

İÇİNDEKİLER

	Sayfa
SİMGE LİSTESİ	iv
KISALTMA LİSTESİ	v
ŞEKİL LİSTESİ	vi
ÇİZELGE LİSTESİ	viii
ÖNSÖZ.....	ix
ÖZET	x
ABSTRACT	xi
1. GİRİŞ.....	1
1.1 Sayısal Tekniklerin Haberleşmedeki Yeri	2
1.2 Uygun Sayısal Modülasyon Tekniğinin Seçilmesindeki Faktörler	3
1.3 Minimum Kaydırmalı Anahtarlama (Minimum Shift Keying, MSK).....	4
1.4 Gauss Minimum Kaydırmalı Anahtarlama (Gaussian MSK).....	5
2. ANALOG DEVICES BLACKFIN DSP-BF533	7
2.1 Genel Özellikler.....	7
2.1.1 Özellikler:	7
2.1.2 Bellek.....	7
2.1.3 Çevresel Birimler.....	7
2.2 Genel Tanım:	8
2.3 Blackfin İşlemcisi Çevresel Birimleri	9
2.4 Blackfin İşlemci Çekirdeği	10
2.5 Bellek Mimarisi	13
2.5.1 Dahili (On-Chip) Bellek	14
2.5.2 Harici (Off-Chip) Bellek	15
2.6 Giriş Çıkış (I/O) Bellek Uzaı.....	15
2.7 Önyükleme (Bootng)	15
2.8 Olay İşleme (Event Handling).....	16
2.8.1 Çekirdek Olay Kontrol Aracı (Core Event Controller, CEC).....	17
2.8.2 Sistem Kesme Kontrol Aracı(System Interrupt Controller, SIC).....	17
3. SAYISAL TABANBANT İŞLEMLERİ.....	19
3.1 Genel.....	19
3.2 Hat Kodlaması (Line Coding)	19
3.3 Darbe Biçimlendirme, (Pulse Shaping)	20
3.3.1 Gauss Darbe Şekillendirici	23
3.4 Göz Diyagramı	26

4.	SAYISAL MODÜLASYON TEKNİKLERİ	28
4.1	Doğrusal Modülasyon Teknikleri	28
4.1.1	Faz Kaydırmalı Anahtarlama(Phase Shift Keying, PSK).....	28
4.1.2	Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)..	30
4.1.3	Öteli Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Offset Quadrature Phase Shift Keying, OQPSK)	34
4.2	Sabit Zarflı Modülasyon	35
4.2.1	Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (Frequency Shift Keying, FSK)	36
4.2.1.1	İkili Frekans Kaydırmalı Anahtarlama(Binary FSK)	36
4.2.1.2	Frekans Modülasyonu (Frequency Modulation, FM).....	39
4.2.1.3	FM işaretinin Spektrumu ve Bant Genişliği	43
4.2.2	Minimum Kaydırmalı Anahtarlama (Minimum Shift Keying, MSK):	44
4.2.2.1	MSK Modülasyonu.....	47
4.2.2.2	MSK Demodülasyonu	50
4.2.3	Gauss Minimum Kaydırmalı Anahtarlama (Gaussian MSK, GMSK)	53
4.2.3.1	Gauss ile Filtrelenmiş MSK Modülasyonu ve Demodülasyonu	55
4.2.3.2	Gauss ile Filtrelenmiş FSK Modülatörü	64
4.2.3.3	Gauss ile Filtrelenmiş FSK Demodülatörü.....	67
5.	DSP'DE GERÇEKLEMELER.....	71
5.1	MSK.....	71
5.1.1	MSK Modülasyonu.....	71
5.1.2	MSK Demodülasyonu	73
5.2	GMSK.....	74
5.2.1	GMSK Modülasyonu.....	75
5.2.2	GMSK Demodülasyonu	77
6.	SONUÇLAR.....	78
	KAYNAKLAR.....	79
	ÖZGEÇMİŞ.....	80

SİMGE LİSTESİ

A_c	Taşıyıcı işaret genliği
A_m	Tabanbant bilgi işaret genliği
B	Bant genişliği
C	Kanal kapasitesi
d_k	NRZ kodlanmış bit
D_f	Frekans sapma katsayısı
D_p	Faz sapma katsayısı
E_b	Bit enerjisi
f_c	Taşıyıcı işaret frekansı
f_d	Frekans sapması
f_x	Fazlalık bant genişliği
N_o	Gürültü güç spektral yoğunluğu
N_y	İşaretleşmedeki sembol sayısı
N_s	Bir bit süresinde örnekleme sayısı
p_1	Faz sabiti
R	Data hızı
T_b	Bit süresi
T_s	Sembol süresi
w_c	Taşıyıcı işaret açısal frekansı
β_f	Frekans modülasyon indeksi
β_p	Faz modülasyon indeksi
η_p	Güç verimliliği
η_b	Bant genişliği verimliliği
θ_c	Taşıyıcı işaret fazı
Δf	Tepe frekans sapması

KISALTMA LİSTESİ

ADC	Analog to Digital Converter
AGF	Alçak Geçiren Filtre
ALU	Aritmetic Logic Unit
AWGN	Additive White Gaussian Noise
BGF	Bant Geçiren Filtre
BPSK	Binary Phase Shift Keying
CEC	Core Event Controller
DAC	Digital to Analog Converter
DMA	Direct Memory Access
FM	Frequency Modulation
FSK	Frequency Shift Keying
JTAG	Joint Test Action Group
I	Inphase Channel
GFSK	Gaussian Frequency Shift Keying
GMSK	Gaussian Minimum Shift Keying
ISI	Inter Symbol Interference
MAC	Multiply-Accumulate Unit
MMU	Memory Management unit
MSK	Minimum Shift Keying
NMI	Non-Maskable Interrupt
NRZ	Non Return to Zero,
PSK	Phase Shift Keying
PLL	Phase Locked Loop
PM	Phase Modulation
OQPSK	Offset- Quadrature Phase Shift Keying
Q	Quadrature-phase Channel
QPSK	Quadrature Phase Shift Keying
RISC	Reduced Instruction Set Computer
RZ	Return to Zero
SAA	Subtrack/Absolute value/Accumulate
SDRAM	Synchronous Dinamic Random Access Memory
SIC	System Interrupt Controller
SRAM	Static Random Access Memory

ŞEKİL LİSTESİ

Şekil 1.1 Basit tek yönlü kablosuz haberleşme hattı yapısı.....	2
Şekil 2.1 Fonksiyonel blok diyagram.....	8
Şekil 2.2 Genel blok diyagram.....	9
Şekil 2.3 Blackfin işlemci çekirdeği.....	11
Şekil 3.1 Örnek hat kodlamaları ve spektrumları.....	20
Şekil 3.2 Dikdörtgensel dalga ve Spektrumu.....	21
Şekil 3.2 Spektrumu dikdörtgen olan dalga şekli.....	22
Şekil 3.3 Farklı α değerleriyle yükseltilmiş kosinüs darbe şekillendiricisi.....	23
Şekil 3.4 Farklı α değerleriyle Gauss darbe şekillendiricisinin zamandaki değişimleri.....	24
Şekil 3.5 Darbe şekillendiricilerin zaman frekans gösterimleri.....	25
Şekil 3.6 Darbe şekillendiricilerin aynı zaman frekans ekseninde gösterimleri.....	26
Şekil 3.7 GMSK için göz diyagramları karşılaştırılması.....	27
Şekil 4.1 BPSK İlkesel Modülatör Yapısı.....	29
Şekil 4.2 (a) $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$ fazları , (b) $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ fazları için.....	31
Şekil 4.3 QPSK modülatör yapısı.....	32
Şekil 4.4 I ve Q kanallara seriden paralele bit aktarımı.....	33
Şekil 4.5 QPSK eşvreli demodülatör.....	33
Şekil 4.6 OQPSK modülatör yapısı.....	34
Şekil 4.7 QPSK ve OQPSK işaretlerinin zarfları.....	35
Şekil 4.8 Süreksiz fazlı FSK modülatör.....	37
Şekil 4.9 Eşvreli demodülatör.....	39
Şekil 4.10 Eşvreli olmayan demodülatör.....	39
Şekil 4.11 FM modülasyon dalga şekilleri.....	42
Şekil 4.12 QPSK faz ve sembol değerleri.....	47
Şekil 4.13 OQPSK fazların yerleşimi.....	47
Şekil 4.14 MSK modülatör blok şeması.....	48
Şekil 4.15 MSK modülatöründe taşıyıcı ile çarpılmadan önceki işlemler ve dalga şekilleri...	49
Şekil 4.16 MSK modülatörü işaret çıkışları.....	50
Şekil 4.17 MSK Eşvreli demodülatör yapısı.....	51
Şekil 4.18 MSK demodülatöründe I ve Q kanallarındaki işlemler sonucu elde edilen işaretler	52
Şekil 4.19 MSK demodülatörü kanallarından gelen seriye çevrilmiş tabanbant işaretlerinin kutuplu ve kutupsuz NRZ gösterimi.....	52
Şekil 4.20 GMSK modülatörü ilkesel şeması.....	53
Şekil 4.21 GMSK modülatör blok şeması.....	55
Şekil 4.22 GMSK modülatöründe taşıyıcı ile çarpılmadan önceki işlemler ve dalga şekilleri, $BT_b = 1$	57
Şekil 4.23 GMSK modülatörü işaret çıkışları, $BT_b = 1$	57
Şekil 4.24 GMSK modülatöründe taşıyıcı ile çarpılmadan önceki işlemler ve dalga şekilleri, $BT_b = 0.5$	58
Şekil 4.25 GMSK modülatörü işaret çıkışları, $BT_b = 0.5$	58
Şekil 4.26 GMSK modülatöründe taşıyıcı ile çarpılmadan önceki işlemler ve dalga şekilleri, $BT_b = 0.3$	59
Şekil 4.27 GMSK modülatörü işaret çıkışları, $BT_b = 0.3$	59
Şekil 4.28 GMSK modülatöründe taşıyıcı ile çarpılmadan önceki işlemler ve dalga şekilleri, $BT_b = 0.125$	60
Şekil 4.29 GMSK modülatörü işaret çıkışları, $BT_b = 0.125$	60
Şekil 4.30 GMSK demodülasyonu için MSK demodülatöründe I ve Q kanallarındaki işlemler sonucu elde edilen işaretler.....	62

Şekil 4.31 GMSK demodülasyonu için MSK demodülatörü kanallarından gelen seriye çevrilmiş tabanbant işaretlerinin kutuplu ve kutupsuz NRZ gösterimi	63
Şekil 4.32 GMSK demodülasyonu için MSK demodülatöründe I ve Q kanallarındaki işlemler sonucu elde edilen işaretler	63
Şekil 4.33 GMSK demodülasyonu için MSK demodülatörü kanallarından gelen seriye çevrilmiş tabanbant işaretlerinin kutuplu ve kutupsuz NRZ gösterimi	64
Şekil 4.34 GFSK modülatör Blok Şeması	65
Şekil 4.35 GFSK modülatöründe taşıyıcı ile çarpılmadan önceki işlemler ve dalga şekilleri, $BT_b = 0.5$	66
Şekil 4.36 GFSK modülatörü işaret çıkışları, $BT_b = 0.5$	67
Şekil 4.37 GFSK demodülatörü	67
Şekil 4.38 GFSK demodülatörü girişindeki tabanbant işaretleri, filtrelenmiş ve normalize edilmiş işaretler	69
Şekil 4.39 GFSK demodülatörü korelasyon dedektörü sırasındaki çıkışlar	69
Şekil 4.40 GFSK demodülatörü, karar aşaması sonrası çıkış ve karar aşaması elde edilmiş gerçek bit değerleri	70
Şekil 5.1 NRZ kodlanmış $R_b/2$ hızındaki I ve Q kanalı	72
Şekil 5.2 Sinüzoidal darbe şekillendiricilerle şekillendirilmiş I ve Q kanalı	72
Şekil 5.3 Yüksek frekanslı bir ara frekans taşıyıcısıyla çarpılmış I ve Q kanalı	72
Şekil 5.4 MSK modüle edilmiş yüksek frekanslı işaret	73
Şekil 5.5 Yüksek frekanslı dik taşıyıcılarla çarpılarak elde edilmiş I ve Q kanalı	74
Şekil 5.6 I ve Q Kanalında dik sinüzoidal darbe şekillendiricilerle çarpılmış I ve Q kanalı işaretleri	74
Şekil 5.7 $BT_b = 0.5$ yapan Gauss alçak geçiren filtresinin impuls yanıtı	75
Şekil 5.8 NRZ kodlanmış $R_b/2$ hızındaki I ve Q kanalı	75
Şekil 5.9 Gauss şekillendirilmiş (filtrelenmiş) I ve Q kanalı işaretleri	75
Şekil 5.10 Sinüzoidal darbe şekillendiricilerle şekillendirilmiş I ve Q kanalı	76
Şekil 5.11 Yüksek frekanslı bir ara frekans taşıyıcısıyla çarpılmış I ve Q kanalı	76
Şekil 5.12 GMSK modüle edilmiş yüksek frekanslı işaret	76
Şekil 5.13 Yüksek frekanslı dik taşıyıcılarla çarpılarak elde edilmiş I ve Q kanalı	77
Şekil 5.14 I ve Q kanalında dik sinüzoidal darbe şekillendiricilerle çarpılmış I ve Q kanalı işaretleri	77

ÇİZELGE LİSTESİ

Çizelge 2.1 Karşılaştırma tablosu.....	9
Çizelge 2.2 Blackfin dahili ve harici bellek haritaları.....	13
Çizelge 2.3 Blackfin dahili ve harici bellek haritaları.....	14
Çizelge 2.4 Önyükeme seçenekleri.....	16
Çizelge 2.4 Çekirdek olay kontrol tablosu.....	16
Çizelge 2.5 Sistem Kesme Kontrol Tablosu (SIC).....	18

ÖNSÖZ

Bu çalışmanın hazırlanması sırasında benden yardımlarını esirgemeyen tez danışmanım Prof. Dr. Vedat TAVŞANOĞLU'na, hoşgöruları ve desteklerinden dolayı T-tronics'teki çalışma arkadaşlarıma, teşekkür ederim. Ayrıca attığım her adımda bana destek olan aileme sonsuz bir minnet ve teşekkür borçluyum.

ÖZET

Günümüzde teknolojinin gelişmesiyle, sayısal sistemler analog sistemlerin yerini almaktadırlar. Bu değişim haberleşme sistemlerinde çok belirgin şekilde kendini göstermektedir. Geleneksel analog modülasyon demodülasyon tekniklerinden, sayısal tekniklere geçişten sonra, bu yapılar içindeki bloklarda sayısal olarak tümdevreler içinde gerçekleştirilmektedirler. Sayısal modülasyon sistemlerinde kullanan analog yapılar, özellikle kablosuz haberleşme için, çoğunlukla yüksek frekanslara modüle/demodüle etme aşamalarında kullanılmaktadır. Hatta çok yüksek frekanslara çıkarılmayan uygulamalarda bu işlemlerin bir kısmı da sayısal tümdevreler içersinde gerçekleştirilebilmektedir.

Sayısal haberleşme sistemlerinin analog sistemlere göre en büyük problemleri, özellikle kablosuz haberleşmede sistemlerinde, daha fazla bant genişliği ihtiyacı, alıcı yapılarının maliyeti ve karmaşıklığıdır. Bu problemleri giderebilmek için çeşitli sayısal işaret işleme ve sayısal modülasyon teknikleri kullanılmaktadır.

Bu çalışmada; özellikle bant genişliği ve demodülatör yapısı bakımından iyileşmeler sağlayan, fakat bant genişliğini azaltmak için bir miktar işaret hata oranının artmasına izin veren, sayısal modülasyon tekniklerinden Gaussian Minimum Kaydırmalı Anahtarlama (Gaussian Minimum Shift Keying, GMSK) modülatör, demodülatör yapısı incelenmiş ve gerçekleştirilmiştir. Diğer sayısal modülasyonlarla karşılaştırmalar ve diğer modülasyon tekniklerinin gerçekleştirilmeleri de yapılmıştır. Gerçekleştirmeler hem Matlab'da bilgisayar ortamında, hem de C ile Analog Devices'ın Blackfin DSP ailesinden ADSP-BF533 sayısal işaret işleyicisi içersinde yapılmıştır.

Anahtar kelimeler: Sayısal modülasyon, Sürekli Faz Modülasyonu(CPM), DSP, Blackfin DSP, Darbe şekillendirme, Gauss darbe şekillendirici, FM, FSK, QPSK, OQPSK, MSK, GMSK.

ABSTRACT

Nowadays, with development technology, digital systems replaced with analog systems. This replacement appears significantly in communications systems. After replacement from analog modulation techniques to digital modulation techniques, blocks in modulation structures has been implemented in digital integrated circuits. Analog structures used in digital systems, especially for wireless communication, have been used to modulate/demodulate the signal frequency in high frequencies. Furthermore, at application not in very high frequency, most of this operations might be also implemented in digital integrated circuits.

The most important problems of digital communication systems according to analog systems especially in wireless communication, are more bandwidth necessity, cost of the receivers and more complexity of the receivers. Get ride of this problems, a lot of digital signal processing and digital modulation techniques have been used.

In this work, A Gaussian minimum shift keying (GMSK) modulator and demodulator have been researched and implemented. GMSK is a digital modulation technique that provide efficiently used bandwidth and has simple demodulator structures, but it has more bit error rate to reduce bandwidth. GMSK compared with other digital modulation techniques and also others techniques are have been researched and implemented. Implementations have been composed both Matlab in computer and C in ADSP-BF533 from Analog Devices Blackfin DSP family.

Keywords: Digital Modulations, DSP, Blackfin DSP, Pulse Shaping, Gaussian Pulse Shaper, FM, FSK, QPSK, OQPSK, MSK, GMSK.

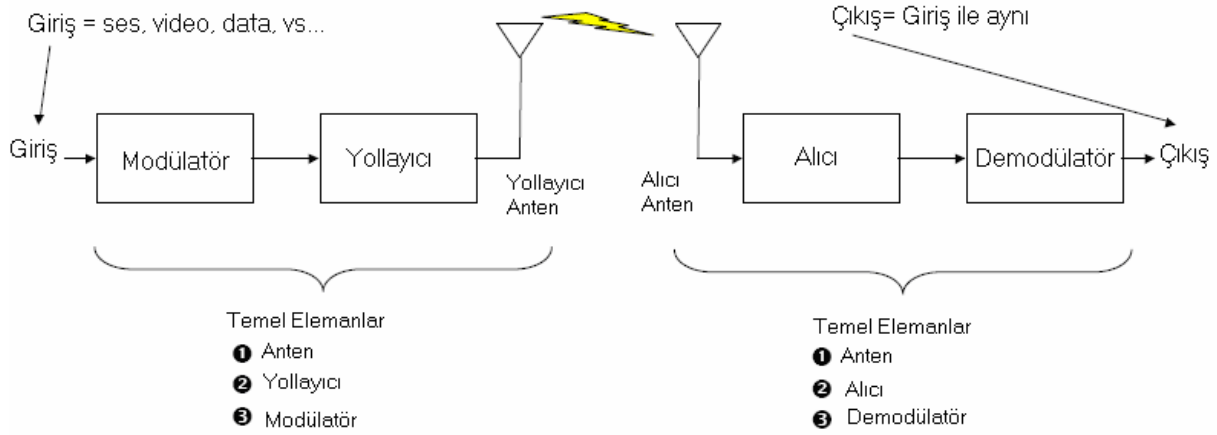
1. GİRİŞ

Günümüzde sayısal ses, görüntü ve veri kaynakları çok kullanılmaktadır ayrıca bu kaynakların kapasiteleri her geçen gün daha da artmaktadır. Bu kaynaklar arası bilgi transferleri yani haberleşme işlemi için gerekli olan iletim yetenekleri de bu gelişmelere paralel olarak gelişmekte, kapasitesini ve başarımını arttırmaktadır. Özellikle kablosuz haberleşme sistemleri her geçen gün daha çok rağbet görmektedir.

Sayısal sistemlerin hayatımızda her geçen gün daha çok yer almasıyla sayısal bilgilerin iletimi ve alımı için her geçen gün daha yüksek kapasiteler , maliyetler gerekmektedir. Herhangi bir sayısal 1 ve 0'dan oluşmuş tabanbant bilgi işaretinin, tek bir kablo üzerinden iletimi günümüzde yerini kablosuz haberleşmeye bırakmaktadır. Fakat bu tabanbant bilgi işaretinin bir ön işleme yapmadan kablosuz olarak iletilmesi mümkün değildir. Çünkü;

- Sayısal sistemlerde kullanılan 1 ve 0'lardaki “sıfırdan bire” ve “birden sıfıra” olan geçişler elektriksel olarak çok keskin geçişlerdir. Dolayısıyla çok yüksek frekans bileşenleri içerdiği ve bu işaretleri iletmek için çok yüksek bant genişlikleri gerektiğinden bu şekilde yollama RF (radyo frekansı) iletim sistemleri için uygun değildir. Kablosuz haberleşmede en değerli kaynak frekans bantlarıdır ve sınırlı bir kaynaktır.
- Eğer aynı anda iki kullanıcıda tabanbant işaretini göndermek isterse aynı bant kullanıldığı için bilginin doğru iletimi mümkün değildir.
- Elektromagnetik (EM) dalga teorisi itibariyle, EM enerjinin verimli olarak havaya iletilmesi için kullanılan anten boyutu en az iletilecek EM dalgasının dalgaboyu kadar olmalıdır. Bu durum da, örneğin 4 kHz bant genişlikli bir temelbant ses işaretinin kablosuz iletiminde, taşıyıcı kullanılmadığı taktirde oluşacak EM dalgasının dalga boyu, $\lambda=c/f$ (c: ışık hızı) denkliğinden yaklaşık $\lambda=80$ m olarak bulunmaktadır. Pratikte bu değer $\lambda/4$ 'lere kadar çekilebilmektedir. Fakat buda oldukça büyüktür. Bu nedenle tabanbant bilgi işaretlerini doğrudan antenlere uygulamak mümkün değildir.
- Bilgi işaretleri özellikle kablosuz haberleşme için uygun frekans bantlarına taşınıp uygun bant genişliklerine getirilerek iletilmektedir. Bilgi işaretine göre başka işaretin belli özelliklerinin değiştirilmesi işlemine modülasyon adı verilir. Modülasyon işlemi genelde yüksek frekanslı taşıyıcının genlik, faz veya frekansının bilgi işaretine göre değiştirilmesiyle yapılır. Farklı frekanslara çıkarılan bilgilerin iletimi kablosuz haberleşme için havada yada diğer iletim ortamlarında frekans paylaşımlı çoğullama ile yapılmış olur. Böylece farklı frekanslarda taşıyıcılar kullanılarak haberleşme ortamının ortak kullanılmasına imkan tanınmış olur.

Bilgi işaretlerinin ortak bir ortamdan yollanıp alınmasında ara bir işlem ortaya çıkmıştır. Bu da yollayıcıda modülasyon işlemi, alıcıda ise demodülasyon işlemi. Bu işlemlere örnek olarak aşağıdaki ilkesel kablosuz haberleşme yapısı verilebilir.



Şekil 1.1 Basit tek yönlü kablosuz haberleşme hattı yapısı

Şekil 1.1 tek yönlü bir haberleşme kanalını gösterse de, hem alıcıda hem vericide yollayıcı/alıcı ve modülör/demodülör kısımları aynı anda bulunur. Bu yapının basit olarak çalışması; gelen tabanbant bilgi işareti modülör yardımıyla yüksek frekanslara çıkarılarak kullanılan modülasyon türüne göre taşıyıcı modüle edilir ve ortama yollamak için yollayıcıya oradan da antene modüle edilmiş işaret aktarılır. Alıcı anten gelen işaretleri alır, alınan işaret alıcı yapısı içinde kuvvetlendirme, filtreleme gibi birkaç işleme tabi tutulduktan sonra demodülöre aktarılır. Demodülör alınan işareti tabanbant işaretime çevirerek yollanan işareti aynen elde eder.

Bu yapıların çoğu analog yapılarla günümüze gelmiş olsalar da, artık sayısal teknikler ve sayısal elemanların kullanım oranı oldukça fazladır..

1.1 Sayısal Tekniklerin Haberleşmedeki Yeri

Modern mobil haberleşme sistemlerinde sayısal modülasyon teknikleri kullanılmaktadır. Tümdevre teknolojisinin ve sayısal işaret işleme tekniklerinin gelişmesiyle sayısal modülasyon teknikleri analog modülasyon tekniklerine göre, maliyet, gerçekleştirme süreleri, modüler kullanım, yenilik ve değişikliklere açıklık gibi birçok özelliklerle öne çıkmıştır. Ayrıca sayısal modülasyon teknikleri, gürültülere, kanal zayıflatmalarına karşı daha dayanıklıdır.

Bilgi (ses, data ve video kaynaklı) hangi tipte olursa olsun çoğullanarak aynı hattan gönderilebilir. Önemli olan bilginin kaynağı değildir çünkü tüm bilgiler sayısal hale getirilmiştir. Kaynağın tek etkisi oluşturduğu bilgi miktarıdır. Bu sabit bir zaman aralığında iletilmesi gereken bilgi miktarını artırır dolayısıyla yüksek hızlı sayısal sistemlerin kullanımını gerektirir. Sayısal modülasyon tekniklerinde, modüle eden bilgi, sembollerin yada darbelerin zamandaki bir dizisi olarak gösterilirler. Her sembol m tane durumu gösterir ve her sembol n tane biti ifade eder. Dolayısıyla $n = \log_2 m$ şeklinde ifade edilir.

Bilgi iletim güvenliği açısından daha iyidir. Çünkü sayısal modüle edilmiş işaretler, hata bulma ve düzeltme için sayısal hata kontrol kodları barındırabilir yada kaynak kodlama, şifreleme, tüm haberleşme sisteminin başarımını arttırmak için eşitleme (equalization) gibi teknikleri destekler.

Günümüzde özellikle sayısal işaret işleyicilerin (Digital Signal Processors, DSP) yüksek hızlara ve çok yüksek başarılı yapıları sahip olmasından dolayı sayısal modülatör ve demodülatörler tamamen yazılımsal olarak DSP'ler içinde gerçekleştirilebilir duruma gelmiştir. Ayrıca yazılımsal olarak gerçekleştirilme özellikle tasarımların hızlı tasarlanabilmesi, çok hızlı şekilde değiştirilebilmesi ve güncellenebilmesi açısından önem taşımaktadır.

1.2 Uygun Sayısal Modülasyon Tekniğinin Seçilmesindeki Faktörler

Uygun modülasyon şeklinin seçilmesi için birçok etken göz önüne alınmalıdır. Kullanılmak istenen modülasyon tekniği, alıcıda düşük bit hata oranını sağlamalı, ortamın zayıflatma etkenlerine karşı dayanıklı olmalı, düşük bant genişliği gerektirmeli, basit ve maliyeti düşük bir yapıda olmalıdır. Bu istenen özelliklerin hepsini bir arada sağlayan modülasyon tekniği olmamasına rağmen, kullanılacağı uygulamaya göre en uygun modülasyonun tekniği seçilir.

Sıklıkla modülasyon tipinin başarımı, güç ve bant genişliğinin etkili kullanımı ile ölçülmektedir. Güç verimliliği iletilecek modüle edilmiş işaretin, yollayıcıdaki çıkış gücünün, ortamdaki bozucu etkenlere karşı dayanıklılığına ve ne kadar düşük güç gerektirdiğine göre tanımlanır. Güç verimliliği η_p ile gösterilir ve bazen enerji (E) verimliliği olarak da adlandırılır. Güç verimliliği, işaretin iletim gücü ile bilginin doğru olarak iletimi arasındaki ilişkidir. Alıcı girişindeki her bitin enerjisi E_b ile gürültü güç spektral yoğunluğu (N_0) arasındaki oranla (E_b / N_0) ifade edilir.

Bant genişliği verimliliği ise, sınırlı bant genişliği içerisinde taşınabilen bilgi miktarının bir göstergesidir. Genelde data miktarının artması, data bit hızlarının artmasına ve dolayısıyla

bant genişliğinin yükselmesine neden olur. Yani bant genişliği ile iletim hızı arasında ters orantı vardır. Fakat bazı modülasyon teknikleri aynı hızlarda daha düşük bant genişliği sağlayabilmektedirler. Bant genişliği verimliliği her bir hertz başına ne kadar hızlı data yollandığını gösteren bir oran ile ifade edilir. Her saniyedeki data hızı R , kullanılan kanalın bant genişliğine de B dersek, bant genişliği verimliliği (η_b) aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\eta_b = \frac{R}{B} \text{ bps / Hz} \quad (1.1)$$

Sayısal haberleşme sisteminin kapasitesi, doğrudan modülasyon türüne bağlı olarak bant genişliği ile ilişkilidir. Verim arttıkça sınırlı bant genişliğine sığdırılacak data miktarı artmaktadır.

Gerçeklenebilir bant genişliği verimi, bir üst sınıra sahiptir. Shannon kanal kodlama teoremine göre, keyfi küçük bir hata oranı için, gürültülü bir kanalda olası en yüksek bant genişliği verimi sınırlıdır. Buna göre en yüksek bant genişliği verimi aşağıdaki gibi bulunur:

$$\eta_{bMAX} = \frac{C}{B} = \log_2 \left(1 + \frac{S}{N} \right) \quad (1.2)$$

C kanal kapasitesini, B bant genişliğini, S/N işaret gürültü oranını göstermektedir.

Sayısal haberleşme sistemleri tasarımı yapılırken genelde, güç verimliliği ile bant genişliği verimliliği arasında seçim yapmak yada ikisinden de belli miktarlarda kayba razı olup uygun değerleri yakalamak gerekir. Çünkü bu ikisinin verimleri birbiriyle ters orantılıdır.

Güç ve bant genişliğinin ikisi de eşit önemde ise, haberleşme sisteminde kullanılacak modülasyon tipinin seçiminde maliyet, karmaşıklık, kullanılan kanal etkilerine karşı duyarlılık öne çıkan parametrelerdir.

Bu çalışmada MSK ve GMSK sayısal modülasyonları incelenmektedir. Bu iki modülasyonun özellikleri kısaca aşağıdaki gibidir.

1.3 Minimum Kaydırmalı Anahtarlama (Minimum Shift Keying, MSK)

Minimum Kaydırmalı anahtarlama (MSK), sürekli fazlı frekans kaydırmalı anahtarlama (FSK)'nın özel bir halidir. FSK'nın analog modülasyondaki karşılığı Frekans Modülasyonu (FM)'dur. MSK, T_b kadarlık bit zaman aralığında dik işaretleşmeyi sağlayabilecek ve kullanılacak dik taşıyıcılar arasındaki aralığın en düşük olduğu FSK modülasyon türüdür.

Modülasyon indeksi bu özelliği sağlayabilmek için 0.5'e eşittir. MSK bir FSK modülasyon gibi gerçekleştirilebileceği gibi sinüzoidal darbe şekillendirilmesine maruz kalmış OQPSK (Öteli dördün faz kaydırmalı anahtarlama) yapısında da gerçekleştirilebilir. MSK karakteristiği nedeniyle özellikle kablosuz haberleşme sistemlerinde çok tercih edilen bir modülasyon tekniğidir. Kablosuz haberleşme sistemlerinde tercih edilmesini sağlayan en temel özellikleri:

- Çıkış işareti yoğun güç spektrumuna sahiptir.
- Doğrusal olmayan C sınıfı yükselteçlerle gerçekleştirilebilir.
- Gürültü ve karışmaya karşı yüksek dayanıklılığa sahiptir.
- Gerçeklenmesi kolaydır.

1.4 Gauss Minimum Kaydırmalı Anahtarlama (Gaussian MSK)

MSK modüle edilmiş işaretin, daha yoğun bir güç spektrumuna sahip olması için modüle edilecek tabanbant işaret alçak geçiren bir filtreden geçirilir. Burada yapılan tabanbant işaretini dikdörtgensel darbe şeklinden (dolayısıyla yüksek frekanslardan) kurtarmak ve modüle edilecek işaretin bandını daraltmaktır. Bu alçak geçiren filtrenin özellikleri aşağıdaki gibi olmalıdır:

- Dar bant genişliği sağlamalı ve yüksek frekans bileşenlerini yani keskin iniş çıkışları engellemeli.
- Anlık aşırı frekans değişimlerini yani zamandaki küçük aşma impulslarını (overshoot impulse) engelleyebilmeli.

Bu özellikleri Gauss alçak geçiren filtresi sağlamaktadır. Bu nedenle Gauss alçak geçiren filtresinden geçmiş işaretleri kullanan MSK modülasyon yöntemine, Gauss minimum kaydırmalı anahtarlama (Gaussian MSK) adı verilir. Gauss filtresi, bant genişliği (B) ve bit zamanı (T_b) çarpımından oluşan BT_b değeri ile ifade edilir. GMSK'nın kullanıldığı bazı uygulamalar için BT_b değerleri aşağıdaki gibidir.

- Avrupa'da kullanılan GSM sistemlerinde: $BT_b=0.3$, Bit hızı=270.833kbps kullanılır.
- Bluetooth: $BT_b=0.5$ kullanılır.
- Kablosuz sayısal telefon sistemleri olan DECT telefonlarda: $BT_b=0.3$, Bit hızı=1.152Mbps kullanılır.

Daha yoğun bir güç spektrumu zamanda yayılmalara ve dolayısıyla bitlerin kendi zaman dilimlerinden diğer bitlerin zaman dilimine taşmasına neden olur. Buna semboller arası karışma (Inter Symbol Interference, ISI) adı verilir. Burada kontrollü olarak ISI oluşturulmaktadır. ISI'ya izin verilerek daha düşük bant genişliğinde yani daha yoğun güç

spektrumuyla bir modülasyon gerçeklenmiř olur.

GMSK önemli bir modülasyon yöntemidir, çünkü dünya genelinde birçok uygulamada kullanılmaktadır. Kullanıldığı sistemlerden bazıları şunlardır: GSM (Global System for Mobile Communication), DECT(Digital European Cordless Telephone), CDPD(Cellular Digital Packet Data), Avrupa’da DCS1800(1800 MHz’deki sayısal haberleşme sistemleri), Amerika’da GSM tabanlı PCS1900 (sayısal haberleşme sistemleri). Görüldüğü gibi GMSK, kablosuz haberleşme sistemlerinde oldukça çok tercih edilen bir standart haline gelmiştir.

2. ANALOG DEVICES BLACKFIN DSP-BF533

2.1 Genel Özellikler

2.1.1 Özellikler:

- 600 MHz'e kadar çıkarılabilen yüksek performans.
- İki 16 bitlik MAC (Çoklu Çarpıcı ve Toplayıcı), iki adet 40 bitlik ALU (Aritmetik Lojik Birim), 4 adet 8 bitlik ALU, 40 bitlik bit kaydırıcı bulunmaktadır.
- RISC mimarisine sahiptir, kullanımı kolay az sayıda komutu vardır.
- 0.8V'dan 1.2V'luk çekirdek
- Çip üzerinde 3.3V ve 2.5V luk I/O(Giriş Çıkış) pinlerine sahiptir.

