdır.



Şekil 2.8. PSK modülasyonu

$M = 2$ durumunda, PSK'ya iki seviyeli PSK (BPSK) denir. O halde, BPSK'da bilgi işaretinin her değişiminde sinüzoidal işaretin fazında π (180°) kadar değişim oluşur.

Çeyrek faz kaydırma anahtarlama (QPSK): BPSK modülasyonundan farklı olarak QPSK modülasyonunda taşıyıcının fazı 4 farklı değer alabilir [8]. QPSK modülasyonunda sinüzoidal bir taşıyıcının fazı bilgi işaretine bağlı olarak $\frac{\pi}{4}, \frac{3\pi}{4}, \frac{5\pi}{4}, \frac{7\pi}{4}$ değerlerini alır. QPSK işaret

$$s_i(t) = \begin{cases} \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left[2\pi f_c t + (2i - 1) \frac{\pi}{4} \right], & 0 \leq t \leq T, \quad i=1,2,3,4 \\ 0, & \text{aksi halde} \end{cases} \quad (2.6)$$

ifadesiyle verilir. İfadede E iletilen sinyalin sembol başına gücü T ise sembol periyodudur.

Fazın aldığı değerle, dibit denilen bit çifti ile gösterilir. Yukarıda verilen QPSK işareti ifadesinde, toplamın kosünüsü için trigonometrik eşitlik kullanılırsa

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left[(2i - 1) \frac{\pi}{4} \right] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E}{T}} \sin \left[(2i - 1) \frac{\pi}{4} \right] \sin(2\pi f_c t) \quad (2.7)$$

elde edilir. Denklem 2.7'den QPSK işareti için gözlemler yapılabilir.

QPSK işareti aslında 2 tane BPSK işaretinin toplamından meydana gelmektedir. QPSK işaretini oluşturan birinci BPSK işareti eşitliğin sağ tarafındaki ilk terim olup aşağıdaki gibi olur.

$$\sqrt{\frac{2E}{T}} \cos \left[(2i - 1) \frac{\pi}{4} \right] \cos(2\pi f_c t) \quad (2.8)$$

şekindedir. Bu ifadede $\sqrt{2/T} \cos(2\pi f_c t)$ terimi iki seviyeli bir dalganın taşıyıcı işareti olarak düşünülebilir. Buradan da bilgi işaretinin genliği.

$$\sqrt{E} \cos \left[(2i - 1) \frac{\pi}{4} \right] = \begin{cases} \sqrt{E/2} & i = 1,4 \\ -\sqrt{E/2} & i = 2,3 \end{cases} \quad (2.9)$$

şeklinde tespit edilir. Yani iki seviyeli işaretin genliği $\pm\sqrt{E/2}$ değerlerini almaktadır.

QPSK işaretini oluşturan ikinci BPSK işareti Denklem 2.10'da verilmiştir.

$$-\sqrt{\frac{2E}{T}} \sin \left[(2i - 1) \frac{\pi}{4} \right] \sin(2\pi f_c t) \quad (2.10)$$

Benzer şekilde $\sqrt{2/T} \sin(2\pi f_c t)$ ifadesi iki seviyeli bir dalganın taşıyıcı işareti olarak düşünülebilir ve bilgi işaretinin genlikleri

$$-\sqrt{E} \sin \left[(2i - 1) \frac{\pi}{4} \right] = \begin{cases} -\sqrt{E/2} & i = 1,2 \\ \sqrt{E/2} & i = 3,4 \end{cases} \quad (2.11)$$

şeklinde tespit edilebilir. Yani önceki durumda olduğu gibi modülasyon sonunda işaretin genliği $\pm\sqrt{E/2}$ değerlerini almaktadır. Son olarak oluşan iki BPSK işareti dalgaları T sembol periyodunda aynı genlik değerine sahip olur.

M-seviyeli sayısal modülasyon teknikleri: Taşıyıcının fazının aldığı değerlerin M kadar olduğu önceden ifade edilmiştir. $M=2$ için BPSK ve $M=4$ için QPSK modülasyon tekniklerini açıklanmıştır. M ikinin katı olmak koşuluyla herhangi bir tamsayı olabilir (yani m pozitif bir tamsayı olmak üzere, $M = 2^m$). $\log_2 M$ bir sembolü temsil etmek için gereken bit sayısıdır.

M-seviyeli modülasyon teknikleri; iki seviyeli modülasyon teknikleri baz alınarak geliştirilen, bantgenişliği etkinliğini arttırmak amacıyla, mevcut bant genişliğinde daha fazla güç aktarımına imkan veren modülasyon teknikleridir. Pratikte, iletilecek bilgi için gerekli bantgenişliği genelde istenilenden oldukça fazladır. Haberleşme kanalının bantgenişliği yeterli değilse bantgenişliğini en etkin bir biçimde kullanmak için M-seviyeli modülasyon tekniklerine başvurulur.

Tez kapsamında gerçekleştirilen M seviyeli PSK modülasyon yöntemleri aşağıda tartışılmıştır.

M-seviyeli PSK: M seviyeli modülasyon tekniklerinin kullanma nedenini açıklayalım. Bir bit iletme için gerekli süre T_b ile belirtilsin. Kanal bant genişliği iletim süresi ile ters orantılıdır. BPSK modülasyon tekniği kullanılması halinde $1/(T_b)$ ile orantılı bir kanal bantgenişliği gereklidir. M-seviyeli modülasyon durumunda m bit bir sembol oluşturur (toplamda $M = 2^m$ sembol vardır) ve sembol iletim süresi $T = mT_b$ olur. Böylece gerekli kanal bantgenişliği $1/(mT_b)$ ile orantılı olur. Diğer bir deyişle M-seviyeli modülasyon 2-seviyeli modülasyona göre gerekli bant genişliğini $m = \log_2 M$ oranında azaltır.

M-seviyeli PSK modülasyonunda taşıyıcının fazı M değerinde birini alan sembollere göre M değerinde birini alır ve M-seviyeli PSK işaret

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos\left(2\pi f_c t + \frac{2\pi}{M} i\right), \quad 0 \leq t \leq T \quad i = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (2.12)$$

ifadesiyle verilir. Eşitlikte E sembol başına işaret enerjisi, f_c taşıyıcı frekanstır. Toplamın trigonometrik kosinüsü için eşitlik kullanarak M-seviyeli PSK işareti

$$s_i(t) = \left[\sqrt{E} \cos \left(\frac{2\pi}{M} i \right) \right] \left[\sqrt{\frac{2}{T}} \cos(2\pi f_c t) \right] - \left[\sqrt{E} \sin \left(\frac{2\pi}{M} i \right) \right] \left[\sqrt{\frac{2}{T}} \sin(2\pi f_c t) \right] \quad (2.13)$$

$$i = 0, 1, \dots, M - 1$$

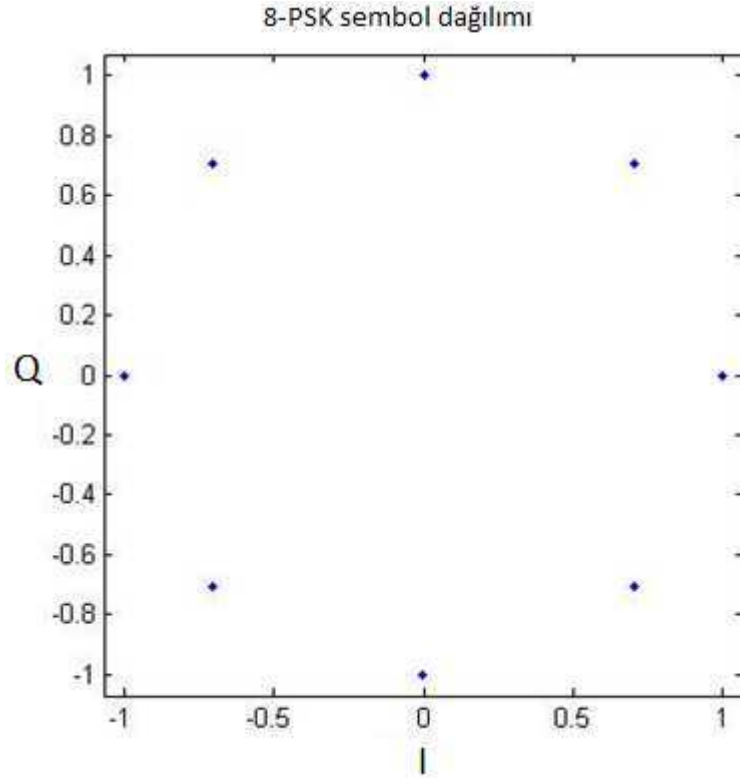
$$0 \leq t \leq T$$

şeklinde yeniden düzenlenebilir.

$\sqrt{E} \cos \left(\frac{2\pi}{M} i \right)$ ve $-\sqrt{E} \sin \left(\frac{2\pi}{M} i \right)$ katsayıları M-seviyeli PSK işaretinin I ve Q bileşenleridir. I ve Q bileşenlerinin karelerinin toplamının sembol enerjisine eşit olduğuna dikkat ediniz.

$$\left\{ \left[\sqrt{E} \cos \left(\frac{2\pi}{M} i \right) \right]^2 + \left[\sqrt{E} \sin \left(\frac{2\pi}{M} i \right) \right]^2 \right\}^{1/2} = \sqrt{E} \quad (2.14)$$

M-seviyeli PSK işaretinin I ve Q bileşenleri arasında faz farkı vardır. Denklem 2.14'te M-seviyeli PSK işaretinin zarfı \sqrt{E} değerinde sabit kalmaktadır. Örnek olması bakımından, 8-PSK için sembollerin I/Q düzlemindeki dağılımı Şekil 2.9'de gösterilmiştir.



Şekil 2.9: 8-PSK için sembollerin I/Q düzleminde dağılımı

M-seviyeli QAM: Denklem 2.14’de M-seviyeli PSK için verilen sabit genlik kısıtlaması kaldırıldığında I/Q düzleminde semboller eşit genliğe sahip olmayacaktır. Sembollerin farklı genlikler almasına imkan veren M-seviyeli modülasyon türüne M-seviyeli QAM(çeyrek genlik modülasyonu) denilmektedir. M-seviyeli QAM işaretin matematiksel gösterilimi Denklem 2.15’de verilmiştir.

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T}} a_i \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_0}{T}} b_i \sin(2\pi f_c t), \quad 0 \leq t \leq T, \quad i = 0, 1, \dots, M - 1 \quad (2.15)$$

a_i I bileşeni b_i ise Q bileşeni için genlik parametreleridir. E_0 işaret enerjisini belirtmektedir.

M-seviyeli aslında ASK ve FSK’nin birleşmiş halidir. b_i ve E_0 parametrelerinin aldığı değerlere göre M-QAM’nin özel iki durumu vardır. İlk olarak tüm i değerleri için $b_i = 0$ ise, M-QAM işareti

$$s_i(t) = \sqrt{\frac{2E_0}{T}} a_i \cos(2\pi f_c t), \quad i = 0, 1, \dots, M - 1 \quad 2.16$$

şeklinde olacaktır ve sayısal haberleşme literatüründe bu işaret M-seviyeli ASK olarak bilinmektedir. İkinci olarak, $E_0 = E$ ve tüm i değerleri için

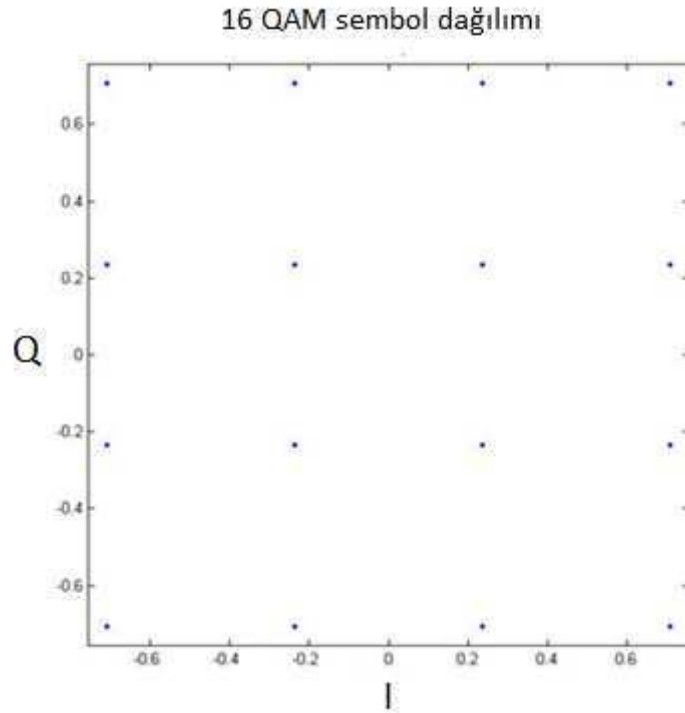
$$(Ea_i^2 + Eb_i^2)^{1/2} = \sqrt{E}, \quad \text{tüm } i \text{ değeri için} \quad (2.17)$$

M-QAM işaret M-PSK işaretine indirgenir. Dolayısıyla sayısal modülasyon türleri AM modülasyonun özel halleridir veya QAM eşdeğer olarak bünyesinde ASK ve PSK'yı içermektedir.

QAM, telsiz ve diğer veri haberleşmelerinde yaygın olarak kullanılmaktadır. En sık kullanılan M-seviyeli QAM modülasyon türleri 16 QAM, 32QAM, 64 QAM, 128 QAM ve 256 QAM'dir. 16 QAM, 32QAM, 64 QAM HF veri modem uygulamasında kullanılmıştır.

QAM, verilen fiziksel bir kanalda verinin iletilebilmesi için aralarında 90° faz farkı olan iki tane sinüzoidal taşıyıcı ile işaretin modüle edilmesidir. Dikey taşıyıcılar aynı frekans bandını kullanırlar ve 90 derece faz farkıyla birbirinden ayrılarak aynı frekans bandında birbirlerinden bağımsız olarak modüle edilirler. Böylece, AM işaret te tek kanalda birleştirilerek bantgenişliğini 2 kat etkili kullanılması sağlanmış olur. 90° faz farkına sahip taşıyıcılardan birine I diğerine Q işareti denir. Bilgi işaretine göre modüle edilmiş taşıyıcılar vericide birleştirilir alıcıda ise birbirinden ayrıştırılır ve iletilen veri geri elde edilir.

16 QAM modülasyonu için sembollerin I/Q düzlemdeki dağılımı Şekil 2.10'da verilmişti. Görüldüğü gibi PSK durumundakinin tersine sembollerin genliği sabit değildir.

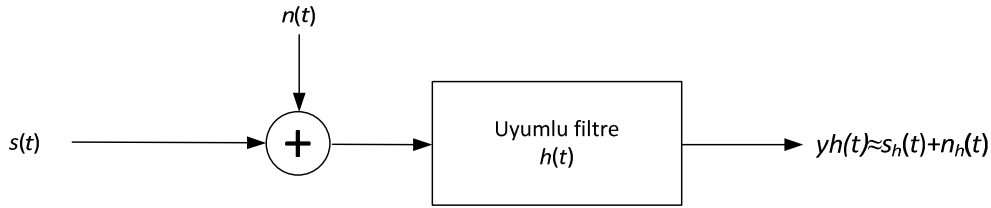


Şekil 2.10. 16 QAM için sembollerin I/Q düzleminde dağılımı

QAM 8-PSK modülasyonunda kullanılan veri oranlarından daha hızlı veri oranı kullanımı ihtiyacı olduğunda kullanılır. Şekil 2.10'da gösterildiği gibi M arttıkça semboller arası mesafe azalmaktadır. Semboller arası mesafe azaldıkça alıcıda hata yapılması olasılığı artmaktadır. Diğer yandan M arttıkça veri iletim hızı artmaktadır. O halde M -seviyeli QAM türleri arasında seçim yapılırken veri hızı ve hata oranı arasındaki ödünleşim dikkate alınmalıdır.

