

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**HABERLEŞME UYDULARINDA ETKİN
UZAY KESİMİ KAPASİTESİ KULLANIMI İÇİN
YENİ BİR HAT KODU VE ERİŞİM TEKNİĞİ**

DOKTORA TEZİ

Elektrik-Elektronik. Yük. Müh. Mustafa Reşit AKDOĞAN

Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK-ELEKTRONİK MÜH.
Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK
Tez Danışmanı : Prof. Dr. Etem Köklükaya

Şubat 2009

T.C.
SAKARYA ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

**HABERLEŞME UYDULARINDA ETKİN UZAY KESİMİ
KAPASİTESİ KULLANIMI İÇİN YENİ BİR HAT KODU VE
ERİŞİM TEKNİĞİ**

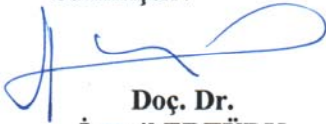
DOKTORA TEZİ

Elektronik Yüksek Müh. Mustafa Reşit AKDOĞAN


Enstitü Anabilim Dalı : ELEKTRİK ELEKTRONİK MÜH.

Enstitü Bilim Dalı : ELEKTRONİK

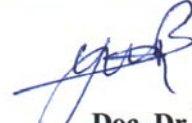
Bu tez .. / .. /2009 tarihinde aşağıdaki jüri tarafından Oybirliği/Oyçokluğu ile kabul edilmiştir.



**Doç. Dr.
İsmail ERTÜRK**
Jüri Başkanı



**Prof. Dr.
Etem KÖKLÜKAYA**
Üye

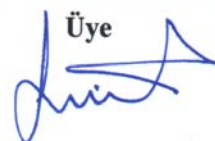


**Doç. Dr.
Yaşar BECERİKLİ**
Üye

Yrd. Doç. Dr. Cabir VURAL

Üye


Yrd. Doç. Dr. H. İbrahim ESKİKURT

Üye


TEŞEKKÜR

Bu tezin yazılmasında sağladığı bilgi, verdiği destek ve yönlendirmelerinden dolayı tez danışmanım Prof. Dr. Etem Köklükaya Beye, yaptıkları fedakârlık ve gösterdikleri anlayıştan dolayı sevgili aileme, yazım, çizim ve derlemelerdeki emeklerinden dolayı iş arkadaşlarım Fatih Ayhan ve Taner Aslan Beylere teşekkür etmeyi ve minnettar olduğumu belirtmeyi bir borç bilirim.

İÇİNDEKİLER

TEŞEKKÜR.....	ii
İÇİNDEKİLER.....	iii
SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ.....	ix
ŞEKİLLER LİSTESİ.....	xiii
TABLolar LİSTESİ.....	xix
ÖZET.....	xx
SUMMARY.....	xxi

BÖLÜM 1.

GİRİŞ.....	1
1.1. Giriş.....	1
1.2. Haberleşme Uydularına Genel Bir Bakış.....	1
1.3. Uydular Üzerinden Sağlanan Haberleşme Hizmetleri.....	3
1.4. Uyduların Diğer İletişim Ortamlarından Üstünlükleri.....	4
1.5. Haberleşme Uydularının Bant Genişliklerinin Verimli Kullanılmasının Gerekliliği.....	5
1.6. Uydular Üzerinde Kullanılan Hat Kodları.....	6
1.7. Uydular Üzerinde Kullanılan Kodlama Türleri.....	6
1.8. Uydular Üzerinde Kullanılan Modülasyon Türleri.....	7
1.9. Uydular Üzerinde Kullanılan Çoklu Erişim Teknikleri.....	8
1.10. Haberleşme Uydularının Bant Genişliklerinin Verimli Kullanılmasına Yönelik Yapılabilecek İyileştirmeler.....	9
1.11. Sonuç.....	10

BÖLÜM 2.

HABERLEŞME UYDULARI, HAT KODLARI, MODÜLASYON TÜRLERİ VE ÇOKLU ERİŞİM TEKNİKLERİNE GENEL BİR BAKIŞ....	11
--	----

2.1. Giriş.....	11
2.2. Analog İşaretlerin Sayısallaştırılması.....	11
2.2.1. Örnekleme işlemi.....	11
2.2.2. Nyquist kriteri.....	14
2.3. Periyodik Olmayan Sınırlı Bant Genişliğine Sahip Bir İşaretin Örneklerinden Alçak Geçiren Filtreyle Alış Tarafında Elde Edilmesi.....	16
2.4. Oto Korelasyon İşlemi.....	17
2.5. Güç Spektrum Yoğunluğu.....	19
2.6. Alçak ve Bant Geçiren İşaretler.....	20
2.6.1. Bant geçiren işaretlerin eş evreli/dik evreli gösterimi.....	21
2.6.2. Bant geçiren işaretlerin alçak geçiren işaretlerle gösterimi.....	22
2.6.3. Bant Geçiren İşaretlerin Fourier Dönüşümleri.....	22
2.6.4. Bant Geçiren İşaretlerin Enerjisi.....	24
2.7. Beyaz Gürültü Kavramı.....	25
2.8. Dik (Orthogonal) ve Orthonormal İşaretler.....	25
2.9. İşaretlerin Orthonormal Fonksiyon Kümeleri ile Seri Açılımları...	26
2.10. Sayısal Haberleşme Sistemlerinin Genel Yapılandırması ve Şematik Yapısı.....	26
2.11. Sonuç.....	27

BÖLÜM 3.