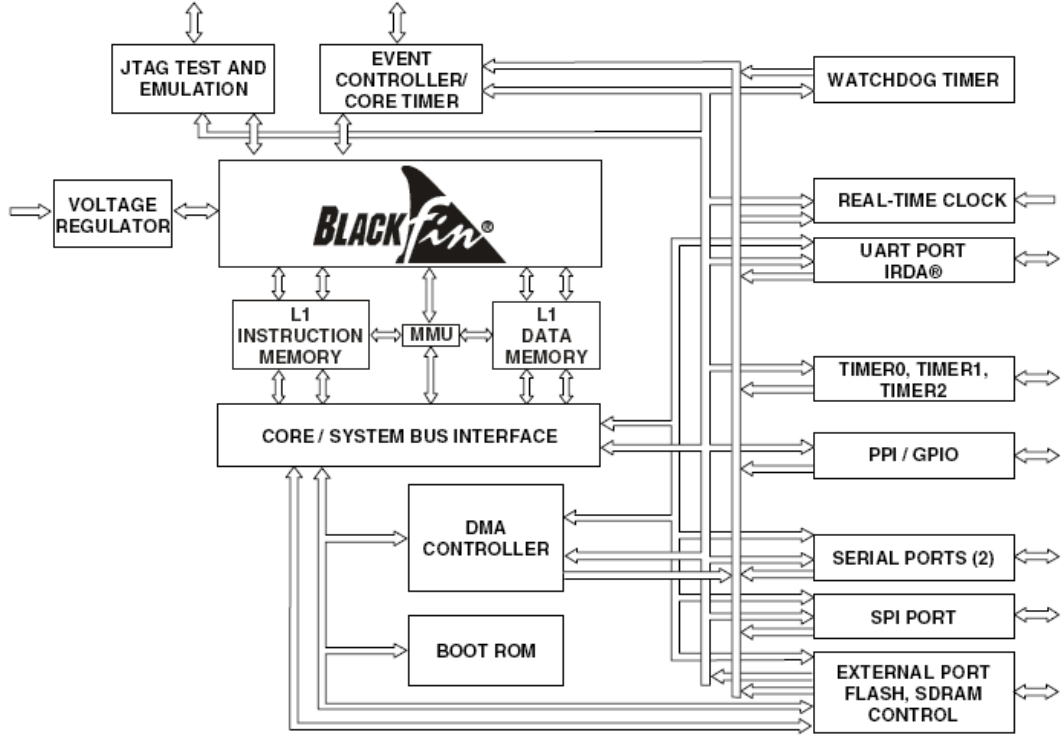
2.1.2 Bellek

- 148k byte'a kadar çıkarılabilecek çip üzerinde bellek:
 - 16K byte'lık komut belleği SRAM/Cache
 - 64K byte'lık komut belleği SRAM
 - 32K byte'lık data belleği SRAM/Cache
 - 32K byte'lık data belleği SRAM
 - 4K byte'lık karalama (scratchpad) belleği SRAM
- İki tane çift kanallı DMA(Doğrudan Bellek Erişimi)
- Bellek korumada kullanılan yönetim birimi
- Dışarıdan takılacak SDRAM, SRAM, FLASH ve ROM gibi bellekler için kontrol birimleri.
- SPI ile dışarıdaki bir bellek alanından, esnek bellek yükleme seçenekleri.

2.1.3 Çevresel Birimler

- ITU-R 656 video data formatını destekleyen, Paralel çevresel ara yüz (PPI, Paralel Peripheral Interface)/GPIO (Genel Amaçlı Giriş Çıkış Pini),
- İki çift yönlü aynı anda data alıp yollayabilen (full duplex) eşzamanlı seri port,
- 12 Kanallı DMA kontrol yapısı.
- SPI uyumlu port
- 3 PWM yapabilen Zamanlayıcı/Sayıcı
- IrDA destekli UART
- Olay İşleme (Event Handler)
- Gerçek Zaman Saati(RTC)

- Watchdog zamanlayıcı
- Debug/JTAG arayüzü
- 1x'ten 63x'e kadar frekans çarpabilir PLL
- Çekirdek zamanlayıcısı



Şekil 2.1 Fonksiyonel blok diyagram

2.2 Genel Tanım:

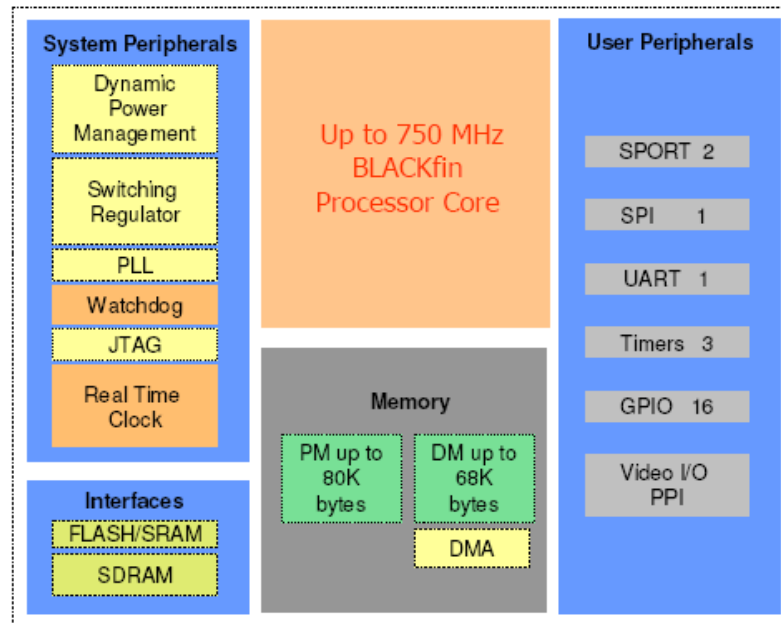
ADSP-BF531/2/3 Analog Devices'in Blackfin ailesinin üyeleridir. Bu ailenin bu üç elemanı tamamen pin ve kod uyumludur. Tek farkları çip üzerindeki bellek miktarları ve performanslarıdır. Bu farkları gösteren tablo aşağıdaki Çizelge 2.1'deki gibidir.

Bir DSP özellikleri yanında yüksek bellek miktarları ve çevresel birimleri sayesinde yeni nesil uygulamalar için platform olma niteliğindedir.

Çizelge 2.1 Karşılaştırma tablosu

	ADSP-BF531	ADSP-BF532	ADSP-BF533
Maximum Performance	400 MHz 800 MMACs	400 MHz 800 MMACs	600 MHz 1200 MMACs
Instruction SRAM/Cache	16K bytes	16K bytes	16K bytes
Instruction SRAM	16K bytes	32K bytes	64K bytes
Data SRAM/Cache	16K bytes	32K bytes	32K bytes
Data SRAM			32K bytes
Scratchpad	4K bytes	4K bytes	4K bytes

Blackfin güç yönetimi ve performans bakımından oldukça başarılıdır. Düşük güçle ve düşük gerilimle çalışmak için tasarlanmıştır ve dinamik güç yönetim özelliğine sahiptir.



Şekil 2.2 Genel blok diyagram

2.3 Blackfin İşlemcisi Çevresel Birimleri

Blackfin işlemcisinin çekirdeği çok sayıda, sistem yapılandırmasında esneklik sağlayan, farklı data yolu hızlarında bağlanmış çevresel birimlere sahiptir. Bu genel amaçlı çevresel birimler şu fonksiyonları içerir: UART (Seri senkron ve asenkron haberleşme portu), PWM (Darbe Genişlik modülatörü) ve darbe ölçme özelliklerine sahip zamanlayıcılar, GPIO (genel

amaçlı giriş çıkış portları), RTC (Gerçek Zaman Saati), sistem izleyici zamanlayıcı (Watchdog Timer). Bu çevresel birimler sayesinde genişleyebilme özellikleri, fonksiyonelliği artmıştır. Blackfin işlemcisi, bu çevresel birimler sayesinde çok hızlı seri ve paralel kanallara sahip olduğundan, çeşitli ses, video kodlayıcı ve kod çözücülere kolayca arayüz sağlayabilmektedir. Blackfin'in dahili çevresel birimleri ile dahili olmayan çevresel birimlerden gelecek kesmeler (interrupt) için esneklik sağlayan bir kesme kontrol yapısı vardır. Ayrıca uygulamalara göre sistemin ve işlemcinin güç karakteristiğini ve başarımını kontrol eden güç kontrol fonksiyonları vardır.

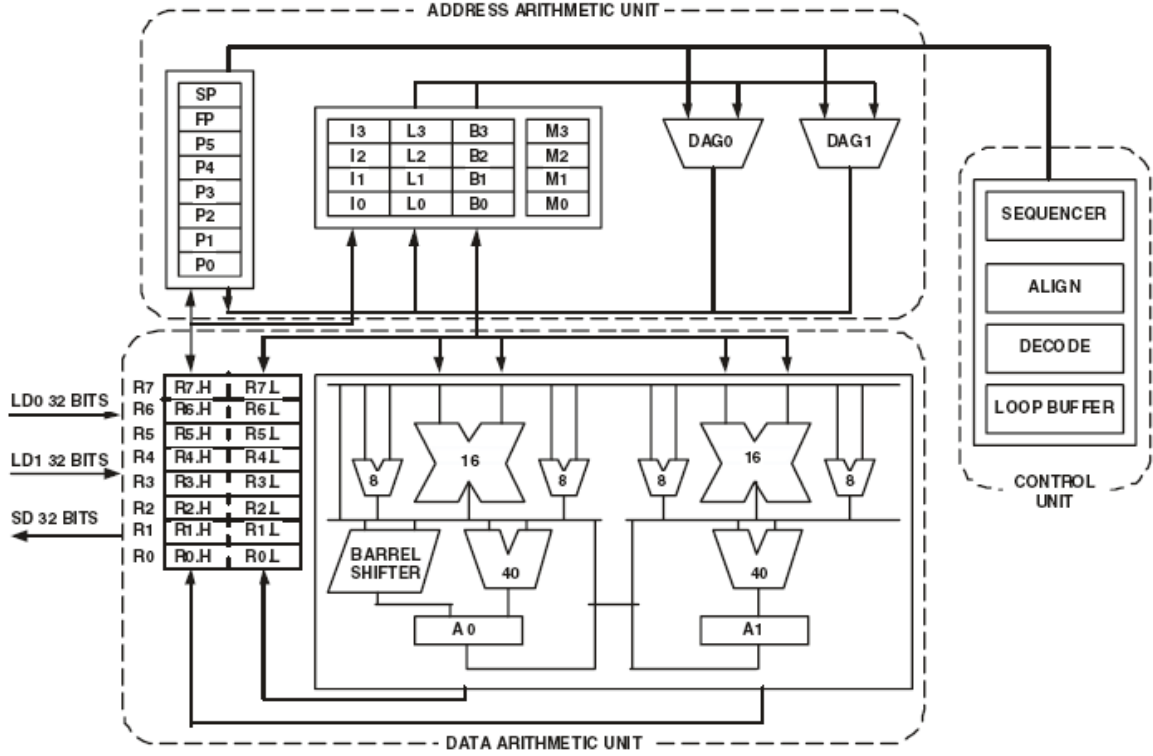
Genel amaçlı giriş çıkış pinleri, gerçek zaman saati (RTC) ve zamanlayıcılar dışındaki tüm çevresel birimler doğrudan bellek erişimi (DMA) yapısı ile kullanılabilme özelliğine sahiptir. Aynı zamanda, ayrılmış bellek alanları arasında DMA ile data transferi yapılabilir, bu özellik dışarıdan bağlanmış SDRAM ve diğer eşzamanlı olmayan bellekler içinde geçerlidir. Kullanılan dahili ve harici çevresel birimlerle yapılan uygulamalarda, çip içersindeki data yollarının hızları 133MHz hızlarına kadar çıkıp işlem yapılabilir.

BF531-2-3 ailesi çip üzerinde dahili olarak bulunan bir gerilim düzenleyiciye (voltage regulator) sahiptir, buda dinamik güç yönetim kapasitesine sahip olmasını sağlar. Gerilim düzenleyici işlemci çekirdek seviyeleri olan 2.25V'dan 3.6V'a kadar olan gerilim aralığını sağlar. Ayrıca bu gerilim düzenleyici kullanıcının isteği üzerine kullanılmayabilir.

2.4 Blackfin İşlemci Çekirdeği

Blackfin işlemci çekirdeği, Şekil 2.3'de gösterildiği gibi iki tane 16 bitlik çarpıcı, iki tane 40 bitlik toplayıcı, 2 tane 40 bitlik ALU (Aritmetik Lojik Birim), 4 video ALU, 1 tane 40 bitlik bit kaydırıcıya sahiptir. Hesaplama birimleri 8 bitlik, 16 bitlik yada 32 bitlik data formatlarında, kullanılan saklayıcılara bağlı olarak işlem yapılabilir.

Hesaplama saklayıcıları 8 adettir ve her biri 32 bitlik saklayıcılardır. Eğer 16 bitlik işlem yapılırsa bu saklayıcılar 2 tane 16 bitlik saklayıcı gibi davranır ve işlemler ona göre yapılır. Bu birime gelen tüm bilgiler, çoklu portlanmış saklayıcılardan (multiported registers) ve komut sabit alanlarından gelirler.



Şekil 2.3 Blackfin işlemci çekirdeği

Her çarpıcı ve toplayıcı (MAC), her bir işlem çevriminde (cycle) 16x16'lık bir çarpma ve 40 bitlik toplama yapabilirler. İşaretili/işaretsiz biçimler, yuvarlama ve doyma gibi işlem özelliklerine sahiptirler.

ALU ise geleneksel aritmetik lojik işlemleri içerir ve bu işlemler 16 bitlik yada 32 bitlik olabilir. Ayrıca bu birim özellikle işaret işleme uygulamaları için çok özel yapılara sahiptir. Video işlemleri için işlem şunlardır: byte hizalama ve paketleme (alignment and paking), 16 bitlik ve 8 bitlik kırparak ekleme, 8 bitlik ortalama işlemleri, 8 bitlik çıkarma mutlak alma ve toplama (SAA,subtrack/absolute value/accumulate). Ayrıca karşılaştırma, seçme ve vektör arama özelliklerine de sahiptir.

İki 16 bitlik işlem aynı anda bir ALU içerisinde yapılabilirken bunun yanında 4 tane 16 bitlik işlem, her iki ALU da kullanılarak aynı anda yapılabilir.

40 bitlik bit kaydırıcısı kaydırma, döndürme işlemleri yapabildiğinden, normalize etme, alan açma ve bir alandan çıkarma işlemleri için kullanılabilir.

Program sıralayıcı (sequncer), komutların alınması, çalıştırılması, sıralanması ve çözülmesi işlemlerini kontrol eder. Program akış kontrolü için program sayıcı (Program Counter) ile

ilişkili olarak dolaylı koşul dallanmalarını ve alt rutin çağırma işlemlerini yerine getirir. Donanım fazladan işlem çevrimi harcamadan, bu işlemleri yapabilmesine olanak vermektedir. Mimari tamamen birbirine bağlanmıştır, yani programlayıcı bir komutu işleme tabi tuttuğunda dataların birbirine bağımlılığından dolayı, bilgi ardışık düzenini (pipeline) kontrol etmek zorunda değildir.

Adres aritmetik birimi, bellekten aynı anda iki adresi alıp getirme özelliğine sahiptir. Bu adresler 4 set halinde 32 bitlik çok portlu saklayıcı adresleri veya çevrimsel tampon alanların adresleri olabilir.

Blackfin işlemcileri, hiyerarşik bellek yapısı ile birleştirilmiş ve değiştirilmiş Harvard mimarisini destekler. Seviye 1 (L1, Level 1) bellekleri, tüm işlemci hızlarında çok az yada sıfır gecikme ile işlem yapabilme özelliğine sahiptir. Seviye 1’de, komut belleği yalnızca komutları tutar. İki data belleği dataları tutar, karalama belleği (scratchpad memory) olarak kullanılan bellek yığın (stack) datalarını ve yerel değişken bilgilerini saklamak için kullanılır.

Ek olarak çoklu L1 bellek blokları bulunmaktadır, bunlar SRAM veya gizli bellek (cache) olarak kullanılabilirler. Bellek yönetim birimi (Memory Management Unit, MMU), kişisel görevler için örneğin yapılan bir işlem esnasında beklenmeyen sistem dallanmalarında sistem saklayıcılarının korunması için, belleği koruma altına alabilir.

Mimari 3 mod da işlem yapmaya izin verir. Bunlar: yazılım ortamının korunmasını sağlayan sistem kaynaklarına erişimi sınırlandırılmış olan kullanıcı modu, sistem ve çekirdek kaynaklarına erişim hakkı bulunan yönetici (supervisor) modu ve emülatör modu.

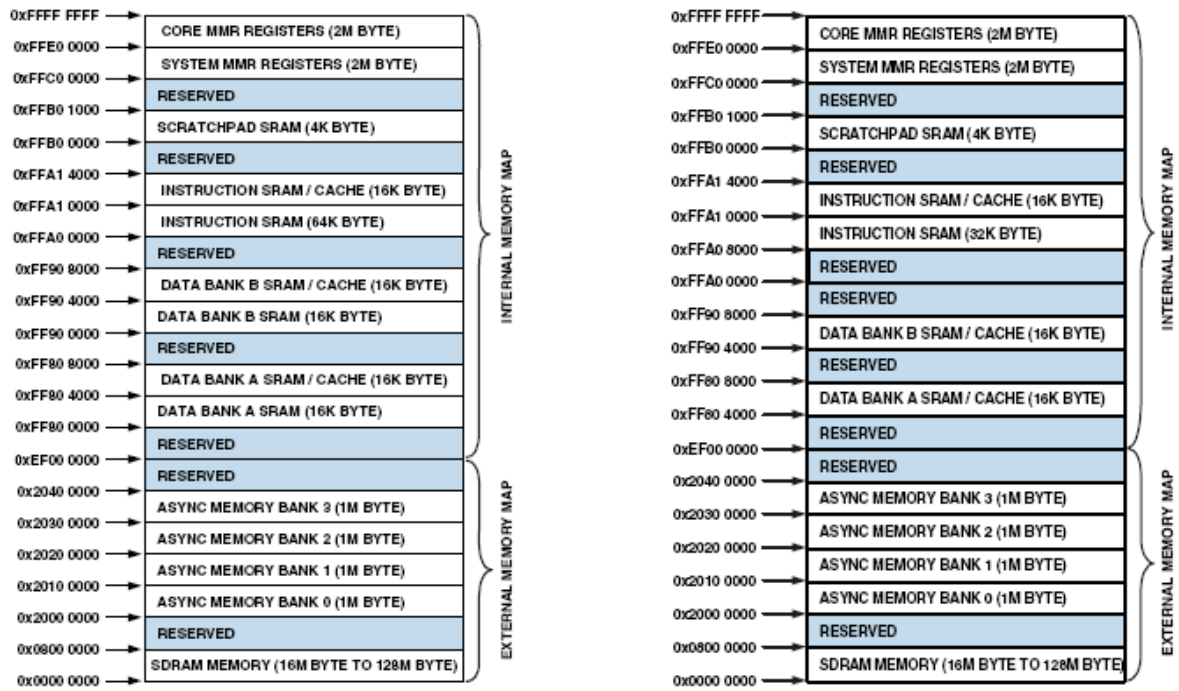
Blackfin işlemcisinin komut seti en uygun kullanım şekline göre başarımı arttırmak için ayarlanmıştır. Örneğin çok kullanılan komutlar 16 bitle ifade edilirken daha karmaşık ve az kullanılan komutlar 32 bit ile ifade edilmektedirler. Buda derlenmiş kodun yoğunluğunda ve performansında iyileşmeler sağlamaktadır. Ayrıca 32 bitlik bir komutu, paralel olarak iki 16 bitlik komut gibi çekirdeğin kaynaklarının kullanımına göre aynı anda (tek bir işlem çevriminde) işleme yeteneğini de programcıya vermektedir.

Ayrıca Blackfin işlemcisinin assembly kodları, okunabilir ve kolay kodlanabilir olması için cebirsel yazım şeklinde yazılmaktadır. Bu yapı C/C++ derleyiciler ile birleştirilebilir olması için en uygun hale getirilmiştir.

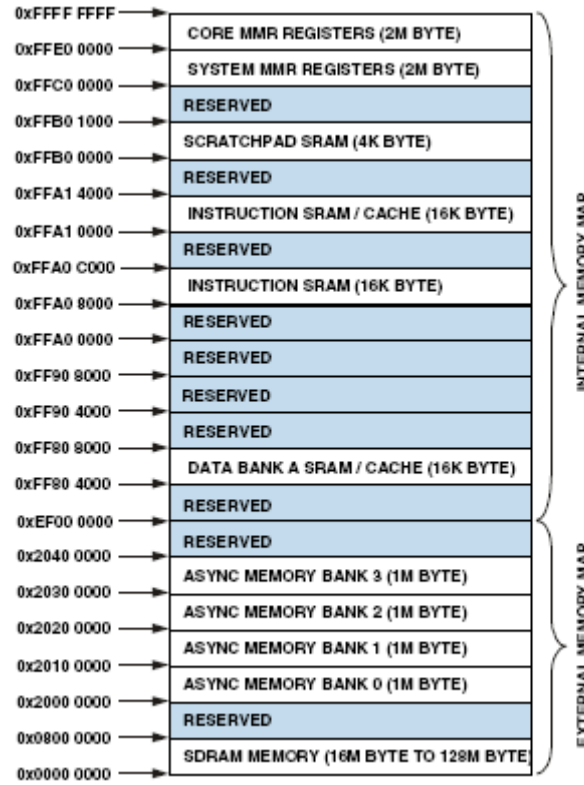
2.5 Bellek Mimarisi

BF531-2-3 işlemcileri tüm bellek alanlarını tek 4G byte adresleme kapasitesine sahip bir adres uzayında gösterir. Dahili belleği, harici belleği, tüm giriş çıkış kontrol saklayıcılarını yani tüm kaynakların adreslerini bu ortak adresleme uzayında ayrık bölümler halinde tutar. Bu adres uzayındaki bellek kısımları hiyerarşik bir yapı içerisinde tutulmaktadır. Bu hiyerarşik yapı çok hızlı erişilen, çok az gecikmeli dahili SRAM ve cache gibi bellek alanları ile çip dışında daha yüksek kapasiteli daha çok gecikmeli, daha düşük başarımli bellek alanları arasında iyi bir performans ayarlaması yapar. Bu dahili ve harici bellek haritaları Çizelge 2.2 ve Çizelge 2.3’de verilmiştir.

Çizelge 2.2 Blackfin dahili ve harici bellek haritaları



Çizelge 2.3 Blackfin dahili ve harici bellek haritaları



L1 bellek alanı sistemi birincil en yüksek başarımli bellek alanıdır. Harici bellek sistemine, harici data yolu ara yüz birimi (External Bus Interface Unit, EBIU) ile erişilir. SDRAM, flash bellek ve SRAM gibi harici bellek alanlarına, 132M byte kapasiteye kadar erişime olanak sağlanmıştır, fakat göreceli olarak daha yavaş ve düşük başarımli bellek alanları olarak sistem hiyerarşisinde yer alırlar.

Bellek DMA kontrol birimi en yüksek bant genişliğinde data taşıma olanağı sağlayan yapıdır. Data veya kod içeren blok transferi veya dahili ve harici bellekler arasında data transferine olanak sağlar.

2.5.1 Dahili (On-Chip) Bellek

BF531-2-3 işlemcileri çekirdeğe yüksek hızlarda bağlanabilen yüksek bant genişlikli dahili 3 bellek alanına sahiptir.

İlk alan dahili L1 komut belleğidir, 16Kbyte'a kadar 4 yönlü birleşik gizli bellek (cache) olarak kullanılabilen 80Kbyte'a kadar SRAM alanıdır. Bu alana tüm işlemci hızlarında erişmek mümkündür.

İkinci alan dahili L2 data bellek bloğudur. Her biri 32Kbyte'lık iki blok halinde bellek alanından oluşur. Her bir blok hem SRAM hem de gizli bellek (cache) olarak kullanılmak üzere ayarlanabilir. Bu bellek alanına da tüm işlemci hızlarında erişmek mümkündür.

Üçüncü bellek alanı bloğu dahili 4Kbytelık karalama bellek alanıdır. Bu bellek yalnızca SRAM olarak kullanılabilir. Bu bellek alanına da L1 bellek alanları gibi tüm bellek hızlarında erişmek mümkündür.

2.5.2 Harici (Off-Chip) Bellek

Harici data yolu ara yüzü, hem SRAM, FLASH, EEPROM, ROM veya diğer I/O cihazlara asenkron olarak erişilebilir yada SDRAM gibi senkron olarak da erişilebilir. Data yolu daima 16 bittir. İlk yollanıp alınan 8 byte (A1) daima 16 bitlik alanın düşük anlamlı adresidir. 8 bitlik çevresel elemanlar sanki 16 bitlik cihazlar gibi adreslenip yalnızca düşük anlamlı 8 bitlik kısım kullanılacak şekilde yapılandırılarak kullanılabilir.

PC133 uyumlu SDRAM kontrol elemanları 128 M byte'a kadar adreslenebilir.

Asenkron bellek kontrol elemanı, çok esnek zamanlama parametreleriyle cihazın 4 bloğuyla programlanabilir. Her bir blok bitişik 1 M byte'lık bloklar halinde olabilir.

2.6 Giriş Çıkış (I/O) Bellek Uzayı

Blackfin işlemcisi ayrı bir I/O bellek alanı bulundurmaz. Tüm kaynaklar 32 bitlik bellek uzayında konumlandırılmıştır. Dahili I/O cihazların kontrol saklayıcıları, 4Gbyte'lık bellek uzayının en başına yakın olarak, bellekte haritalandırılmış saklayıcılar (Memory mapped Registers, MMRs) içinde konumlandırılmışlardır. Bunlar iki ayrı bellek bölgesine ayrılmışlardır. Bunlardan ilki çekirdek işlemleri için kontrol MMR'ları, diğeri kurulum ve harici cihaz kontrolleri için gerekli saklayıcılardır. MMR'lara yalnızca yönetici (supervisor) modunda erişmek mümkündür.

2.7 Önyükleme (Booting)

BF531-2-3 işlemcileri önyükleme (booting) işlemi için, önyükleme işlemlerini yerine getirebilecek çevresel elemanlara sahip küçük bir çekirdeğe sahiptir. Eğer BF531-2-3 işlemcileri önyükleme ROM alanından ön yüklenmesi için ayarlanmışsa, işlemci dahili önyükleme ROM alanından ön yüklenir. Önyükleme modları BMODE1-0 pinleri kullanılarak donanımsal olarak seçilir ve bu pinlerin seviyelerine göre elde edilecek önyükleme seçenekleri Çizelge 2.4'de verilmiştir.

Çizelge 2.4 Önyükleme seçenekleri

BMODE1 – 0	Tanımlama
00	16 Bitlik Harici bellekten çalıştır(Önyükleme ROM'unu kullanma)
01	8 bit veya 16 bitlik FLASH'dan Önyükle
10	Rezerve
11	Seri EEPROM'dan(8, 16 veya 24 bit adresleme ile) SPI ile Önyükle

2.8 Olay İşleme (Event Handling)

Olay işleme kontrol aracı işlemciye gelen senkron ve asenkron tüm olayları işlemektedir. Olayların işlenmesi sırayla yapılabildiği gibi belli bir öncelik sırasına göre de yapılmaktadır. Olay işleme sırası ve oluşabilecek olayların sırası Çizelge 2.4'de verilmiştir. Öncelikleri farklı iki olay meydana geldiğinde bu öncelik sırasına göre işleme konulmaktadır.

Çizelge 2.4 Çekirdek olay kontrol tablosu

Priority (0 is Highest)	Event Class	EVT Entry
0	Emulation/Test Control	EMU
1	Reset	RST
2	Non-Maskable Interrupt	NMI
3	Exception	EVX
4	Reserved	
5	Hardware Error	IVHW
6	Core Timer	IVTMR
7	General Interrupt 7	IVG7
8	General Interrupt 8	IVG8
9	General Interrupt 9	IVG9
10	General Interrupt 10	IVG10
11	General Interrupt 11	IVG11
12	General Interrupt 12	IVG12
13	General Interrupt 13	IVG13
14	General Interrupt 14	IVG14
15	General Interrupt 15	IVG15

Olay kontrol aracına gelen olaylar 5 farklı şekilde olabilir.

- Emülasyon(Emulation) : Emülasyon moduna sokulmuş işlemcinin kontrolünün JTAG arayüzünden gelen komutlarla yapılmasını sağlar.

- Yeniden başlatmak (Reset): Bu olay (event) işlemcinin yeniden başlatılmasını sağlar.
- Maskelenemeyen kesme (Non-Maskable Interrupt, NMI): Bu olay dahili watchdog zamanlayıcısı yada doğrudan NMI pini ile başlatılabilir. Genelde güç kaynağının kapatıldığı yada seviyesinin düştüğü zamanlarda, sistem kapatılmadan önce bazı işlemlerin yapılması için kullanılır.
- Harici Olaylar (Exceptions): Bu olay senkron olarak program akışı sırasında gelir. Fakat o anki işlenen komutun bitirilmesini bekler. Data sıralama yada tanımlanmamış komutların işlenmesinde kullanılır.
- Kesmeler (Interrupts): Bu olay sistemde program normal akışı sırasında asenkron olarak oluşur. Giriş pinleri, zamanlayıcılar, diğer çevresel birimler hatta yazılımsal olarak da oluşturulabilir.

Her olay geri dönüş adreslerini tutan saklayıcılara ve olay bitiminde geri dönen bir komuta sahiptir. Bir olay meydana geldiği zaman işlemcinin o anki durumu yönetici (supervisor) yığın alanına saklanır.

Blackfin BF-531/2/3 işlemcileri olay kontrol aracı iki aşamadan oluşur. Birincisi, çekirdek olay kontrol aracı (Core Event Controller, CEC) ve ikincisi sistem kesme kontrol aracı (System Interrupt Controller, SIC)'dir. CEC, SIC ile birlikte tüm sistem olaylarının kontrol ve önceliklendirilme işini yapar. Kavramsal olarak çevresel birimlerden gelen kesmeler önce SIC'ye gelir buda gelen kesmeleri CEC'nin genel amaçlı kesmelerine yönlendirir.

2.8.1 Çekirdek Olay Kontrol Aracı (Core Event Controller, CEC)

CEC genel amaçlı 9 tane genel amaçlı (IVG15-7) kesmelerini, diğer kesmeleri ve harici olayları kontrol etmektedir. Bu 9 kesmeden son iki tanesi (IVG15-15) yazılım kesmelerine diğer 7 tanesi ise işlemcinin çevresel elemanlarına aittir. Bu olaylarla ilgili bilgiler Çizelge 2.4'de verilmiştir.

2.8.2 Sistem Kesme Kontrol Aracı(System Interrupt Controller, SIC)

SIC, birçok çevresel birimden gelen kesmenin, CEC'nin önceliklendirilmiş genel amaçlı kesmelerine, yönlendirilmesini ve bunların haritalandırılmasını sağlar. BF531/2/3'ün sabit bir haritalandırma yapısı bulunmasına rağmen, kullanıcı bu haritaları ve kesme olaylarının önceliklerini, kesme atama saklayıcılarına (Interrupt Assignment Registers, IAR) gerekli değerleri yazarak değiştirebilir. Varsayılan olarak, kesme kontrol aracı tablosu Çizelge 2.5'de verilmiştir.

Çizelge 2.5 Sistem Kesme Kontrol Tablosu (SIC)

Peripheral Interrupt Event	Default Mapping
PLL Wakeup	IVG7
DMA Error	IVG7
PPI Error	IVG7
SPORT 0 Error	IVG7
SPORT 1 Error	IVG7
SPI Error	IVG7
UART Error	IVG7
Real-Time Clock	IVG8
DMA Channel 0 (PPI)	IVG8
DMA Channel 1 (SPORT 0 RX)	IVG9
DMA Channel 2 (SPORT 0 TX)	IVG9
DMA Channel 3 (SPORT 1 RX)	IVG9
DMA Channel 4 (SPORT 1 TX)	IVG9
DMA Channel 5 (SPI)	IVG10
DMA Channel 6 (UART RX)	IVG10
DMA Channel 7 (UART TX)	IVG10
Timer 0	IVG11
Timer 1	IVG11
Timer 2	IVG11
PF Interrupt A	IVG12
PF Interrupt B	IVG12
DMA Channels 8 and 9 (Memory DMA Stream 1)	IVG13
DMA Channels 10 and 11 (Memory DMA Stream 0)	IVG13
Software Watchdog Timer	IVG13

3. SAYISAL TABANBANT İŞLEMLERİ

3.1 Genel

Sayısal bilginin haberleşme kanalından iletilebilmesi için bilginin fiziksel bir hale getirilmesi gerekmektedir. Fiziksel hale getirilme aşamasında, bant genişliği, güç kullanımı ve hata oranı gereksinimlerine göre çeşitli hat kodlamaları ve darbe şekillendirme teknikleri kullanılmaktadır.

3.2 Hat Kodlaması (Line Coding)

Sayısal sözcüklerin tabanbant elektriksel darbelerine dönüştürülmesine hat kodlaması adı verilir. Uygun bir kodlama seviyesinde iletilecek işaret spektral özelliklerinin iletim kanalının özelliklerine benzetilmesi sonucu hata ihtimali azaltılarak iletim kalitesi artırılabilir.

Kullanılan hat kodlamasına bağlı olarak alıcıda da uygun bir sezici yapı kullanılmalıdır. Yollanan darbelerin doğru olarak sezilebilmesi için iletim hattına uygun hat kodlaması yapılmalıdır.

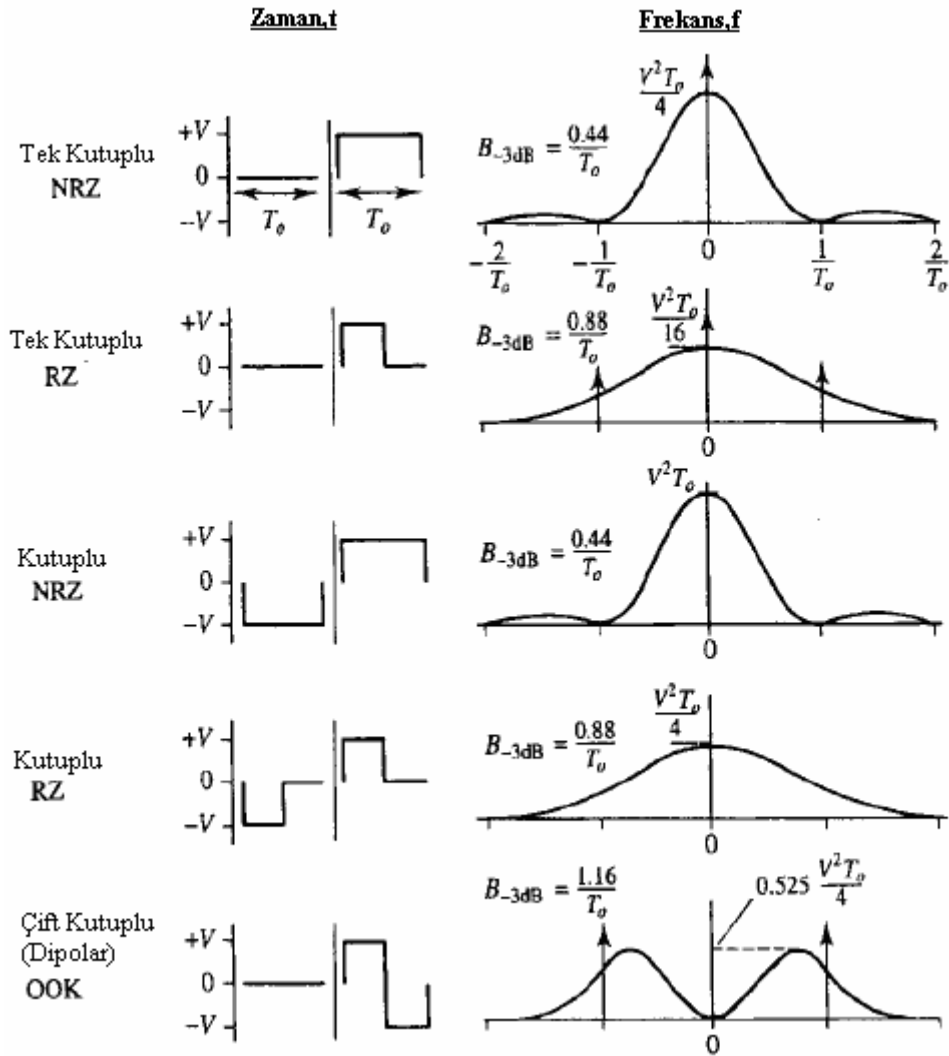
Hat kodlamasında iletim hızına göre her bir T_b zaman aralığında ilgili bitin yada sembolün kodlanmasıyla yapılır. İletim Hızı $R_b = 1/T_b$ yani bit zaman aralığıyla ters orantılıdır. Hat kodlamasında kullanılan dalga şekli aynı zamanda işaretin gücünü ve bant genişliğini de belirler.