2.2.2.2. Uyumlandırma filtresi

Uyumlandırma filtresi alıcıda kullanılmaktadır. Şekil 2.11'de gösterildiği gibi uyumlu filtrenin girişine iletilen işaret ve gürültünün toplamı ulaşmaktadır. Uyumlu filtrenin amacı, gürültüyü mümkün olduğu kadar bastırmak ve aynı zamanda iletilen işareti de alt düzeyde bozarak işaret gürültü oranını (SNR) maksimum yapmaktır.



Şekil 2.11. Uyumlandırma Filtresi

Şekil 2.11’da $s(t)$ iletilen işaret, $n(t)$ gürültü ve $h(t)$ filtre çıkışındaki SNR değerini en fazla büyütmek için tasarlanmış uyumlandırma filtresinin impuls yanıtı ve $y_h(t)$ uyumlu filtrenin çıkışındaki işarettir.

Uyumlandırma filtresi olarak, aynı zamanda vericide darbe şekillendirme amacıyla da kullanılan yükseltilmiş karekök kosinüs (RRC) filtresi kullanılır.

2.2.2.3. Hilbert dönüşümü ve analitik işaret üretilmesi

Spektrumu sadece pozitif veya negatif frekans bileşenleri içeren işaretlere analitik işaret denilmektedir. Analitik işaretler karmaşık değerli olmak zorundadır. Hilbert dönüşümü, gerçek değerli işaretlerden analitik işaret üretilmesinde kullanılmaktadır [10]. Hilbert dönüştürücünün frekans yanıtı Denklem 2.18’de verilmiştir. Bir işaretin Hilbert dönüşümünü elde etmek için işaret frekans yanıtı $H(f)$ olan filtreden geçirilir.

$$H(f) = \begin{cases} -j, & f > 0 \\ 0, & f = 0 \\ +j, & f < 0 \end{cases} \quad (2.18)$$

$s[n]$ gerçel değerli bir işaret $s_h[n]$ işaretin hilbert dönüşümü ve $s_+[n]$ analitik işaret olmak üzere analitik işaret

$$s_+[n] = s[n] + j.s_h[n] \quad (2.19)$$

İlişkisinden elde edilir. Hızlı Fourier dönüşümü (FFT) ve ters FFT algoritmaları kullanılarak Hilbert dönüşümü gerçekleştirilebilir. Pratikte, Hilbert dönüştürücüsü sonlu impuls yanıtı (FIR) bir filtre olarak modellenir.

2.3. Stanag 4539 Protokolü

2.3.1. Giriş

Yazılımla gerçekleştirilen STANAG 4539 protokolü için NATO tarafından hazırlanan “STANAG 4539 dokümanı temel alınmıştır [1]. Aşağıda verilen dalgaşekli özellikleri STANAG 4539 dokümanından derlenmiştir ve kullanım için gerekli izinler alınmıştır. Bu bölümde belirtilen bilgiler, “NATO Sınıflandırılmamış” gizlilik seviyesindedir. Protokol, vericideki dalgaşeklini tanımlamaktadır. Aşağıda iletilecek dalgaşekli detaylı olarak açıklanmıştır. Bölüm 3’de, tanımlanan dalgaşeklini üreten verici ve buna karşılık alıcı tasarımı detaylı bir şekilde anlatılmıştır.

2.3.2. Stanag 4539 protokolü dalgaşekli

2.3.2.1. Dalgaşekli özet

STANAG 4539 dalga formu 3200 bps, 4800 bps, 6400 bps, 8000 bps, 9600 bps veri oranlarında kodlanmış, 12800 bps veri oranında kodlanmamış veri iletimi yapacak şekilde tanımlanmıştır.

Protokolde, uzunlukları 0,12s ile 8,64s arasında değişen 6 adet blok serpiştirici uzunluğu ve tek bir kodlama tanımlanmıştır. Bu kapsamda bütün veri aktarım oranlarında kısıt uzunluğu 7, kodlama oranı $\frac{1}{2}$ ve $\frac{3}{4}$ oranına delme parametrelerine sahip konvolüsyon kodlama kullanılmıştır.

Veri iletirken, veri gönderme oranı ve serpiştirici blok uzunluğu verinin bir parçası olarak gönderilir. Alıcı tarafında gelen dalgaşeklinin başlangıcında veri gönderme oranı ve serpiştirici blok uzunluğu çözülebilmelidir.

2.3.2.2. Modülasyon

Her sembol için, sembol aktarım hızı 2400 sembol/s'dir. PSK veya QAM veri iletim hızına göre seçilir. Sembol taşıyıcı frekansı 1800 Hz'dir. Modülatörden iletilecek işaretin gücü 200 Hz ile 3400 Hz aralığı dışında ölçüldüğünde 1800 Hz frekansında elde edilen işaret seviyesinin altında (en azından 20dB'nin altında) olmalıdır. Nyquist darbe şekillendirici filtre için α 0,35 seçilir.

Tablo 2.2. Veri oranlarına göre modülasyon çeşitleri

Veri Oranı (bps)	Modülasyon
3200	QPSK
4800	8-PSK
6400	16-QAM
8000	32-QAM
9600	64-QAM
12800	64-QAM

Veri oranlarına göre kullanılan türleri Tablo 2.2'de verilmiştir. Modülasyona karar verildikten sonra semboller ise ileride açıklandığı gibi işaret örneklerine dönüştürülür.

3200 bps veri oranında modülasyon türü QPSK olup 4 sembol mevcuttur. Bir sembol 2 bitle (dibit) temsil edilir. Sembollerin dibit karşılığı Tablo 2.3'de verilmiştir.

Tablo 2.3. QPSK dibit sembol çevrim tablosu

Dibit	Sembol
00	0
01	2
11	4
10	6

4800 bps veri oranında 8-PSK kullanılır ve 8 sembol mevcuttur. Bir sembol 3 bitle (tribit) temsil edilir. Sembollerin tribit karşılığı Tablo 2.4'de verilmiştir.

Tablo 2.4. 8-PSK tribit sembol çevrim tablosu

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

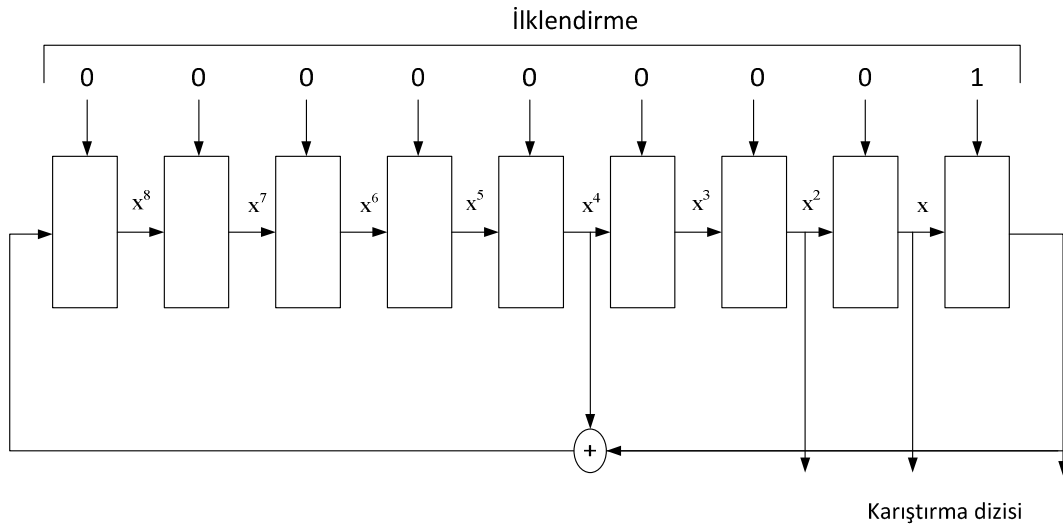
Tablo 2.5. 8-PSK için sembollerin karmaşık sayı gösterilimi

Sembol Sayısı	Faz	I bileşeni	Q bileşeni
0	0	1.000.000	0.000000
1	$\pi/4$	0.707107	0.707107
2	$\pi/2$	0.000000	1.000.000
3	$3\pi/4$	-0.707107	0.707107
4	π	-1.000.000	0.000000
5	$5\pi/4$	-0.707107	-0.707107
6	$3\pi/2$	0.000000	-1.000.000
7	$7\pi/4$	0.707107	-0.707107

QAM modülasyonu durumunda sembollerin ikili tabandaki karşılıklarının ondalık sayı eşdeğer QAM diyagramında sembolün sırasını belirtir. Sembol başına bit sayısı 16 QAM için 4 bit, 32 QAM için 5 bit, 64 QAM için 6 bittir. Örneğin 16 QAM için 1001 ile temsil edilen sembol diyagramdaki 9. Semboldür. Benzer şekilde 64 QAM için 100110 ile temsil edilen sembol diyagramdaki 38. semboldür. Tüm modülasyon türleri için sembollerin karmaşık sayı gösterilimi (I ve Q bileşenleri) tablolarda mevcuttur. Tablo 2.5’de 8-PSK için sembollerin karmaşık sayı karşılığı belirtilmiştir. Diğer modülasyon türleri için sembollerin karmaşık sayı karşılıklarını veren tablolar STANAG 4539 standardı dokümanında mevcuttur.

2.3.2.3. Veri karıştırma

Veri karıştırma 3200 bps ve 4800 bps veri oranları için sembollerin mod 8’e göre değerlerinin elde edilmesi ile yapılır. 16 QAM, 32 QAM ve 64 QAM modülasyonları için ise XOR işlemi ile gerçekleştirilir. Her durumda karıştırma polinomu x^9+x^4+1 ile verilir. Karıştırma polinomunun oluşturulması Şekil 2.12’de görülmektedir.

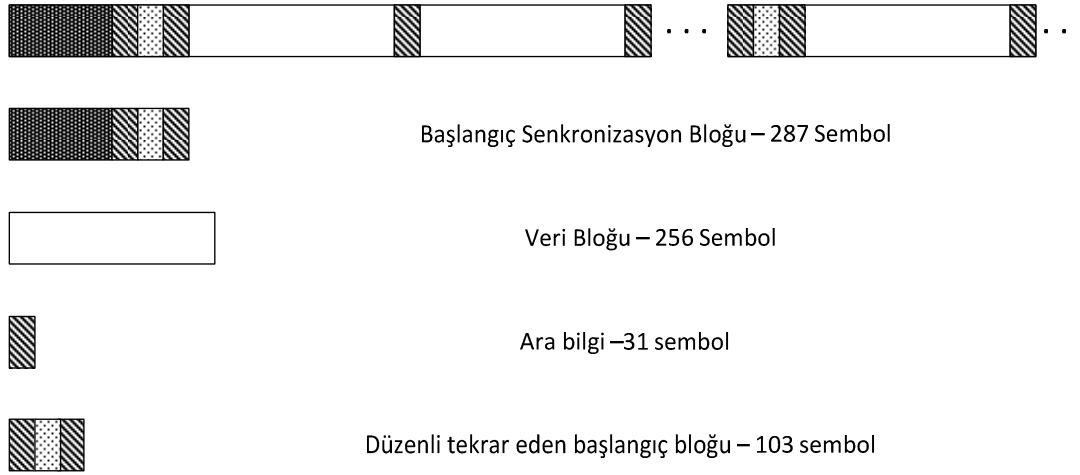


Şekil 2.12. Karıştırma polinomu (“[1]’den izinle uyarlanmıştır.)

Karıştırma dizisinin uzunluğu 511 bittir. 256 sembolen oluşan bir veri bloğunda, her sembol 6 bit ile temsil ediliyorsa, karıştırma dizisi semboller üzerinde 3 defadan daha fazla tekrar edecek anlamına gelecektir. (Toplam bit sayısı $256 \times 6 = 1536$, karıştırma dizisinin uzunluğunun 3 katı $3 \times 511 = 1533$).

2.3.2.4. Veri çerçeve yapısı

Standartta veri çerçeve yapısı tanımlanmıştır. Veri iletilirken başlangıçta 287 sembolen oluşan eşzamanlama bloğu gönderilir. 256 sembolen oluşan her veri çerçevesinin ardından 31 sembollük bir *ara bilgi* işareti iletilir. Böylece 256 sembolen oluşan veri ve 31 sembolen oluşan ara bilgi bir çerçeve tanımlar. 72 çerçeveye bir süper çerçeve denilir. Süper çerçeveler arasında eşzamanlama blokları iletilir. Çerçeve yapısı Şekil 2.13’de görülmektedir.



Şekil 2.13. Tüm dalga formları için çerçeve yapısı ([1]'den izinle uyarlanmıştır.)

Eşzamanlama bloğu iki çeşit olup her ikisi de 287 sembolden oluşmaktadır. Tekrar eden başlangıç bloğu veri iletimi trafiğini kolaylaştırmak için kullanılır. Böylece iletilen veri arasında periyodik olarak ve bilinen bir blok gönderilmiş olur.

Eşzamanlama bloğu 2 kısımdan oluşur. İlk kısım, 8 PSK ile elde edilen sembolün oluşturduğu N bloktan oluşan bir bölümdür. N 0 ile 7 arasında değer alabilir. Bu seçim kullanıcıya bırakılmıştır.

Eşzamanlama bloğunun ikinci kısmı 287 sembolden oluşur. İlk 184 sembol ilk blokta kullanılan 184 sembolün karmaşık eşleniği alınarak elde edilir. Geriye kalan 103 sembollük kısım eşzamanlama ve Doppler etkisini gidermek amacıyla kullanılır. 103 sembollük kısımda tekrar eden başlangıç bloğu ile birlikte ara bilgiler kullanılır. Ayrıca veri oranı ve serpiştirici ayarları bilgileri de yine bu kısımda mevcuttur.

Ara bilgi 31 sembolden oluşup her veri bloğunun ardından gönderilir. Ara bilgi Frank-Heimiller dizisinin tekrarlanması ile oluşur [11]. Frank Heimiller dizisi aşağıda verilen 8-PSK sembollerinin tekrarlanmasından oluşmaktadır.

0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4, 2, 0, 0, 0, 0, 0, 2, 4, 6, 0, 4, 0, 4, 0, 6, 4.

Bu ara bilgi dizisi '+' olarak işaretlenir.

Dizinin çevrilmiş hali ise aşağıdaki gibidir ve '-' ara bilgi dizisi olarak işaretlenir.

4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0, 6, 4, 4, 4, 4, 4, 6, 0, 2, 4, 0, 4, 0, 4, 2, 0.

Semboller '+' işaretten '-' işarete dönerken 180° faz farkı oluşur. 72 adet veri bloğundan oluşan bir süper çerçevede biri ilk veri bloğunun başında, diğerleri 72 veri bloğunun sonunda olmak üzere toplam 73 adet ara bilgi vardır. Veri bloklarından sonra gelen ara bilgilerin işaret sıralaması, serpiştirici uzunluğu ve veri oranına göre değişmektedir.