Darbe biçimine göre hat kodlaması; sıfıra dönmeyen (Non Return to Zero, NRZ), Sıfıra Dönen (Return to Zero, RZ), Faz kodlanmış ve Çok seviyeli olarak gruplara ayrılır. Ayrıca sadece sıfır ve V seviyelerini alan hat kodlaması kutupsuz (unipolar), $-V$ ve $+V$ seviyelerini alan hat kodlaması da kutuplu (kutuplu) hat kodlaması adını alır. Bu hat kodlamalarından hangisinin kullanılacağı iletim ortamının DC seviye geçirgenliğine, gerekli güç spektral yoğunluğuna, istenen bit hata oranına, alıcı verici arasında senkronizasyon ihtiyacına, art arda gelen 0 ve 1'lere olan duyarlılığa yani saydamlığa göre seçim yapılır.

Örneğin Tek kutuplu(0 ve V) kullanılan bir NRZ işaretin DC bileşeni mevcuttur ve art arda gelen aynı bitler sonucu hem saydamlık hem de senkronizasyon zorluğu taşır fakat bant genişliği daha düşüktür. Yada Kutuplu RZ bir işaret senkronizasyon ihtiyacı duymamasına ve DC seviyesinin olmamasına rağmen Bant genişliği aynı iletim hızındaki bir NRZ kodlanmış işaretin iki katıdır.

Aşağıda genel bir fikir vermesi açısından bazı hat kodlama biçimlerinin gösterimi ve

spektrumları verilmiştir.



Şekil 3.1 Örnek hat kodlamaları ve spektrumları

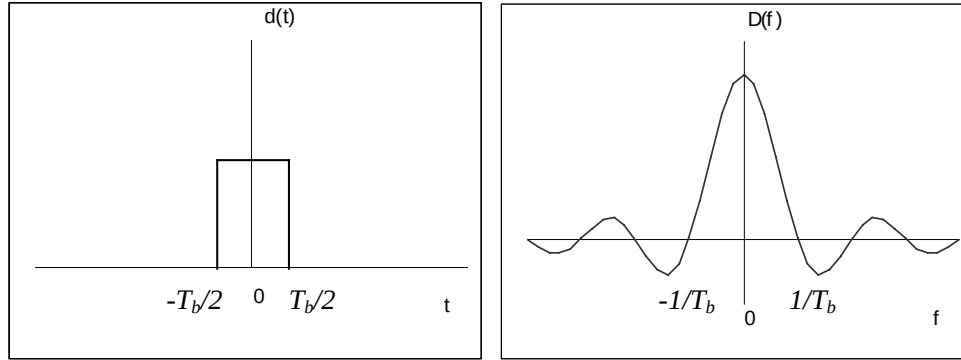
3.3 Darbe Biçimlendirme, (Pulse Shaping)

Özellikle sayısal tabanbant iletiminde, işaret sembollerinin hat kodlanmasından sonra, işaretin spektrumunu da ele almak gerekmektedir. Çünkü elde ettiğimiz hat kodlanmış darbeler zaman sınırlı olduklarından frekans da sınırsız olur ve çok geniş bir spektruma yayılırlar. Fakat kullandığımız sistemler bant sınırlı sistemler olduklarından frekansta sınırlanan işaretler zamanda yayılır, zamanda yayılan bu işaretler komşu bit zaman dilimlerine taşarak işaretler arası karışmanın (Inter Symbol Interence, ISI) ortaya çıkmasına neden olur.

Haberleşme kanalının bant genişliği, iletilen datanın mutlak bant genişliğinden (gücün yarıya indiği, 3dB) bir kaç kat fazla tutulduğunda ISI etkisi oldukça küçülür. Fakat bu haberleşme kanalının verimsiz kullanılmasına yol açacağından tercih edilen bir yöntem değildir. Simgeler

arası karışma (ISI) tam olarak önlenememesine rağmen, darbe biçimlendirme denen ve dikdörtgensel darbe yerine daha uygun şekildeki darbe biçimlerinin kullanılması prensibine dayanan, bu sayede ISI etkisini kontrol altına alan, performansı değiştirmeyen bir yöntem kullanılır.

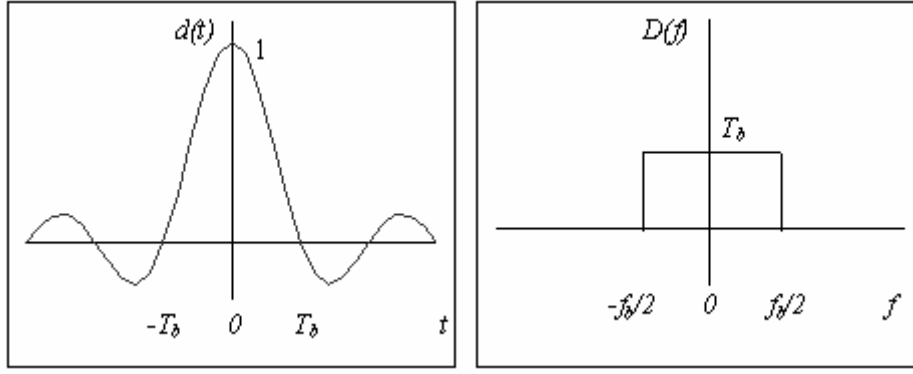
Simgeler arası karışmanın en büyük sakıncası alıcıda sezme işlemi yapılırken, karar noktasında ISI etkisinin gözlenmesidir. Eğer bu ortadan kaldırılırsa ISI performansı etkilemez, hatta kontrollü ISI meydana getirip bant genişliğinden tasarruf edilmiş olur.



Şekil 3.2 Dikdörtgensel dalga ve Spektrumu

$$d(t) = \text{rect}\left(\frac{t}{T_b}\right) \xleftrightarrow{F} D(f) = \frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f} = T_b \text{Sinc}(f T_b) \quad (3.1)$$

Yukarıdaki T_b genişliğinde bir darbeyi ele alırsak, Fourier dönüşümüyle zaman ve frekans uzaylarında ifade edilen işaretler, uzay değiştirdiğinde karşılıkları da uzay değiştirir. Buna göre, zamanda bir dikdörtgensel darbe biçimi frekansta Sinc şeklinde spektruma sahip olduğuna göre, frekanstaki bir dikdörtgensel spektrum, zamanda Sinc şeklinde bir darbe şekline sahiptir. Dikdörtgensel spektrumlu bir işaretin Bant sınırlı kanallarda bozulmadan iletilebileceği ve her bir işaretin T_b aralıklarla sezme işlemine tabi tutulduğunda, her bir bit veya sembol aralığında sadece bir darbenin etkili olacağı ve hata olmayacağı ortadadır. Çünkü Sinc şeklinde ki işaretlerin T_b aralıklarla iletildiği düşünüldüğünde, her bir T_b anında yalnızca bir tane Sinc işaretinin sıfırdan farklı olduğu ortadadır. Buna göre iki tane önemli sorunla karşı karşıya kalırız; birincisi zamanda sınırsız dalgalar üretememenin imkansız olması, ikincisi ise iletilen yada alınan işaretler arasında senkronizasyon hatalarının ciddi problemlere yol açacağıdır.



Şekil 3.2 Spektrumu dikdörtgen olan dalga şekli

Bu problemler için ilk çözüm; zamanda daha hızlı sönümlenen ve daha az yayılan fakat frekansta da bir miktar bant kaybına neden olan dalgalar kullanmaktır. Bunun için frekansta keskin bir iniş değil de belli bir bant içinde azalma ile bandın daralması sağlanır. Bu banda azalma bandı (roll-off) adı verilir. Bu bant, iletim bant genişliğine $1 \leq k \leq 2$ olmak üzere $k f_b/2$ kadar bir ek bant getireceğini Nyquist göstermiştir. Bu nedenle bu şekilde frekans tepkisi gösteren haberleşme kanallarına Nyquist kanalı adı verilir. Aşağıda gösterilen ve Sinc işaretinin filtrelendiği süzgeç karakteristiği gösteren süzgeçlere de Nyquist Süzgeci adı verilir. En büyük özelliği sıfır geçişlerinde (sezici için örnekleme anlarında) diğer bit veya sembollerin özellikle bitişik olanların sıfır olmasıdır. Hiçbir bit veya sembol diğerinin karar anında bir değere sahip değildir. Nyquist darbe şekillendiricinin impuls yanıtı aşağıdadır.

$$h_{nqt}(t) = \left[\frac{\sin(\pi t / T)}{\pi t / T} \right] \quad (3.2)$$

Nyquist süzgeçlerinin en çok kullanılan ve uygulama alanı bulan türü yükseltilmiş kosinüs (Raised Cosine) süzgeçleridir. Azalma bandı kosinüs süzgeçleriyle sağlanmaktadır. Transfer fonksiyonu ve impuls yanıtı aşağıdaki gibidir.

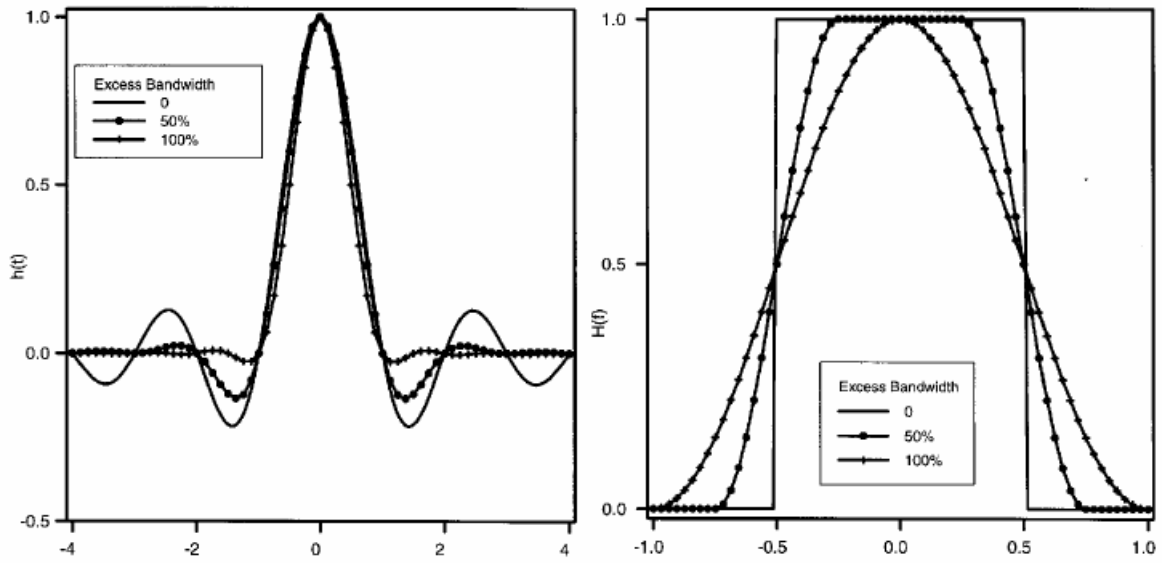
$$H(f) = \begin{cases} 1 & , 0 \leq |f| \leq \frac{1-\alpha}{2T} \\ \frac{T}{2} \left\{ 1 + \cos \left[\frac{\pi T}{2} \left(|f| - \frac{1-\alpha}{2T} \right) \right] \right\} & , \frac{1-\alpha}{2T} \leq |f| \leq \frac{1+\alpha}{2T} \\ 0 & , |f| \geq \frac{1+\alpha}{2T} \end{cases} \quad (3.3)$$

$$h(t) = \left[\frac{\sin(\pi t / T)}{\pi t / T} \right] \left[\frac{\cos(\alpha \pi t / T)}{1 - (2\alpha t / T)^2} \right] \quad (3.4)$$

Burada α azalma faktörü (roll-off factor) 'dür ve 0 ile 1 arasında bir değer alır. Azalma faktörü fazlalık bant genişliğinin(f_x) teorik minimum bant ($f_b/2$) genişliğine oranı ile bulunur.

$$\alpha = \frac{f_x}{f_b / 2} \quad (3.5)$$

Bu transfer fonksiyonunun frekansla değişimi ve azalma faktörüne göre değişim aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 3.3 Farklı α değerleriyle yükseltilmiş kosinüs darbe şekillendiricisi

3.3.1 Gauss Darbe Şekillendirici

Nyquist tekniği dışında bir yöntemdir. Özellikle MSK (minimum shift keying) ve diğer güç etkili (power effective) modülasyonlar için kullanılır. Nyquist'teki gibi sıfır geçişlerinde diğer bitlerin değeri sıfır değildir. Bitlerin birbirine etkisi vardır, zamandaki sönümlenme birkaç işaret boyunca sürebilir. Bu nedenle Gauss filtresi 3dB'lik bant genişliğine karşı oldukça duyarlıdır.

Gauss alçak geçiren filtresinin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$H_G(f) = \exp(-\alpha^2 f^2) \quad (3.6)$$

Burada α , tabanbant gauss biçimlendirme filtresinin 3dB'lik bant genişliği B ile alakalıdır.

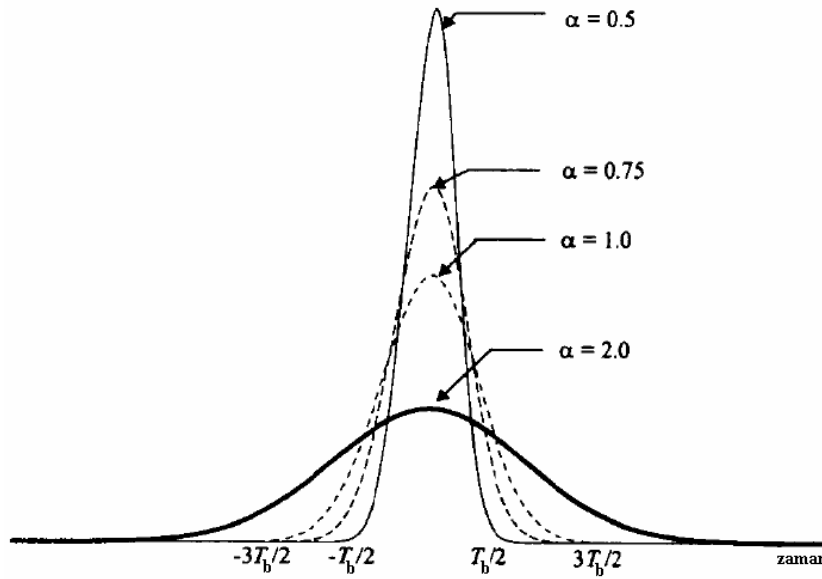
$$\alpha = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\sqrt{2}B} = \frac{0.5887}{B} \quad (3.7)$$

Eğer α artarsa, Gauss filtresinin spektrumdaki yayılması azalır yani bant genişliği azalır fakat zamandaki yayılması artar. Gauss filtresinin impuls yanıtı aşağıdaki gibidir.

$$h_G(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2} t^2\right) \quad (3.8)$$

Aşağıda Tabanbant Gauss filtresinin impuls yanıtı 3dB lik bant genişliği ve sembol zaman dilimine bağlı olarak (BT_b) verilmiştir. Gauss filtresi dar bir mutlak bant genişliğine, keskin söndürme bandına(cut-off band), düşük aşmaya (overshoot) sahiptir.

Gauss filtresi Nyquist kriterini sağlamaz ve ISI etkisi gözlenir. Nyquistte olduğu gibi ISI'sız bir dalga biçimlendirme sağlamaz. Burada ISI olmaması; demodülatörde sezme işlemi yapıldığında diğer bit veya sembollerin asıl sezilmek istenen bit veya sembole etki etmemesi anlamında kullanılmıştır. Dolayısıyla Nyquist'i sağlayan darbe şekillendiricilerde de simgeler birbirlerinin zaman aralıklarına yayılır fakat alıcıda karar aşamasında etkileri sıfırdır. Spektrumda yayılmayı azaltarak, artmış ISI etkisiyle performansın düşmesine izin verir. Gauss Filtresinde RF bant genişliği azaltılmak pahasına ISI etkisiyle performans düşmesi dolayısıyla hata oranının artmasına izin verilir. Bu maliyetin azalttığı için tercih edilen bir yöntemdir.



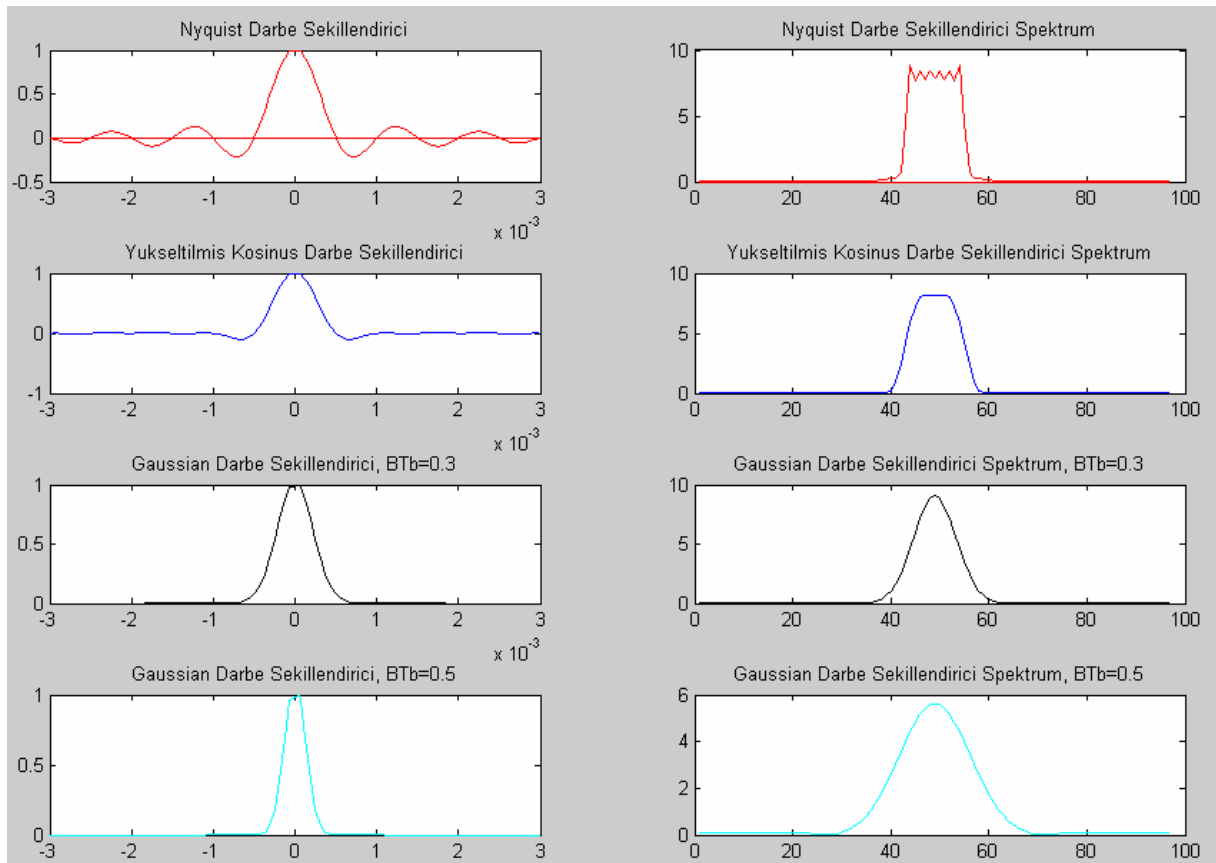
Şekil 3.4 Farklı α değerleriyle Gauss darbe şekillendiricisinin zamandaki değişimleri

Uygulamada darbe şekillendirme işlemi, kullanılan darbe şekillendiricinin impuls yanıtı ile dikdörtgensel darbelerin zamanda impuls yanıtlarının konvolüsyonu yada frekansta transfer fonksiyonlarının çarpımıyla yapılır. $s(t)$ tabanbant hat kodlanmış bilgi işaretimiz ve $g(t)$ darbe şekillendiricimizin impuls yanıtı olmak üzere darbe şekillendirilmiş işaret $x(t)$ aşağıdaki gibi bulunur:

$$x(t) = s(t) * g(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} s(\tau)g(t-\tau)d\tau \quad (3.9)$$

Frekansta,

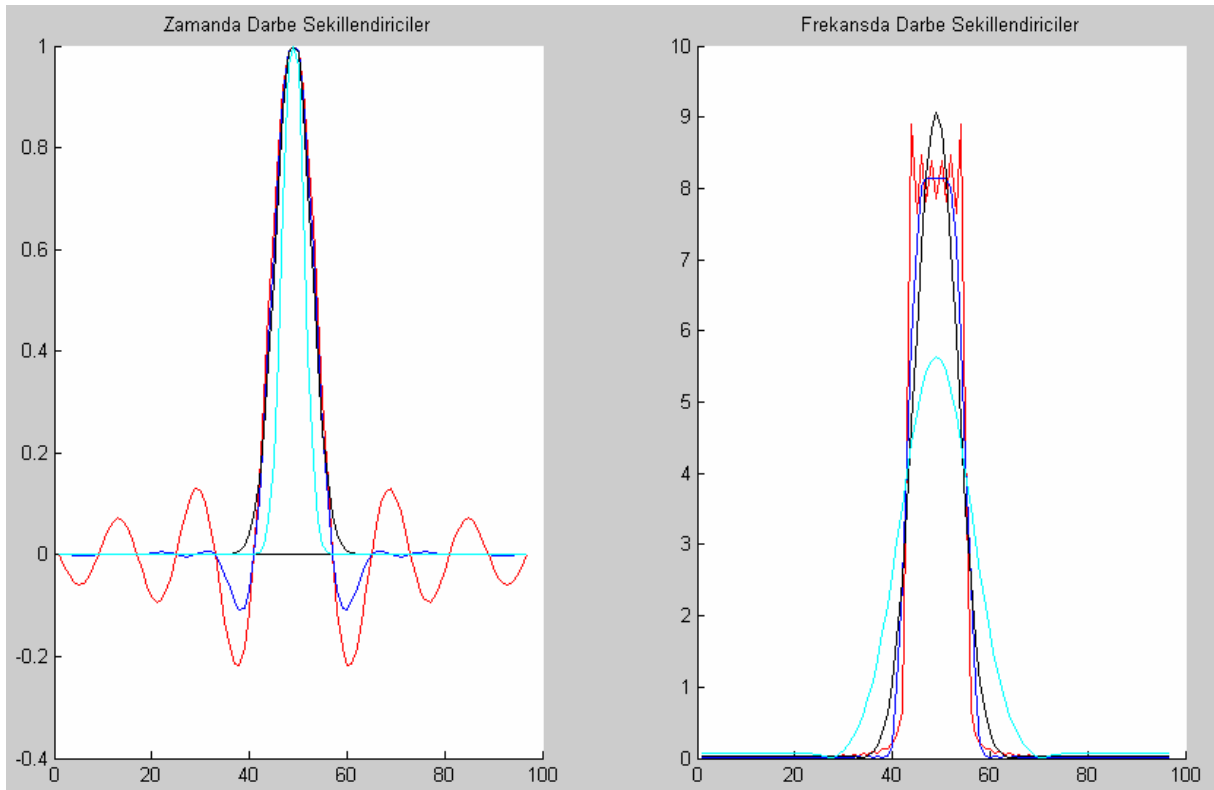
$$X(f) = S(f).G(f) \quad (3.10)$$



Şekil 3.5 Darbe şekillendiricilerin zaman frekans gösterimleri

Üç dalga şekillendirici içinde $T_b=0.5\text{ms}$ (darbe zamanı) olan darbeleri şekillendirmek için kullanılacak, yükseltilmiş Kosinüsün α azalma faktörü (roll-off factor) 0.4, Gauss için $BT_b=0.3$ ve $BT_b=0.5$ olan darbe şekillendiricilerin Matlab'da çizdirilmiş impuls yanıtları ve transfer yanıtları Şekil 3.6'da ve Şekil 3.7'deki gibidir. Şekillerden de görüldüğü gibi hem

Nyquist dalga şekillendirici hem de Nyquisti sağlayan yükseltilmiş kosinüs darbe şekillendiricisinde her bir sembol periyodunda impuls yanıtı değeri asıl sembol dışındaki semboller için sıfırdır ($T_b=0.5\text{ms}$ ve tam katları, sezici için karar anları). Bu iki darbe şekillendiricinin ISI etkisinin hataya neden olmayacağı ortadadır. Fakat bu özellik Gauss darbe şekillendiricide mevcut değildir ve buda ISI etkisi dolayısıyla performans azalmasına(hata oranının artmasına) neden olur. Gauss darbe şekillendiricisi frekans da daha yoğun bir spektruma sahip hale BT_b değeri ile oynanarak getirilebilmektedir, bu esneklik sağlamaktadır. Ayrıca Gauss darbe şekillendirici diğer darbe şekillendiriciler gibi zaman ve frekansta dalgalanmalara sahip değildir. Zamanda diğer dalga şekillerinin ana bileşenleri sabitken Gauss'da bu değiştirilebilir özelliktedir. Yükseltilmiş kosinüs de, α azalma faktörü ile oynanarak dalgalanmalar giderilebilmektedir.



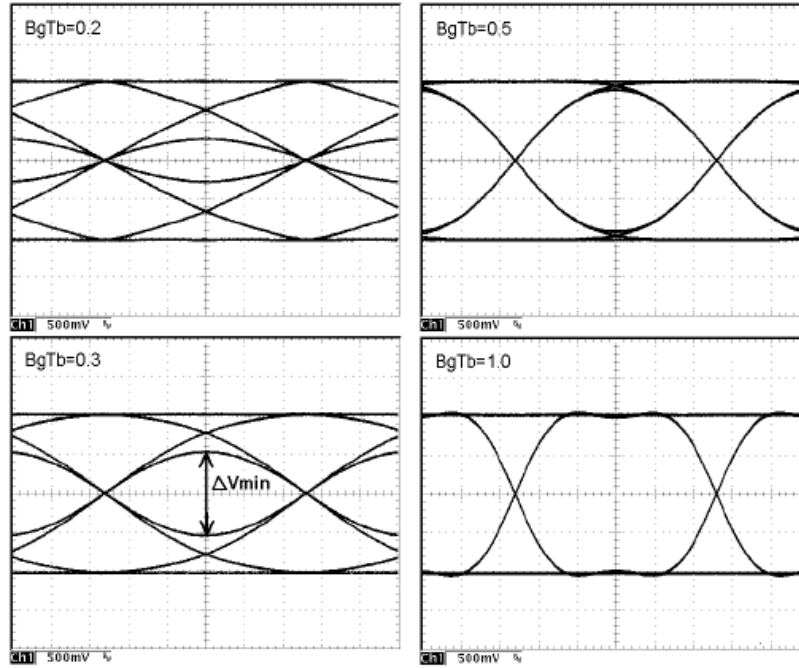
Şekil 3.6 Darbe şekillendiricilerin aynı zaman frekans ekseninde gösterimleri

3.4 Göz Diyagramı

Bir haberleşme sistemindeki simgelerarası karışma ve gürültü miktarı osiloskopta gözlenebilmektedir. Alınan işaretin genliği osiloskopta düşey ekseninde yaklaşık olarak sembol

oranından ($R:1/T_b$) biraz büyük bir yatay süpürme oranında görüntülendiğinde göz diyagramı elde edilebilmektedir. Bu isim, oluşan şeklin insan gözüne olan benzerliğinden dolayı konulmuştur. Simgelerarası karışma, sıfır geçişlerinin bozunumuna neden olmakta ve gözün kapanmasına yol açtığından eşzamanlama (senkronizasyon) hatalarına karşı hassasiyeti arttırmakta ve gürültü payını azaltmaktadır.

Göz diyagramına bir örnek olarak kontrollü simgeler arası karışmaya izin verilen GMSK modülasyonunda elde edilen aşağıdaki şekilleri verebiliriz. Simgeler arası karışmanın kontrol altına alınması ve elde edilen biçimlendirilmiş sembollerin BT_b ye göre osiloskopa görüntülenmiş hali aşağıdadır. Buda işaretlerin demodüle edilebilirliği ve $\Delta V_{\min}$ değerine bağlıdır. $\Delta V_{\min}$ küçüldükçe hata oranı artar ve demodüle edilebilirlik azalır. Bu işaretlerin demodülatörde seziyecekleri en iyi nokta tam orta noktadır. Çünkü burada $\Delta V_{\min}$ en büyük değerini alır.



Şekil 3.7 GMSK için göz diyagramları karşılaştırılması

İdeal durumda olabildiğince açık bir göz yapısı istenmekte, simgelerarası karışmanın meydana geldiği durumlarda ise gözün açıklığı azalmaktadır.

4. SAYISAL MODÜLASYON TEKNİKLERİ

4.1 Doğrusal Modülasyon Teknikleri

Sayısal modülasyon teknikleri, çok geniş kapsamlı olarak ele alındığında doğrusal olmayan modülasyon teknikler olarak ikiye ayrılabilirler. Doğrusal modülasyon tekniklerinde iletilen işaretin genliği $s(t)$, modüle eden bilgi işareti $m(t)$ ile doğrusal olarak değişir. Doğrusal modülasyon teknikleri, bant genişliği bakımından etkili teknikler olduklarından özellikle kablosuz sistemler gibi spektral alanı az olan sistemlerde çok kullanılmaktadırlar.

Doğrusal modülasyonlar için iletilen modüle edilmiş işaretin en genel gösterimi aşağıdaki gibi yapılabilir.

$$\begin{aligned} s(t) &= \text{Re}\{Am(t)\exp(j2\pi f_c t)\} \\ &= A[m_r(t)\cos(2\pi f_c t) + m_i(t)\sin(2\pi f_c t)] \end{aligned} \quad (4.1)$$

Burada A genlik, f_c taşıyıcı frekansı, bilgi işareti ise $m(t) = m_r(t) + jm_i(t)$ dir ve bu gösterim genel kompleks yapı içerisinde, modüle edilmiş kompleks zarflı (a complex envelope representation) gösterimdir. Bu ifadeden açıkça görülmektedir ki; modüle edilmiş işaretin zarfı bilgi işaretinin zarfıyla doğrusal olarak değişmektedir. Doğrusal modülasyon yapısında genel olarak sabit zarf özelliği yoktur. Bazı doğrusal olmayan modülasyon tekniklerinde ise tabanbant dalga şeklinin darbe şekillendirilme yapılıp yapılmamasına bağlı olarak ya doğrusal olurlar yada sabit zarflı(doğrusal olmayan yapılar) olurlar.

Doğrusal modülasyon teknikleri spektral açıdan çok etkili ve iyi teknikler olmalarına rağmen, doğrusal RF yükselteçler kullanılarak iletildiklerinde güç bakımından oldukça düşük verime sahiptirler. Doğrusal olmayan RF yükselteçler kullanılarak iletildiklerinde ise filtrelemeyen dolay spektrumda genişlemeler olmaktadır ve buda bitişik kanallar arasında karışmaya neden olmaktadır. Buda doğrusal olarak modüle edilmiş işaretlerin bu yolla kazandıkları spektral verimlilikleri kaybetmelerine neden olmaktadır. En çok kullanılan doğrusal modülasyon teknikleri Faz kaydırmalı anahtarlamanın(Phase Shift Keying, PSK) türevleri olan QPSK(Quadrature Phase Shift Keying), OQPSK(offset-QPSK)'dır.

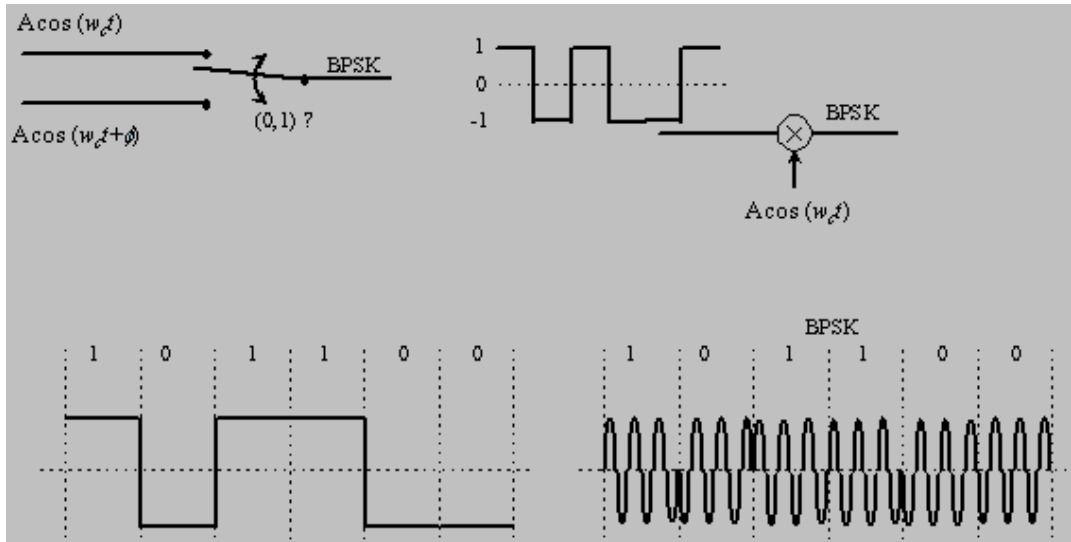
4.1.1 Faz Kaydırmalı Anahtarlama(Phase Shift Keying, PSK)

Faz kaydırmalı anahtarlama, sabit genlikli taşıyıcı işaretinin fazının, bilgi işaretine göre farklı fazlar arasında anahtarlanması ile yapılır. İkili Faz kaydırmalı anahtarlama (Binary Phase Shift Keying, BPSK) örnek olarak incelersek; 0 ve 180 derecelik faz farkıyla yollanacak iki

seviye arasında anahtarlama yapılır. A_c genliği her iki taşıyıcı içinde aynıdır, yani her iki taşıyıcıda sabit ve eşit genliğe sahiptir. T_b zaman aralığı için her bir taşıyıcının enerjisi $E = \frac{1}{2} A_c^2 T_b$ kadardır. Her iki sembol veya bit için yollanacak taşıyıcılar ise aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} s_{BPSK,0}(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \theta_c) & 0 \leq t \leq T_b \\ s_{BPSK,1}(t) &= \sqrt{\frac{2E}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \pi + \theta_c) & \\ &= -\sqrt{\frac{2E}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \theta_c) & 0 \leq t \leq T_b \end{aligned} \quad (4.2)$$

BPSK'nın spektruma yayılışı analog taşıyıcısı bastırılmış çift yan bant modülasyonu ile aynıdır. En basit haliyle BPSK yapısı aşağıdaki gibi verilebilir.



Şekil 4.1 BPSK İlkesel Modülatör Yapısı

Şekil 4.1'de ilkesel bir BPSK modülatörü verilmiştir. İki seviyeli bu modülasyonda her bir bit süresinde sabit frekanslı ve sabit genlikli taşıyıcının bilgi işaretine göre fazı 0 veya 180 derece kaydırılarak modülasyon gerçekleştirilmektedir.

BPSK için $m(t)$ bilgi işaretini kutuplu biçimde düşünersek $(-1, 1)$ genel hali ile BPSK işareti aşağıdaki gibi ifade edilebilir.

$$s_{BPSK}(t) = m(t) \sqrt{\frac{2E}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + \theta_c) \quad (4.3)$$

Bu BPSK gösteriminin kompleks zarflı gösterimini aşağıdaki gibi yapabiliriz:

$$s_{BPSK} = \text{Re}\{g_{BPSK}(t) \exp(j2\pi f_c t)\} \quad (4.4)$$

Burada $g_{BPSK}(t)$ işaretin kompleks zarfı olarak aşağıdaki gibi verilmiştir:

$$g_{BPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E}{T_b}} m(t) e^{i\theta_c} \quad (4.5)$$

Bu karmaşık zarflı işaretin güç spektral yoğunluğu (Power Spectral Density, PSD) aşağıdaki gibi verilebilir.

$$P_{g_{BPSK}}(f) = 2E \left(\frac{\sin(\pi f T_b)}{\pi f T_b} \right)^2 \quad (4.6)$$

Dolayısıyla BPSK'nın güç spektral yoğunluğu aşağıdaki gibi verilir.

$$P_{BPSK}(f) = \frac{E}{2} \left[\left(\frac{\sin(\pi(f - f_c)T_b)}{\pi(f - f_c)T_b} \right)^2 + \left(\frac{\sin(\pi(-f - f_c)T_b)}{\pi(-f - f_c)T_b} \right)^2 \right] \quad (4.7)$$

Buradaki güç spektral yoğunluğu zamanda dikdörtgensel darbeler şeklinde ifade edilen BPSK darbelerinin spektral yoğunluğudur. Dikdörtgensel darbenin fourieri olan sinc

$(\text{sinc}(Tf) = \frac{\sin(\pi f T)}{\pi f T})$ 'in her bir frekanstaki değerinin karesinin enerji ile çarpımından

bulunmuştur. Eğer farklı bir darbe şekillendirici kullanılırsa bu ifadede onun fourieri konularak güç spektral yoğunluğu hesaplanabilir.

BPSK kanalı AWGN kanalı etkisinde kaldığını düşünürsek hata olasılığı aşağıda ki gibidir.

$$P_{e,BPSK} = Q \left(\sqrt{\frac{2E}{N_y}} \right) \quad (4.8)$$

Burada N_y kullanılan işaretleşmedeki sembol sayısını gösterir.

4.1.2 Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Quadrature Phase Shift Keying, QPSK)

BPSK'ya göre bant genişliği iki kat daha düşük bir modülasyon tekniğidir, çünkü her ikili bir dizisi bir modülasyon sembolü ile yollanır. Faz kaydırmalı anahtarlamanın bir türüdür. Her bir taşıyıcı eşit aralıklı 4 fazda yollanır. Bu fazlar genelde $0, \pi/2, \pi, 3\pi/2$, olabileceği gibi faz

süreksizliği daha az olan $\pi/4, 3\pi/4, 5\pi/4, 7\pi/4$ fazları da kullanılabilir. Her bir faz iki bit ile ifade edilen bir sembol yerine yollarır ve her bir sembolün süresi bir bit süresi T_b iken sembol süresi $T_s=2T_b$ 'dir.

Genel bir QPSK ile modüle edilmiş işareti aşağıdaki gibi ifade edebiliriz:

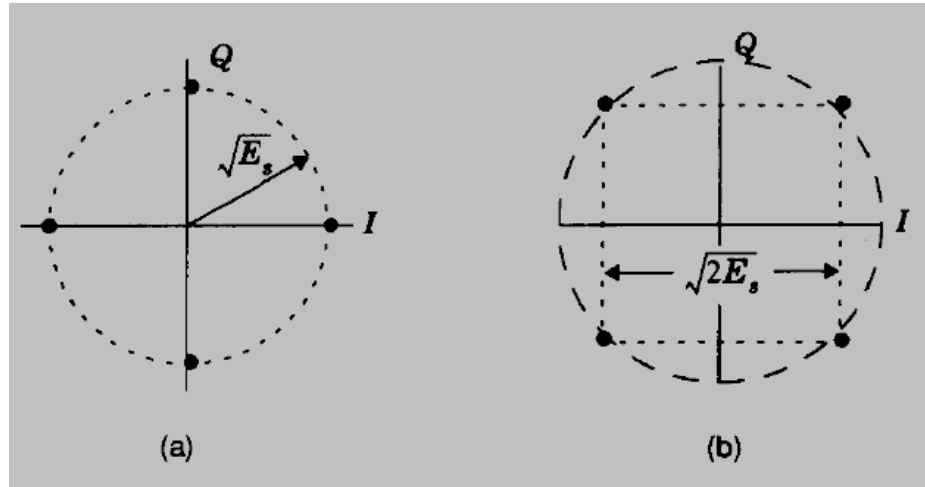
$$s_{QPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos(2\pi f_c t + (i-1)\frac{\pi}{2}) \quad i = 1, 2, 3, 4 \quad (4.9)$$

i , kullanılan sembolü göstermektedir.

Trigonometrik eşitlikler kullanılarak yukarıdaki ifade $0 \leq t \leq T_s = 2T_b$ aralığında aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$s_{QPSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \cos\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right] \cos(2\pi f_c t) - \sqrt{\frac{2E_s}{T_s}} \sin\left[(i-1)\frac{\pi}{2}\right] \sin(2\pi f_c t) \quad (4.10)$$

Bu QPSK işaretleri için, dört noktadan oluşan iki boyutlu yıldız kümesi diyagramlarında (two dimensional constellation diagram) gösterimleri aşağıdaki gibidir.



Şekil 4.2 (a) 0, $\pi/2$, π , $3\pi/2$ fazları , (b) $\pi/4$, $3\pi/4$, $5\pi/4$, $7\pi/4$ fazları için

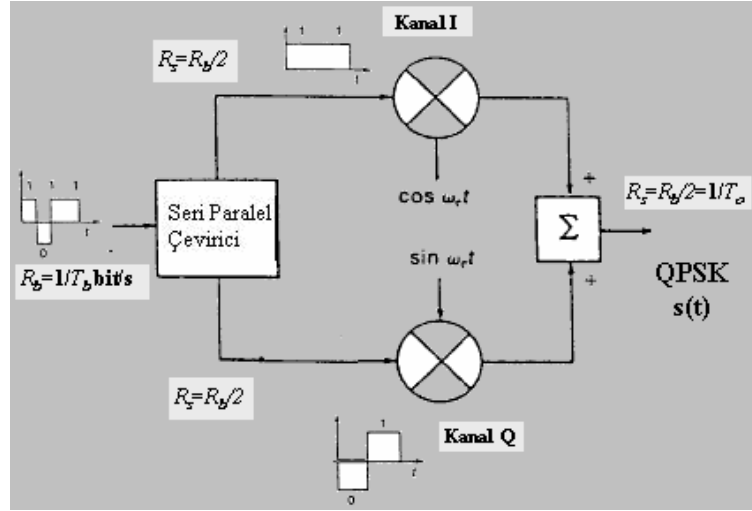
$E_s=2E$ 'dir. AWGN bağıntısından hata olasılığına bakıldığında hata olasılığı QPSK'nın BPSK ile aynı olmaktadır. Fakat aynı hata olasılığında daha düşük bant genişliğiyle iletim yapılmaktadır. Yada aynı bant genişliği kullanılırsa iki kat bilgi yollanabilir.

QPSK'nın güç spektral yoğunluğu ise aşağıdaki gibidir. Burada BPSK dan farklı olarak T_b değil T_s ($T_s=2T_b$) kullanılmıştır. Ve bu hesaplamalar dikdörtgensel darbeler kullanıldığında

geçerlidir.

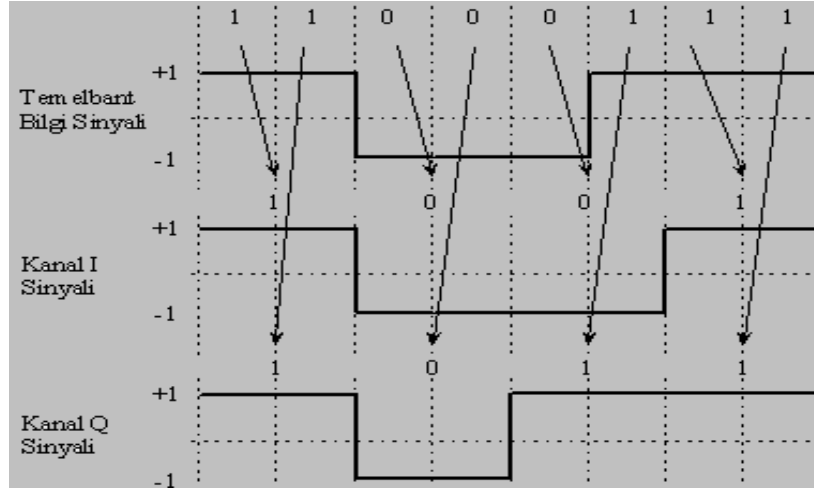
$$\begin{aligned}
 P_{QPSK}(f) &= \frac{E_s}{2} \left[\left(\frac{\sin(\pi(f-f_c)T_s)}{\pi(f-f_c)T_s} \right)^2 + \left(\frac{\sin(\pi(-f-f_c)T_s)}{\pi(-f-f_c)T_s} \right)^2 \right] \\
 &= E \left[\left(\frac{\sin(2\pi(f-f_c)T_b)}{2\pi(f-f_c)T_b} \right)^2 + \left(\frac{\sin(2\pi(-f-f_c)T_b)}{2\pi(-f-f_c)T_b} \right)^2 \right]
 \end{aligned} \tag{4.11}$$

QPSK modölatörü aşğıdaki gibi basit olarak gerçeklenebilir.



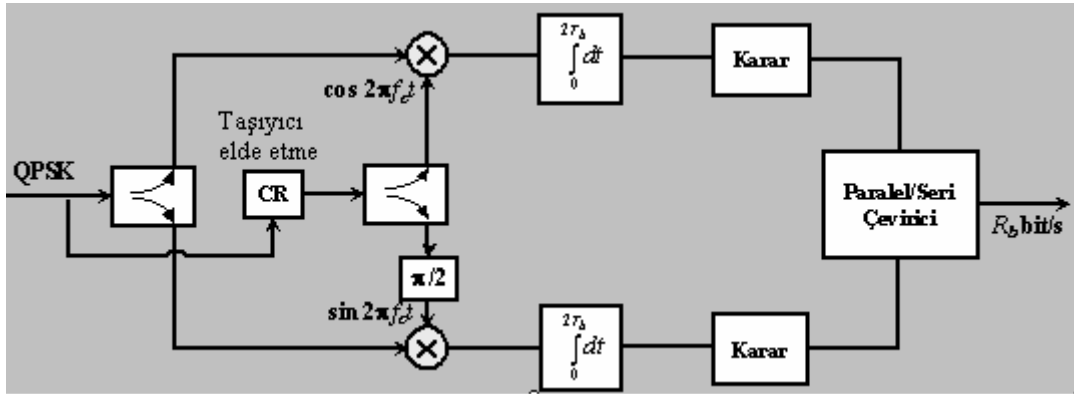
Şekil 4.3 QPSK modölatör yapısı

QPSK modölatörde göröldüğü gibi R_b hızında gelen seri tabanbant işaretime ait bitler seri paralel çeviriciye uygulanarak her gelen iki bitten biri I kanalına diğeri Q kanalına yollanır. Bu kanallardan I kanalına eşfazlı, Q kanalına dik fazlı kanal adı verilir. Bu iki kanalda iletilen dataların hızı tabanbant işaretlerinin yarı hızıdır. Yani her bir bitin zamandaki süresi iki katına çıkmıştır dolayısıyla bant genişliği yarıya inmektedir. Daha sonra bu kanallar aynı frekaslı fakat birbirine dik taşıyıcılarla çarpılıp, sonrada toplanarak QPSK modüle edilmiş işareti oluştururlar. Burada seriden paralele dönüşüm sırasındaki bitlerin dağılımı ve bu işlemin yapılışı aşğıda gösterilmiştir.



Şekil 4.4 I ve Q kanallara seriden paralele bit aktarımı

QPSK'nın demodülasyonu eşevreli yada eşevreli olmayan demodülatörlerle yapılabilir. Daha sonraki demodülasyon tekniklerinde daha detaylı incelenecek olmasına karşın basit olarak eşevreli bir demodülatör yapısı aşağıdaki gibidir.



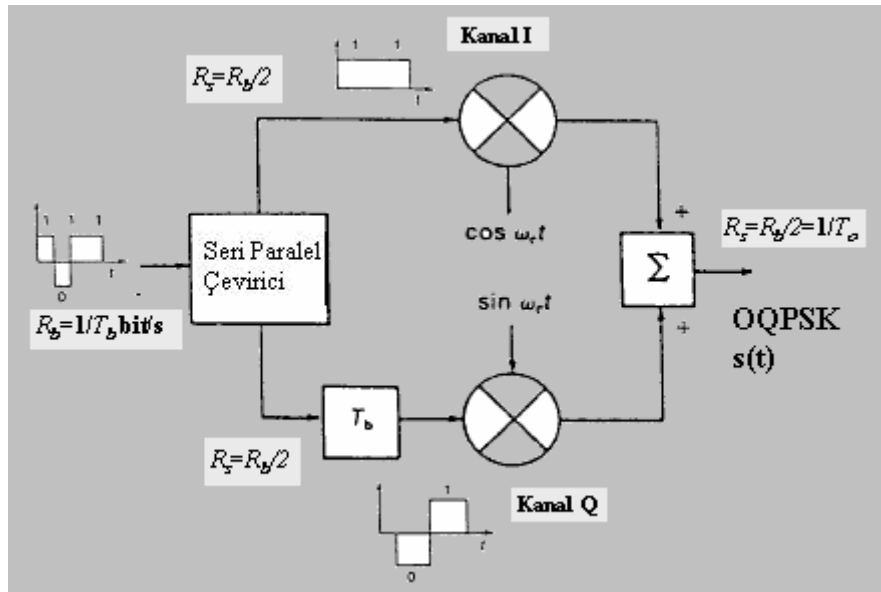
Şekil 4.5 QPSK eşevreli demodülatör

Bu yapıda taşıyıcı osilatörlerle elde edilmek yerine gelen işaretten elde ediliyor. Bu elde etme işlemi en genel haliyle, bir sembollük ortamdan gelen işareti geciktirip, daha sonra gelenle çarpılarak yapılır. Elde edilen taşıyıcı her iki kanalda çarpılır daha sonra integrali alınır. Bu işlem aslında korelasyon bulmaya karşılık gelir. Farklı frekanslar ve dik gelen işaretler zayıflatılırken aynı fazlı ve frekanslı işaretler açığa çıkarılır. Daha sonra elde edilen sonuç bir eşik seviyesi ile karşılaştırılarak gelen bitin değeri belirlenir. Paralel gelen bu bitler paralelden seriye çevirici yardımıyla asıl işaret elde edilir.

4.1.3 Öteli Dördün Faz Kaydırmalı Anahtarlama (Offset Quadrature Phase Shift Keying, OQPSK)

QPSK işaretlerinin genliği idealde sabittir. Bunun yanında QPSK darbeleri darbe şekillendirmeye maruz kaldıklarında bu özelliğini kaybederler. I ve Q kanallarından gelen işaretlerin aynı zamanda faz değiştirdiği durumlarda zarfta sıfır geçişler meydana gelir. Sıfır geçişler, özellikle doğrusal olmayan yükselticiler kullanıldığında, demodülasyon açısından problemlere yol açar ve özellikle küçük genlikli işaretlerin kaybolmasına bile neden olurlar. Ayrıca sıfır geçişler iletilecek işaretin bant genişliğinin artmasına ve gücün yan bantlara yayılmasına neden olur. Doğrusal yükselticiler kullanmak ise hızlı ve verimli çalışma açısından kayıplara neden olur.

OQPSK, QPSK ile aynı yapıda gerçekleştirilir. QPSK'da I ve Q kanalından iletilen darbeler aynı anda değer değiştirirken, OQPSK'da aynı anda değer değiştirme, kanallardan biri bit değişim hızının yarısı kadar geciktirilerek engellenmiştir. Böylece her iki kanalda da işaret seviyesi 180 derece değişirse, iki değişim arasında belli bir zaman gecikmesi (yada ayarlaması, offset) olduğu için OQPSK modüle edilmiş işaretin zarfında sıfır geçişler oluşmaz.

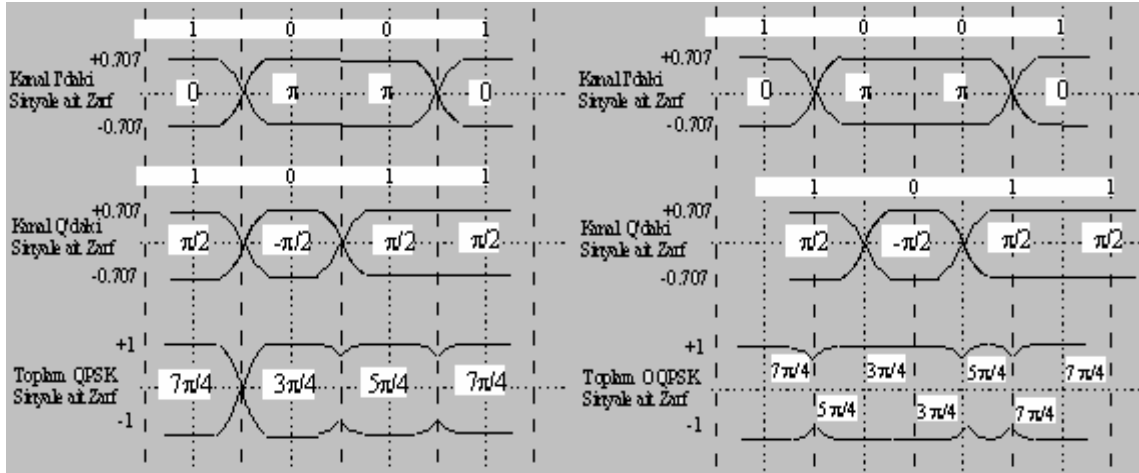


Şekil 4.6 OQPSK modülatör yapısı

Bu şekilde bir gecikme ile, iki kanal arasındaki maksimum faz değişimi 90 dereceye düşer ve sıfır geçişler ortadan kalkar. Bu 90 derecelik kaymalarda spektrumda yayılmaya neden olsalar

da, 180 derecelik faz kaymasına oranla oldukça fazla iyileşme göstermektedirler. Ayrıca zarftaki değişimler spektrumun daha az yayılmasına neden olduğundan bant sınırlı iletim kanalları ve modülatör/demodülatörlerle işlemler sırasında simgeler arası karışma (ISI) etkisi oldukça azalır.

İletilen işaretin zarfındaki bu değişimleri aşağıdaki şekillerden kolayca görebiliriz.



Şekil 4.7 QPSK ve OQPSK işaretlerinin zarfları

4.2 Sabit Zarflı Modülasyon

Doğrusal olmayan modülasyon türlerinden biridir. Modüle edilmiş işaretin, modüle eden bilgi işaretinden etkilenmeyen sabit bir zarfı (genlik) vardır. Bu modülasyon türünün en belirginleri avantajları şunlardır:

- İletilen işaretin spektrumuna çok müdahale etmeksizin, kolaylıkla güç etkili C sınıfı güç yükselteçleri ile kullanılabilirler.
- İletim bandı dışında gücün yayılımı minimumdur.
- Sınırlayıcı ve ayıklayıcı (Limiter and Discriminator) yapıları kullanılarak demodülasyon yapılabilir. Bu alıcı yapılarının oldukça basitleşmesini sağlar ayrıca FM gürültüsü ve Rayleigh zayıflamasına bağlı olarak işaret dalgalanmalarına karşı bağışıklık sağlar.

Doğrusal olmayan bu tür modülasyonların avantajı yanında bazı dezavantajları da vardır. Genelde doğrusal modülasyonlara oranla daha fazla bant genişliğine ihtiyaç duyarlar.

Sabit Zarflı işaretlerin en genel gösterimi aşağıdaki gibidir.

$$g(t) = A_c e^{i\theta(t)} \quad (4.12)$$

4.2.1 Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (Frequency Shift Keying, FSK)

Sabit zarflı (genlikli) modülasyon türlerindendir. İletilecek bit yada sembollerin farklı frekanstaki taşıyıcılarla ifade edilmesiyle elde edilir. Farklı frekanstaki taşıyıcılarla ifade ederken iletilecek işarete bu taşıyıcıları ya sürekli fazda (continuous phase) yada süresiz fazda (discontinuous phase) aktararak modülasyon yapılabilir. Çok boyutlu işaretler içinde özel bir yapıdır. (Çok Boyutluluk: frekans ve/veya zamanın birden fazla bölüme ayrılarak kullanılması). M tane eşit enerjili, dik ve farklı frekanslı sinusidal işaretleri aşağıdaki gibi ifade edersek:

$$\begin{aligned} s_m(t) &= \text{Re}\{s_{lm}(t)e^{j2\pi fct}\}, \quad m=1,2,\dots,M, \quad 0 \leq t \leq T \\ &= \sqrt{\frac{2E}{T}} \cos(2\pi fct + 2\pi m\Delta ft) \end{aligned} \quad (4.13)$$

Burada m değeri her bir bit yada sembole göre taşıyıcının frekansının farklı olmasına yani farklı frekanslarla modülasyon yapılmasına olanak sağlar. Δf ise her bir bitişik taşıyıcı arasındaki frekans farkını göstermektedir. Genelde kullanılan taşıyıcılar birbirine dik seçilir. Bu demodülasyonun ve iletimin performansı açısından önemlidir.

E, kullanılan sinüzoidal taşıyıcının enerjisidir, s(t) taşıyıcısı ve bu taşıyıcının enerjisi aşağıdaki gibi bulunur:

$$s(t) = A \cos(\omega t + \theta) \quad (4.14)$$

$$E = \int_0^{T_b} s^2(t) dt = \frac{A^2 T_b}{2} \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (4.15)$$

Bu tür farklı işaretler için, farklı frekanstaki taşıyıcıların kullanıldığı sayısal modülasyonuna Frekans Kaydırmalı Anahtarlama (Frequency Shift Keying, FSK) adı verilir.

4.2.1.1 İkili Frekans Kaydırmalı Anahtarlama(Binary FSK)

İkili frekans kaydırmalı anahtarlama (Binary Frequency Shift Keying,BFSK), sabit zarflı taşıyıcı işaretin frekansının, ikili (binary, 1 veya 0) bilgi işaretine uygun olarak anahtarlanması sonucu (yani her bir seviyeyi gösteren frekanslar arası geçiş yapılarak) elde edilir. Bu anahtarlama işleminin yapılma biçimine göre oluşturulan modüle edilmiş işaret sürekli fazlı yada ayırık fazlı olarak elde edilebilir. Genel olarak BFSK işaretleri aşağıdaki gibi gösterilebilir:

$$s_{FSK}(t) = v_H(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t + 2\pi \Delta f t), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (\text{ikili 1}) \quad (4.16)$$

$$s_{FSK}(t) = v_L(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_c t - 2\pi \Delta f t), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (\text{ikili 0}) \quad (4.17)$$

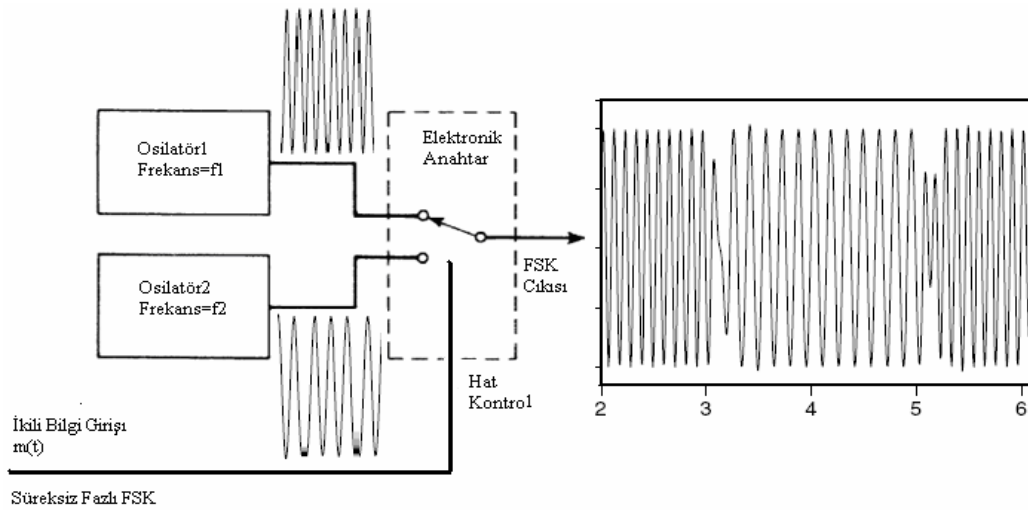
Burada $2\pi \Delta f f_c$ nominal taşıyıcı frekansında her iki anahtarlama için kullanılan sabit sapma miktarıdır.

BFSK modüle edilmiş işaretin elde edilmesi için yapılabilecek iki yol vardır. İlki birbirinden bağımsız osilatör kullanarak gelen ikili işaretlere göre, seviyeler arasında bir anahtarlama yapıp BFSK işareti üretmektir. Anahtarlama anındaki oluşacak süreksizlikten dolayı bu süreksiz fazlı (discontinuous-phase) FSK olarak adlandırılır. Süreksiz fazlı FSK işaretlerinin gösterimi aşağıdaki gibidir.

$$s_{FSK}(t) = v_H(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_H t + \theta_1), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (\text{ikili 1}) \quad (4.18)$$

$$s_{FSK}(t) = v_L(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos(2\pi f_L t + \theta_2), \quad 0 \leq t \leq T_b \quad (\text{ikili 0}) \quad (4.19)$$

Süreksiz fazlı olan FSK bazı problemlere sahiptir. Bunların en başında iki taşıyıcı arasındaki süreksizlikten doğan spektrumdaki yayılma vardır. Bu yayılma iletim kanalında istenmeyen frekanslar, gürültüler oluşması ve demodülatörde hata oranının artmasına neden olur. Süreksiz fazlı FSK bu problemlerinden dolayı çok kullanılan bir yöntem değildir.



Şekil 4.8 Süreksiz fazlı FSK modülatör

İki ayrı osilatör kullanılarak elde edilmiş FSK işareti yukarıdaki şekilde görülmektedir. İşaret geçişlerindeki faz süreksizlikleri aynı zamanda işaretin zarfinda bozulmalara neden olmaktadır.

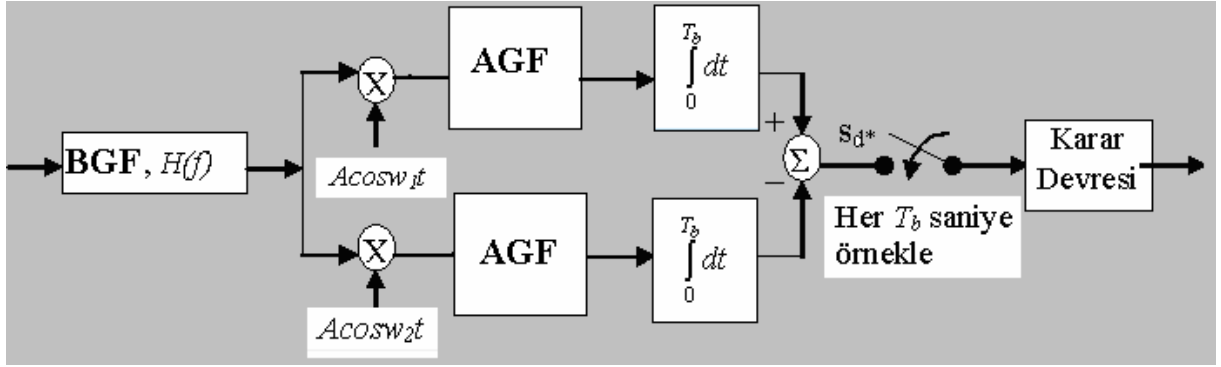
En çok kullanımı tercih edilen FSK modülasyonu türü, ikili bilgi işaretini kullanarak tek bir taşıyıcı osilatörü ile yapılan FSK modülasyondur. Bu modülasyon analog FM işaretinin üretilmesiyle benzerdir. Tek fark burada kullanılan bilgi işareti $m(t)$ analog değil de sayısal bir işarettir. FSK işaretinin gösterimi aşağıdaki gibidir:

$$s_{FSK}(t) = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos[w_c t + \theta(t)] = \sqrt{\frac{2E_b}{T_b}} \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi D_f \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda \right] \quad (4.20)$$

Burada modüle eden bilgi işareti $m(t)$ bit geçişleri sırasında ayırık olsa bile, modülasyon işaretinin fazı $\theta(t)$ $m(t)$ 'nin integrali ile orantılı olduğundan, modülasyon işareti $s_{FSK}(t)$, sürekli fazlıdır.

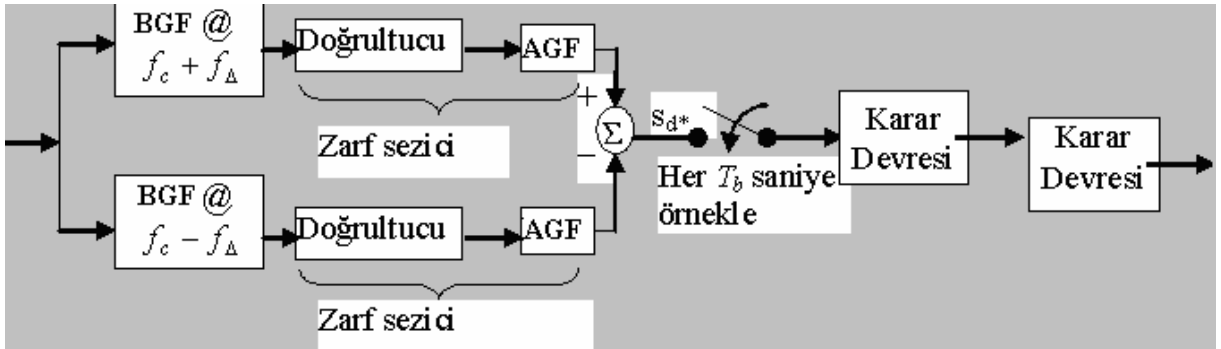
Demodülasyonu eşvreli(alıcıda taşıyıcı frekanslarının bulunduğu demodülatör yapısı) yada eşvreli olmayan (alıcıda taşıyıcı frekanslarının bulunmadığı ve genelde süzgeçlerin kullanıldığı demodülatör yapısı) demodülatörlerle yapılabilir.

Aşağıda görülen ilk yapı eşvreli BFSK demodülatör yapısıdır. Bu yapıda w_1 ve w_2 frekanslarında iletilen bilginin demodülasyonu için, öncelikle ortamdan gelen modüle edilmiş işaret her bir taşıyıcıyla çarpılır. Gelen işaretin frekansını w kabul edelim. İletim kanalıından gelen işaretler, kullanılan frekansların işlenebilmesi ve hatadan arındırılması için bir bant geçiren filtreden (BGF) geçirilir. Buradan aynı işaret iki kola dolayısıyla çarpıcılara iletilir. Çarpıcı çıkışında $w+w_1$ ve $w-w_1$ ile $w-w_2$ ve $w+w_2$ frekanslarında işaretler oluşur ve bu işaretler çarpıcı çıkışından alçak geçiren filtrelerle filtrelendiğinde sadece düşük frekanslı işaretler hatta kalır. Her bir örnek zamanında toplamları alındıktan sonra karar devresine iletilerek gelen bit veya sembolün değerine karar verilir. Bu demodülatörlerdeki en büyük dezavantajlardan biri taşıyıcıya kilitlemiş osilatörlere ihtiyaç duyulmasıdır.



Şekil 4.9 Eşevreli demodülatör

Eşevreli olmayan demodülatör yapısında ise ortamdan gelen modüle edilmiş ve ortam etkilerine maruz kalmış işaret öncelikle her bir bit veya sembolü ifade eden bant geçiren filtrelerle filtrelenir. BGF çıkışlarındaki işaretler önce doğrultularak sadece pozitif değerler almaları sağlanır ve ardından alçak geçiren filtreden geçirilerek işaretlerin zarfı elde edilir. Her bir koldan gelen işaretler farklı fazlarda toplanarak karar devresine iletilir. Karar devresi her T_b aralığında karar vererek gelen bit veya sembolün elde edilmesini sağlar. Buradaki problem kullanılan BGF'lerin yüksek hassasiyet gerektirmeleridir. Ayrıca kullanılan taşıyıcı frekanslarının da birbirine çok yakın olmaması gerekir. Buda gerekli olan bant genişliğinin artmasına neden olur.



Şekil 4.10 Eşevreli olmayan demodülatör

FSK modülasyonunun daha iyi anlaşılması için analog FM modülasyonuna biraz değinmemiz gerekmektedir. Bu nedende analog FM modülasyonu aşağıda incelenmiştir.

4.2.1.2 Frekans Modülasyonu (Frequency Modulation, FM)

Açı modülasyonunda taşıyıcı işaretin (yüksek frekans yada tabanbant işaretini taşıyabilecek ara frekans) açısı tabanbantdaki bilgi işaretinin genliğine bağlı olarak değişir. Taşıyıcı

sinüzoidal işaretin genliği değişmez, dolayısıyla sabit zarflı bir modülasyondur. Açık ($\theta(t)$) modülasyonu için birçok modülasyon çeşidi vardır fakat en çok bilinen ve kullanılan iki yöntem *Faz(PM)* ve *Frekans(FM)* modülasyonudur.

Açık modülasyonlu işaretlerde kompleks zarf (complex envelope) aşağıdaki gibidir:

$$g(t) = A_c e^{j\theta(t)} \quad (4.21)$$

Burada reel zarf $\text{Re}\{g(t)\} = A_c$ ve sabittir. Faz $\theta(t)$, $m(t)$ tabanbant bilgi işaretinin doğrusal bir fonksiyonudur.

(4.21) eşitliğini kullanarak açık modüle edilmiş işareti ifade ederek:

$$s(t) = A_c \cos[w_c t + \theta(t)] \quad (4.22)$$

Faz modülasyonu (Phase Modulation, PM), taşıyıcı işaretin $\theta(t)$ açısının tabanbant bilgi işareti $m(t)$ ile doğrusal olarak değiştirilmesiyle yapılan açık modülasyonlarından biridir.

$$s_{PM}(t) = A_c \cos[2\pi f_c t + D_\theta m(t)] \quad , \quad w_c = 2\pi f_c t \quad (4.23)$$

Burada A_c ve f_c sırasıyla taşıyıcının genliği ve frekansıdır. D_θ faz sapma (phase deviation) katsayısıdır ve birimi radian/volt'dur.

Frekans modülasyonu (Frequency Modulation, FM), açık modülasyonlarından biridir. FM'de taşıyıcı sinüzoidal işaretin frekansı bilgi işareti $m(t)$ 'ye bağlı olarak doğrusal şekilde değişir. FM'de anlık frekans değişikliği yapıldığından FM modüle edilmiş işareti ifade edebilmek için öncelikle anlık frekans kullanılıp açık elde edilmelidir.

$$w_i = w_c + D_f m(t) \quad (4.24)$$

$$f_i = f_c + \frac{1}{2\pi} D_f m(t) \quad (4.25)$$

Anlık açısal frekansımız ω_i ve ω_c taşıyıcı frekansımızdır. $m(t)$ tabanbant bilgi işareti ve D_f ise frekans sapma (frequency deviation) katsayısıdır, birimi hertz/Volt'dur. Görüldüğü gibi FM'de anlık frekans, tabanbant bilgi işareti $m(t)$ ile doğrusal olarak değişir.

Anlık frekans,

$$w_i = \frac{\delta(w_c t + \theta(t))}{\delta t} = \frac{\delta(w_c t)}{\delta t} + \frac{\delta(\theta(t))}{\delta t} \quad (4.26)$$

olduğundan, $\theta(t)$ 'yi bulmak için anlık frekansın integralini almak yeterlidir. Buna göre FM de $\theta(t)$ fazı aşağıdaki gibi ifade edilir:

$$\theta(t) = D_f \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda \quad (4.27)$$

Açı ifademizi kullanarak, FM modüle edilmiş işaretimizi aşağıdaki gibi ifade edebiliriz.

$$s_{FM}(t) = A_c \cos[w_c t + \theta(t)] = A_c \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi D_f \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda \right] \quad (4.28)$$

Bu ifadeden eğer bilgi işareti $m(t)$, sinüzoidal bir işaretse FM modüle edilmiş işaret A_m genlikli ve f_m frekanslı bilgi işaretiyle şöyle ifade edilebilir:

$$s_{FM}(t) = A_c \cos[w_c t + \theta(t)] = A_c \cos \left[2\pi f_c t + \frac{D_f A_m}{f_m} \sin(2\pi f_m t) \right] \quad (4.29)$$

Buradaki PM ve FM ifadelerden, $m(t)$ önce türev alıcıdan geçirilip FM modülatörle modüle edilirse PM modüle edilmiş bir işaretin, $m(t)$ önce bir integral alıcıdan geçirilip PM modülatörle modüle edilirse FM modüle edilmiş işaretin elde edilebileceği ortadadır.