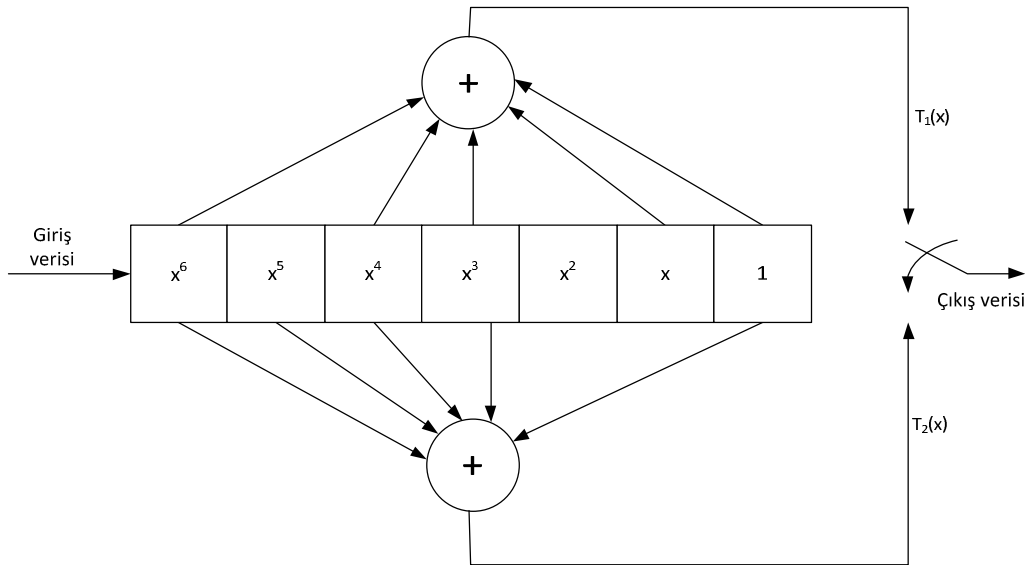
2.3.2.5. Kodlama ve serpiştirme işlemi

Kullanılan serpiştirici veriyi blok olarak ele alır. Her serpiştirici uzunluğu için ve kullanılan veri oranı için alınabilecek toplam bit uzunlukları STANAG 4539 standart dokümanında belirtilmiştir. İletilecek veri, belirlenmiş serpiştirici blok uzunluğu kadar kodlanarak serpiştirici içine aktarılır. Veri kodlandıktan sonra her serpiştirme uzunluğu için Tablo 2.6'da belirtilen süreler beklenerek serpiştirici bloğu içine ardışık olarak gönderilir.

Tablo 2.6. Serpiştirici uzunluklarına göre bekleme süreleri

Serpiştirici Uzunluğu (veri bloğu)	İsim	Süre (s)
1	En kısa (Ultra Short: US)	0,12
3	Çok kısa (Very Short: VS)	0,36
9	Kısa (Short: S)	1,08
18	Orta (Medium: M)	2,16
36	Uzun (Long: L)	4,32
72	Çok uzun (Very Long: VL)	8,64

Serpiştirici, blok serpiştirici olarak kullanılır. Giriş verisinin her bloğu, serpiştirici uzunluğuna eşit bir blok kodlama tekniği ile kodlanır. Böylece, iletilecek veri, kullanılan serpiştirici uzunluğunun belirttiği süre kadar bir zamanda gönderilir. Blok başına iletilebilecek giriş veri bitlerinin sayısının, veri oranı ve serpiştirici uzunluğuna göre değişimi Tablo 2.7'de verilmiştir.



Şekil 2.14. Kısıtlama uzunluğu 7, $\frac{1}{2}$ oranlı konvolüsyon kodlayıcı ([1]'den izinle uyarlanmıştır.)

2.3.2.6. Blok kodlama

Tüm kuyruk bit işleme ve delme teknikleri blok kodlama için kullanılan tekniklerdir. Bu teknikler kullanılarak $\frac{1}{2}$ oranındaki konvolüsyonel kodlu veri, $\frac{3}{4}$ kodlu veri bloğuna dönüşür. Kodlanan veri bloğunun uzunluğu serpiştirici uzunluğu ile aynı olur.

Kanal kodlama işlemi, kısıt uzunluğu 7 ve $\frac{1}{2}$ oranlı konvolüsyon kodu kullanır. Kodlayıcının blok diyagramı Şekil 2.14'te gösterilmiştir. Şekilde belirtilen $T_1(x)$ ve $T_2(x)$ polinomları aşağıda verilmiştir.

$$T_1 = x_6 + x_4 + x_3 + x + 1 \quad (2.20)$$

$$T_2 = x_6 + x_5 + x_4 + x_3 + 1 \quad (2.21)$$

Şekil 2.14'de kodlama işleminden sonra çıkış verisindeki bit sayısı giriş verisindekinin iki katı olur. Delme işlemi yapılarak $\frac{1}{2}$ oranından $\frac{3}{4}$ oranına geçilir. Bu işlem, serpiştirmeden önce yapılır.

Kullanılan $\frac{1}{2}$ oranındaki koddan $\frac{3}{4}$ oranında kod elde etmek için, çıkış kodlayıcısı her 3 bitten birini göndermeyerek delme işlemi gerçekleştirir. Delme işlemi, delme

maskesi “1 1 1 0 0 1” ile kodlayıcı çıkışında uygulanabilir. Bu gösterimde, 1 ilgili bitin tutulduğunu 0 değeri ise ilgili bitin iletilmediğini gösterir. Kodlayıcı dizisi

$$T1(k), T2(k), T1(k + 1), T2(k + 1), T1(k + 2), T2(k + 2) \dots \quad (2.22)$$

şeklinde gösterilirse delme işlemi sonucunda iletilen dizi

$$T1(k), T2(k), T1(k + 1), T2(k + 2) \dots \quad (2.23)$$

şeklinde olur. $T_1(0), T_2(0)$ terimleri kod bloğunun ilk iki bitidir. k değeri 3'ün katlarında değer almaktadır. Bu aşamada veri, serpiştirme işlemi için hazır hale gelmiştir.

Serpiştirici kodlanmış olan verideki yan yana olan bitlerin yan yana gelmeyecek ve mümkün olduğu kadar birbirinden uzakta bulunacak şekilde yeniden düzenlenerek arka arkaya hata oluşmasını engellemeye çalışır. Veri oranı ve serpiştirici uzunluğunun farklı 30 kombinasyonu olduğundan esnek bir serpiştirici yapısı gereklidir.

Tablo 2.7. Serpiştirici uzunluğu ve veri oranının fonksiyonu olarak serpiştirici boyutu

Veri oranı (bps)	Veri bloğu cinsinden serpiştirici uzunluğu					
	1	3	9	18	36	72
Serpiştirici boyutu (bit)						
3200	512	1536	4608	9216	18432	36864
4800	768	2304	6912	13824	27648	55296
6400	1024	3072	9216	18432	36864	73728
8000	1280	3840	11520	23040	46080	92160
9600	1536	4608	13824	27648	55296	110592

2.3.2.7. Mesaj sonu (EOM)

Modem iletim dalgaşeklinde EOM ayarlanabilir bir seçenektir. EOM mesajı kullanımı seçildiğinde, EOM son verinin geldiğini belirtmek için eklenir. EOM onaltılık tabanda 4B65A5B2 ve en anlamlı terim (4) önce olacak şekilde iletilir.

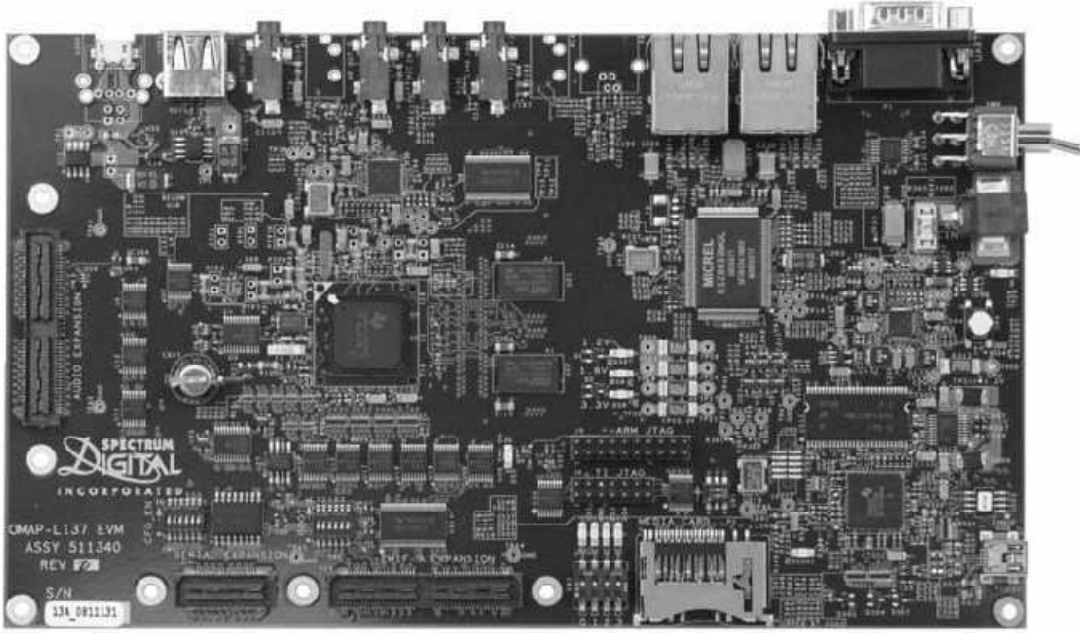
EOM kullanılmamış ve iletilen veri de iletim bloğunu dolduramıyorsa iletim bloğunun kalan kısmı “0” ile doldurulur. ARQ protokolü kullanıldığında kullanılmaz. ARQ protokolü kullanılmazsa ve serpiştirici bloğunda EOM mesajı için yer kalmazsa fazladan serpiştirici bloğu EOM mesajı için kullanılır. Yeni serpiştirici bloğunda, EOM mesajından kalan kısım 0 ile doldurularak blok tamamlanır.

BÖLÜM 3. HF VERİ MODEM ALICI VERİCİ ALGORİTMALARI TASARIMI

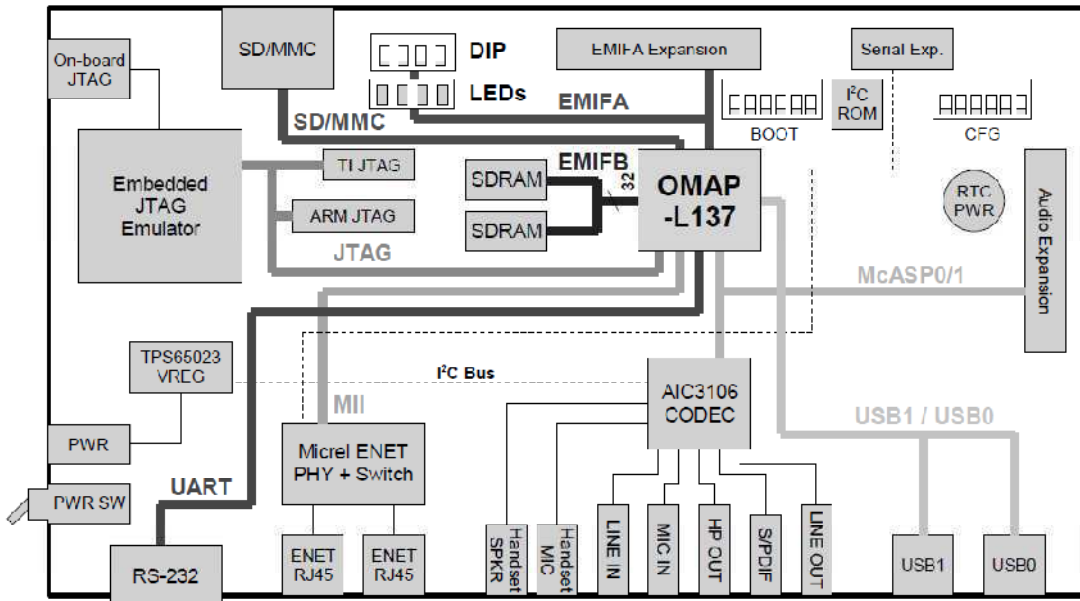
Bu bölümde, ilk önce gerçek-zamanda HF veri modem tasarımında kullanılan donanımlar açıklanacak, daha sonra gerçekleştirilen tasarım alıcı ve verici şeklinde tanıtılacaktır.

3.1. OMAP L 137 Geliştirme Kartı ve TMS320C6747 Entegresi

Tasarım, Spectrum Digital firmasının OMAP-L137 [12] geliştirme kartı kullanılarak TMS320C6747 [13] entegresi üzerinde C programlama dilinde yapılmıştır. Şekil 3.1'de gösterilen ve Şekil 3.2'de blok diyagramı verilen OMAP-L137-EVM içerisinde 456 MHz C6747 kayan-nokta DSP işlemcisi ve 300 MHz ARM926EJ-S işlemci bulunan bir geliştirme kartıdır. Kart üzerinde USB, ethernet, RS-232, SD-card arayüzleri bulunmaktadır ve bir bilgisayar ile haberleşme yapılabilir. AIC arayüzü ile, analog/sayısal ve sayısal/analog dönüşümler yapılabilir. Ayrıca, kart üzerinde 64 MB SDRAM bulunmaktadır. Firmanın geliştirme kartına ilişkin sağladığı şema ve uygulama dokümanları sayesinde ürün geliştirme süreleri azalmakta ve tasarım kolaylaşmaktadır. Kart üzerinde bulunan Texas Instruments firmasının TMS320C6747 entegresi (456 MHz), düşük güç gerektiren uygulamalar için geliştirilmiş kayan-nokta C674x DSP çekirdekli bir entegre olup diğer DSP ailelerine nazaran daha düşük bir güç tüketimine sahiptir ve öncelikle endüstriyel kontrol, profesyonel ses uygulamaları ve taşınabilir haberleşme cihazlarında kullanılmaktadır. DSP üzerinde 320 kilobayt RAM, doğrudan bellek erişimli denetleyici (DMAC), 2 adet harici hafıza arayüzü, 3 adet 16550 tip ayarlanabilir UART modülü, LCD denetleyicisi, 2 tane seri çevreirim arayüzü (SPI), multimedya kart arayüzü, SD kart arayüzü, 2 adet master/slave ara entegre devre denetleyicisi (master/slave IISC), HPI arayüzü ve USB 1.1 arayüzü bulunmaktadır.



Şekil 3.1. OMAP L-137 Geliştirme Kartı ([12]'den izinle alınmıştır)



Şekil 3.2. OMAP L-137 Geliştirme Kartı Blok Diyagramı ([12]'den izinle alınmıştır)

DSP'den daha fazla yararlanmak amacıyla standart C ile tasarımda, aşağıda listelenen bazı değişiklikler yapılmıştır:

1. DSP üreticisi tarafından sağlanan ve içerisinde genel amaçlı işaretleme alt rutinleri bulunan DSP kütüphane kodları mümkün olduğunca kullanılmıştır [14]. Kütüphanedeki rutinler, eşdeğer şekilde yazılan ANSİ C kodlarına göre

daha hızlı çalışmaktadır. Aşağıda belirtilen fonksiyonlar DSP kütüphanesi kullanılarak gerçekleştirilmiştir:

- Trigonometrik fonksiyonlar
- FIR filtreleme
- Öz ve çapraz ilinti fonksiyonları
- Matris çarpmaları ve Matris tersi
- “Yumuşak Viterbi” hata düzelten kod çözme işlemi

2. Bazı aritmetik ve veri dönüştürme işlemleri için, standart C/C++ yerine DSP’ye özgü C/C++ kullanılmıştır [15]. Bu sayede, DSP daha etkin ve verimli kullanılmıştır.
3. Derleyici için yazılım, döngü optimizasyonu, döngü açılması, alıcı optimizasyonu, fonksiyon tekrar tanımlamaları ve diğer birçok optimizasyon tekniklerini otomatik olarak gerçekleştiren yüksek seviye optimizasyon seçeneği kullanılmıştır.