Frekans Sapması (f_d); frekans sapması modüle edilmiş taşıyıcı frekansı ile taşıyıcı frekansı farkıyla ifade edilebilir.

$$f_d = f_i(t) - f_c = \frac{1}{2\pi} \left[\frac{d\theta(t)}{dt} \right] = \frac{1}{2\pi} D_f m(t) \quad (4.30)$$

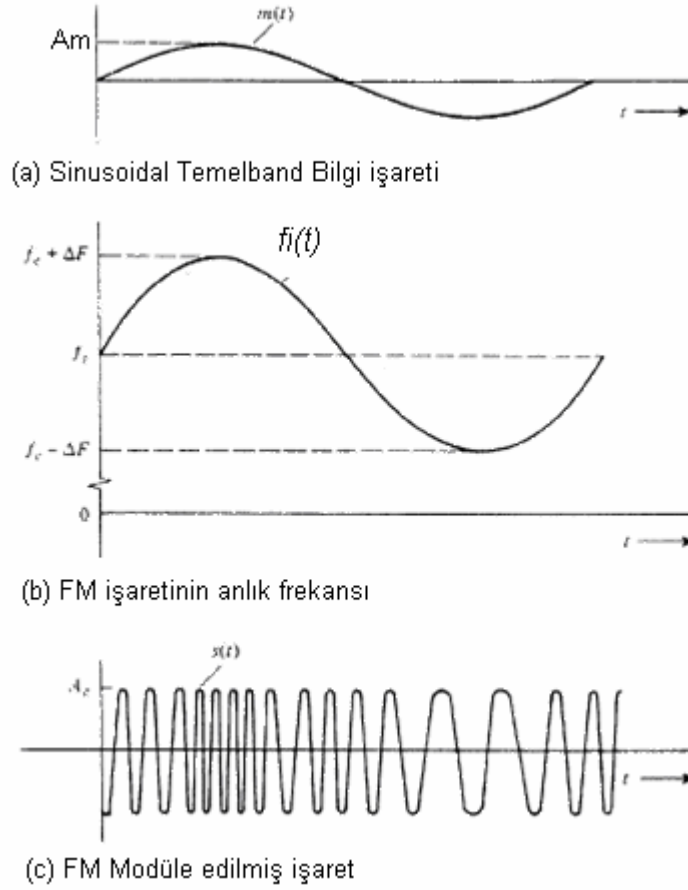
Tepe frekans sapması Δf :

$$\Delta f = \max \left\{ \frac{1}{2\pi} \left[\frac{d\theta(t)}{dt} \right] \right\} = \max \left\{ \frac{1}{2\pi} D_f m(t) \right\} \quad (4.31)$$

Burada $m(t)$ 'nin maksimum değeri V_p dersek tepe frekans sapması:

$$\Delta f = \frac{1}{2\pi} D_f V_p \quad (4.32)$$

olur.



Şekil 4.11 FM modülasyon dalga şekilleri

FM modülasyon için $m(t)$ bilgi işaretine bağlı olarak $s(t)$ modüle edilmiş işaretinin frekans değişimi ve frekans sapması aşağıdaki gibidir. (a) da gösterilen $m(t)$ bilgi işaretine bağlı olarak (b)'de taşıyıcının frekansındaki Δf kadar artma ve azalma gösterilmiştir ve (c)'de ise frekanstaki bu değişmeye bağlı olarak modüle edilmiş işaretin frekansa bağlı olarak nasıl bir değişime uğradığı gösterilmiştir.

Frekans Modülasyon indeksi (β_f) ; bilgi işaretinin tepe değeri genliği A_m ile iletilen modüle edilmiş işaretin bant genişliği arasındaki ilişkiyi verir. Aşağıdaki gibi tanımlanır:

$$\beta_f = \frac{D_f A_m}{B} = \frac{\Delta f}{B} \quad (4.33)$$

Burada, Δf tepe frekans değişimi, A_m bilgi işaretinin maksimum genliği, B modüle eden $m(t)$ bilgi işaretinin en büyük bant genişliğidir. Bilgi işareti genelde tabanbant da yani alçak frekanslı işaretlerden oluştuğundan, B bant genişliği en büyük frekanslı bilgi işareti bileşeninin frekansına (f_m) eşittir.

Eğer bilgi işareti $m(t)$ tek bir ton işareti ise (f_m frekansında periyodik bir sinüzoidal işaret) modülasyon indeksi :

$$\beta_f = \frac{D_f A_m}{f_m} = \frac{\Delta f}{f_m} \quad (4.34)$$

FM'den yararlanılarak sürekli fazlı FSK aşağıdaki gibi ifade edilebilir. Burada genlik $A_m = 1$ kabul edilmiştir.

$$s_{FSK}(t) = A_c \cos[w_c t + \theta(t)] = A_c \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi \Delta f \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda \right] \quad (4.35)$$

4.2.1.3 FM işaretinin Spektrumu ve Bant Genişliği

FM modülasyon için tabanbant da ton işareti $m(t) = A_m \cos(2\pi f_m t)$ kullanıldığında, $s_{FM}(t)$ işareti temel taşıyıcı frekansında bir bileşen ve taşıyıcı frekansın yanında bilgi işareti temel frekansı f_m 'ın tam katlarında sonsuz sayıda yan bant işaretleri bulundurulur. Bunun sebebi $s_{FM}(t)$ 'ın bilgi işaretinin doğrusal olmayan bir fonksiyonu olmasıdır. FM işaretinin spektrumu frekans modülasyon indeksi β_f ' in Bessel fonksiyonları ile verilebilir. Fakat yine tüm spektrumu almak mümkün değildir aynı zamanda buna ihtiyaçta yoktur. Çünkü RF bant genişliği B_T 'de toplam iletilen işaretin gücünün %98'i bulunmaktadır ve sadece bu aralığın incelenmesi yeterlidir. RF bant genişliğinin ifadesi:

$$B_T = 2(\beta_f + 1) f_m \quad (\text{Üst Sınır}) \quad (4.36)$$

$$B_T = 2\Delta f \quad (\text{Alt Sınır}) \quad (4.37)$$

Bu yaklaşıklık ifadesine **Carson Kuralı (Carson's Rule)** adı verilir.

Açı modüle edilmiş işaretlerin bazı özellikleri şöyledir:

- Bilgi işaretinin doğrusal olmayan fonksiyonlarıdır, dolayısıyla modülasyon indeksi artarken bant genişliği de artar. (Normalde yukarıdaki ifadelere göre biri artarken diğerinin azalması gerekirdi, bu doğrusal olmamanın bir sonucudur.)
- Açı modüle edilmiş işaretlerin gerçel zarfı (reel envelope) sabittir ve modüle eden bilgi işaretinin genliğine bağlı değildir.

4.2.2 Minimum Kaydırmalı Anahtarlama (Minimum Shift Keying, MSK):

MSK, sürekli fazlı frekans kaydırmalı anahtarlamanın özel bir halidir. İşaret seviyelerinde ve zarfında ani değişimler yoktur. Sembol geçişlerinde fazdaki süreksizliği kaldırarak performansın artmasını sağlar. Taşıyıcı frekanslar arasındaki en büyük frekans sapması bit hızının dörtte biridir. ($R_b = 1/T_b$ = bit hızı) Diğer bir ifadeyle MSK için modülasyon indeksi 0.5'dir.

$$B = 1/2T_b, \quad \Delta f = R_b/4 = 1/4T_b \quad (4.38)$$

$$\beta_f = \frac{D_f A_m}{B} = \frac{\Delta f}{B} = \frac{1/4T_b}{1/2T_b} = \frac{2T_b}{4T_b} = 0.5 \quad (4.39)$$

B bant genişliği, T_b bit süresi, A_m genlik ve Δf taşıyıcı merkez frekansı f_c ile kullanılan frekans lar arası farkı gösterir.

MSK, sürekli FSK taşıyıcılarından birbirine dik ve aralarındaki frekans sapması en az olan iki taşıyıcı kullanılarak yapıldığı için minimum kaydırmalı anahtarlama ismini alır. Kullanılan iki taşıyıcı aşağıdaki gibi olsun:

$$s_1(t) = A_c \cos[w_1 t + \theta_1(t)] \quad (4.40)$$

$$s_2(t) = A_c \cos[w_2 t + \theta_2(t)] \quad (4.41)$$

Sürekli faz için $t=0$ anında $\theta_1 = \theta_2$ olmalıdır. Dikliği gösterebilmek için bir bit zamanı boyunca iki işaretin çarpımının integralinin, yani korelasyonunun sıfır olması gerekmektedir.

$$\int_0^{T_b} s_1(t)s_2(t)dt = \int_0^{T_b} A_c \cos[w_1 t + \theta_1(t)]A_c \cos[w_2 t + \theta_2(t)]dt = 0 \quad (4.42)$$

Bu işlemin sonucu aşağıdaki gibidir:

$$\begin{aligned} & \frac{A_c^2}{2} \left[\frac{\sin[(w_1 - w_2)T_b + (\theta_1 - \theta_2)] - \sin(\theta_1 - \theta_2)}{(w_1 - w_2)} \right] \\ & + \frac{A_c^2}{2} \left[\frac{\sin[(w_1 + w_2)T_b + (\theta_1 + \theta_2)] + \sin(\theta_1 + \theta_2)}{(w_1 + w_2)} \right] = 0 \end{aligned} \quad (4.43)$$

Burada $(w_1 + w_2)$ terimi çok büyük frekansları içerdiğinden ihmal edilir, ve ifade aşağıdaki hali alır:

$$\frac{A_c^2}{2} \left[\frac{\sin[(w_1 - w_2)T_b + (\theta_1 - \theta_2)] - \sin(\theta_1 - \theta_2)}{(w_1 - w_2)} \right] = 0 \quad (4.44)$$

Burada θ_1 ve θ_2 birbirine eşit olduklarından, sonucun sıfır olmasının etkileyebilecek tek ifade $(w_1 - w_2)T_b$ 'dir. Bu ifadede de $(w_1 - w_2)T_b = 2\pi(2\Delta f)T_b$ 'den modülasyon indeksi $h = \beta_b = 2\Delta f T_b$ olur, görüldüğü gibi ifadeyi sıfır yapabilecek ilk modülasyon indeksi değeri 0.5'dir. Böylece $\sin[(w_1 - w_2)T_b]$ ifadesinin içersi π 'ye eşit olup sinüs sıfır olacaktır. Eklenen faz bileşenleri θ_1 ve θ_2 zaten sıfır yada birbirlerine eşit olduğundan diklik sağlanacaktır.

MSK gerçekleştirilmesi iki şekilde yapılabilir:

Birincisi taşıyıcılar arasındaki faz sürekliliğini sağlayacak bir faz eklenerek her bir taşıyıcı geçişinde fazın sürekliliği sağlanır.

$$s_{MSK}(t) = \cos\left(2\pi\left(f_c + \frac{d_k}{4T_b}\right)t + p_k\right), \quad d_k = \pm 1, \quad kT_b \leq t \leq (k+1)T_b \quad (4.45)$$

$$p_k + \frac{\pi k}{2} d_k = p_{k-1} + \frac{\pi k}{2} d_{k-1} \quad (4.46)$$

Burada p_k faz sürekliliğini sağlamak için eklenen faz sabitidir. Bu faz sabitinin değeri faz sürekliliğini sağlayabilmesi için aşağıdaki gibi olmalıdır:

$$p_k = \left[p_{k-1} + \frac{\pi k}{2} (d_{k-1} - d_k) \right] \text{mod}(2\pi) \quad (4.47)$$

Yukarıdaki p_k eşitliğinden de görüldüğü gibi, her sembol için iletilecek faz değeri, o anki ve bir önceki sembol değeri ile bir önce iletilen sembolün fazına bağlı olarak elde edilir.

MSK'yı elde edebilmek için diğer bir yöntem, sinüzoidal olarak şekillendirilmiş darbeler kullanılan, bir OQPSK yapısıdır. MSK işaretini eşfazlı (I) ve dikfazlı (Q) bileşenler halinde ifade edebiliriz. Bunun için aşağıdaki MSK modüle edilmiş işaretimizi incelersek:

$$s_{MSK}(t) = \cos(2\pi f_c t + d_k (2\pi \Delta f) t + \theta), \quad d_k = \pm 1, \quad kT_b \leq t \leq (k+1)T_b \quad (4.48)$$

$$s_{MSK}(t) = \cos\left(2\pi\left(f_c + \frac{d_k}{4T_b}\right)t + \theta\right), \quad (4.49)$$

Burada d_k NRZ(NonReturn Zero,-1,+1) kodlanmış ikili bilgi işaretidir, bilgi işaretinin aldığı değere göre MSK taşıyıcısının frekansı $\pm\Delta f$ kadar değişiklikler gösterir. Bu MSK işaretini

trigonometrik açılımlar yardımıyla aşağıdaki gibi ifade edebiliriz:

$$s_{MSK}(t) = \cos(2\pi f_c t + \frac{\pi d_k}{2T_b} t + \theta) \quad (4.50)$$

$$s_{MSK}(t) = \cos(\frac{\pi d_k}{2T_b} t + \theta) \cos(2\pi f_c t) - \sin(\frac{\pi d_k}{2T_b} t + \theta) \sin(2\pi f_c t) \quad (4.51)$$

Bilgi işaretinin $d_k = \pm 1$ ve faz sabitinin $\theta = 0$ veya π değerleri göz önüne alınarak,

$$\cos(\frac{\pi d_k}{2T_b} t + \theta) = \cos(\frac{\pi d_k}{2T_b} t) \cos(\theta) - \sin(\frac{\pi d_k}{2T_b} t) \sin(\theta) = a_k \cos(\frac{\pi d_k}{2T_b} t), \quad \theta=0 \quad (4.52)$$

$$\sin(\frac{\pi d_k}{2T_b} t + \theta) = \sin(\frac{\pi d_k}{2T_b} t) \cos(\theta) + \cos(\frac{\pi d_k}{2T_b} t) \sin(\theta) = b_k \sin(\frac{\pi d_k}{2T_b} t), \quad \theta=\pi \quad (4.53)$$

Her ifadede $\sin(\theta)$, alabileceği her iki değerde de sıfır olacağından gerekli sadeleştirmelerle yukarıdaki ifadeler elde edilmiştir. Buna göre MSK işareti aşağıdaki hali alır:

$$s_{MSK}(t) = a_k \cos(\frac{\pi t}{2T_b}) \cos(2\pi f_c t) + b_k \sin(\frac{\pi t}{2T_b}) \sin(2\pi f_c t), \quad kT_b \leq t \leq (k+1)T_b \quad (4.54)$$

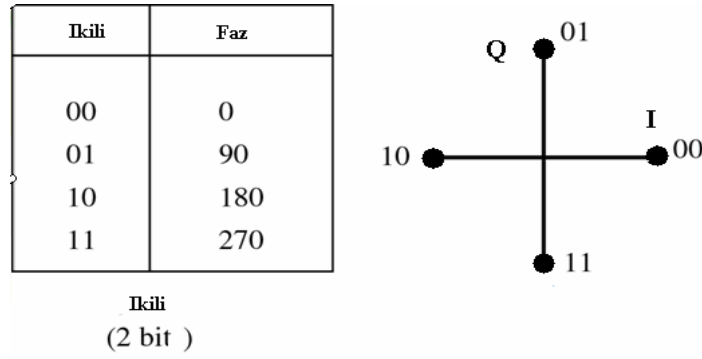
Eşfazlı (I) ve dikfazlı (Q) taşıyıcıların katsayıları a_k ve b_k 'nin faz sabiti ve bilgi işareti cinsinden değeri aşağıdaki gibidir:

$$a_k = d_k \cos(\theta) = \pm 1 \quad (4.55)$$

$$b_k = -d_{k+1} \cos(\theta) = \pm 1 \quad (4.56)$$

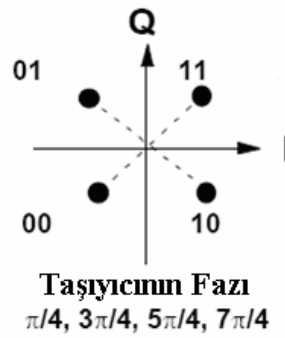
Burada a_k ve b_k 'nin ± 1 değerlerinden birini alacakları ortadadır. Dolayısıyla gelen ikili bitleri temsil ederler. Her bir gelen bit değeri bu iki kanalın katsayılarıdır. ± 1 değeri dışında bir değer alamaması, neden NRZ hat kodlaması yapıldığının cevabıdır.

Buna göre I ve Q kanalından iletilecek ikili bit yapısı ve onların Karmaşık düzlemde gösterimi Şekil 4.12'deki gibidir.



Şekil 4.12 QPSK faz ve sembol değerleri

İki dik taşıyıcı ve iki dik darbe şekillendiricili bir yapı elde edilmiştir. Bu yapıda faz sürekli ve işaretin zarfında sıfır geçişler bulunmamaktadır. Çünkü I ve Q kanallar darbe şekillendiriciler 90 derece farkla sıfır geçişlerine sahiptir. Bilgi işaretinin iletim hızı her bir kanalda yarıya iner fakat aynı anda iki bit yollandığı için iletim hızı sabit kalmaktadır. Aynı hızda bit yollanmasına karşın bant genişliği azalmaktadır. Bu ikili yapıda sıfır geçişlerinin zarfta süreksizlik etkisi yapmasını önlemek için Q kanalı 45 derece ötelenmiştir ve buna göre bitlerin ve fazlarının asıl yerleşimi OQPSK (offset-QPSK)da olduğu gibi aşağıda gösterilmiştir.



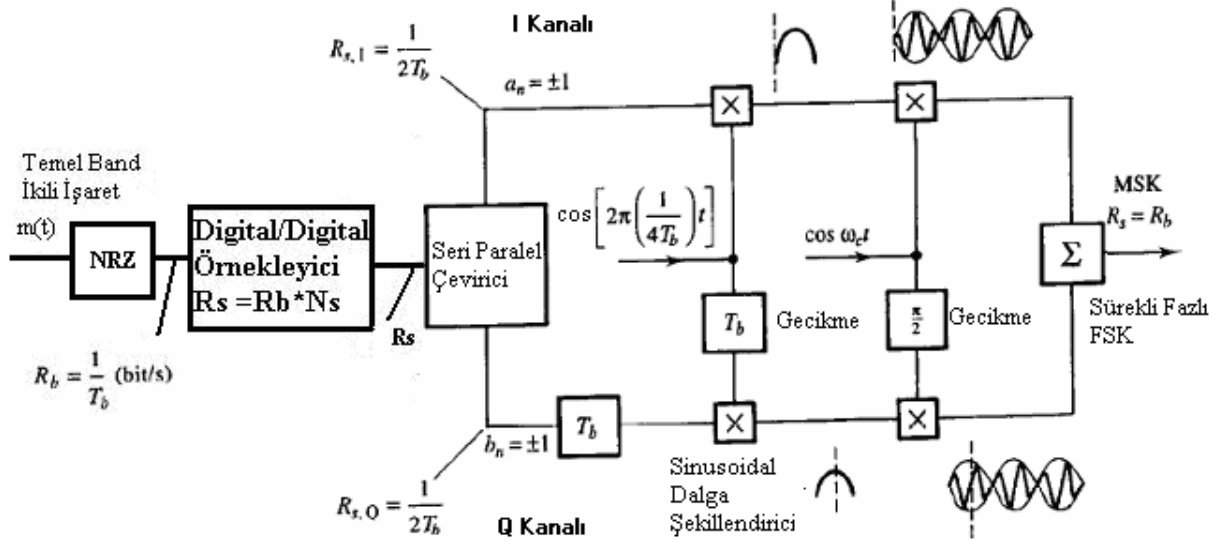
Şekil 4.13 OQPSK fazların yerleşimi

4.2.2.1 MSK Modülasyonu

MSK modülatörü Şekil 4.14 verilmiştir. Bu yapıda girişinde R_b hızında tabanbant bilgi işareti ($m(t)$)'ne, öncelikle DC bileşeni sıfır, spektrumu dar olan kutuplu sıfıra dönmeyen (Non Return Zero, NRZ) hat kodlamasına yapılır. Burada bit hızı R_b ($1/T_b$) yani bir bit için gerekli zaman aralığı T_b 'dir.

Daha sonra bu tabanbant işaretine, darbe şekillendirme gibi sayısal işlemler yapılabilmesi için

örnekleme işlemi yapılır. Örneklemede her bir bit kendi hızının N_s katıyla sayısal olarak örneklenir. Diğer bir ifadeyle, her bir bit N_s tane bitle ifade edilir ve her bir örneğin hızı $R_s = R_b * N_s$ olur.



Şekil 4.14 MSK modülatör blok şeması

Daha sonra gelen bitler N_s kadarlık örnekler halinde I ve Q kanalına ayrılır. Bu kanallardaki her bir bitin değeri I ve Q için sırasıyla a_n ve b_n 'dir. Burada yapılan $m(t)$ tabanbant işaretine bağlı her bit bite ait örneklerin sırayla paralel iki kanala ayrılmasıdır. Bu ayırma işleminde N_s tanelik örneklenmiş bitlerin, N_s 'lik bloklar halinde paralele çevrildiği unutulmamalıdır.

Bu kollar da bit süreleri $2T_b$ olur, yani hızları $R_b/2$ hızına iner. Önce sinüzoidal dalga şekillendirici ile şekillendirilip (çarpılarak) ardından taşıyıcı işaret ile çarpılırlar, yani bir ara frekansla yada asıl taşıyıcı frekansıyla modüle edilirler. Çıkışta da her iki kanaldan gelen işaretlerin toplamı ile MSK modüle edilmiş işaret elde edilir. Sinüzoidal darbe şekillendirici ile gelen dikdörtgensel yapıda, hızlı değişen ve geniş bantlı darbeler yumuşatılıp yarım sinüzoidal darbeler halini alırlar. Q kanalı T_b kadar geciktirildiği için sinüzoidal darbe şekillendiricide geciktirilmiştir. Bu T_b 'lik geciktirme darbe şekillendirici sinüzoidal işaretlerin periyodunun dörtte biridir. Dolayısıyla darbe şekillendirici bir bit veya sembol süresi boyunca sıfır geçişe sahip olmaz. Daha sonra da her iki kanal birbirine dik taşıyıcılarla çarpılıp toplanarak MSK işareti oluşturulur. Dikkat edilirse MSK sinüzoidal olarak dalga şekillendirilme yapılmış bir OQPSK yapısına sahiptir. QPSK da 180 derece, OQPSK'da 90 derece olan maksimum faz kaymaları ve faz süreksizlikleri MSK da yoktur yani faz her zaman sürekli dir.

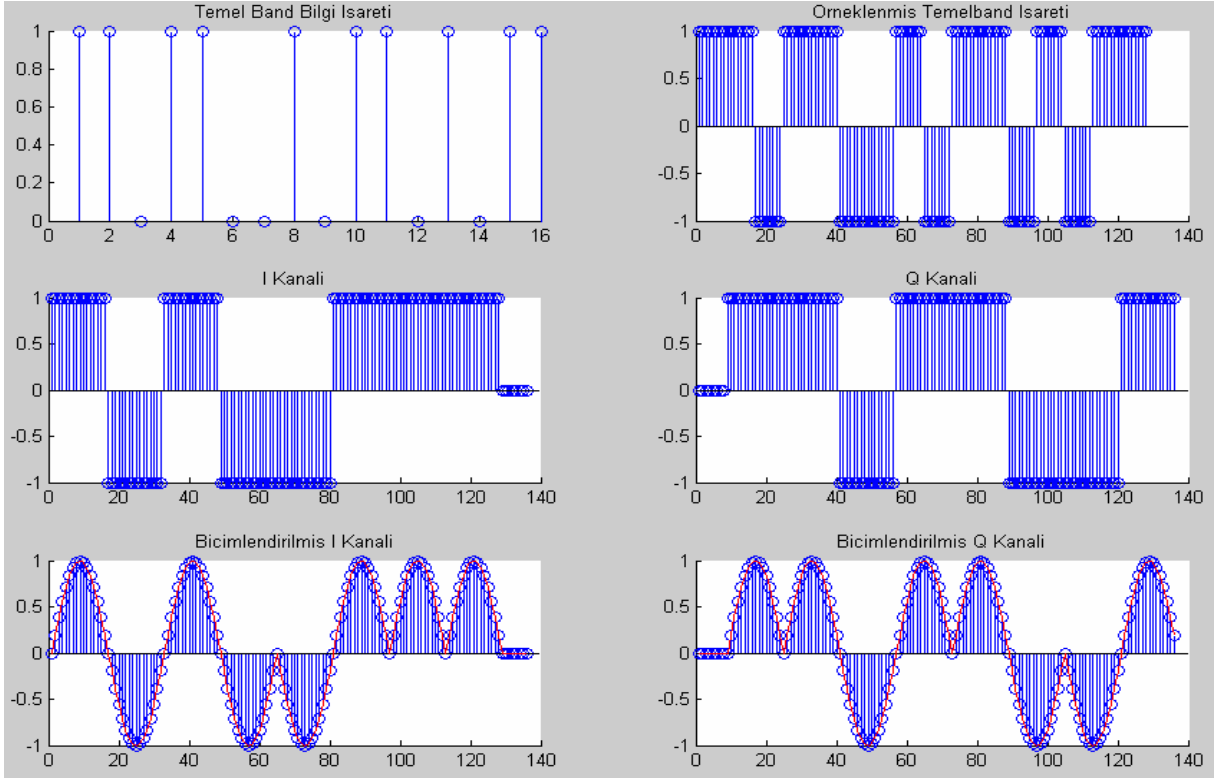
Burada dikdörtgensel darbeler kullanılmadığından güç spektral yoğunluğu da farklıdır. Eğer MSK da kullanılan sinüzoidal dalga şekillendirici aşağıdaki gibi ifade edilirse,

$$p(t) = \begin{cases} \cos\left(\frac{\pi T_b}{2T_b}\right) & |t| < 2T_b \\ 0 & \text{diğer} \end{cases} \quad (4.57)$$

Buna göre normalize edilmiş MSK güç spektral yoğunluğu aşağıdaki gibi ifade edilebilir:

$$P_{MSK} = \frac{16}{\pi^2} \left[\left(\frac{\cos(2\pi(f + f_c)T_b)}{1.16 f^2 T_b^2} \right)^2 + \left(\frac{\cos(2\pi(f - f_c)T_b)}{1.16 f^2 T_b^2} \right)^2 \right] \quad (4.58)$$

Matlab’da gerçekleştirilmiş MSK modülatöründen elde edilmiş dalga şekilleri Şekil 4.15 ve Şekil 4.16’da verilmiştir.

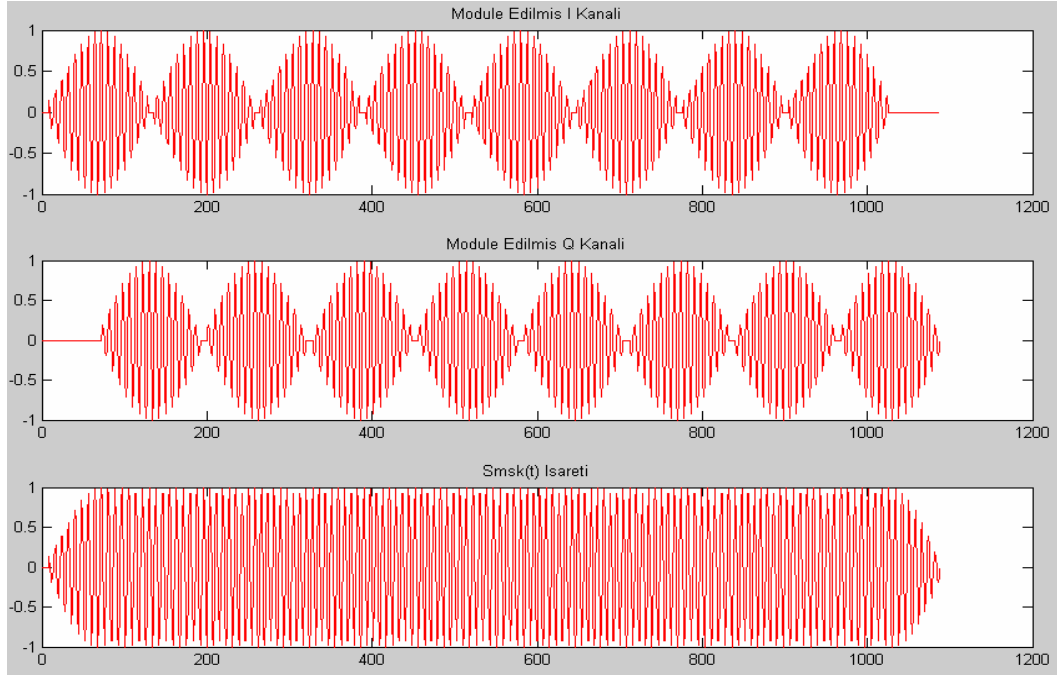


Şekil 4.15 MSK modülatöründe taşıyıcı ile çarpılmadan önceki işlemler ve dalga şekilleri

Şekil 4.15’den görüldüğü gibi önce tabanbant işareti NZR kodlanmış ve her bir bit dikdörtgensel darbe şekillendirici ile şekillendirilmiştir. Kullanılan dikdörtgensel darbe şekillendiricinin impuls yanıtı aşağıdaki gibidir.

$$g_r(t) = \frac{1}{2T_b} \text{rect}\left(\frac{t}{T_b}\right) \quad (4.59)$$

Şekil 4.16’da ise yüksek frekanslı taşıyıcı ile modüle edilmiş I ve Q kanalı çıkışları ve bunların toplamından oluşan MSK modüle edilmiş işaret gösterilmektedir. Görüldüğü gibi MSK ile sabit zarflı bir işaret elde edilmektedir. Ayrıca frekans geçişlerinde süreklilik mevcuttur.

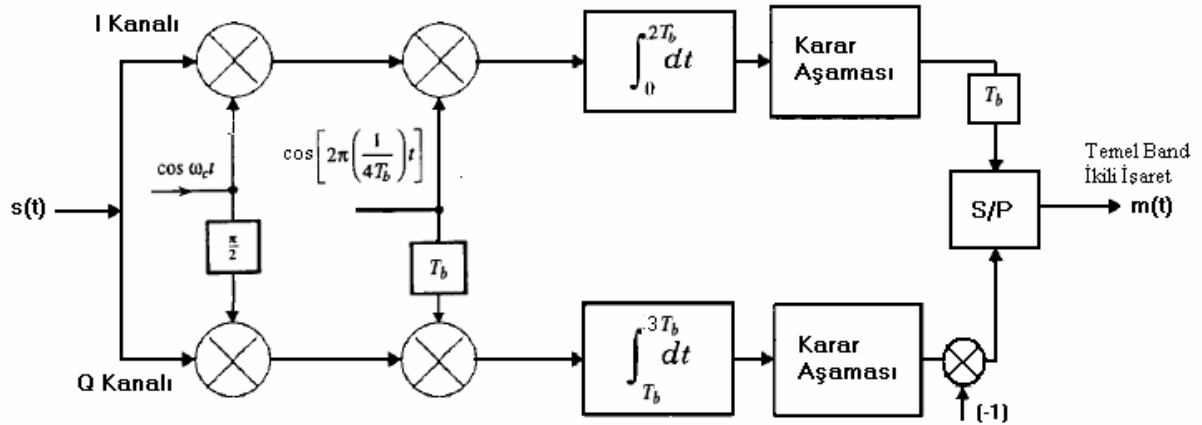


Şekil 4.16 MSK modülatörü işaret çıkışları

4.2.2.2 MSK Demodülasyonu

MSK modüle edilmiş işaretimiz; sinüzoidal dalga şekillendirici kullanılarak, OQPSK yapısında elde edilmiş modülatörümüz tarafından üretilmişti. Bu işareti demodüle etmek için eşevreli olan korelasyon dedektörlü bir demodülatör yapısı kullanılabilir. Kullanılacak demodülatör aynı anda iki biti demodüle edebilecek kabiliyette olmak durumundadır. Yani paralel olarak modüle edilmiş bitleri paralel olarak demodüle edip daha sonra seri hale getirebilmelidir.

Burada kullanılan demodülatör yapısı Şekil 4.17’deki gibidir.



Şekil 4.17 MSK Eşvreli demodülatör yapısı

Bu demodülatör yapısının çalışması şöyledir:

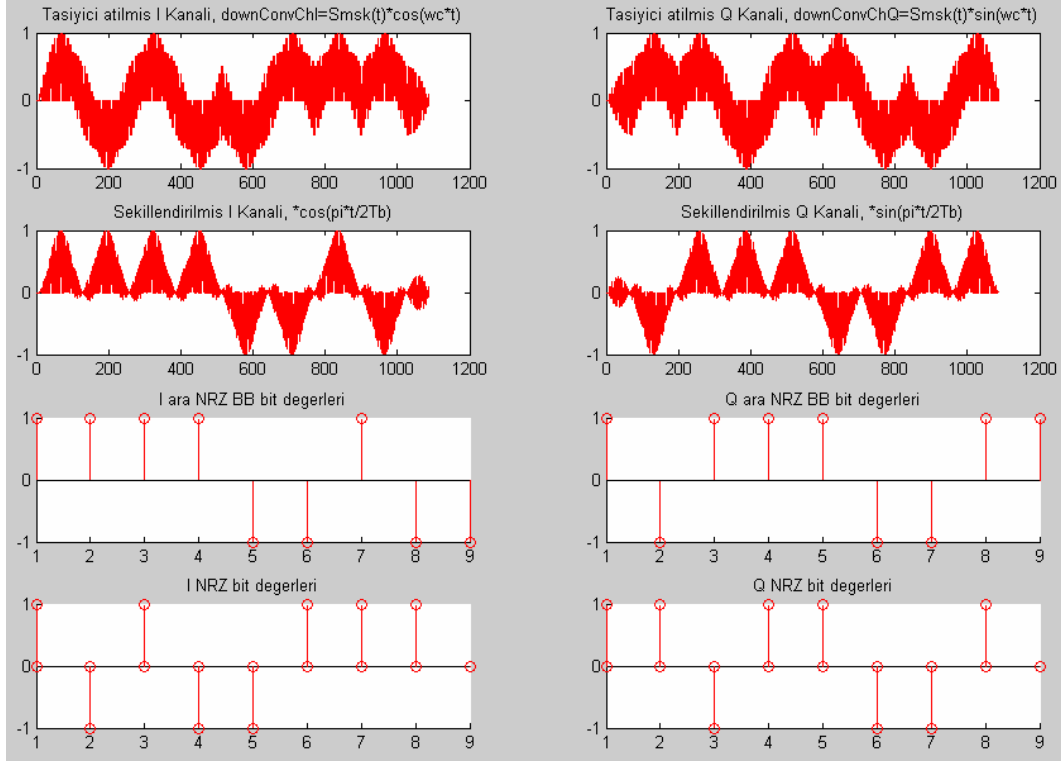
Ortamdan gelen modüle edilmiş işaret I ve Q kanallarına yollanır. Kanallara yollanan ortamdan gelmiş modüle edilmiş işaret her bir kanalda $\cos(\omega_c t)$ ve $\sin(\omega_c t)$ dik taşıyıcıları ile çarpılır. Bu işlemle, I ve Q kanalına gelen işaretlerden, dik yüksek frekanslı taşıyıcıların ayıklanması sağlanır. Daha sonra yüksek frekanslı taşıyıcısı ayıklanmış işaret, her bir kanalda birbirine dik darbe şekillendiricilerle çarpılırlar. Elde edilen işaretlerin $2T_b$ aralıklarla integrali alınarak, bu iki işlemle işaretlerin korelasyonları elde edilmiş olur. Yani her bir kanalın hızı bit hızının yarısı kadardır. Burada yapılan korelasyon işlemi ile, modüle edilen iki seviyeden hangisine daha çok benzediği bulunur. Bu integral işleminde, sürelerdeki T_b kadarlık fark modülasyon sırasındaki gecikmeden kaynaklanmaktadır. Daha sonra karar aşamasının çalışma prensibi şöyledir:

- Ard arda gelen iki bitin korelasyon değerleri arasında 180 derece faz farkı varsa (yani ters işaretliyse) bu iki bit aynıdır.
- Ard arda gelen iki bitin korelasyon değeri arasında faz farkı yoksa (yani aynı işaretliyse) bu iki bit farklıdır.
- I kanalından elde edilen ilk bit gerçek işareti ile elde edilirken, Q kanalından gelen bit 180 derece faz farkı ile elde edilir. Bu nedenle karar aşamasından sonra Q kanalının değeri değiştirilir.

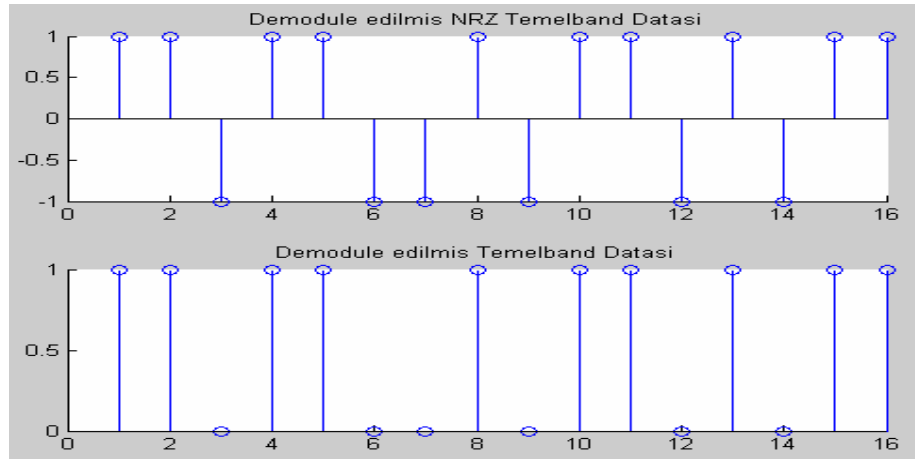
Şekil 4.18’de Şekillendirilmiş I ve Q kanalı çıkışlarında, I kanalı çıkışının T_b kadarlık bölümünde ve Q kanalının başlangıcında T_b kadarlık bölümünde dikkate alınmayan kısımlar mevcuttur. Bu kısımlar faz sürekliliğini sağlamak için eklenmiş T_b kadarlık gecikme

nedeniyle ortaya çıkmıştır. I kanalındaki bu fazlalık kısım gecikme ile Q kanalındaki kısım ise T_b kadar sonra integral alma işlemiyle ortadan kaldırılmıştır.

Matlab’da gerçekleştirilmiş eşvreli demodülatörden elde edilen sonuçlar aşağıdaki gibidir.



Şekil 4.18 MSK demodülatöründe I ve Q kanallarındaki işlemler sonucu elde edilen işaretler



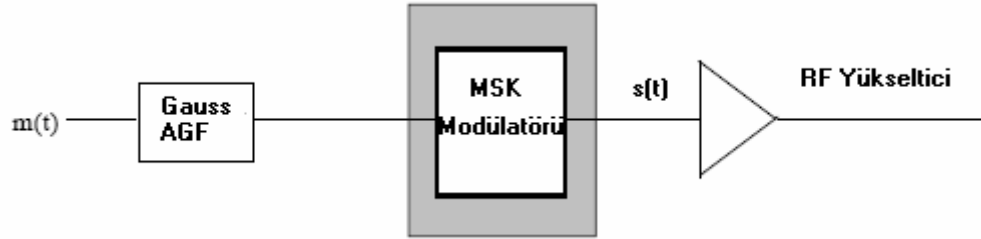
Şekil 4.19 MSK demodülatörü kanallarından gelen seriye çevrilmiş tabanbant işaretlerinin kutuplu ve kutupsuz NRZ gösterimi

4.2.3 Gauss Minimum Kaydırmalı Anahtarlama (Gaussian MSK, GMSK)

Dikdörtgensel darbeler yerine Gauss filtresiyle filtrelenip şekillendirilmiş darbeler kullanılarak yapılan MSK modülasyonuna, GMSK modülasyonu denir. GMSK da kullanılan NRZ darbelerinin gauss alçak geçiren filtresi ile filtrelenmesi sonucu spektrumdaki yayılmalar oldukça kısılarak bant genişliği azaltılmış bir modülasyon elde edilir. MSK da sinüsel darbe biçimlendirme kullanılarak fazda süreklilik sağlanmasına karşın frekansta süreksizlikler devam etmektedir aynı zamanda spektrumda ana lob da daralır ve bant genişliği düşer. GMSK da yapılan filtreleme işlemi demodülasyon için çok karmaşık yapılar gerektirmez. Eşevreli bir MSK demodülatör yada eşevreli olmayan bir FSK demodülatörle kolayca demodüle edilebilir.

Pratikte GMSK'nın tercih edilmesindeki en büyük etkenlerden biri güç verimliliğidir. Tabi ki bunu sağlayan en büyük etken sabit zarflı olması ve spektral verimliliğidir.

Frekanstaki bu süreksizlikler Gauss Darbe biçimlendirmesi yardımıyla sağlanır. Genel GMSK yapısı:



Şekil 4.20 GMSK modülatörü ilkesel şeması

En genel ve basit tanımıyla NRZ hat kodlamasıyla kodlanmış tabanbant işaretlerinin, Gauss alçak geçiren filtresi yardımıyla filtrelenip (darbe şekillendirilmesine uğratılıp) bir MSK modülatöre uygulanması ile GMSK modülasyon işlemi gerçekleştirilir.

Temel bilgi işaretinin modülasyon öncesinde bir alçak geçiren Gauss filtresinden geçirilmesiyle işaretin sembol geçişlerinin düzeltilmesi yanında işaretin bant genişliği de azaltılmaktadır. Kullanılan Gauss AGF'si dar bant genişliği sağlar ve yüksek frekans bileşenleri yani keskin iniş çıkışları engeller. Anlık aşırı frekans değişimlerini yani zamandaki küçük aşma impulslarını (overshoot impulse) engeller. Bu bandı düşürme işlemi iletilen işarete simgeler arası karışmaya neden olmaktadır. GMSK sabit zarflı ve spektral verimliliğini arttırması koşuluyla ISI'ya izin verdiğinden bir miktar hata oranında artmaya neden olmaktadır. Bu getirdikleri yanında katlanılan bir dezavantajıdır.

Gauss alçak geçiren filtresinin transfer fonksiyonu aşağıdaki gibidir:

$$H_G(f) = \exp(-\alpha^2 f^2) \quad (4.60)$$

Burada α , tabanbant gauss biçimlendirme filtresinin 3dB'lik bant genişliği B ile alakalıdır.

$$\alpha = \frac{\sqrt{\ln 2}}{\sqrt{2}B} = \frac{0.5887}{B} \quad (4.61)$$

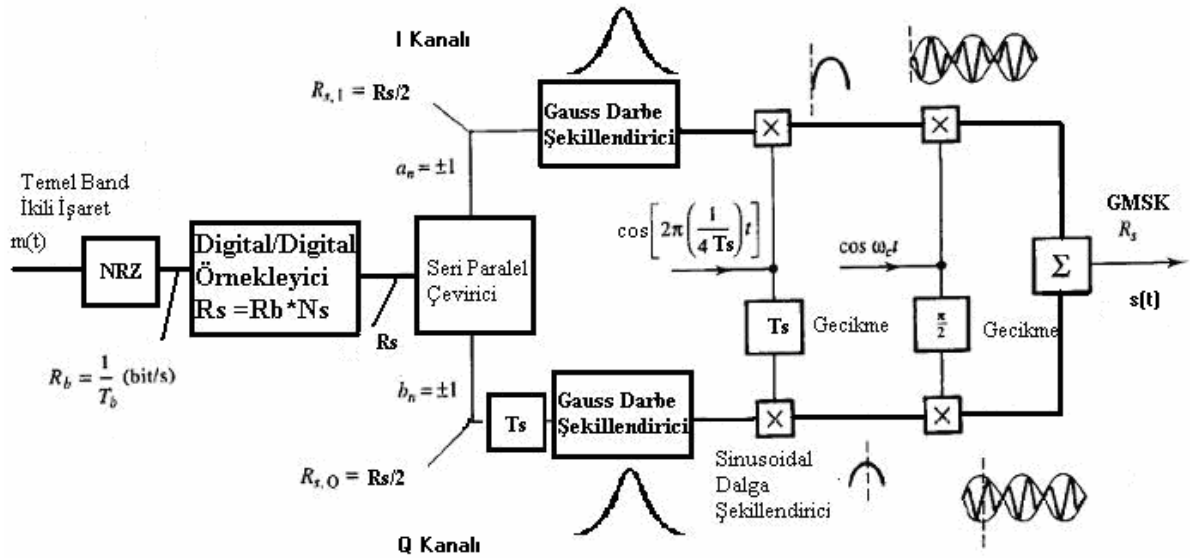
Eğer α artarsa, Gauss filtresinin spektrumdaki yayılması azalır yani bant genişliği azalır fakat zamandaki yayılması artar. Gauss filtresinin impuls yanıtı aşağıdaki gibidir.

$$h_G(t) = \frac{\sqrt{\pi}}{\alpha} \exp\left(-\frac{\pi^2}{\alpha^2} t^2\right) \quad (4.62)$$

Gauss darbe biçimlendirici alçak geçiren filtresinin tabanbant genişliği B, bilgi işaretinin periyodu T_b olmak üzere, gauss filtresinden bahsedilirken genelde BT_b çarpımından bahsedilir. GMSK BT_b değerine göre sınıflandırılır, yapılar bu değere göre şekillendirilir. Bu değer düştükçe özellikle bant genişliğini azaltmak için yapılır, böyle durumlarda kullanılan yapılar karmaşılaşmaya başlar. Özellikle demodülasyon aşamasında basit korelasyon dedektörleri ile demodülasyon yapmak mümkün olmayabilir. Daha karmaşık ve maliyeti yüksek adaptif yapıların kullanılmasına ihtiyaç duyulabilir. Özellikle $BT_b < 0.25$ değerlerinden daha küçük değerler için bu karmaşık yapılarla demodülasyon işlemi kaçınılmazdır. $BT_b \geq 1$ olduğu durumda Gauss filtresi darbeye çok fazla etkide bulunamaz dolayısıyla bu bir MSK olur, $BT_b < 1$ olduğu durumda Gauss filtresinin geçirme bandını aştığı için (burada karesel bir darbenin 3dB'lik bant genişliği aşağıda da görüldüğü gibi $BW=2/T_b$) gauss filtresi darbe üzerinde bir şekillenmeye yol açar.

GMSK burada iki şekilde modüle edilecektir. İlk yapı Gauss alçak geçiren filtresiyle filtrelenmiş bir MSK modülatör, diğer yapı ise Gauss alçak geçiren filtresiyle filtrelenmiş bir FSK yapısıdır.

4.2.3.1 Gauss ile Filtrelenmiş MSK Modülasyonu ve Demodülasyonu



Şekil 4.21 GMSK modülatör blok şeması

GMSK modülatörü girişinde R_b hızında tabanbant bilgi işareti $m(t)$ 'ne, öncelikle DC bileşeni sıfır, spektrumu dar olan kutuplu sıfıra dönmeyen (Non Return Zero, NRZ) hat kodlamasına yapılır. Burada bit hızı R_b ($1/T_b$) yani bir bit için gerekli zaman aralığı T_b 'dir.

Daha sonra bu tabanbant işaretine, filtrelemek, darbe şekillendirme gibi sayısal işlemler yapılabilmesi için örnekleme işlemi yapılır. Örneklemede her bir bit kendi hızının N_s katıyla sayısal olarak örneklenir. Diğer bir ifadeyle, her bir bit N_s tane bitele ifade edilir ve her bir örneğin hızı $R_s = R_b * N_s$ olur.

Daha sonra gelen bitler N_s kadarlık örnekler halinde I ve Q kanalına ayrılır. Bu kanallardaki her bir bitin değeri I ve Q için sırasıyla a_n ve b_n 'dir. Burada yapılan $m(t)$ tabanbant işaretine bağlı her bit bite ait örneklerin sırayla paralel iki kanala ayrılmasıdır. Bu ayırma işleminde N_s tanelik örneklenmiş bitlerin, N_s 'lik bloklar halinde paralele çevrildiği unutulmamalıdır. Bu aşamada iki farklı yol izlemek mümkündür. Ya iki biti (her bir bit N_s tane örneğe sahip) aynı anda işleyeceğimiz için I ve Q kanaldaki iletim hızını yarıya indirerek işlem yapabiliriz. Bu şekilde yapıldığında bant genişliği de otomatik olarak yarıya iner. Yada aynı hızda işlemlere devam edebiliriz, bu sayede bant genişliği sabit kalır fakat iletilen data miktarı iki katına çıkar. Burada kanal hızlarını yarıya indirmek tercih edilmiştir.

Paralel iki kanala ayrılan bu örnekler daha önce MSK'da da anlatıldığı gibi doğrudan sinüzoidal darbe şekillendirici ile şekillendirilmeden önce Gauss alçak geçiren filtresinden

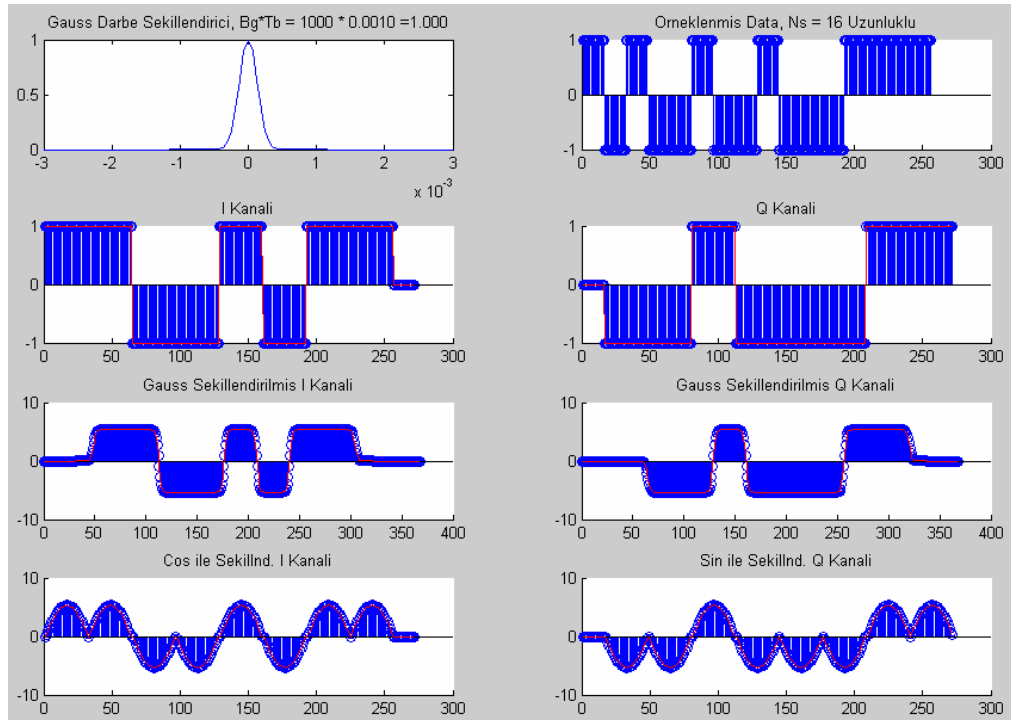
geçirilir. Gauss alçak geçiren filtresi daha önceden de anlatıldığı gibi T_b uzunluklu dikdörtgensel olarak şekillendirilmiş işaretleri filtreleyerek daha sonra yapılacak modülasyonda oluşan işaretlerin spektrumu daraltılır. Bu filtreleme aşağıda gösterilen simülasyon sonuçlarından da görüldüğü gibi zamanda yayılmaya fakat spektrumda daralmaya neden olur. Zamandaki bu yayılma semboller arası karışmaya (ISI) neden olur.

Bu işlemden sonra daha önce MSK modülasyonunda anlatıldığı gibi her bir I ve Q kanalı dik sinüzoidal darbe şekillendirici ile şekillendirilir.

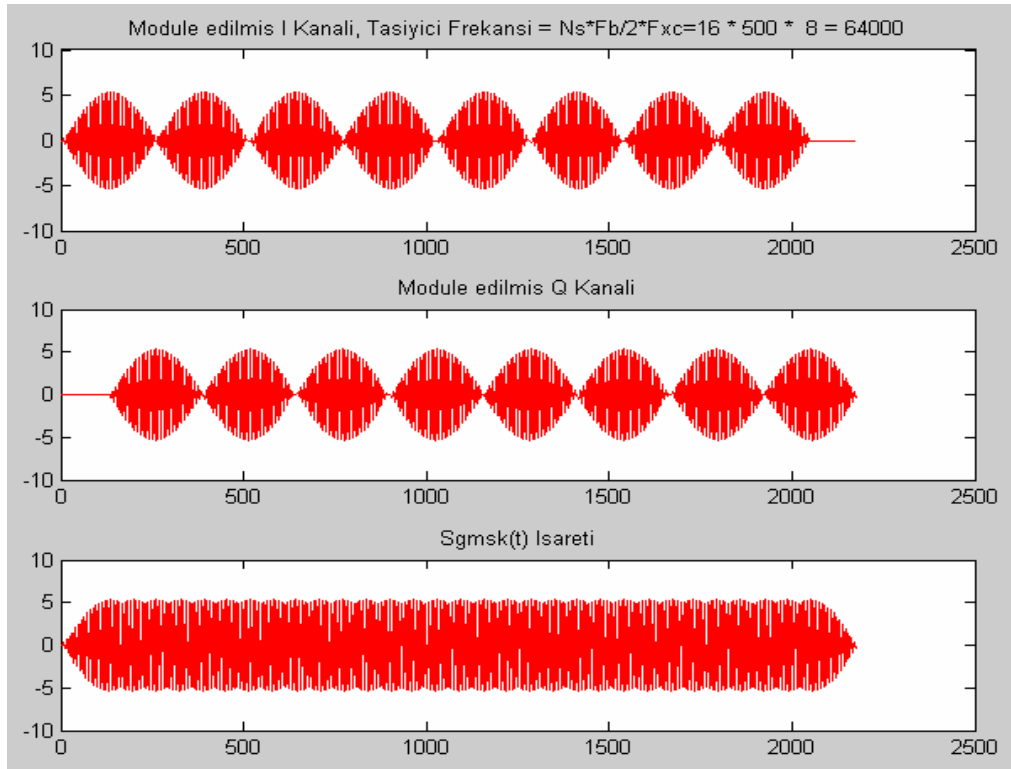
Daha sonrada yine MSK'da da anlatıldığı gibi her bir kanal dik sinüzoidal taşıyıcılarla modüle edilip toplanarak GMSK işareti elde edilir.

Aşağıda 4 farklı BT_b değeri için MATLAB'da elde edilmiş GMSK modülatörünün çıktıları verilmiştir.

- $BT_b = 1000 \times 0.1 = 1$ için GMSK modülatöründe üretilen dalga şekilleri:

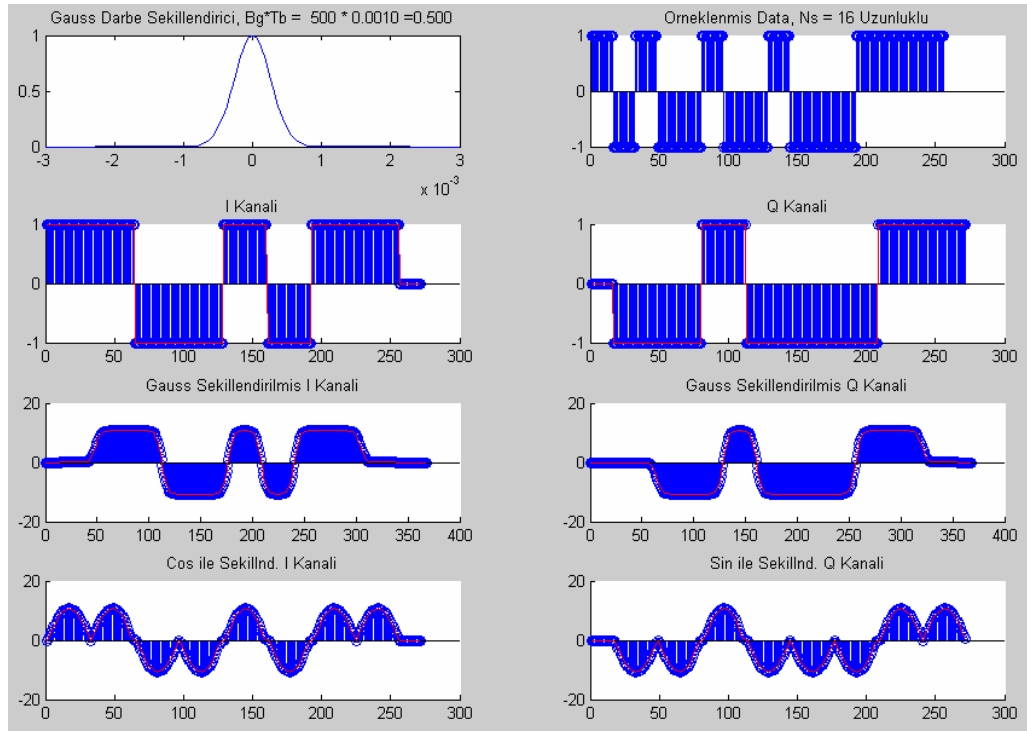


Şekil 4.22 GMSK modülatöründe taşıyıcı ile çarpılmadan önceki işlemler ve dalga şekilleri, $BT_b = 1$

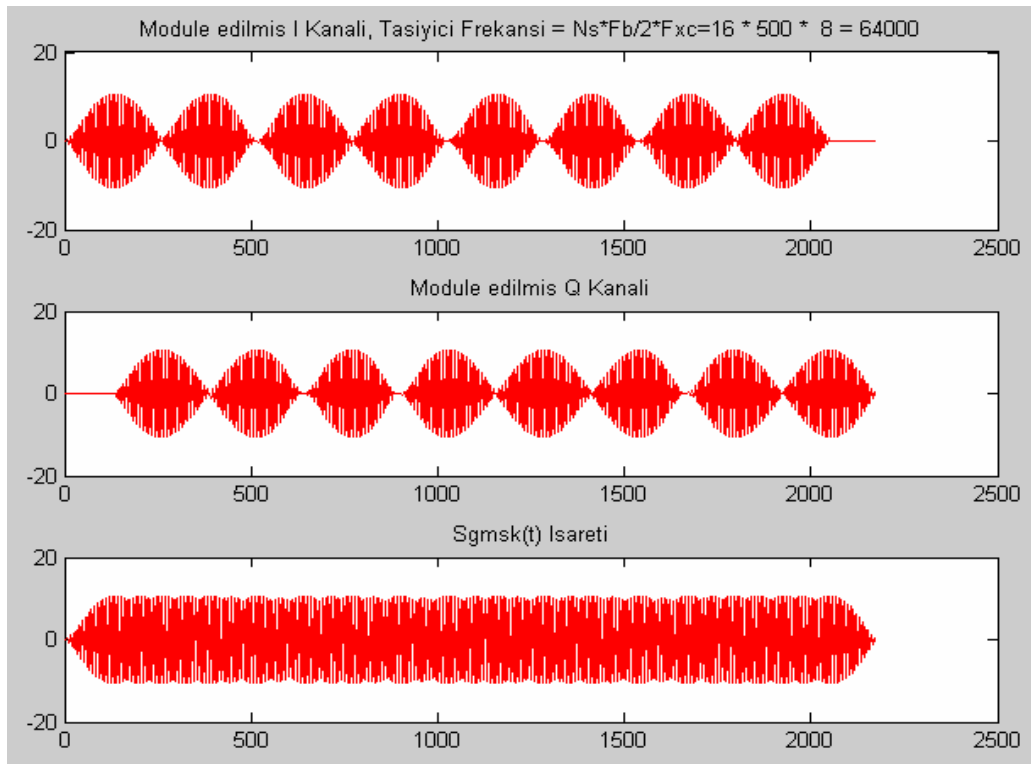


Şekil 4.23 GMSK modülatörü işaret çıkışları, $BT_b = 1$

- $BT_b = 500 \times 0.1m = 0.5$ için GMSK modulatöründe üretilen dalga şekilleri

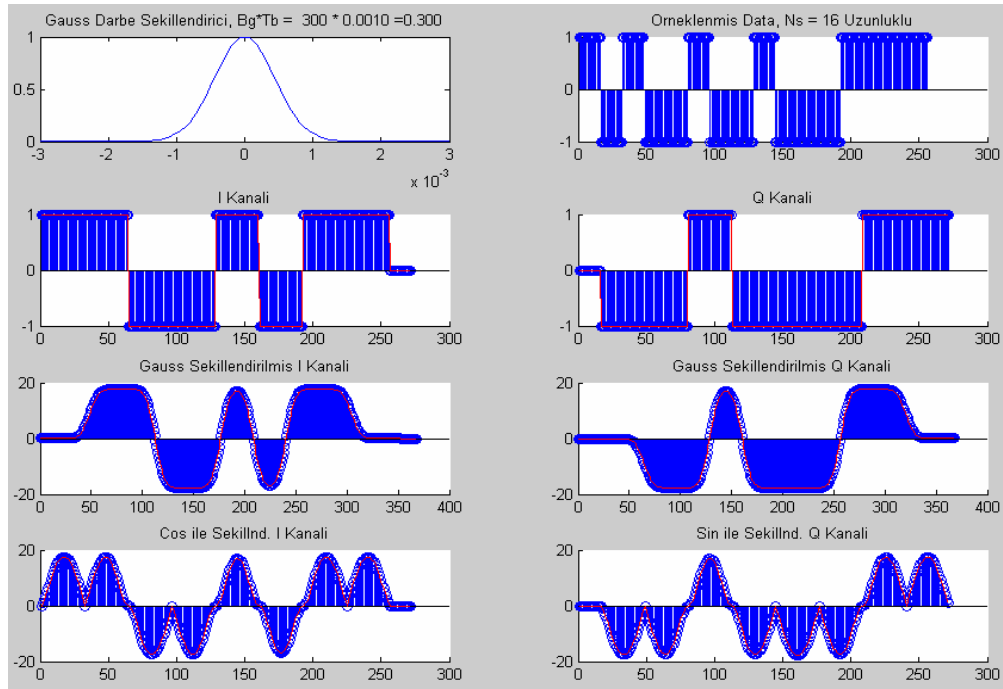


Şekil 4.24 GMSK modulatöründe taşıyıcı ile çarpılmadan önceki işlemler ve dalga şekilleri, $BT_b = 0.5$

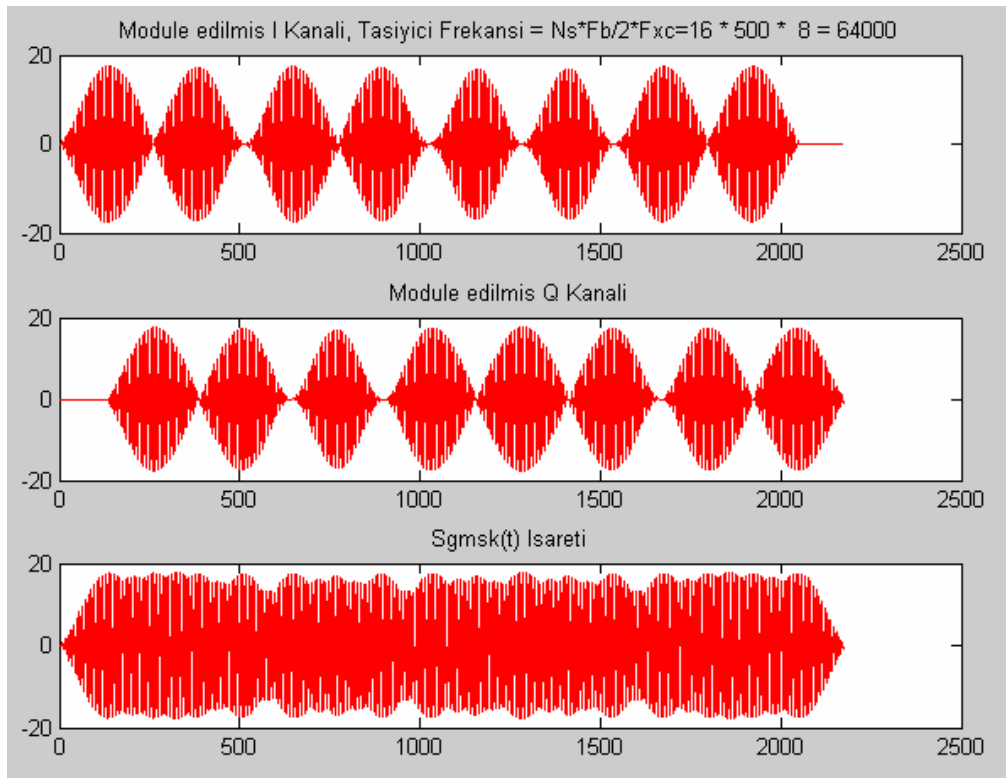


Şekil 4.25 GMSK modulatörü işaret çıkışları, $BT_b = 0.5$

- $BT_b = 300 \times 0.1 = 0.3$ için GMSK modülöründe üretilen dalga şekilleri

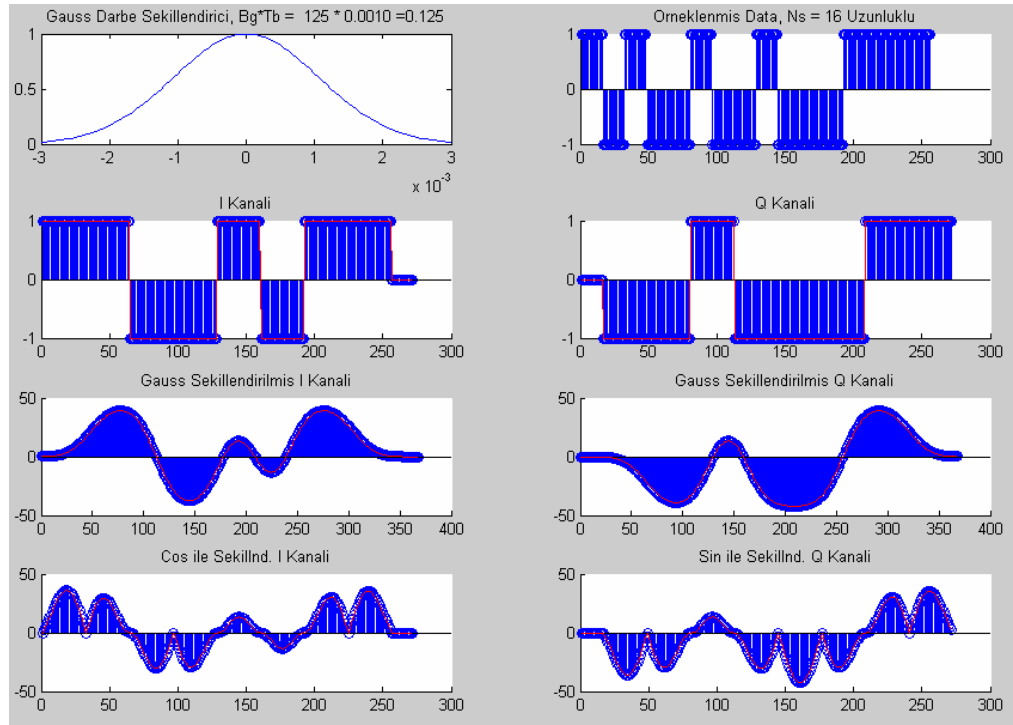


Şekil 4.26 GMSK modülöründe taşıyıcı ile çarpılmadan önceki işlemler ve dalga şekilleri, $BT_b = 0.3$

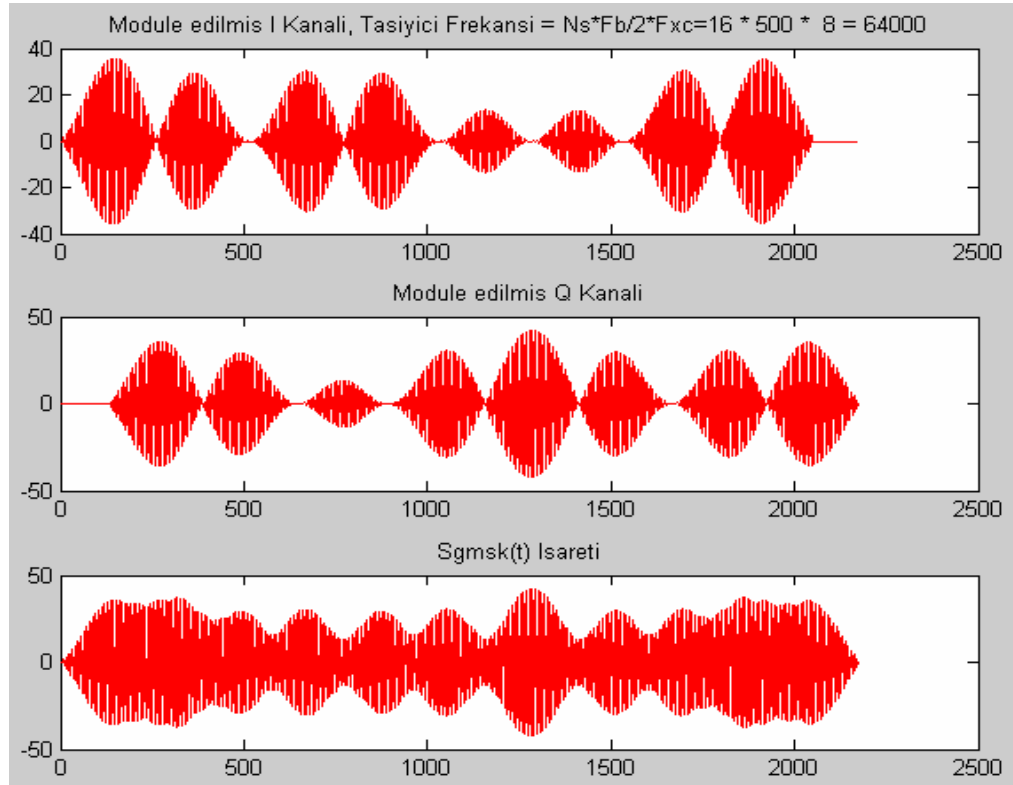


Şekil 4.27 GMSK modülörü işaret çıkışları, $BT_b = 0.3$

- $BT_b = 125 \times 0.1 = 0.125$ için GMSK modülöründe üretilen dalga şekilleri



Şekil 4.28 GMSK modülöründe taşıyıcı ile çarpılmadan önceki işlemler ve dalga şekilleri, $BT_b = 0.125$



Şekil 4.29 GMSK modülörü işaret çıkışları, $BT_b = 0.125$

Yukarıdaki GMSK modülasyon simülasyonlarından görüldüğü gibi, Gauss filtresinin bant genişliğine bağlı olarak darbenin zamandaki yayılımı artmakta yada azalmaktadır. Gauss AGF'si ile zamanda konvolüsyonu alınan darbelerin zamanda yayılımı simgeler arası karışmaya neden olmaktadır. Zamandaki yayılma etkisiyle, modüle edilmiş I/Q kanallarının toplamı olan GMSK işaretinin zarfinda ciddi değişimler gözlenmiştir.

Gauss filtresi ile bilgi işaretinin zamanda konvolüsyonu alınması sonucu oluşan çıkış zamanda yayılmış örneklenmiş işareti oluşturur, bu yayılma semboller arası karışmaya (Inter Symbol Interference, ISI) neden olur. Bu kontrollü ISI etkisidir ve hata oranının artmasına neden olmasına rağmen bant genişliğini azalttığından maliyeti azaltmaktadır. Ayrıca getirdiği hata oranı artışının da etkisi çok fazla değildir. Sınırlı frekans bandın da iletilen modüle edilmiş işaretlerin bant genişliklerinin az olmasının birçok yararı vardır. Örneğin daha yakın aralıklı bitişik frekansların kullanılmasına olanak vererek, aynı bant genişliğinde daha fazla kanala sahip olma imkanı verirken, bitişik kanallar arasındaki hata oranını da azaltır.