Tasarım yapılırken kod yazma ortamı olarak TEXAS INSTRUMENTS firması tarafından geliştirilen “Code Composer Studio v3.3” programı kullanılmıştır. Yazılan bir program CCS’de derlenip SPECTRUM DIGITAL firmasına ait XDS510 USB hata takip cihazı (Şekil 3.3’e bakınız) aracılığıyla geliştirme kartı üzerindeki DSP’ye yüklenir. XDS510 USB hata takip cihazı, hem DSP’ye bağlanıp hem de DSP simülatörü aracılığıyla yapılan tasarımın doğruluğunu test etmeye imkân vermektedir. XDS510 USB cihazının bir bilgisayara bağlantısı için USB kullanılır. XDS510 USB, tasarıma istenildiği zaman müdahale etme imkânı sağlamaktadır.



Şekil 3.3. XDS 510 USB Galvanic Debugger

3.2. Verici

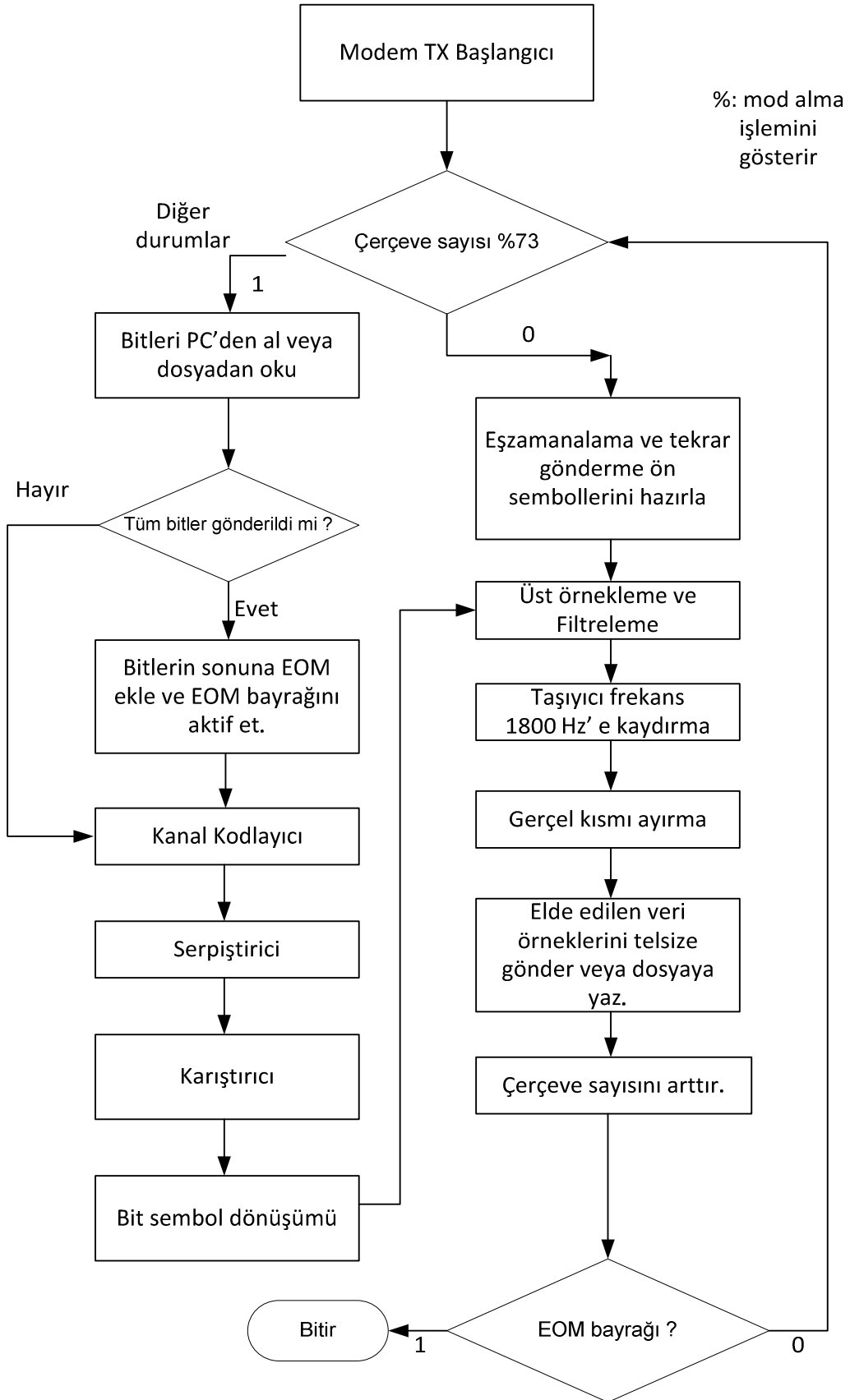
Verici tarafından yapılan işlem, giriş dosyasında bulunan bilgi bitlerini ayrıntıları STANAG 4539’da belirtilen forma getirip çıkış veri dosyasına yazmaktır. Geliştirilen yazılımda oluşturulan yapının akış diyagramı Şekil 3.4’ de gösterilmiştir. İlk önce, gönderilmeye hazırlanacak veri ile ilgili serpiştirici uzunluğu, veri oranı, örnekleme değeri, eşzamanlama birinci bölüm uzunluğu gibi ön ayarlar yapılmaktadır. Daha sonra, verinin temel bantta oluşturulması için 4 kısımdan oluşan bir yapı oluşturulmaktadır. Bu yapının ilk 3 bölümünde, ayrı iki eşzamanlama başlangıç bloğu, son bölümünde ise tekrar eden eşzamanlama bloğu oluşturulur. Bu bloklar, oluşturulan veriden önce iletim için kullanılan diziye yüklenir. Belirtilen ilk üç blok içerisinde veri oranı, serpiştirici uzunluğu gibi bilgilerin yanında, eşzamanlama için gerekli olan ve standart dokümanda belirtilen diziler de mevcuttur.

Vericide yapılan tasarımın detayları aşağıdaki gibidir.

Kısım 2.3’te belirtildiği gibi, yapılan tasarımda veri çerçeve yapısı şeklinde iletilmektedir. Bir çerçeve, 256 veri sembolü ve 31 adet ara bilgi sembolü olmak üzere toplam 287 sembolden oluşmaktadır.

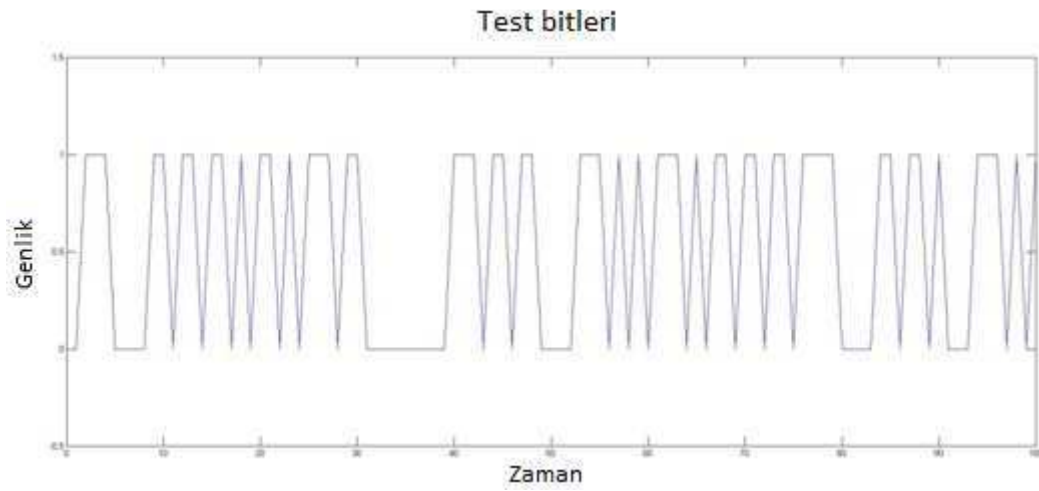
72 çerçeve bir süper çerçeve oluşturmaktadır. Bir süper çerçeve oluşturulurken her çerçeve sonrasında bir ara bilgi eklenmiştir. Ayrıca, bir süper çerçevenin başında da bir ara bilgi kullanıldığından bir süper çerçevede toplam 73 adet ara bilgi bulunmaktadır.

Vericideki tasarımda, Kısım 2.3’de tartışılan standartta belirtildiği gibi iletim sırasında veriden önce 2 eşzamanlama bloğu ve tekrarlanan eşzamanlama bloğu gönderilme sırası sağlanmıştır. Tasarımda her süper çerçeve iletdikten sonra tekrarlanan eşzamanlama bloğu gönderilmesi işlemi yapılmaktadır. Veri ileme işlemi sonunda, en son dizinin sonuna Kısım 2.3.2.7’de belirtilen “Mesaj Sonu (EOM)” dizisi eklenmiştir.

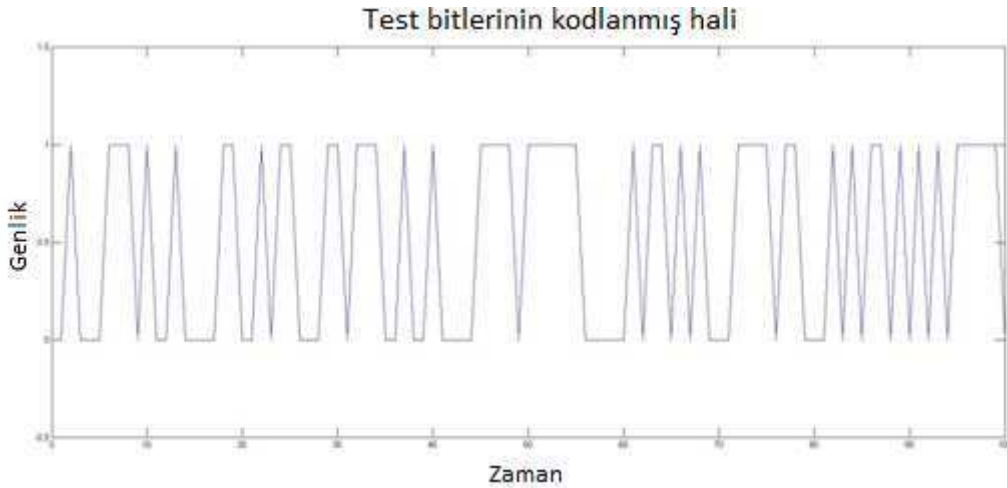


Şekil 3.4. Verici yazılımı akış diyagramı

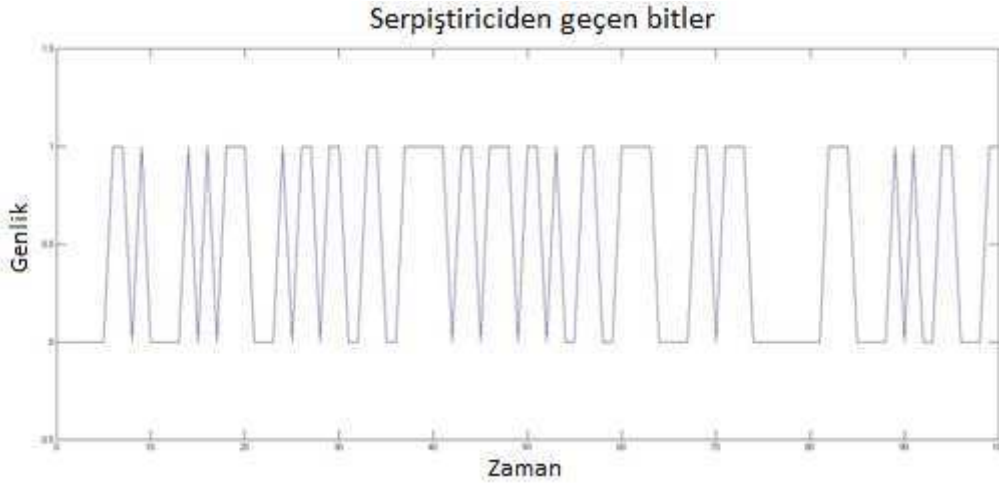
Vericide giriş verisi olarak rastgele oluşturulan test bitleri kullanılmıştır. Şekil 3.5’de rastgele oluşturulan ilk 100 test biti gösterilmiştir. Temel bantta oluşturulan bu test bitlerinin kodlama ve serpiştirme işlemlerinden sonra uğradığı değişim Şekil 3.6 ve Şekil 3.7’de gösterilmiştir. Serpiştirmeden sonra, Tablo 2.3 ve Tablo 2.4 belirtildiği gibi, modülasyon çeşidine göre bitler gruplanıp sembol indekslerini oluşturulur. Daha sonra, Kısım 2.3.2.3’de belirtildiği gibi sembol indeksleri karıştırma işlemine tabi tutulduktan sonra sembollere dönüştürülür.



Şekil 3.5. Vericide oluşturulan rastgele ilk 100 test biti



Şekil 3.6. Test bitlerinin kodlanmış hali



Şekil 3.7. Kodlanmış bitlerin serpiştiriciden geçirilmiş hali.

Vericide daha önce tanımlanan serpiştirici uzunluğu kadar çerçeve biriktirilerek iletim yapılır. Dolayısıyla, tasarımda belirlenen serpiştirici uzunluğu kadar oluşturulan sembol, karıştırma işleminden sonra üst örnekleme işlemine tabi tutulur.

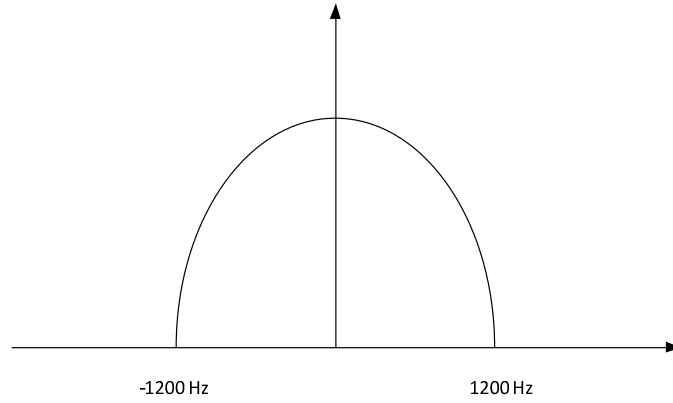
3.2.1. İletilecek işaretin üst örneklenmesi ve filtrelenmesi

Üst örneklemeyle, semboller arasına tasarımda belirlenen üst örnekleme miktarından bir eksik kadar '0' eklenir. Diğer bir deyişle semboller arasına 3 adet '0' değeri eklenmiştir. Şekil 3.8'de, verinin 100 bitlik bir kısmı ile üst örneklenmiş hali gösterilmiştir. Şekilden, veri üst örneklendiğinde semboller arasına '0' değerlerinin girdiği belli olmaktadır. Verinin anlamlı olabilmesi için 0 değerlerinin komşularından yararlanılarak daha gerçekçi değerlere dönüştürülmesi gereklidir. Aksi halde alıcıda çözülen işaret anlamsızlaşır. Bu işleme filtreleme denir ve aşağıda kısaca açıklanmıştır.