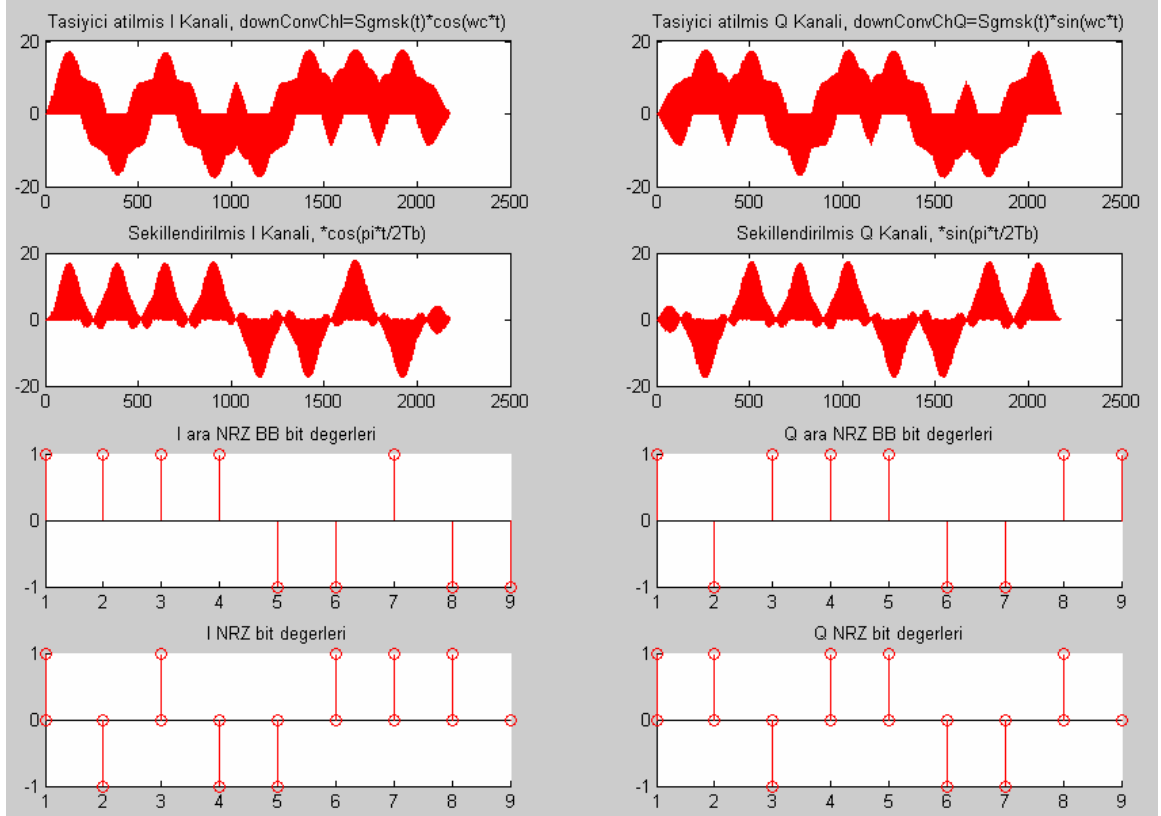
Gauss darbe şekillendirici AGF'nin, bant genişliği (B) ve bit zamanının (T_b) artması dolayısıyla zamanda yayılması arasındaki ters orantı simülasyonlarda görülmektedir. Bant genişliği azaldıkça modüle edilmiş GMSK işaretinin bant genişliği azalmaktadır. Yada arttıkça Gauss filtresi işlevini yitirerek MSK'ya dönüşmektedir. Çünkü gelen dikdörtgensel olarak şekillendirilmiş tabanbant bilgi işaretinin temel frekans bileşenleri bozulmadan geçebilmekte dolayısıyla Gauss filtresi tarafından yeterli derecede filtrelenememektedir. Bu nedenle BT_b (Gauss'un 3dB bant genişliği B, ile gelen bitin süresinin çarpımı) 1'den küçük oldukça Gauss filtresi işlev görebilmekte, aksi takdirde 1'den büyük olduğunda istenen etkiyi gösterememektedir.

Bant genişliğinin değişmesi, açık olarak görülmektedir ki, modüle edilmiş GMSK işareti $S_{GMSK}(t)$ 'in zarfını da değiştirmektedir. GMSK, MSK'dan elde edildiğinden ve MSK sürekli fazlı bir modülasyon olduğundan çok küçük bant genişliklerinde bile zarftaki süreklilik korunmaktadır. Fakat MSK'daki sabit zarf özelliği Gauss filtresinin bant genişliği düştükçe bozulmaktadır. Buda demodülasyon için problemlere ve hata oranının artmasına neden olur. Özellikle BT_b 'nin 0.25'ten küçük olduğu GMSK modülasyonları için demodülatör yapılarının zarf dedektörleri ve korelasyon dedektörleri gibi basit yapılardan uyarlamalı yapılara geçmesinin nedenlerindendir.

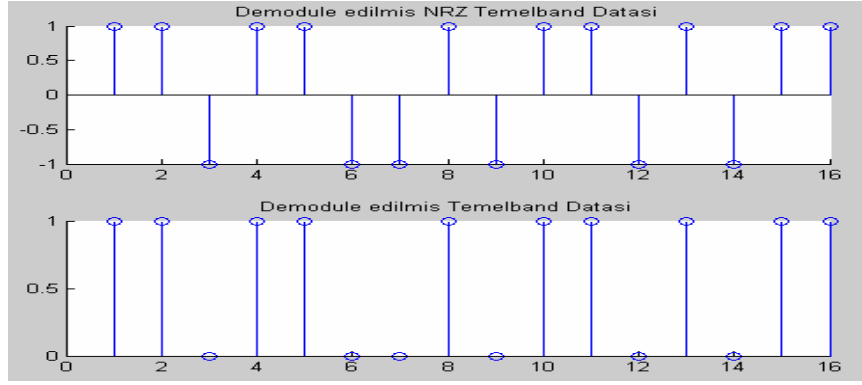
Bu GMSK modülatörünün eşevreli MSK demodülatörü ile demodülasyonundan elde edilmiş sonuçlar aşağıdaki gibidir. $BT_b=0.3$ ve $BT_b=0.125$ için demodülatör çıkışı verilmiştir. Bu

yapı daha önce MSK içerisinde anlatıldığı için tekrar anlatılmayacaktır. MSK demodülatörü ve aynı giriş data yığını kullanılmıştır. MSK'dan farkı demodüle aşamasında da semboller arası karışma etkileri gözlenmektedir. Çok küçük BT_b değerleri için hata oluşma ihtimali çıkışlardan da görüldüğü gibi fazladır. Özellikle $BT_b=0.125$ olduğu durumda demodülatör çıkışları kanalın bozucu etkileri ve gürültüler göz önüne alındığında bu demodülatör yapısıyla çok yüksek hata oranlarına sahip olacaktır.

- $BT_b=0.3$ için demodülatör çıkışları:

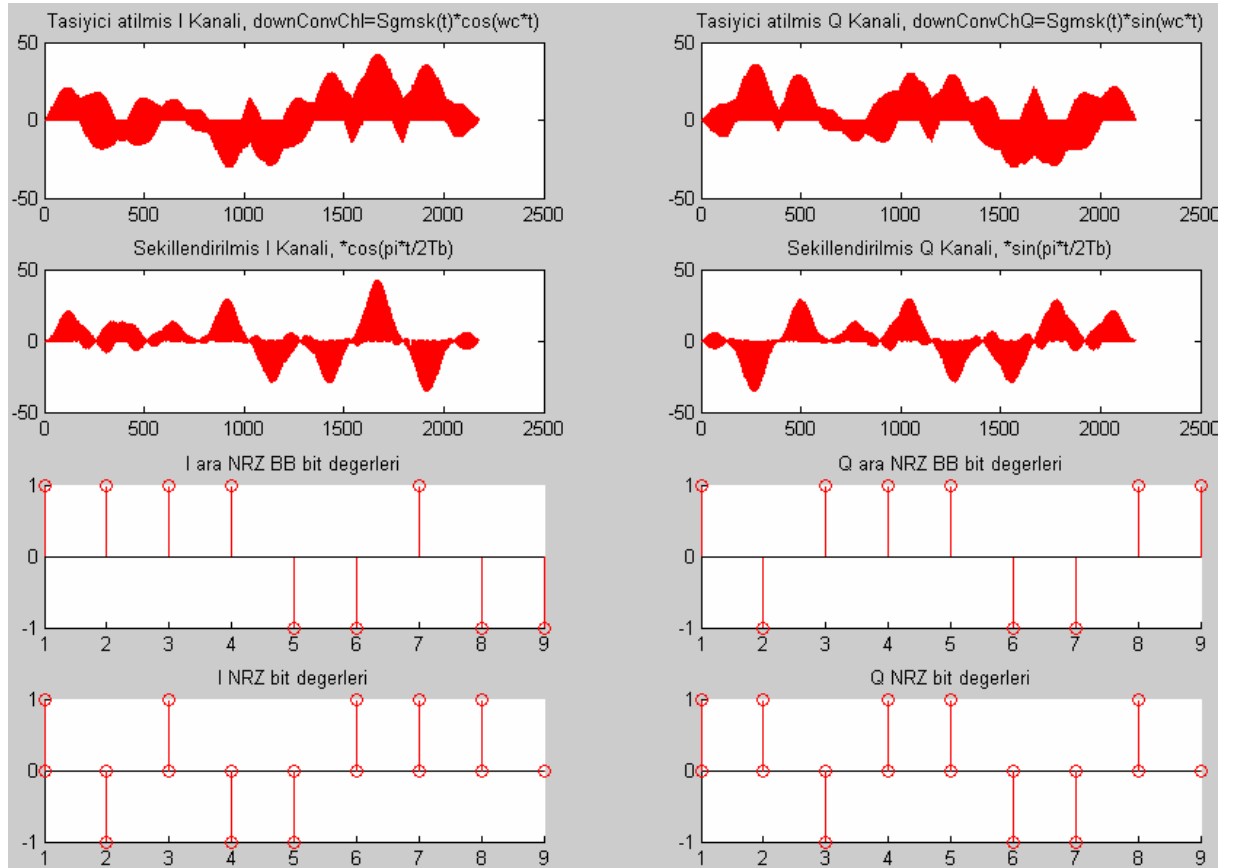


Şekil 4.30 GMSK demodülasyonu için MSK demodülatöründe I ve Q kanallarındaki işlemler sonucu elde edilen işaretler

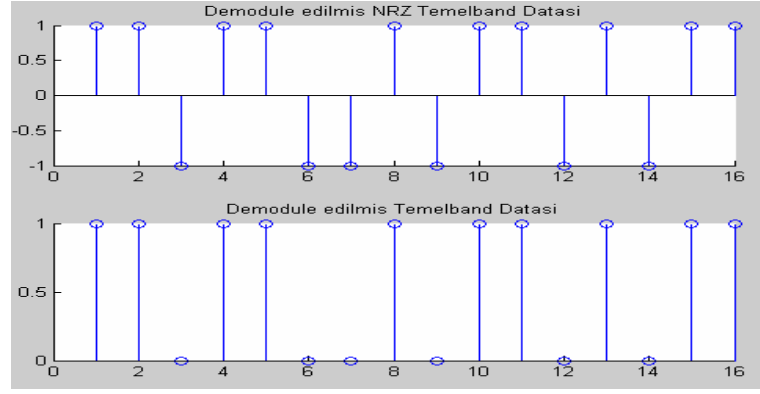


Şekil 4.31 GMSK demodülasyonu için MSK demodülatörü kanallarından gelen seriye çevrilmiş tabanbant işaretlerinin kutuplu ve kutupsuz NRZ gösterimi

- $BT_b=0.125$ için demodülatör çıkışları:



Şekil 4.32 GMSK demodülasyonu için MSK demodülatöründe I ve Q kanallarındaki işlemler sonucu elde edilen işaretler



Şekil 4.33 GMSK demodülasyonu için MSK demodülatörü kanallarından gelen seriye çevrilmiş tabanbant işaretlerinin kutuplu ve kutupsuz NRZ gösterimi

4.2.3.2 Gauss ile Filtrelenmiş FSK Modülatörü

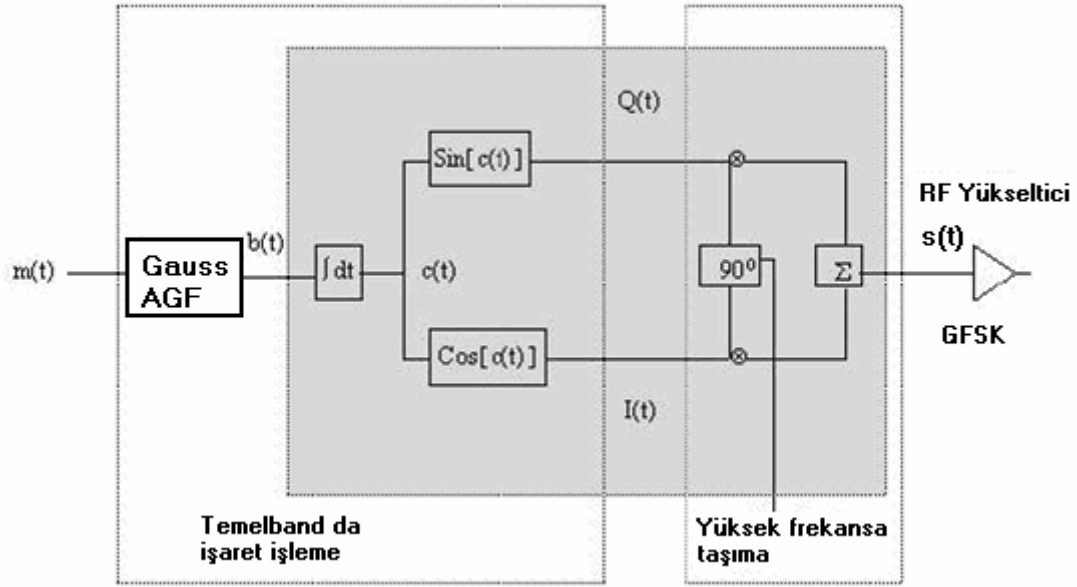
Bu yapıda temel bilgi işareti önce bir Gauss filtresinden geçirildikten sonra bir FM modülatöre uygulanarak GMSK yada GFSK işareti oluşturulmaktadır.

Bu yapıdaki FM modülatörü aşağıdaki denklemi sağlayan yapıdır.

$$s_{FM}(t) = A_c \cos[w_c t + \theta(t)] = A_c \cos\left[2\pi f_c t + 2\pi D_f \int_{-\infty}^t m(\lambda) d\lambda\right] \quad (4.63)$$

Daha önceki FM modülasyonu kısmında da anlatıldığı gibi, bu yapıda bilgi işareti taşıyıcının frekansını değiştirmektedir yani bilgi frekans da saklanmaktadır.

Basit olarak anlatmak gerekirse gelen her bilgi işaretinin integrali alınarak bilgi işaretinin anahtarlanmasından doğan süreksizlikler giderilmiştir. Daha sonra integrali alınan işaret yukarıdaki ifadenin trigonometrik dönüşümleri kullanılarak iki kanala ayrılır. Elde edilen işaret iki kanala da yollanarak sırasıyla sinüs ve cosinüs'leri alınır. Daha sonrada yüksek frekanstaki taşıyıcı ile çarpılarak GFSK modüle edilmiş işaret elde edilmiş olur.



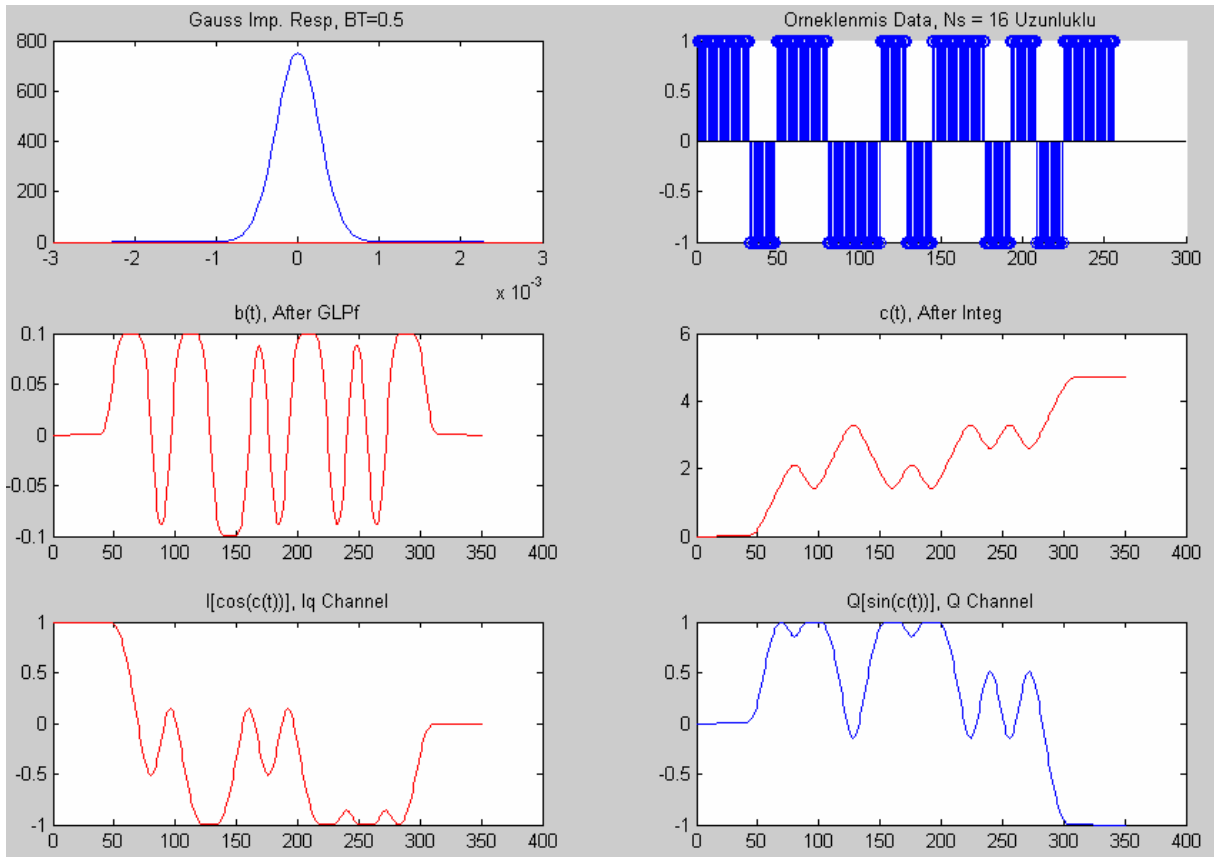
Şekil 4.34 GFSK modülatör Blok Şeması

Bu yapının sayısal ortamda gerçekleştirme işlemi ve işlemler sırasıyla aşağıda anlatılmıştır.

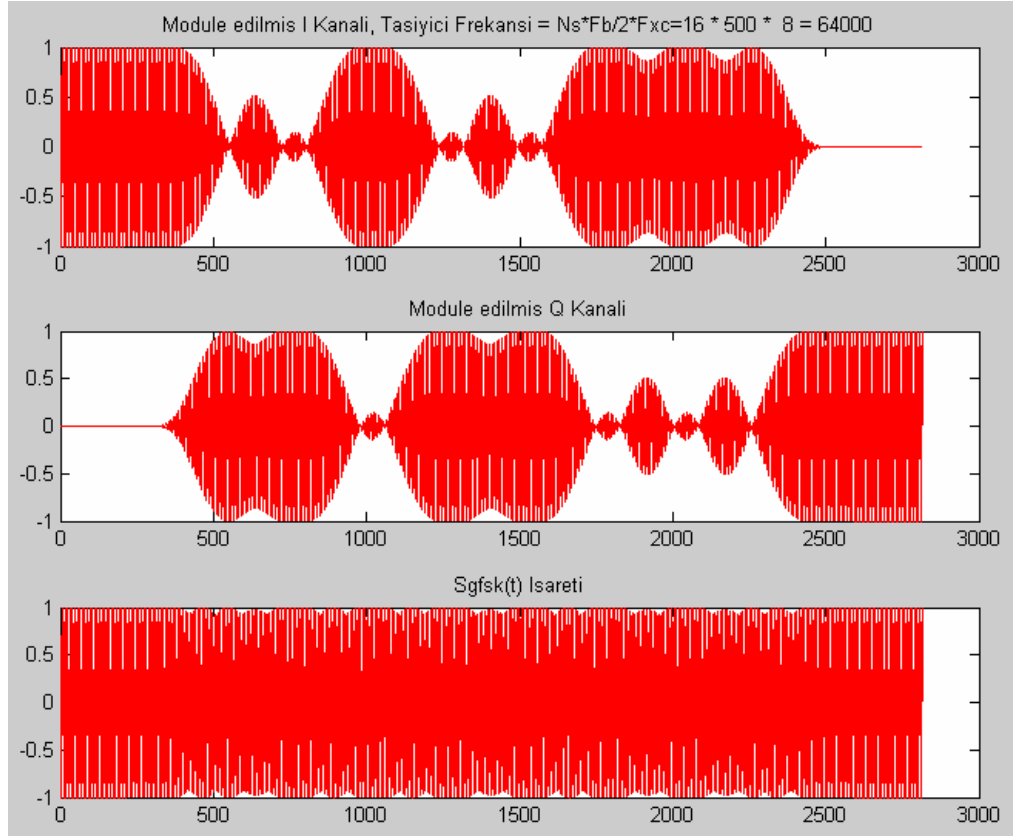
- Elimizdeki tabanbant işareti 0 ve 1'lerden oluşan kutupsuz bilgi işaretidir. Sayısal filtreleme ve darbe şekillendirme işlemlerinde analog bir işaret gibi işlem yapabilmek için bu T_b aralıklı bitleri T_s aralıklarla örnekleriz. Böylece her bir bit $N_s = T_b/T_s$ tane örnekten oluşur. Burada T_s gerçek zaman diliminin 16'da biridir ve T_b zaman aralığındaki bir bit 16 bit ile ifade edilir hale geldi.
- Örneklenen bu bitler artık analog olarak işlenmeye müsaittir ve kullandığımız modülasyonun NRZ kodlanmış data kullanımı gerekmesinden dolayı bu işaretler NRZ kodlanır. Burada artık filtreleme ve şekillendirme yapılabilecek sayısal darbe katarları oluşturulmuş olur.
- Bu NRZ datalar $3 \cdot T_b$ bit süreli ve $3 \cdot N_s$ uzunluklu Gauss AGF'sinden geçirilerek filtrelendir. Bu filtre daha önceden de bahsedildiği gibi karesel olarak gelen darbe katarına gauss darbe şekillendirmesi yaparak zamanda darbelerin kontrollü olarak diğer darbelerin zaman dilimlerine karışmasına yani ISI'ya neden olurken, bu işaret dizisinin frekansta bant genişliğinin azalmasını sağlar. Burada gauss filtresinin bant genişliği gelen işaretin bant genişliğinin yarısı kadardır. Buna göre Gauss darbe şekillendirmesi için kullanılan BT_b değeri 0.5 olmaktadır. Simülasyon sonuçlarından da görüldüğü gibi dikdörtgensel darbeler yerini gauss darbelerine bırakmıştır. Oluşan işarete $b(t)$ adı verilmiştir.
- Burada artık gelen bir analog işaretin nasıl sürekli fazlı FM modülasyonu yapılıyorsa bu

işlemin sayısal olarak gerçekleştirilmesi görülmektedir. Önce integral alma işlemi gerçekleştirilmektedir. Her bir örnek değeri toplanarak $b(t)$ işaret dizisinin dolayısıyla integrali alınarak $c(t)$ işaret dizisine dönüştürmüş olur. Yani faz bilgisi elde edilmiş olur.

- İntegral alınarak oluşturulan $c(t)$ işaret dizisi GFSK yapısında ki şekillerde de gösterildiği gibi iki kanala da uygulanır. Bu kanallarda gelen değerlerin sırasıyla cosinüs ve sinüsleri alınmıştır. Bu işlem, sayısal sistemlerde işlem gücünü (processing power) arttırmak için daha önceden hazırlanmış sabit alanlarda tutulan tablolar (Look up table) kullanılarak yapılır.
- Daha sonra ise bir DAC'a (Digital to Analog Converter) uygulanıp analog bir modülasyon işlemi yapılabilir. Burada bir ara frekansa çıkarılarak modülasyonun prensip olarak gerçekleştirilmesi sağlanmıştır. Bu işlemde her bir örnek yerine $F_{xc}=8$ katı yüksek frekanslı ve F_{xc} tane örnekten oluşan sinüs ve cosinüs işareti yerleştirilmiştir.
- Daha sonrada her iki kanaldan gelen bu yüksek frekanslı işaretler toplanarak GFSK modüle edilmiş işaret elde edilmiştir.

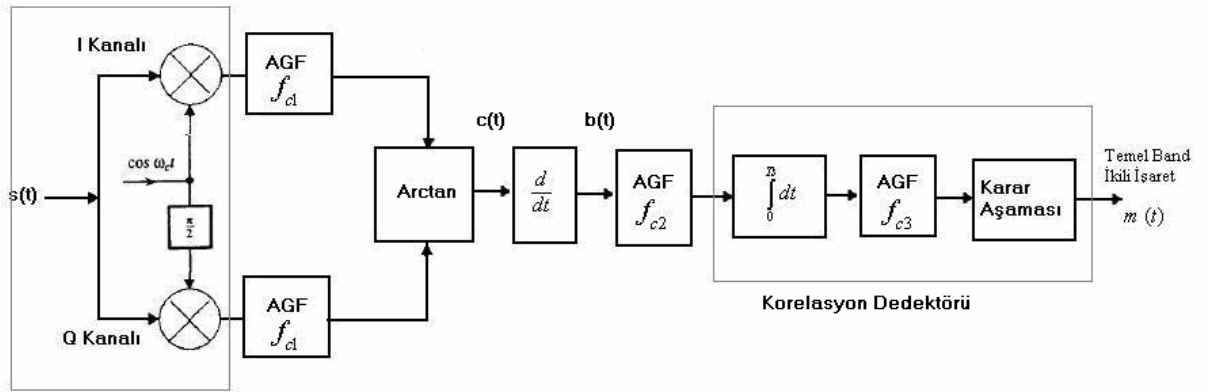


Şekil 4.35 GFSK modülatöründe taşıyıcı ile çarpılmadan önceki işlemler ve dalga şekilleri, $BT_b = 0.5$



Şekil 4.36 GFSK modülatörü işaret çıkışları, $BT_b = 0.5$

4.2.3.3 Gauss ile Filtrelenmiş FSK Demodülatörü



Şekil 4.37 GFSK demodülatörü

GFSK demodülatörü, Şekil 4.37’de verilmiştir. Demodülatör yapısından da görüldüğü gibi GFSK modülasyonunun tam tersi bir işlem gerçekleştirilerek demodülasyon yapılmıştır. Dikkat edilirse Gauss darbe şekillendirmesi, demodülasyon aşamasında özel bir işlem ya da yapı gerektirmez, FSK yada MSK demodülatörü doğrudan kullanılabilir. Bunun sebebi Gauss

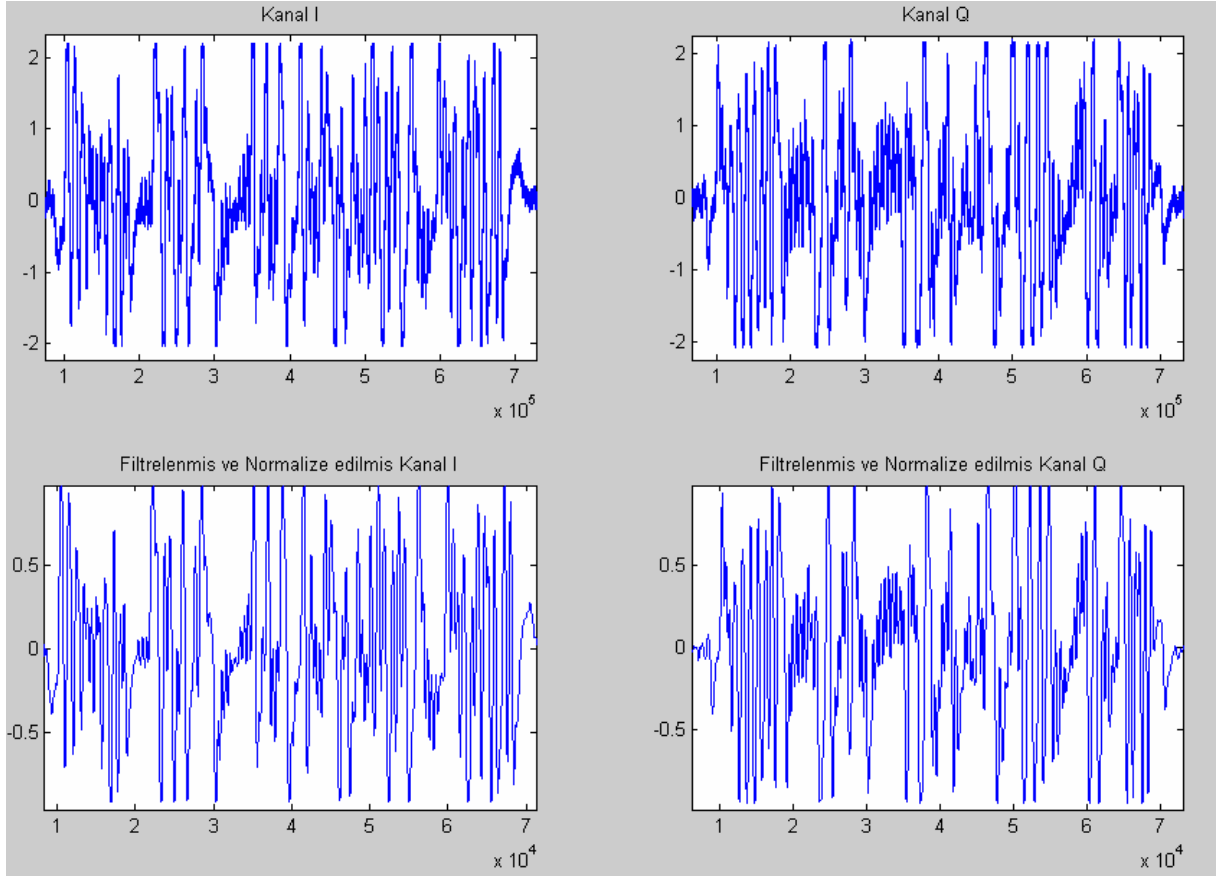
darbe şekillendiricinin modülasyon ve iletim aşamasında bant genişliğini düşürmek için kullanılmasıdır. Dezavantajı bir miktar hata oranında artmaya neden olur.

Şekil 4.37’de verilmiş demodülatör yapısının çalışması şu şekildedir:

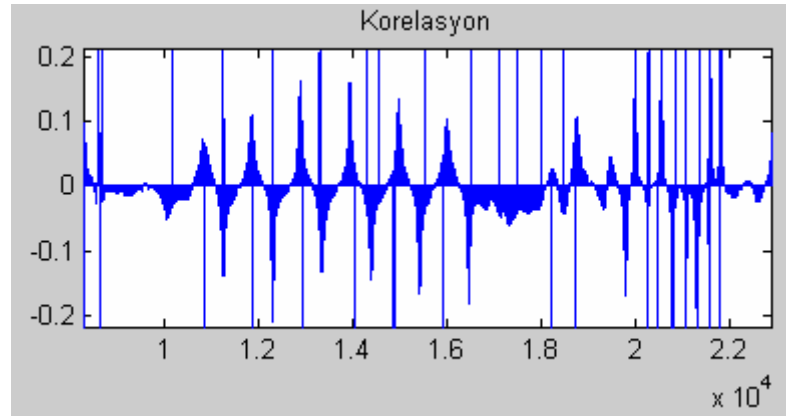
- Ortamdan gelen $s(t)$ modüle edilmiş, kanal etkilerine maruz kalmış ve gürültü eklenmiş işaret, I ve Q kanallarına ayrılarak $\cos(\omega_c t)$ ve $\sin(\omega_c t)$ taşıyıcıları ile çarpılarak ve f_c kesim frekanslı alçak geçiren filtresinden geçirilerek tabanbant’a indirilir. Burada kullanılan ω_c açısal frekansı kullanılan taşıyıcı merkez frekansıdır. Buradaki çarpma işlemi çıkışında taşıyıcı ve gelen işaretlerin frekanslarının farkına ve toplamına eşit işaretler oluşur. İki işaretin farkından oluşan temel bant işareti bizim kullandığımız bant aralığını geçiren, alçak geçiren filtre kullanılarak elde edilir.
- Bu aşamada modülasyondan da yapılan sin ve cos alma işlemlerinin tam tersi olarak arcsin ve arccos işlemleri gerçekleştirilerek ayrı ayrı $c(t)$ bulunabilir ve tek bir tanesi kullanılarak demodülasyon gerçekleştirilebilir. Fakat her iki dik taşıyıcının da ortam ve kanaldan etkilenmeleri farklıdır. Başarımı arttırmak için bu iki kanaldan gelen iki işareti de kullanmak için arctan işlemi yapılarak $c(t)$ işareti elde edilmiştir. Yani işaret tabanbant’tan faz bilgisine indirgenmiştir.
- Bu aşamada, fazın türevi alınarak frekans bilgisi elde edilmiştir. Frekans modülasyonunda bilgi işaretiyle frekans modüle edildiğinden, frekans elde edilerek bilgi işaretine ulaşılmaktadır.
- Bu aşamada arctan’dan sonra hatalardan kaynaklanan bazı istenmeyen yüksek frekansları yok etmek için bir alçak geçiren filtre daha eklenmiştir. Bu alçak geçiren filtre tarak filtresi olarak adlandırılan (comb filter, moving average filter) tipindedir.
- Bu aşamada korelasyon dedektörü kullanılarak gelen data çözülmeye çalışılmıştır. Karar için bir bitlik örneklerin tümü işlenmek ve karar verilmek yerine karar işlemleri daha kısa aralıklar kullanılarak yapılmıştır. Daha sonra elde edilen bu bit dizilerine göre $N_x = T_b/T_s$ tane bit bir biti ifade edecek şekilde karar verilmiştir.

Bu demodülatör yapısı gerçek ortamdan alınmış, tabanbanda indirilmiş ve osiloskop yardımıyla bilgisayar ortamına aktarılmış bir data yığınına demodüle etmek için kullanılmıştır. Bu yapı Matlab içerisinde gerçekleştirilmiştir. Matlab içerisinde gerçekleştirilen demodülasyon işleminin simulasyon sonuçları Şekil 4.38, Şekil 4.39 ve 4.40 içerisinde verilmiştir.

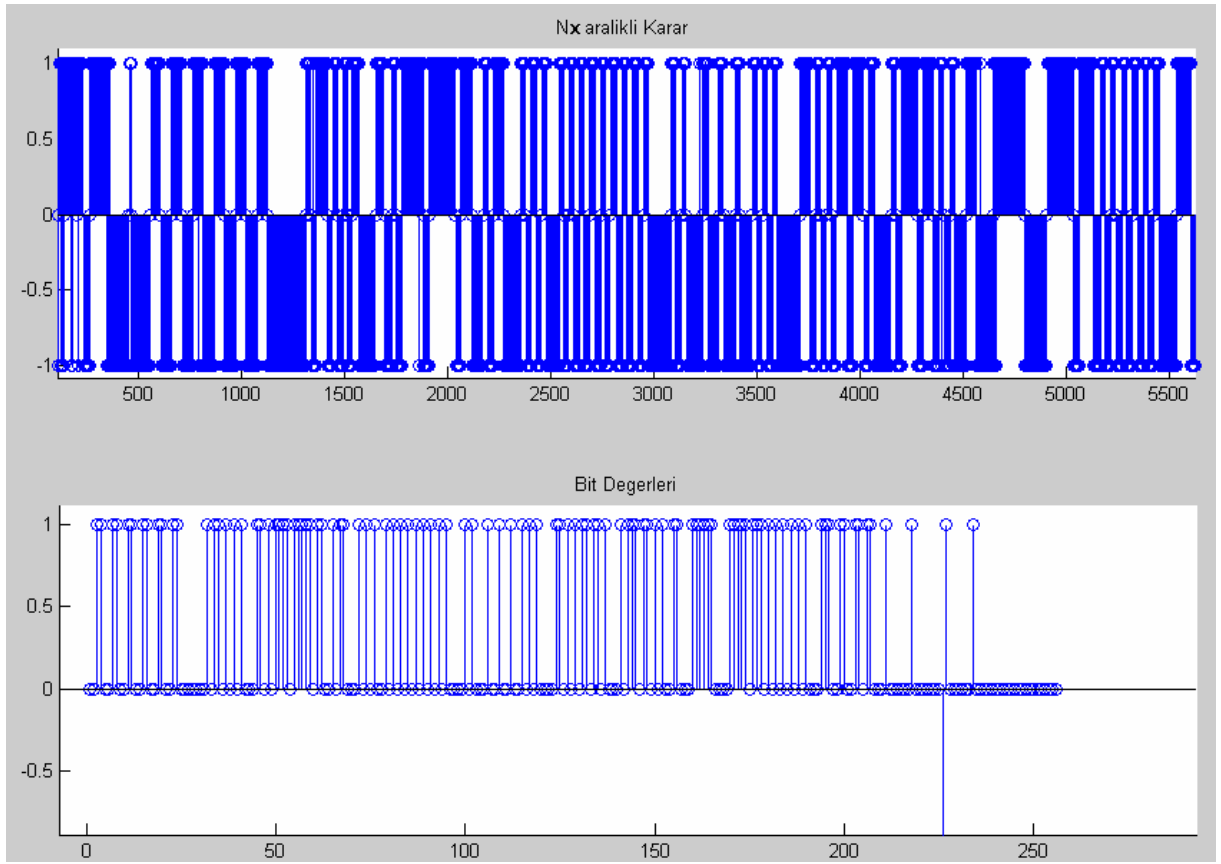
Bu alınan data yığını içerisinde bir eğitim datası bulunmaktadır. Buda 3 byte’lık b’00110011’ ikili işaretidir. Ardından da b’00000001’ olan bir başlangıç byte’ı içermektedir. Bu değerler kullanılarak demodülasyon gerçekleştirilmiştir.