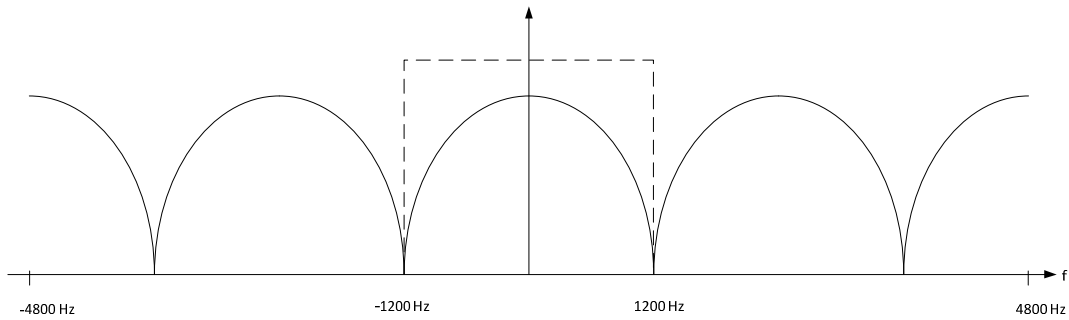


Şekil 3.8. 100 bitlik veri ve üst örneklenmiş halinin karşılaştırması

Üst örnekleme teoreminden bilindiği üzere, 4 ile yapılan üst örnekleme sonucunda, üst örneklenmiş işaretin spektrumu orijinal işaretin spektrumunun 4 kez tekrarından oluşur. Şekil 3.9 ve Şekil 3.10'da orijinal işaret ve 4 ile üst örneklenmiş halinin spektrumu verilmiştir.

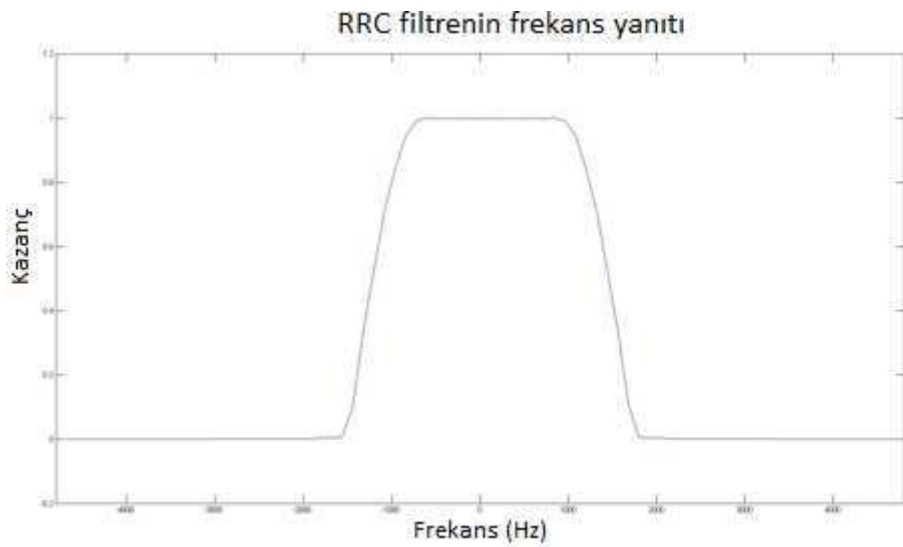


Şekil 3.9. Temel banttaki orijinal verinin frekans spektrumu

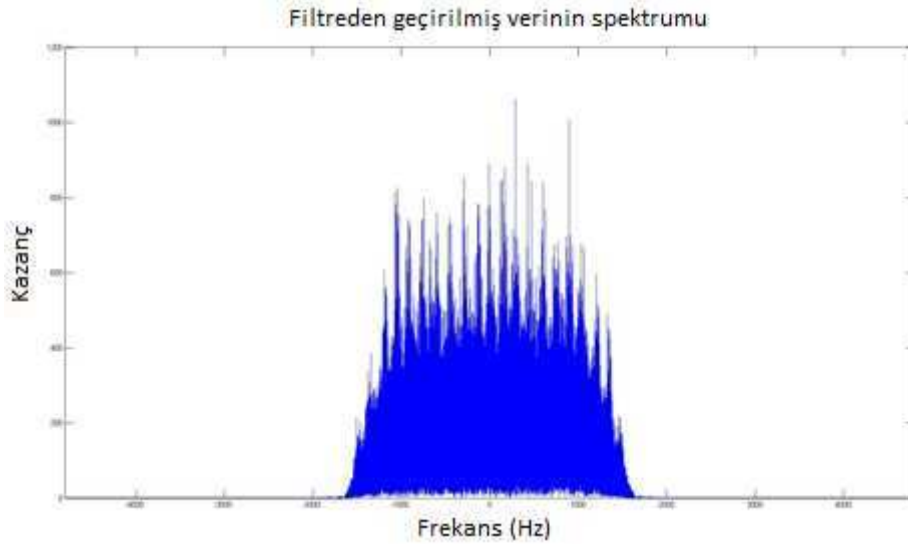


Şekil 3.10. 4 ile üst örneklenmiş verinin frekans spektrumu

Tasarımda, sembol oranı 2400 Hz seçilmiştir. O halde, gerekli örnekleme frekansı $4 \times 2400 = 9600 \text{ Hz}$ olur. Üst örnekleme yapılırken, zaman uzayında iki sembol arasına 3 sıfır eklenir; 3 adet sıfır eklemekten dolayı sıfır eklenmiş işaretin spektrumu, Şekil 3.10'da gözüktüğü gibi orijinal işaretin spektrumunun tekrarlarından oluşur. Tekrarlanan spektrumlar, sıfır eklenmiş veri bir alçak geçiren filtreden geçirilerek yok edilebilir. Tasarımda, alçak geçiren filtre olarak frekans yanıtı Şekil 3.11'de verilen yükseltilmiş karekök kosinüs (RRC) filtresi kullanılmıştır. Şekil 3.12'de, sıfır eklenmiş verinin filtrelenmiş halinin spektrumu verilmiştir. Tasarlanan filtre, 80 katsayıdan oluşan sonlu impuls yanıtı (FIR) bir filtredir. Filtrenin azalma faktörü 0.35'dir. Şekilden görüldüğü gibi, sıfır eklenmiş işaretin spektrumunda oluşan tekrarlar tasarlanan filtre kullanılarak yok edilmiştir.

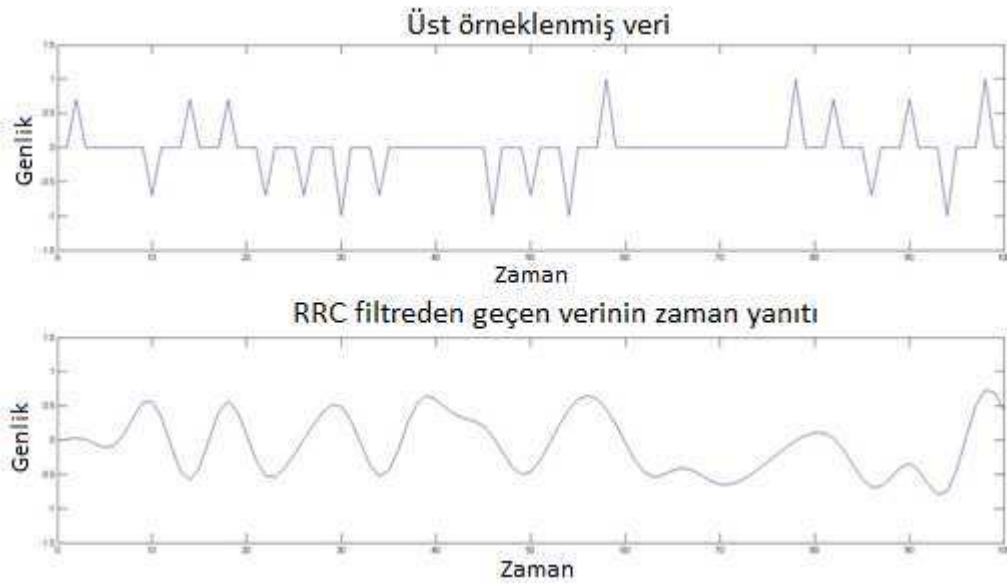


Şekil 3.11. Tasarımda kullanılan RRC filtresinin frekans yanıtı



Şekil 3.12. Üst örnekleme hızından sonra RRC filtreleme yapılmadan önceki verinin spektrumu

Filtrelenmiş işarete karşılık gelen zaman uzayı dalgışekli de Şekil 3.13'de verilmiştir. Sıfır eklenmiş işaretin dalgışeklinde ani geçişler mevcuttur. RRC filtresi, bu geçişlerin daha yumuşak olmasını sağlamak amacıyla kullanılmaktadır.



Şekil 3.13. Üst örnekleme hızından sonra RRC filtreleme yapılmadan önceki verinin zaman yanıtı ile RRC filtrelenmiş verinin zaman yanıtının karşılaştırılması

Şekil 3.13'de gösterildiği gibi, sıfır eklenmiş veri işareti filtreden geçtikten sonra geçişler daha yumuşak hale gelmiştir. Şekil 3.13'de, temel bantta frekans bileşenlerine sahip üst örnekleme hızından sonra RRC filtrelenmiş işaret verilmiştir. Bir sonraki kısımda, bu işaretin 1800 Hz civarında frekans bileşenlerine sahip olacak şekilde nasıl işlendiği tartışılmıştır.

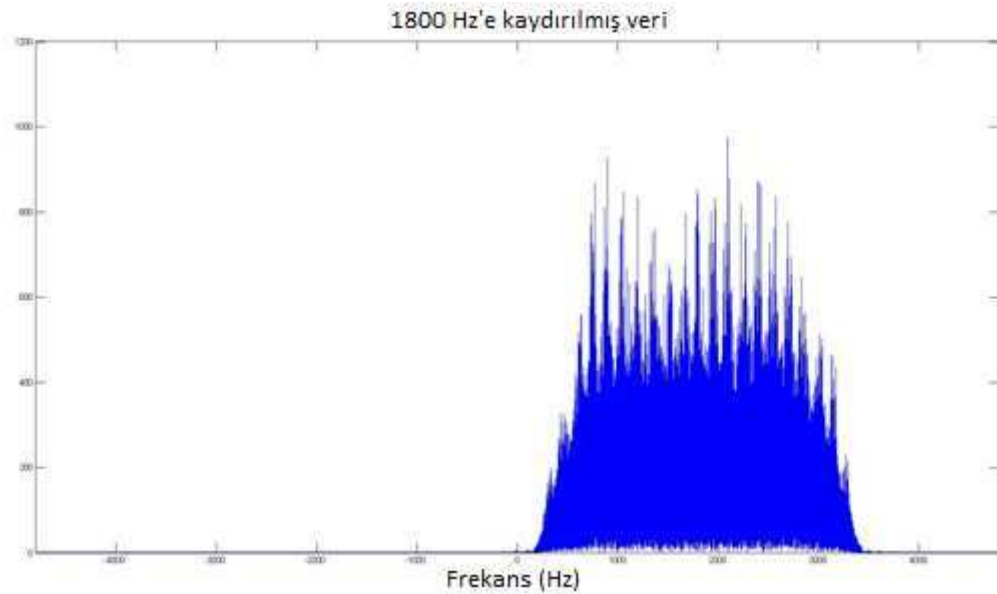
3.2.2. İletilecek işaretin 1800 Hz ara frekansa çekilmesi

Veri, RRC filtrelemeden sonra frekansta kaydırma işlemine tabi tutulur. Veri işaretinin spektrumunu 1800 Hz frekansına ötelemek için

$$y[n] = x[n]e^{(+\frac{j2\pi f_c n}{f_s})} \quad (3.1)$$

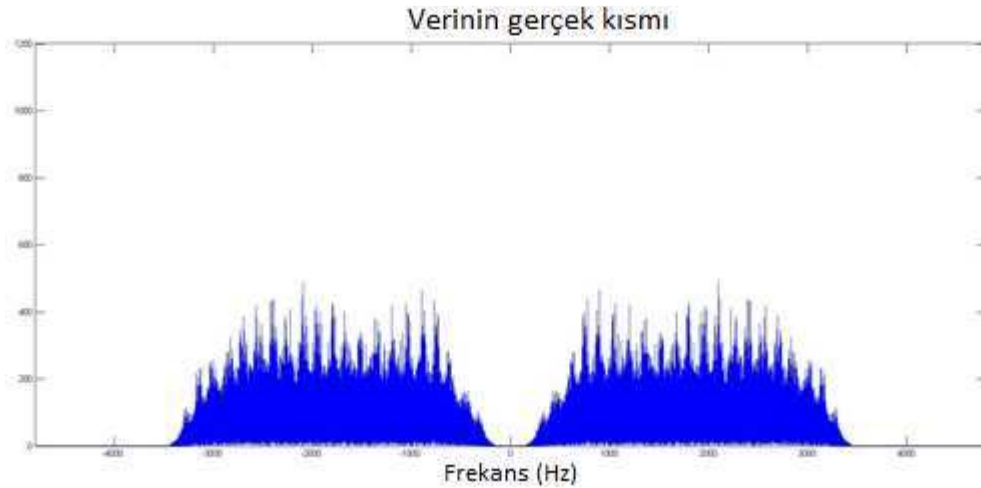
Eşitliği kullanılır. Denklemden $x[n]$ temel bant işareti, $y[n]$ spektrumu kaydırılmış işareti, f_c kaydırma frekansı (1800 Hz), f_s örnekleme frekansı ve n ise işaretlerin hesaplandığı anı belirtmektedir. Alıcıda, işareti temel banda getirmek için Denklem (3.1) kullanılabilir, ancak f_c yerine $-f_c$ kullanılmalıdır.

Frekansta ötelenmiş işaretin spektrumu Şekil 3.14'de verilmiştir. Şekil 3.12 ile karşılaştırıldığında işaretin spektrumunun 1800 Hz civarına kaydığı görülmektedir.



Şekil 3.14. Frekansta ötelenmiş işaretin spektrumu

Frekansta kaydırılan verinin gerçel kısmı alınarak iletme hazır veri elde edilir. Spektrumu Şekil 3.14'de verilen işaretin gerçel kısmına karşılık gelen spektrum Şekil 3.15'te verilmiştir.

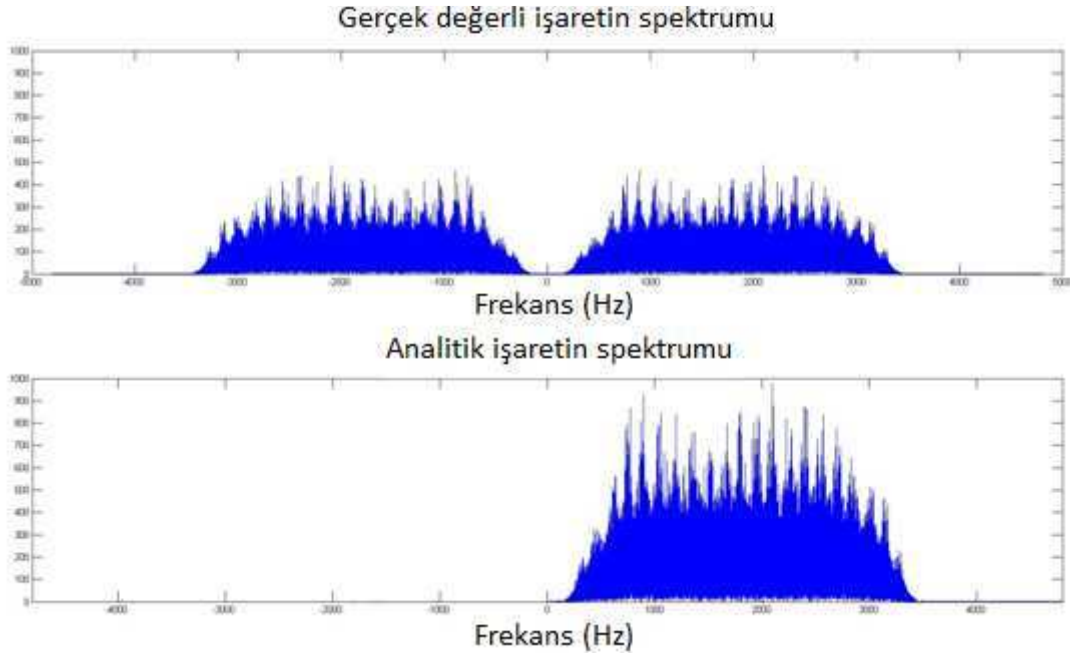


Şekil 3.15. Frekansta kaydırılan verinin gerçel kısmının spektrumu

Gerçel bir işaretin spektrumu, hem pozitif hem negatif bileşenler içermelidir. Bu gözlem, Şekil 3.15'te gösterilen spektrumda doğrulanmaktadır. Açıklanan adımlardan sonra, veri iletmeye hazır hale gelmiş olur. HF haberleşmesinde, iletme hazır gerçel işaretin pozitif frekans bileşenleri için üst yan band (USB); negatif frekans bileşenleri içinse alt yan band (LSB) ifadeleri kullanılır. HF telsizler, gerekli iletim bandgenişliğini mümkün olduğu kadar küçük tutmak amacıyla gerçel işaretin spektrumunun simetrik olmasından yararlanarak yan bantlardan sadece birini kanala iletir. Alıcı tarafında, gerçel işaretin spektrumunun simetrik olması gerçeği göz önüne alınarak iki band oluşturulabilir.

3.3. Alıcı

HF modem alıcı tarafında, uygulama uygun işaret bulununcaya kadar arama modunda çalışmaktadır. Şekil 3.19'deki alıcı akış diyagramından da belirtildiği gibi, alıcıya gelen her işaret incelenebilir hale getirilmelidir. Bu amaçla, işaret temel banda ötelenip filtrelenir. Alıcıya ulaşan işaretin istenen işaret olup olmadığını belirlemek için bu işlemler yapılmalıdır. Daha sonra, işaretin çerçeve başlangıcı tespit edilir. Bu aşamadan sonra, işaretteki bozulmalar düzeltilir ve iletilen işareti geri elde etmek için vericide temel bantta yapılan işlemlerin tersi yapılır. Aşağıda, bu işlemler sırasıyla açıklanmıştır.



Şekil 3.16. Gerçek ve analitik işaretlerin spektrumları.

3.3.1. Hilbert dönüşümü ve analitik işaret oluşturulması

Alınan işaretin ilk önce Hilbert dönüşümü hesaplanır. Kısım 2.2.2.3'te tartışılan Hilbert dönüşümü, gerçel değerli örneklerden analitik bir işaret elde etmek amacıyla kullanılmaktadır [10]. Bu aşamada, tasarımda gerçekleştirilen dönüşüm açıklanacaktır. Verinin frekans spektrumunu nasıl etkilediğini tespit etmek amacıyla; vericiden iletilen verinin gerçel kısmının Hilbert dönüşümü belirlenir. Gerçel kısmı iletilen gerçel değerli veri, sanal kısmı ise iletilen verinin Hilbert dönüşümü olan işaret analitik işaret olup sadece pozitif frekanslarda bileşenlere sahiptir. Şekil 3.16'da, gerçel değerli ve analitik işaretlerin spektrumları gösterilmiştir. Şekilde de görüldüğü üzere, analitik işaretin spektrumunda negatif frekanslar bileşenleri mevcut değildir, pozitif frekansların bileşenleri ise gerçel işaretinkilerinin iki katına eşittir. Diğer bir deyişle, analitik işaretin spektrumu frekans uzayında sadece pozitif frekanslarda bileşenlere sahiptir.

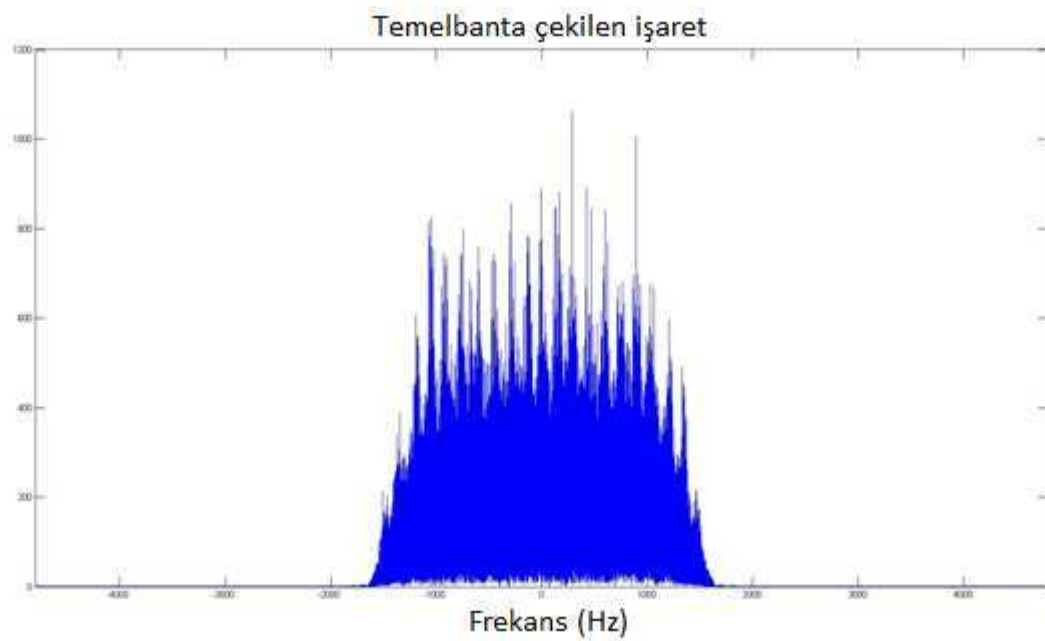
3.3.2. İşaretin temelbanta kaydırılması

1800 Hz civarında frekans bileşenlerine sahip analitik işaret, temel banda kaydırılır. İşareti temel banda kaydırmak için vericide kullanılan formülde, (Denklem (3.2))

taşıyıcı frekansının işareti değiştirilir, yani f_c yerine $-f_c$ yazılır. $x[n]$ f_c frekansında bulunan, $y[n]$ ise temel banta kaydırılan işaret olmak üzere temel banda kaydırma işlemi.

$$y[n] = x[n]e^{\left(-\frac{j2\pi f_c n}{f_s}\right)} \quad (3.2)$$

ilişkisi kullanılarak gerçekleştirildi. Temel banda kaydırılan işaretin spektrumu Şekil 3.17’de verilmiştir.



Şekil 3.17. Temel banda kaydırılan işaretin frekans spektrumu

3.3.3. İşaretin uyumlu filtreden geçirilmesi

Alınan işaret, temel banda kaydırıldıktan sonra yükseltilmiş karekök kosinüs (RRC) filtresi kullanılarak uyumlandırma işlemi yapılır. RRC filtresi, vericideki RRC filtre ile aynı özelliklere sahiptir [16]. Verici bölümünde bu filtrenin parametrik olarak ayarlanabileceği belirtilmişti. Yüksek değerli örnekleme oranı kullanmak daha iyi sembol eşzamanlaması sağladığından örnekleme sayısı 8 seçilmiştir. Böylece örnekleme oranı $2400 \times 8 = 19200$ olacaktır. Yeterli güç mevcut ise daha yüksek örnekleme oranları kullanılabilir.

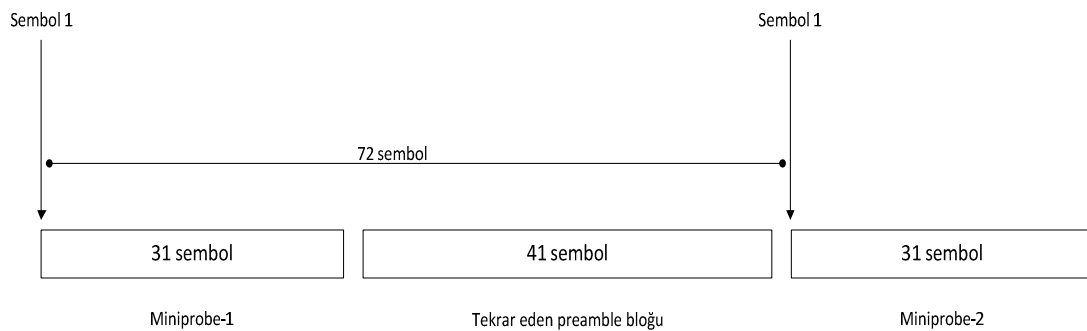
Alıcıya ulaşan her işaret için yukarıda belirtilen işlemler yapılır. Alıcıya ulaşan bir işaret vericiden iletilen işaret olmayabilir. Bu nedenle, öncelikle gelen işaretin istenen formda olup olmadığı incelenmelidir. Bu amaçla, yukarıda belirtilen, analitik işaret oluşturma, işareti temel banda kaydırma ve uyumlu filtreden geçirme işlemleri alınan işarete uygulanır. İncelenmek için uygun şekilde gelen işarete, STANAG 4539 standardında belirtilen eşzamanlama blokları ve ara bilgilerin varlığı kontrol edilir. Kontrollerin sonucuna göre işaret üzerinde diğer işlemler yapılır.

Eşzamanlama bloğu ve ara bilgiler algılandıktan sonra verinin baş tarafını algılama ve veride oluşan bozulmaları düzeltme işlemlerine geçilir. Son olarak, iletilen veriyi geri elde etmek için vericide yapılan bit-sembol dönüşümünün tersi olan sembol-bit dönüşümü gerçekleştirilir.

3.3.4. Verinin baş tarafının algılanması

İşaret algılama için, alınan işarete geciktirilmiş öz ilinti fonksiyonu kullanılır [16]. Vericide veri iletilmeden önce, eşzamanlama için eklenen tekrar eden ön bloğu içerisinde 31 sembollük 2 adet benzer ara bilgi vardır. Şekil 3.18’de gösterildiği gibi, iki ara bilginin ilk sembolleri arasında 72 sembol vardır. Öz ilinti fonksiyonu böyle bir bloğa rastladığında maksimum değer alır. Öz ilinti fonksiyonunu hesaplayan Denklem (3.3) kullanılarak, hesaplanır:

$$\psi[n] = \frac{\sum_{m=0}^{M-1} y[n+m] \cdot y^*[n+m+D]}{\sum_{m=0}^{M-1} \frac{|y^*[n+m]|^2 + |y^*[n+m+D]|^2}{2}} \stackrel{?}{>} T_h \quad (3.3)$$



Şekil 3.18. Alıcıda öz-ilinti fonksiyonunun hesaplandığı bloklar

Denklem (3.3)'de, $y[n]$ alınan filtrelenmiş temel bant işareti göstermektedir, M tahmini uzunluk (31 sembol), D gecikme değeri (72 sembol) ve T_h uygun eşik değeridir. $n = 0$ 'dan başlayarak gelen veri bloğunda arama Denklem (3.3)'den hesaplanan değer eşik değerini geçene (sıçrama noktası) kadar devam eder. Gürültü olmadığı durumda karar öz-ilinti fonksiyonu en büyük değerini yani "1" değerini alır. Ancak, pratikte ortam gürültüsü sebebiyle eşik değeri daha düşüktür. Bu sebeple, eşik değeri tasarımda "0.88" seçilmiştir. Bozulmaya uğramış verinin başlangıç noktası bulunana dek tüm veri taranır. Öz ilinti fonksiyonu sonucu çıkan maksimum değer için zaman indeksi kabaca çerçevenin eşzamanlama (verinin başlangıç noktası) noktasını verir.

3.3.5. Frekans kayması düzeltmesi

Vericiden iletilen işaretin kanal ortamında Doppler etkisinden kaynaklanan frekans kaymalarının düzeltilmesi gereklidir. Alıcıda, iletilen ve alınan işaretlerin frekansları arasında oluşan bu farkın tahmini için tekrar eden ara bilgiler kullanılır. Fourier dönüşümünden bilindiği üzere, frekansta öteleme zamanda faz farkı anlamına gelmektedir. Örneğin, $x_s(t) = x(t)e^{(2\pi j f_0 t)}$ eşitliğinde $x(t)$ ve $x_s(t)$ orijinal ve frekans ötelenmiş işaretlerdir, f_0 frekans kayma miktarıdır. $S = |S|e^{j\varphi}$ terimi, $t = t_0$ iken gönderilen ara bilgi sembolü olsun. Aynı ara bilgi sembolü $t = t_0 + \Delta t$ anında tekrar gönderilir. Δt değeri 72 sembol kadardır. Alınan ve aralarında 72 sembol bulunan 2 ara bilgi sembolü S_1 ve S_2 ile belirtilsin. S_1 ve S_2 sembollerinin ifadesi sırasıyla Denklem (3.4) ve (3.5)'de verilmiştir.

$$S_1 = |S_1|e^{j\varphi}e^{2\pi f_0 t_0} = |S_1|e^{j(\varphi + 2\pi f_0 t_0)} \quad (3.4)$$

$$S_2 = |S_2|e^{j\varphi}e^{2\pi j f_0 (t_0 + \Delta t)} = |S_2|e^{j(\varphi + 2\pi f_0 (t_0 + \Delta t))} \quad (3.5)$$

S_1 ve S_2 arasındaki faz farkı aşağıda verilmiştir.

$$\Delta\varphi = (\varphi + 2\pi f_0 (t_0 + \Delta t)) - (\varphi + 2\pi f_0 t_0) = 2\pi f_0 \Delta t \quad (3.6)$$

Faz farkından frekans kayması

$$f_0 = \Delta\varphi/(2\pi\Delta t) \quad (3.7)$$

eşitliği kullanılarak hesaplanabilir. Frekans kaymasını ayrık-zamanda hesaplamak için D semboller arası uzaklık, f_s örnekleme oranı olmak üzere Denklem (3.8) kullanılabilir:

$$f_0 = \Delta\varphi/(2\pi D/f_s) \quad (3.8)$$

Bu yöntemle hesaplanan frekans kayma tahmini için bir üst sınır vardır. Bunun nedeni faz farkının sınırlı olması ve π ile $-\pi$ arasında değer almasıdır. Dolayısıyla, algılanabilecek maksimum frekans

$$f_0 = (\pm\pi)/\left(\frac{2\pi D}{f_s}\right) = \pm f_s/(2D) \quad (3.9)$$

şeklinde olacaktır. Gürültüye karşı gürbüzlüğü sağlamak için frekans kayması tahmin işlemi birden fazla sembol çifti ile yapılır. Frekans kayma takip işlemi veri çerçevelerinin etrafındaki ara bilgiler kullanılarak aynı metotla yapılır. f_0 değeri tahmin edildikten sonra frekans kayma düzeltme işlemi $x[n] = X_S[n]e^{(-2\pi j f_0 n/f_s)}$ denklemi kullanılarak yapılır.

Hassas çerçeve eşzamanlaması Denklem (3.10) kullanılarak gerçekleştirilir

$$n_f = \arg \max_n \left(\left| \sum_{m=0}^{M-1} y[n+m]S_m^* \right| \right) \quad (3.10)$$

Yukarıdaki denklemde, S_m , m . Ara bilgi sembolü, n_f ise hassas çerçeve eşzamanlama noktasıdır. N , n_0-b_1 'den n_0+b_1 arasındaki değerleri kapsar. Bu değerlerden n_0 kaba çerçeve eşzamanlama noktası ve b_1 uygun yedek değeridir.