Şekil 4.38 GFSK demodölörü girişindeki tabanbant işaretleri, filtrenmis ve normalize edilmiş işaretler



Şekil 4.39 GFSK demodölörü korelasyon dedektörü sırasındaki çıkışlar



Şekil 4.40 GFSK demodölütörü, karar aşaması sonrası çıkış ve karar aşaması elde edilmiş gerçek bit değeri

5. DSP'DE GERÇEKLEMELER

DSP içersindeki gerçeklemeler Analog Devices'ın Blacfin ailesinden DSP-BF533 içersinde yapılmıştır. Çıkış işaretleri bu DSP ailesinin geliştirme ortamı olan VisualDSP++ içersindeki görsel çıkış veren araçlar kullanılarak elde edilmiştir. Bu sonuçlar hem VisualDSP++ içersinde DSP-BF533 simüle edilerek, hem de DSP-BF533 için ADSP-533 EZ-KIT LITE DSP kiti içersinde emülasyon yöntemi ile elde edilmiştir.

DSP içersinde hem MSK hem de GMSK sayısal modülasyonları gerçekleştirilmiş ve sonuçlar elde edilmiştir.

Her iki gerçekleştirme içinde kullanılan ortak parametreler ve giriş bilgileri aşağıdadır:

Giriş data dizisi : { 1, 1, 0, 1, 1, 0, 0, 1, 0, 1, 1, 0 }

Bit Süresi, T_b : 0.5 ms

Bit örnekleme zaman aralığı, T_s : 0.0625 ms

Bit örnek sayısı N_s : $T_b/T_s = 8$

Ara frekans Çarpanı , F_{xc} : 6

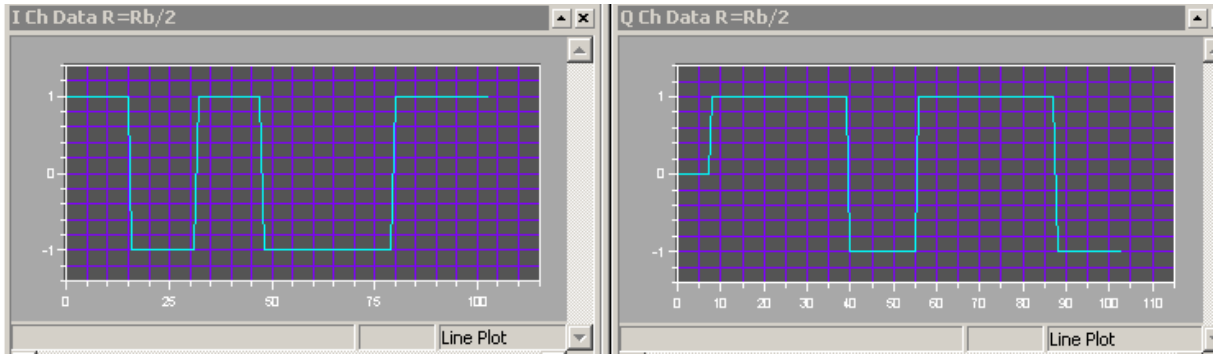
5.1 MSK

5.1.1 MSK Modülasyonu

Modülasyon işlemi Şekil 4.14'te verilen MSK modülatör blok şeması esas alınarak gerçekleştirilmiştir.

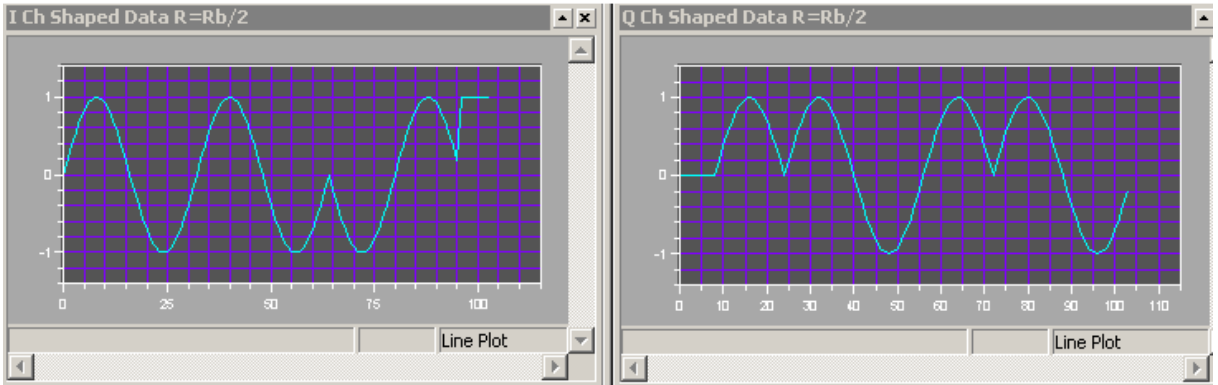
Önce gelen bitler NRZ kodlanıp ardından N_s tane bitle ifade edilirler. Bu işlemde sonra N_s tanelik bloklar halinde I ve Q kanalına ayrılırken data hızının yarıya indirilmesi için 2 kat daha fazla bitle ifade edilirler. Yani her örneklenmiş tabanbant işareti $2*N_s$ adet bitle ifade edilir. Bu aşamadan sonra Q kanalı N_s (T_b süreye karşılık düşen örnek sayısı)örnek geciktirilmiştir.

NRZ kodlanmış I ve Q Kanallarına ayrılmış ve bit uzunluğu iki katına çıkarılmış tabanbant işaretleri aşağıdaki Şekil 5.1 'de gösterilmektedir.



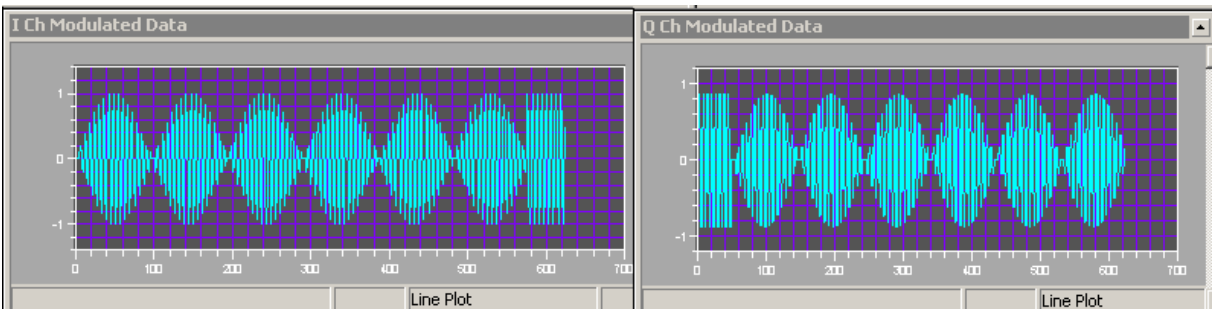
Şekil 5.1 NRZ kodlanmış $R_b/2$ hızındaki I ve Q kanalı

Sinüzoidal darbe şekillendirme için arama tablosu (lookup table) oluşturulmuş ve bu tablodan doğrudan örnekler alınarak kanallar şekillendirilmiştir. Arama tablosunun kullanımı hızlı işlem yapılabilmesi için bir yöntemdir.



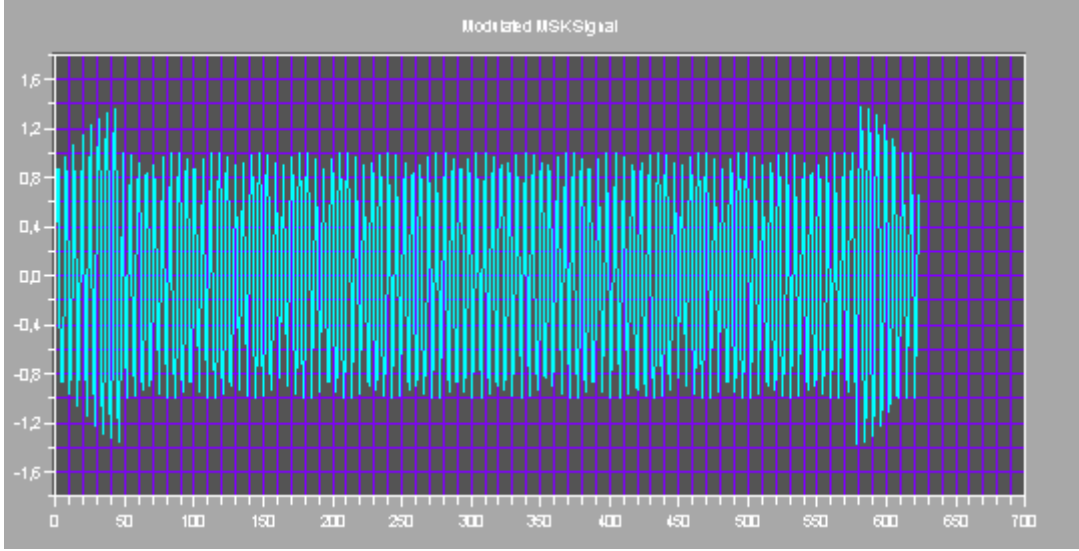
Şekil 5.2 Sinüzoidal darbe şekillendiricilerle şekillendirilmiş I ve Q kanalı

Darbe şekillendirmeden sonra bu işaretlerin frekansından F_{xc} kat daha yüksek frekanslı bir ara frekanslı taşıyıcı ile modülasyon yapılmıştır. Amaç tam modüle edilmiş MSK işaretini görmektir.



Şekil 5.3 Yüksek frekanslı bir ara frekans taşıyıcısıyla çarpılmış I ve Q kanalı

Bu iki kanalda yüksek frekanslı taşıyıcı için kullanılan sinüzoidal işaretlerde bellekte tutulan hazır bir arama tablosu kullanılarak elde edilmiştir. Yapılan işlem, her bir örneklenmiş bit yerine arama tablosundan alınan F_{xc} tane örnekli sinüzoidal işareti, bit değeri ile çarparak çıkışı elde etmektir. Bu iki kanaldan gelen işaretler toplanarak MSK modüle edilmiş işaretler Şekil 5.4'te elde edilmiştir.

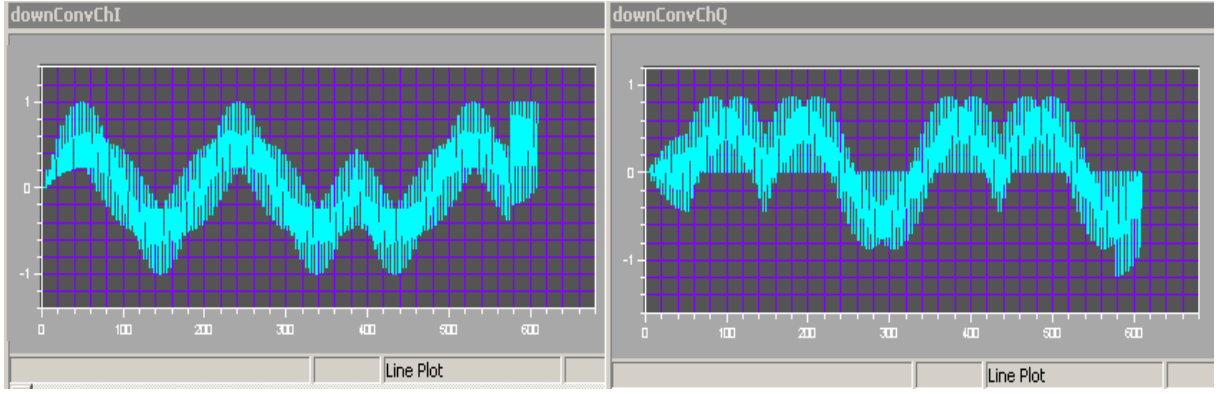


Şekil 5.4 MSK modüle edilmiş yüksek frekanslı işaret

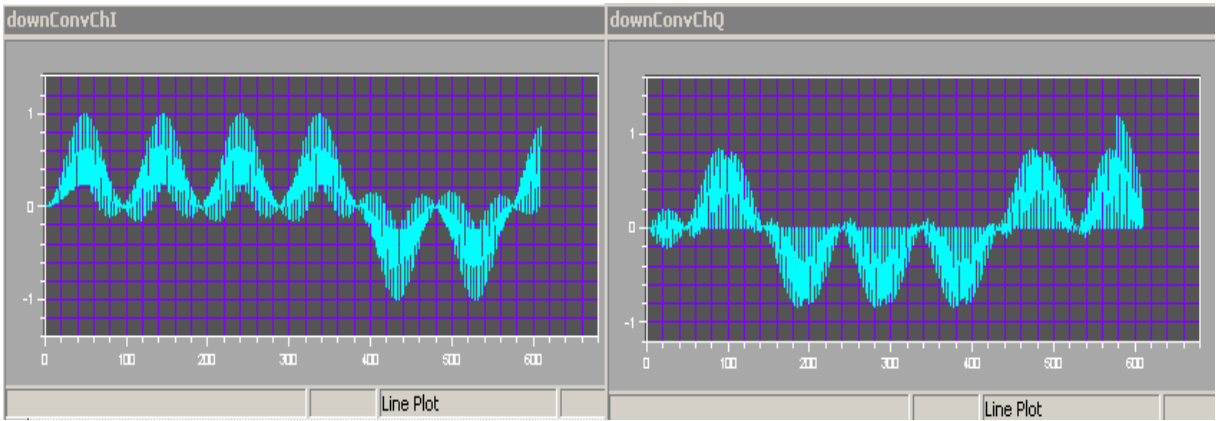
Modüle edilmiş işaretin başındaki ve sonundaki yüksek genlikli kısımlar kullanılan tampon alanlarının T_b gecikme için uzun tutulmasından kaynaklanan ve dikkate alınmayan işaretler nedeniyle oluşmuştur. Örnekleme miktarları çok yüksek yapılmadığından görülen süreksizlikler zarf süreksizlikleri değildir.

5.1.2 MSK Demodülasyonu

MSK demodülasyon işlemi Şekil 4.17 MSK eşevreli demodülatör yapısı temel alınarak gerçekleştirilmiştir. Daha önceki kısımda da anlatıldığı için burada demodülasyon kısmının detaylarına girilmeyecektir. Matlab'da simüle edilen yapı aynen kullanılmış ve aynı çıkışlar elde edilmiştir. Sinüzoidal işaretler modülatörde olduğu gibi bir arama tablosunda tutularak işlemlerde kullanılmıştır. I ve Q kanalı içinde karar aşaması daha önce anlatıldığı gibi farksal bir yapıda gerçekleştirilmektedir. Bu işlemler sonucunda yollanan data aynen elde edilmiştir.



Şekil 5.5 Yüksek frekanslı dik taşıyıcılarla çarpılarak elde edilmiş I ve Q kanalı

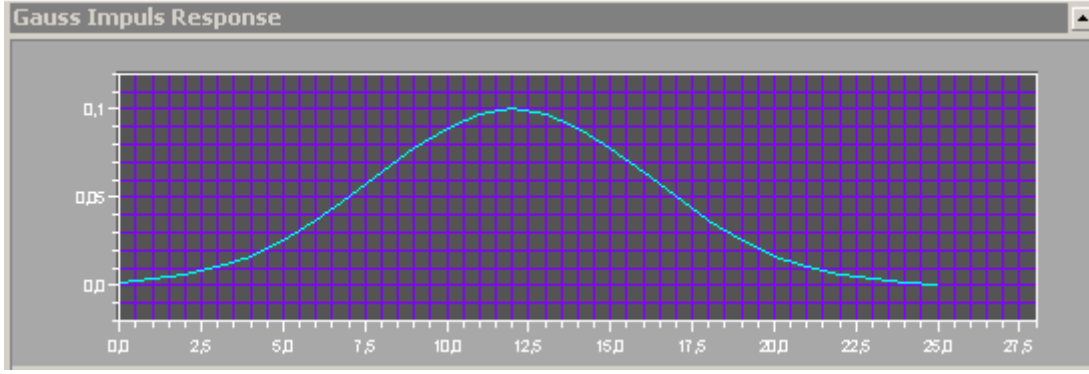


Şekil 5.6 I ve Q Kanalında dik sinüzoidal darbe şekillendiricilerle çarpılmış I ve Q kanalı işaretleri

I kanalının sonunda ve Q kanalının başında ortaya çıkan yarım dalgalar T_b kadarlık gecikme nedeniyle oluşmaktadır ve işlemlerde göz ardı edilmektedir.

5.2 GMSK

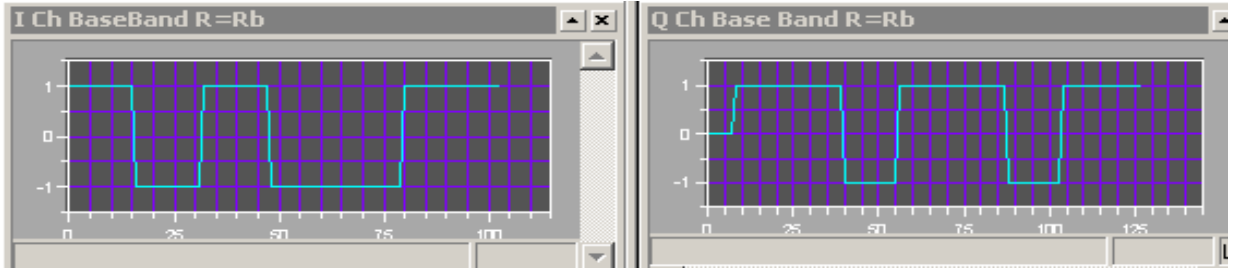
GMSK'nın DSP içerisinde gerçekleştirilmesinde MSK'dan farklı olarak Gauss AGF'sinin oluşturulması ve Gauss darbe şekillendirme işlemi yapılmıştır. Gauss AGF'si $BT_b=0.5$ olacak şekilde seçilmiştir. Gauss AGF'si Matlab içerisinde gerçekleştirilip filtre katsayıları buraya aktararak işlemler yapılmıştır. Kullanılan Gauss AGF'sinin impuls yanıtı Şekil 5.7'de verilmiştir.



Şekil 5.7 $BT_b=0.5$ yapan Gauss alçak geçiren filtresinin impuls yanıtı

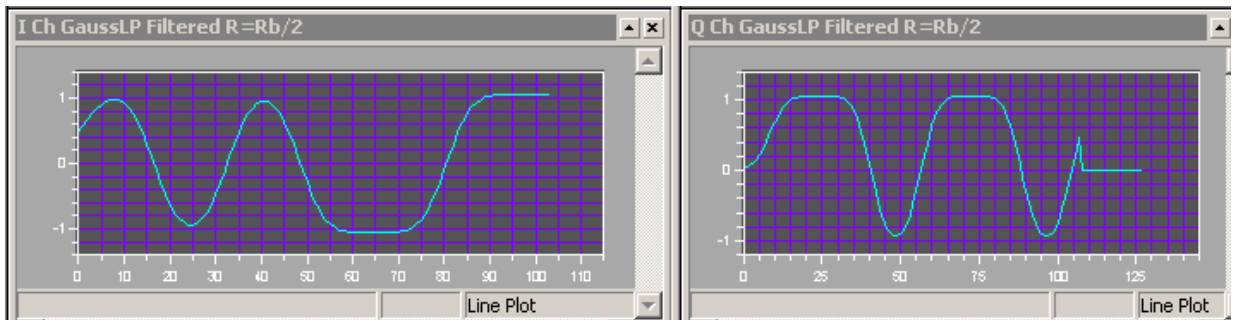
5.2.1 GMSK Modülasyonu

GMSK işleminde Şekil 4.21 GMSK modülatör blok şeması esas alınarak modülasyon işlemleri gerçekleştirilmiştir. Modülasyon işleminde NRZ çevirme ve kanallara ayırma işlemleri MSK ile birebir aynıdır.



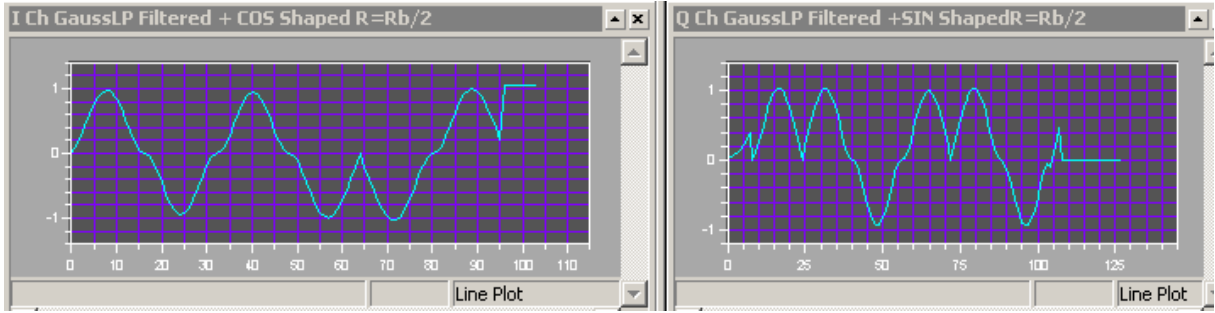
Şekil 5.8 NRZ kodlanmış $R_b/2$ hızındaki I ve Q kanalı

Bu işlemlerden sonra I ve Q kanalındaki işaretler Gauss AGF'si ile filtrelenerek, Gauss şekillendirilmiş darbeler halini alırlar. Bu filtreleme işleminde Gauss AGF'sinin impuls yanıtı ve kanalların işaretlerinin konvolüsyonu alınarak çıkış elde edilmiştir. Elde edilen çıkışlar Şekil 5.9'da gösterilmiştir.

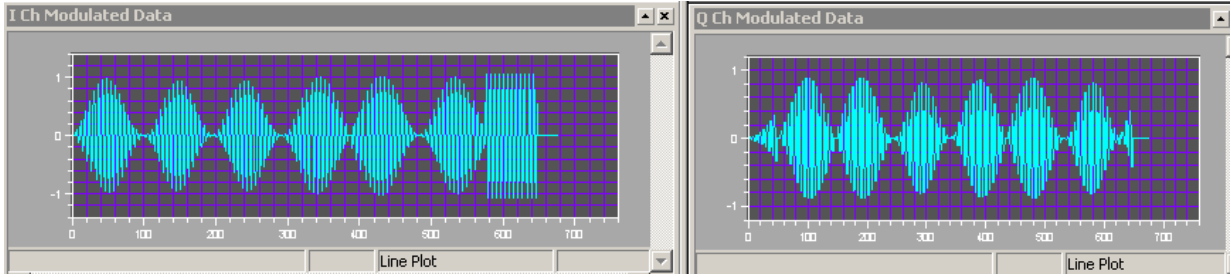


Şekil 5.9 Gauss şekillendirilmiş (filtrelenmiş) I ve Q kanalı işaretleri

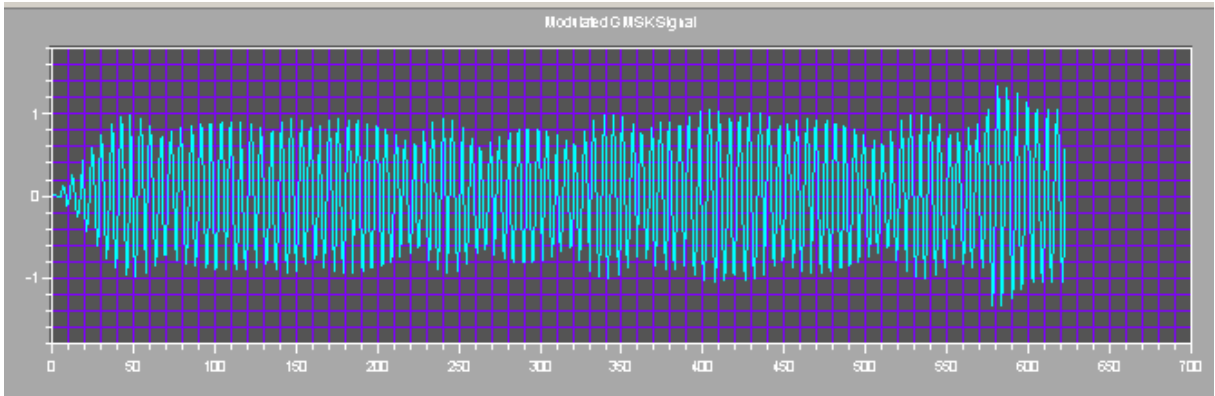
Bu aşamadan sonraki sinüzoidal darbe şekillendirme ve yüksek frekanslı ara frekansa çıkarma işlemleri MSK ile aynıdır ve çıkışlar aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.10 Sinüzoidal darbe şekillendiricilerle şekillendirilmiş I ve Q kanalı



Şekil 5.11 Yüksek frekanslı bir ara frekans taşıyıcısıyla çarpılmış I ve Q kanalı



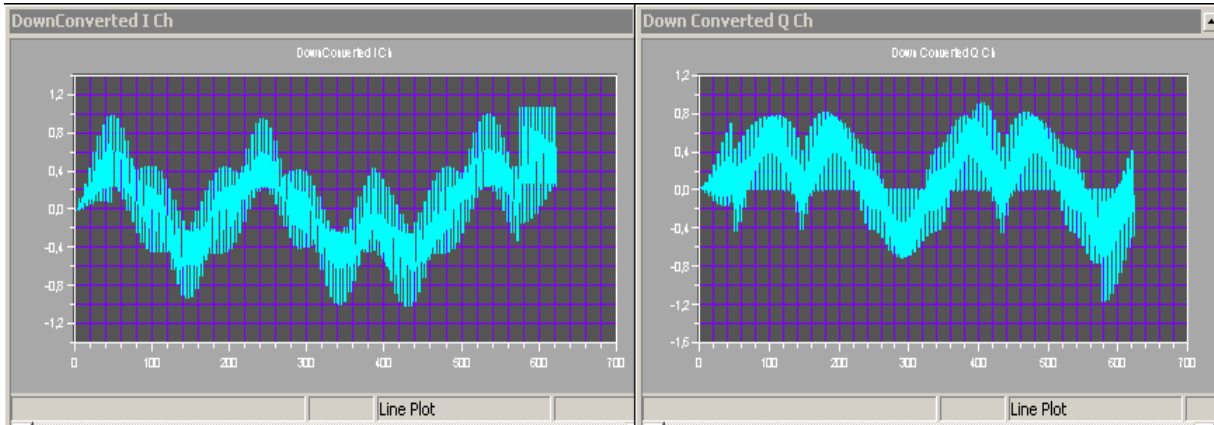
Şekil 5.12 GMSK modüle edilmiş yüksek frekanslı işaret

MSK’da da karşılaşılan fakat GMSK’da daha belirgin olarak görülen az sayıda örnek içeren arama tabloları nedeniyle sabit zarf özelliği biraz bozulmuş gibi görünse de örnek sayıları artırıldığında bu ortadan kalkmaktadır. Diğer simülasyonlarla aynı sonuçları elde ettiğimizi görmemiz açısından DSP içersinde mümkün olduğunca çok sayıda bit işlenmeye çalışıldığından arama tabloları örnek sayıları az tutulmuştur. Burada da başlangıçta ve sonda

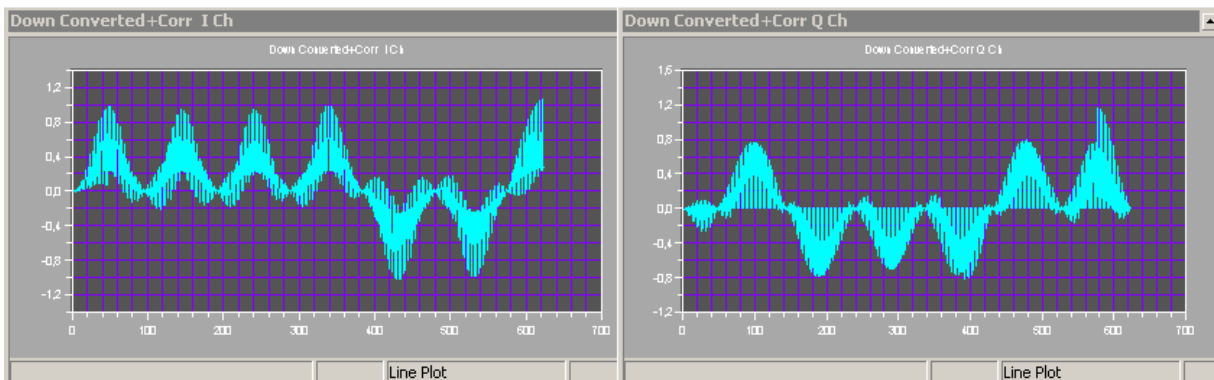
ihmal edilen T_b 'lik gecikmeden kaynaklanan fazlalık işaretler, GMSK modüle edilmiş işaretin başında ve sonunda mevcuttur.

5.2.2 GMSK Demodülasyonu

GMSK demodülasyon işlemi MSK ile aynı olup, Şekil 4.17 MSK eşvreli demodülatör yapısı temel alınarak sonuçlar elde edilmiştir. Daha önceki kısımlarda detaylı olarak anlatıldığından tekrar anlatılmayacaktır. Sonuçlar değerlendirilecek olursa; DSP içerisinde de aynı demodülatör yapısıyla demodülasyon başarıyla gerçekleştirilmiştir. Gauss darbe şekillendirmesinin etkileri MSK ile karşılaştırıldığında açıkça gözlemlenebilmektedir. Elde edilen çıkışlar aşağıdaki gibidir.



Şekil 5.13 Yüksek frekanslı dik taşıyıcılarla çarpılarak elde edilmiş I ve Q kanalı



Şekil 5.14 I ve Q kanalında dik sinüzoidal darbe şekillendiricilerle çarpılmış I ve Q kanalı işaretleri

6. SONUÇLAR

Bu tez çalışmasında, sayısal modülasyon türlerinden GMSK'nın (Gauss Minimum Kaydırmalı Anahtarlama) incelenip, öğrenilmesine yönelik, bilgisayar ortamında ve DSP içersinde gerçekleşmesi yapılmıştır. Aynı zamanda gerçekleştirme işlemleri için farklı yöntemlerle diğer modülasyon türleri de incelenmiş ve gerçekleştirilmiştir. Gerçeklenen farklı yöntemler ve diğer modülasyon türleri arasında farklar, karşılaştırmalar yapılmıştır. Gerçek ortamdan bir data yığını alınarak bu data yığınının demodülasyon işlemi gerçekleştirilmiştir.

GMSK modülasyonunun bir ayağı olan darbe şekillendirme ve dalga şekillendiriciler incelenmiş ve her biri Matlab'da gerçekleştirilmiştir. Gerçeklenmelerden ve yapılan karşılaştırmalardan Gauss darbe şekillendiricisinin BT_b değeri ile oynanarak çok küçük bantgenişlikli darbeler oluşturacağını fakat ISI etkisinin çok artacağını görülmüştür. Zaman ve frekansda da dalgalanmalar bulunmamaktadır. Frekans da çok daha yoğundur.

MSK, sürekli fazlı OQPSK yapısında modülatörü, eşevreli korelasyon dedektörlü yapıda demodülatörü hem Matlab'da hem de DSP içersinde gerçekleştirilmiştir. Sürekli fazlı ve sabit zarflı MSK işaretleri elde edilmiştir.

GMSK modülatör olarak, hem bir FSK modülatör yapısında (GFSK) hem de OQPSK yapısında (GMSK) gerçekleştirilmiştir. Eşevreli korelasyon dedektörlü yapıda bir MSK demodülatör ile demodüle edilmiştir. Sürekli fazlı ve sabit zarflı GMSK işaretleri elde edilmiştir. Fakat BT_b değerine bağlı olarak sabit zarfın değiştiği gözlenmiştir. GMSK'da, bant genişliği sabit tutularak bit hızının iki katına çıkarılabileceği veya bit hızı sabit tutulup bant genişliğinin yarıya düşürülebileceği görülmüştür. Bu oran çok seviyeli haberleşme kullanıldığında (örneğin 8 veya 16 seviye gibi) daha da artabilir. Bu tip kullanımlar açısından oldukça esnek bir yöntemdir. Fakat daha fazla işlem yükü getirdiğinden çok daha yüksek işlem gücü gerektirmektedir. GFSK ise bu kadar esnek bir yapı değildir. BT_b sabit tutulmak şartıyla, bit hızı ve bant genişliği sabittir. Avantajı ise diğer yöntemlere göre çok daha az işlem gücü gerektirmesidir.

KAYNAKLAR

Ahmet H. Kayran, Erdal Panayırıcı, Ümit Aygölü, (1996), “Sayısal Haberleşme”, Sistem Yayıncılık, İstanbul.

Ahsan Ul Aziz, (1998), “A Frequency Compensated Real Time DSP Modem”, Submitted to the Office of Graduate Studies of Texas A&M University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Master Of Science, Texas.

Blackfin Embedded Processors, (2004), ”ADSP-BF531/ADSP-BF532/ADSP-BF533”, Analog Devices, U.S.A.

Cleeve Road, Leatherhead, Surrey, (1999), “Electromagnetic Compatibility Aspects of Radio-based Mobile Telecommunications Systems Final Report”, Produced in 1999 for the LINK Personal Communications Programme by ERA Technology Ltd, KT22 7SA, England.

Dr. David Long, (1999), “ECEn 485: Digital Communications Lecture Notes”, long@ee.byu.edu, Textbook: ECEn Dept Web pages(www.ee.byu.edu), Hawaii.

Editor-in-Chief Jerry D. Gibson, (1999), “The Mobile Communications Handbook”, CRC Press with IEEE Press.

Jeffery D. Laster, (1997), “Robust GMSK Demodulating Using Demodulator Diversity and BER Estimation”, Dissertation submitted to the Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University in partial fulfillment of the requirements for the degree of Doctor Of Philosophy, Blacksburg

John G. Proakis, (2001), “Digital Communications”, McGraw-Hill Higher Education, Fourth Edition, United States.

Ian Glover, Peter Grant, (2000), “Digital Communications”, Prentice-Hall Europe, London

Leon W. Couch II, (1997), “Digital And Analog Communication Systems”, Prentice-Hall Europe International, Fifth Edition, London

Sarp Ertürk, (2005), ”Sayısal Haberleşme”, Birsen Yayınevi, İstanbul.

Rappaport, T.S., (1996), “ Wireless Communications: Principles and Practice”, Prentice-Hall International (UK) Limited, 1 st., London.

Tri T. Ha, (1990), “Digital Satallite Communications”, McGraw-Hill Publishing Company, Second Edition, California.

İNTERNET KAYNAKLARI

[1] www.analog.com

ÖZGEÇMİŞ

Doğum tarihi 18.08.1981

Doğum yeri Ardahan

Lise 1995-1998 Ümraniye Lisesi

Lisans 1999-2004 Kocaeli Üniversitesi Mühendislik Fak.
Elektronik ve Haberleşme Mühendisliği Bölümü

Yüksek Lisans 2004-2006 Yıldız Teknik Üniversitesi Fen Bilimleri Enstitüsü
Elektronik ve Haberleşme Müh. Anabilim Dalı, Elektronik

Çalıştığı kurum(lar)

2004-Devam ediyor T-Tronics A.Ş.