Sembol eşzamanlaması, (hassas örnekleme noktasını belirleme) ara bilgi sembolleri kullanılarak kanal kestirimi ile yapılır. Rastgele örnekleme anı n için kanal impuls yanıtı, en küçük kareler (LS) kestirim yöntemi kullanılarak

$$\widehat{h}_n = (B^H B)^{-1} B^H y_n \quad (3.11)$$

eşitliğinden hesaplanır. Eşitlikte, $M-L+1 \times L$ boyutlu B matrisi iletilen ara bilgi sembol dizisinde ilgili farklı kaymalara denk gelen bir konvolüsyon matrisini, M ara bilgi sayısını, L kanal sayısını, y_n 'n' anından başlayan $M-L+1 \times 1$ boyutlu alınan sembol vektörünü ve H eşlenik transpozeyi temsil etmektedir. 'n' örnekleme anında ilgili hata, $\|\cdot\|_2$ notasyonu l_2 boyunu göstermek üzere

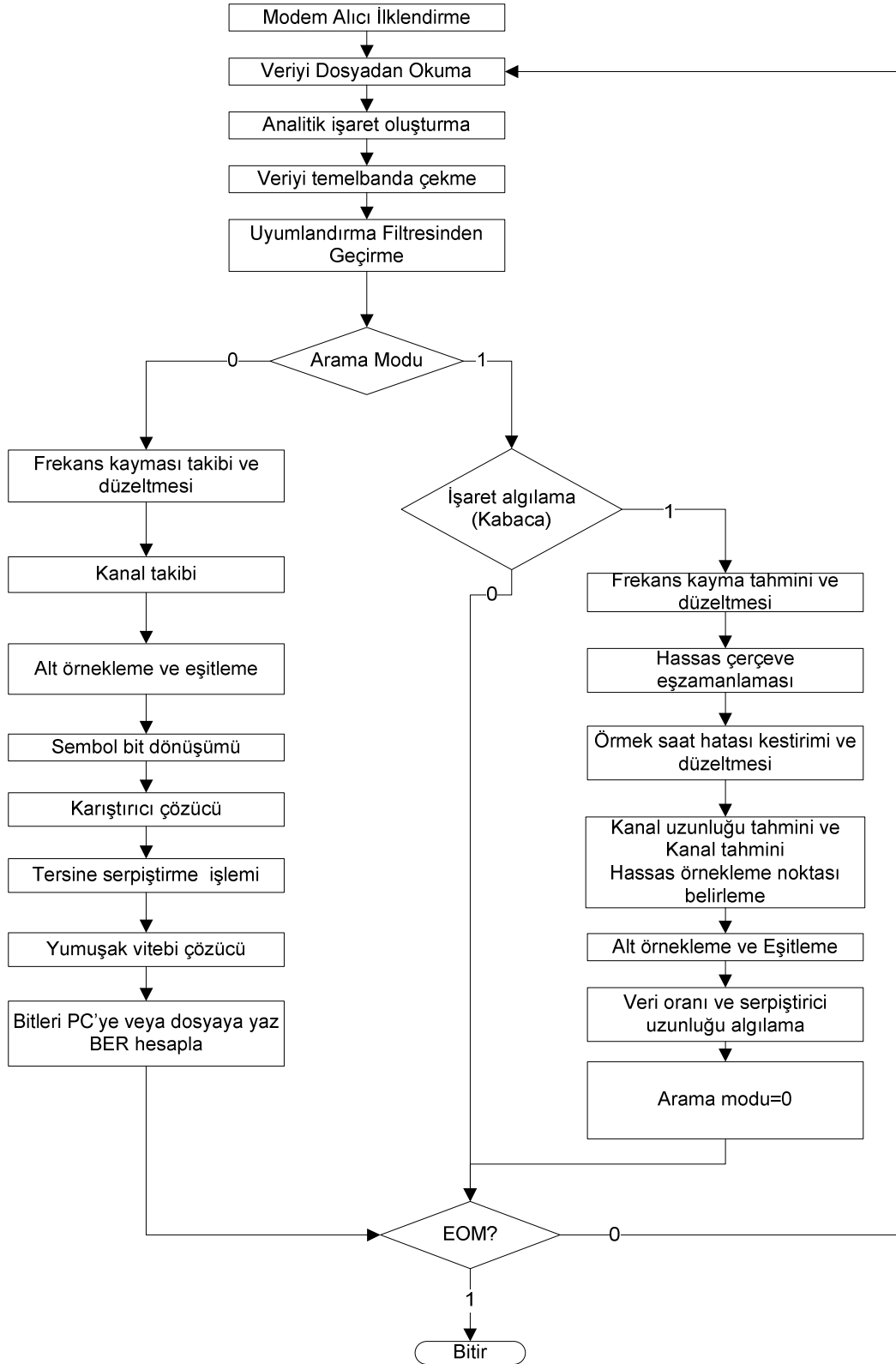
$$e_n = \left\| B \cdot \widehat{h}_n - y_n \right\|_2 \quad (3.12)$$

denklemden hesaplanır. Sembol eşzamanlaması, Denklem (3.12)'de hesaplanan hataların en küçüğünü veren Denklem (3.13) kullanılarak hesaplanır.

$$n_s = \arg \min_n (e_n) \quad (3.13)$$

Fonksiyonun en küçük değeri aranırken, n $[n_f - b_2, n_f + b_2]$ aralığında değerler alır. Burada, n_f hassas çerçeve eşzamanlama noktası ve b_2 çok küçük değerli yedek değerdir. Kanalın impuls yanıtı, n_s noktasında en küçük kareler kanal kestirimine dönüşür. Kanal takibi her ara bilgi dizisi için kanal kestirimi ile gerçekleşir ve kanal kestirimi veri sembollerine eklenir. Karar geri besleme denkleştirme (DFE) alınan veride kanal etkisini gidermek için kullanılır [16].

Alıcı yazılımı, Kısım 2.3.2.7'de belirtilen 32 bitlik EOM alındığında veya işaret alımı durduğunda çalışmasını durdurur.



Şekil 3.19. Alıcı yazılımı akış diyagramı

BÖLÜM 4. SİMÜLASYON SONUÇLARI

Yüksek hızlı veri modemini performansı ITU-R 520-1'a uygun Watterson modelinden sonra temel bant HF simülatörü kullanılarak test edilmiştir [17]. Bit hata oranı (BER); aşağıdaki kanalları simüle etmeye programlanan kanal simülatörü ile ölçülmüştür:

- Tek ve sönümlenmeyen yol içeren toplamsal beyaz Gauss gürültü (AWGN) kanalı.
- Birbirinden bağımsız, eşit ortalama güce sahip ve aralarında 2ms gecikme olan yola sahip iki Rice kanalı.
- Birbirinden bağımsız, eşit ortalama güce sahip, aralarında 2ms gecikme olan ve 1 Hz bant genişlikli sönümlemeli yolu olan iki ITU-R zayıf kanalı.

İşaret gürültü oranı (SNR) değeri, tüm veri oranı ve kanal tipleri için; 10^{-4} BER, sabit frekans seçeneği ve maksimum serpiştirici süresi kullanılarak (72 çerçeve “çok uzun” serpiştirici) hesaplanmıştır. Sonuçlar Tablo 4.1'de verilmiştir. Tabloda ilk değer standartta verilen beklenen SNR değeri, ikinci değer ise simülasyon sonuçlarından gelen değeri belirtmektedir. Sonuçlardan, yapılan tasarımda çoğu durumda standartta belirtilen SNR değerlerinden saha düşük sonuçlar elde edildiği görülmektedir.

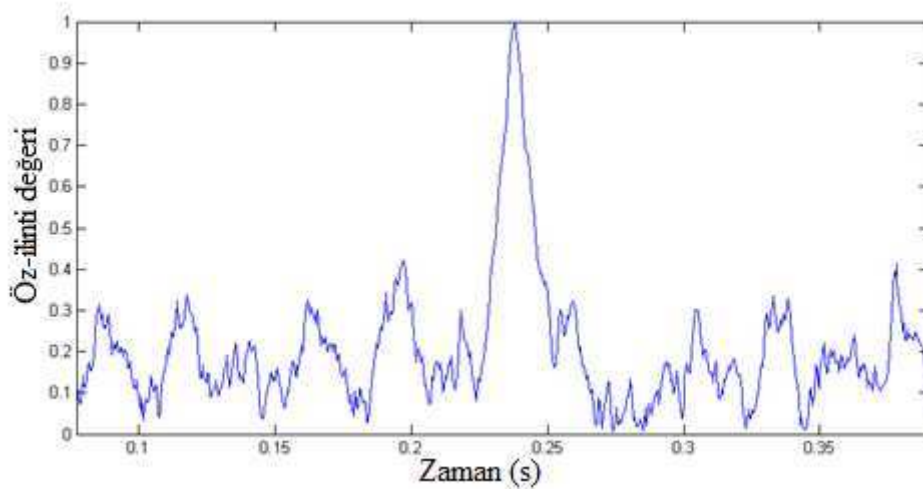
Simülasyon için HF kanal simülatörü kullanılmaktadır. Aşağıda Tablo 4.1'de belirtilen tüm veri oranları durumunda farklı üç kanal için simülasyon sonuçları verilmiştir.

Tablo 4.1. Modem performans ihtiyaçları ve gerçekleştirme sonuçları

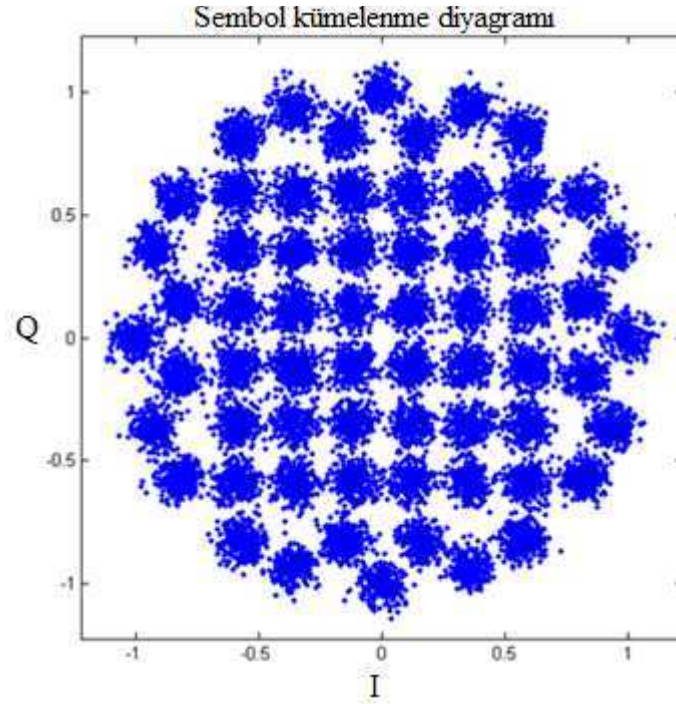
Kullanıcı veri oranı (bps)	10^{-4} değerini BER değerini geçmeyen ortalama SNR değerleri (dB)		
	AWGN kanalı	Rice kanalı	Zayıf kanal
12800	27 / 22	-	-
9600	21 / 18	30 / 29	30 / 29
8000	19 / 16	25 / 25	26 / 26
6400	16 / 14	21 / 21	23 / 22
4800	13 / 8	17 / 15	20 / 20
3200	9 / 7	12 / 12	14 / 14

1. AWGN kanalı durumunda veri oranı 9600 bps, serpiştirici uzunluğu 1, SNR 20 dB, frekans ötelemesi 50 Hz seçilmiştir. Alıcı yazılımı çalıştırıldıktan sonra aşağıdaki sonuçlar elde edilmiştir.

Paket başlangıcı öz ilişki fonksiyonu sonucu Şekil 4.1'de belirtilmiştir. Paketin başlangıcı 240 ms civarında çıkmıştır. Bir süper çerçeve 8.4 saniye (20664 sembol) sürdüğünden ve eşzamanlama sembollerinin (655 sembol) bitmesi için gereken süre simülasyon sonucu çıkan sonuç ile yaklaşık aynıdır. Simülasyon sonucu çıkan kümeleme diyagramı Şekil 4.2'de belirtilmiştir. Şekilden alıcıdaki sembollerin iletilen sembollerden farklı olduğu gözükmemektedir. Ancak, farklılık alıcının yanlış karar vermesine neden olacak düzeyde değildir.



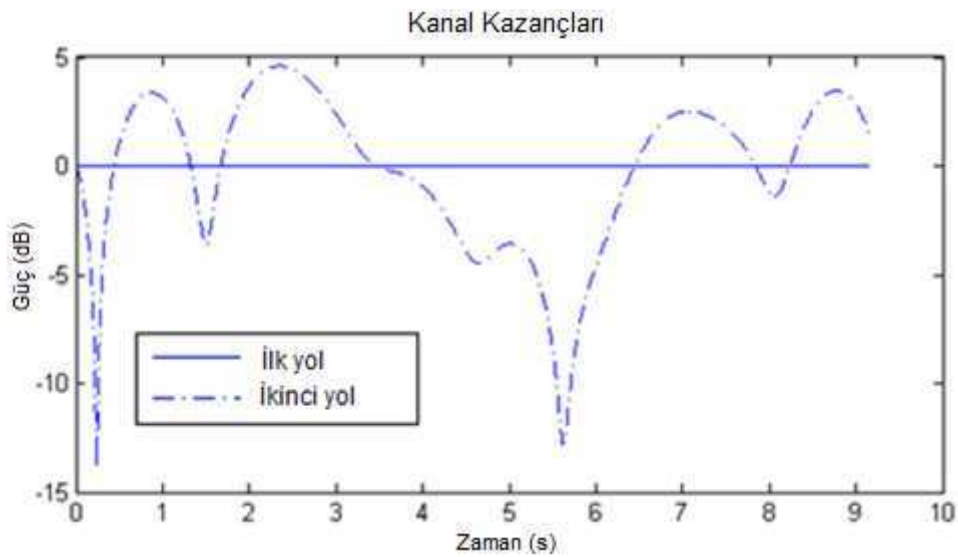
Şekil 4.1. AWGN kanalı için 9600 bps veri oranı durumunda paket başlangıcı algılama grafiği



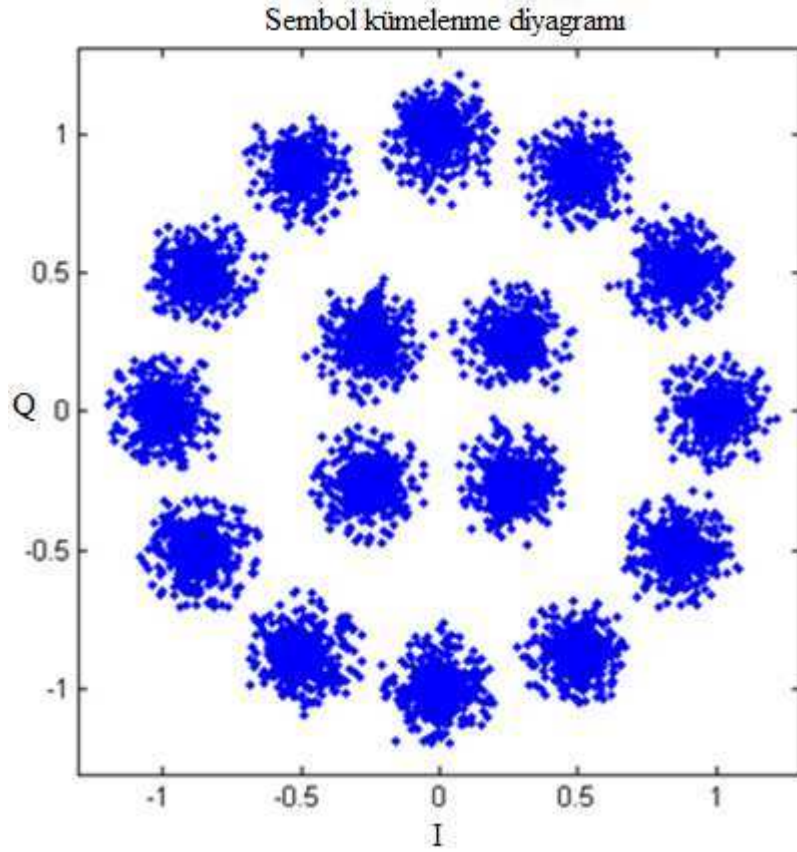
Şekil 4.2. AWGN kanalı simülasyon durumunda alınan semboller için kümelene diyagramı

Simülasyon sonucunda frekans ofset kestirimi 50.2 Hz, BER ise 0 olmuştur

2. Rice kanalı durumunda veri oranı 6400 bps, serpiştirici uzunluğu 3, SNR 23 dB seçilmiştir. İki yol için kanal kazançları Şekil 4.3'de verilmiştir. İlgili sembol kümeleme diyagramı Şekil 4.4'de görülmektedir. Alıcının yanlış karar vermesine sebep olacak hata olmadığından BER 0 çıkmıştır.

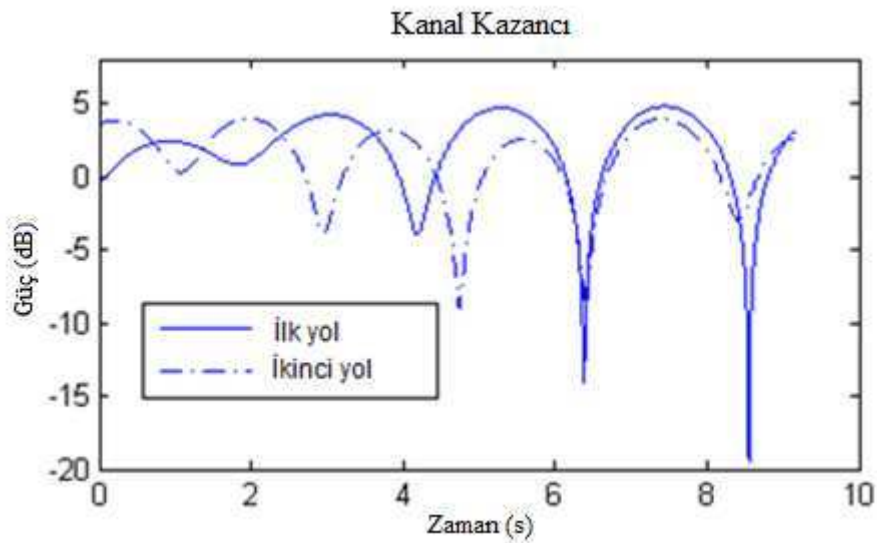


Şekil 4.3. Rice kanalı durumunda iki yol için kanal kazanç grafikleri



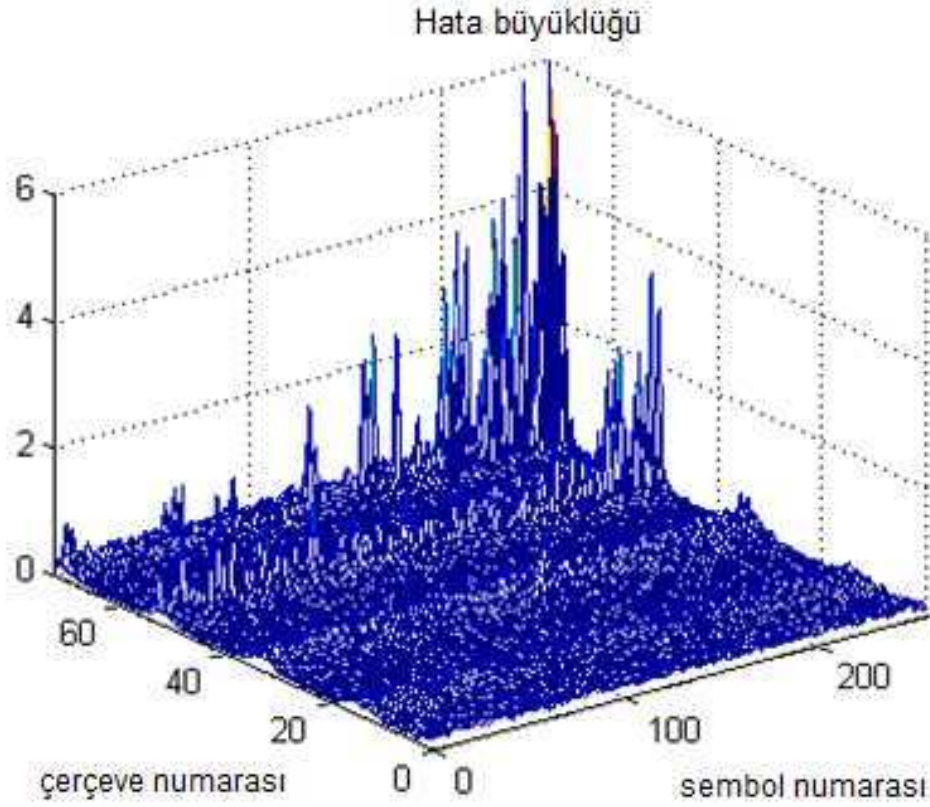
Şekil 4.4. Rice kanalı simülasyonu durumunda alınan semboller için kümelenme diyagramı

3. Zayıf kanal durumunda veri oranı 4800 bps, serpiştirici uzunluğu 72, frekans ötelemesi 50 Hz ve SNR değeri 22 dB seçilmiştir.



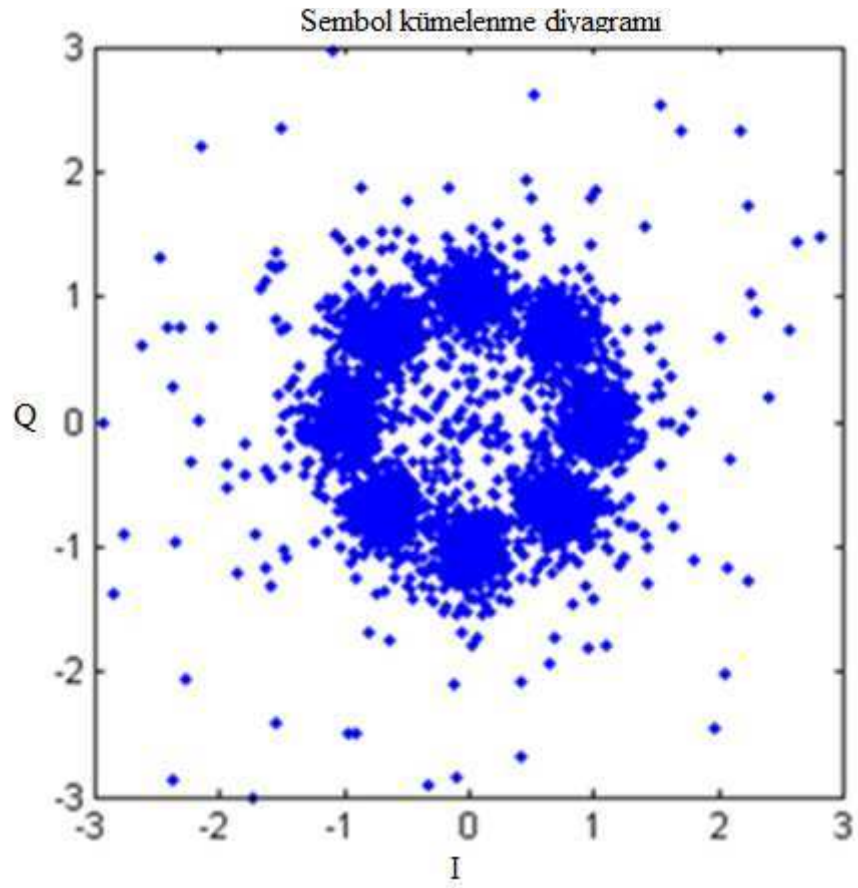
Şekil 4.5. Zayıf kanal simülasyonunda ilk ve ikinci yol için kanal kazançları

Şekil 4.5'te ilk ve ikinci yoldaki kazançlar gösterilmiştir. Kanal denkleştirici yollardan hiçbiri veya sadece bir tanesi sönümlenme ile karşılaştığında sorunsuz çalışmaktadır. Fakat Şekil 4.5'de de görüldüğü gibi ilk ve ikinci yolda sırasıyla 6.5 ve 8.5 saniye civarında sönümlenme meydana gelir ve alıcı hatasız olarak çalışamaz.



Şekil 4.6. Zayıf kanalda çerçeve ve sembollerin hata büyüklükleri

Çerçeve ve sembol numaralarına göre oluşan hataların genlikleri Şekil 4.6'de verilmiştir. Şekilde belirtilen hata büyüklükleri, 6.5 ve 8.5 saniyeye denk gelen 50. ve 70. çerçeve civarında hataların arttığına dikkat ediniz. Sonuç olarak sembol kümelenme diyagramı Şekil 4.7'deki gibi oluşmuştur ve semboller birbirine karışmıştır (şekildeki yoğun bölgeler). Çok uzun serpiştirici seçeneği kullanıldığından iletilen bitler çerçevelerden hatalı olarak çıkartılır. Viterbi kanal kod çözme algoritması kullanılarak hatalı bitleri düzeltmek ve 0 BER elde etmek mümkündür.



Şekil 4.7. Zayıf kanal simülasyonunda alınan semboller için kümeleme diyagramı

BÖLÜM 5. DEĞERLENDİRME ve YAPILABİLECEK ÇALIŞMALAR

HF ses ve veri haberleşmesi alanında sürekli araştırmalar yapılmaktadır. Araştırmaların ortak hedefi, iletim bandgenişliğini mümkün olduğu kadar azaltmak ve gürültüye karşı gürbüzlüğü arttırmaktır.

Bu çalışmada, STANAG 4539 yüksek hızlı HF modem, Texas Instruments firmasına ait bir DSP üzerinde gerçek zamanlı olarak gerçekenmiştir. Tasarımı optimum yapmak için firma tarafından sağlanan DSP kütüphanesinde alt programlardan mümkün olduğu kadar faydalanılmıştır. Yapılan simülasyonlar sonucunda, standartta belirtilen performans kısıtlarının karşılandığı görülmüştür. Gelecekte yapılabilecek bir çalışma, kodların DSP üzerinde koşma sürelerinin azaltılması için uygun algoritmaların geliştirilmesidir.

HF haberleşmesi gürültüden oldukça etkilenmektedir. Özellikle çoklu yoldan kaynaklanan sönüleme, Doppler etkisi ve patlama gürültüsü gibi etkiler HF haberleşmenin performansını olumsuz yönde etkilemektedir. Oluşabilecek bozunumlar göz önünde bulundurularak, vericide ve alıcıda gerekli tedbirlerin alınması durumunda güvenli ve kaliteli HF haberleşme mümkündür. Bu amaçla, verici tarafında serpiştirme, kanal kodlama ve karıştırma algoritmaları; alıcı tarafta ise kanal denkleştirme, kanal kod çözme ve frekans düzeltmeleri, viterbi çözücü algoritmaları kullanılmaktadır.

HF haberleşmesinde önemli diğer bir parametre de iletim bant genişliğidir. HF haberleşmesinde, bant genişliği 3 kHz'dir ve bu çalışmada da 3 kHz olarak alınmıştır. Fakat bant genişliği ile ilgili yapılmış yeni araştırma sonuçları bulunmaktadır. Örneğin, birden çok bant kullanılarak geniş bant oluşturma fikri öne

ıkan yaklaşımlardan biridir. Bu amaçla yeni dalga Őekilleri de geliştirilmektedir. Bu gelişmelerin STANAG 4539 standardını uzun vadede etkileyeceği öngörülebilir.

KAYNAKLAR

- [1] STANAG 4539, Technical Standards for Non-Hopping HF Communications Waveforms , NATO, 2005
- [2] MIL-STD-188-110B, Military Standard - Interoperability and Performance Standards for Data Modems, US Dept. Of Defence, 2000
- [3] STANAG 4415, Characteristics of a Robust Non-Hopping Serial Tone Modulator/Demodulator for Severely Degraded HF Radio Links, NATO, 1997
- [4] Radio Communications in the Digital Age, Volume 1: HF Technology (Edition 2), Harris Corporation, 2005
- [5] SKLAR B., Digital Communications: Fundamentals and Applications, Prentice – Hall, 2nd Edition, 2001
- [6] BATEMAN A., Digital Communications: Design for the Real World, Addison-Wesley, 1998
- [7] BLAHUT R. E., Modem Theory: An Introduction to Telecommunications, Cambridge University Press, 2009
- [8] HAYKIN S. S., MOHER M., Introduction to analog and digital communications, John Wiley & Sons, 2007
- [9] HAYKIN S., Communication Systems, John Wiley & Sons, 4th Edition, 2001
- [10] PROAKIS J., Digital Communications, McGraw Hill, 4th Edition, 2000
- [11] HEIMILLER R. C., Phase Shift Pulse Codes with Good Periodic Correlation Properties, IRE Trans. Info. Theory IT-6, pp. 254- 257, Oct. 1961
- [12] OMAP-L137 Evaluation Module Technical Reference, Spectrum Digital, Inc., 2008
- [13] SPRS377D, TMS320C6745, TMS320C6747 Fixed-Floating- Point Digital Signal Processor Datasheet, Texas Instruments, 2010
- [14] SPRU657C, TMS320C67x DSP Library Programmer's Reference Guide, Texas Instruments, 2008
- [15] SPRU187Q, TMS320C6000 Optimizing Compiler, Texas Instruments, 2010
- [16] MEYR H., MOENECLAEY M., FECHTEL S. A., Digital Communication Receivers, Synchronization, Channel Estimation, and Signal Processing, Wiley-Interscience, 1997

- [17] ITU, Recommendation 520-1 Use of High Frequency Ionospheric Channel Simulators, Recommendations and Reports of the CCIR, Vol. III, pp. 57-58, Geneva

ÖZGEÇMİŞ

Selim SARAÇ, 10.06.1982 Sakarya / Adapazarı'nda doğdu. İlk, orta ve lise eğitimini Adapazarı'nda tamamladı. 2000 yılında Sakarya Anadolu Lisesinden mezun olduktan sonra İzmir'de 9 Eylül Üniversitesi Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde üniversite eğitime başladı. 2004 yılında üniversiteyi bitirdikten sonra askerlik hizmetini Ankara Etimesgut'ta kısa dönem er olarak tamamladı. 2005 yılının Aralık ayında Vestel Komünikasyon şirketinde çalışma hayatına başladı. 2006 yılının Ağustos ayında TÜBİTAK / BİLGEM-UEKAE enstitüsünde araştırmacı olarak çalışmaya başladı. 2011 yılında Sakarya Üniversitesi, Elektrik Elektronik Mühendisliği bölümünde yüksek lisans eğitimine başladı. Şu anda hâlâ TÜBİTAK / BİLGEM'e bağlı UEKAE enstitüsünde araştırmacı olarak çalışmaktadır.