İŞARET, GÜRÜLTÜ, SERİ KAVRAMLARI İLE SAYISAL HABERLEŞME SİSTEMLERİNE GENEL BİR BAKIŞ	28
3.1. Giriş.....	28
3.2. Sayısal Haberleşme Hat Kodları.....	28
3.2.1. İyi bir hat kodunda bulunması gereken özellikler.....	30
3.2.2. Sıfır dönüşsüz (NRZ/Non-Return-to-Zero) kod yapısı.....	30
3.2.2.1. Tek kutuplu sıfır dönüşsüz (Unipolar Non- Return-to-Zero) kod yapısı.....	30
3.2.2.2. İki kutuplu sıfır dönüşsüz (Bipolar Non-Return- to-Zero) kod yapısı.....	32

3.2.3. İki kutuplu sıfır dönüşlü (Bipolar Return-to-Zero) kod yapısı	35
3.2.4. AMI (Alternate Mark Inversion) kod yapısı.....	37
3.2.5. Manchester/Split Phase kod yapısı.....	39
3.3. Simgeler Arası Girişim Kavramı	42
3.3.1. Simgeler arası girişim etkisinin olmama durumu.....	44
3.3.2. Simgeler arası girişim etkisinin olmadığı darbe fonksiyonu ve minimum bant genişliği.....	44
3.4. Spektral Verimlilik Kavramı.....	46
3.5. Döo İkili İşaretler.....	46
3.5.1. Döo ikili işaretlerde diferansiyel kodlama ve detektör mekanizması.....	50
3.6. Modifiye Edilmiş Döo İkili İşaretler.....	51
3.6.1. Modifiye edilmiş döo ikili işaretlerde diferansiyel kodlama ve detektör mekanizması.....	54
3.7. Temel Bantta M-Seviyeli İletim.....	55
3.8. Hat Kodlarının Beyaz Gürültülü Ortamda Analizi.....	57
3.8.1. İki kutuplu sıfır dönüşsüz (Bipolar Non-Return-to-Zero) ve iki kutuplu sıfır dönüşlü (Bipolar Return-to-Zero) kod yapılarında hata olasılık analizi.....	59
3.8.2. Tek kutuplu sıfır dönüşsüz (Unipolar Non-Return-to-Zero) kod yapısında hata olasılık analizi.....	64
3.8.3. AMI (Alternate Mark Inversion) kod yapısında hata olasılık analizi.....	67
3.9. Optimum Alış Filtresi.....	72
3.10. Haberleşme Uyduları Üzerinde Uzay Kesimi Kapasitesinin Daha Verimli Kullanılmasını Sağlayan Yeni Bir İkili Hat Kodu.....	76
3.10.1. Yeni ikili hat kodu yapısında hata olasılık analizi.....	81
3.10.2. Yeni ikili hat kodunun avantajları	87
3.11. M-Seviyeli Hat Kodlarının En Genel Halde Analizi.....	88
3.11.1. M-Seviyeli Hat Kodlarında Zamanlama/Senkronizasyon Bilgisinin Elde Edilmesi	91

3.11.2. M-Seviyeli Hat Kodlarına Yönelik Optimum Alış-Veriş Devresinin En Genel Yapılandırması.....	93
3.12. Sonuç.....	94

BÖLÜM 4.

UYDU HABERLEŞME HİZMETLERİNDE KULLANILAN SAYISAL MODULASYON YAPILARI VE HABERLEŞME UYDULARI ÜZERİNDE UZAY KESİMİ KAPASİTESİNİN DAHA VERİMLİ KULLANILMASI İÇİN MODÜLASYONLU İŞARETLERDE YAPILABİLECEK İYİLEŞTİRMELER.....	95
4.1. Giriş.....	95
4.2. Sayısal Bant Geçiren İletim.....	95
4.3. Sayısal Haberleşme Modülasyon Yapıları.....	97
4.3.1. ASK (Amplitude Shift Keying).....	97
4.3.2. M-seviyeli ASK (Amplitude Shift Keying).....	99
4.4. Uydu Haberleşme Hizmetlerinde Kullanılan Sayısal Haberleşme Modülasyon Yapıları.....	99
4.4.1. M-seviyeli QAM.....	99
4.4.2. M-seviyeli PSK (Phase Shift Keying).....	103
4.5. Beyaz Gürültüde İşaret Analizleri.....	106
4.5.1. Beyaz gürültüde ask işaretin alış tarafında analizi.....	107
4.5.2. Beyaz gürültüde M-seviyeli QAM işaretin alış tarafında analizi.....	114
4.5.3. Beyaz gürültüde M-seviyeli PSK işaretin alış tarafında analizi.....	121
4.6. Sayısal Haberleşme Veriş-Alış Yapılandırmasının Beyaz Gaussian Gürültülü İletim Ortamında En Genel Analizi.....	128
4.6.1. Alış demodülatör yapıları.....	130
4.6.2. Alış dedektör yapıları.....	132
4.7. Beyaz Gaussian Gürültülü İletim Ortamında İkili PAM İşaretine İlişkin Bit Karar Mekanizması ve Hata İhtimali Analizi.....	135

4.8. Beyaz Gaussian Gürültülü İletim Ortamında Aralarında Belirli Bir Faz Farkı Olan Sinüzoidal Karakterli İki İşarete İlişkin Bit Karar Mekanizması, Hata İhtimali Analizi ve Faz Farkının Hata İhtimaline Etkisi.....	141
4.9. Haberleşme Uyduları Üzerinde Uzay Kesimi Kapasitesinin Daha Verimli Kullanılması için Modülasyonlu İşaretlerde Yapılabilecek İyileştirmeler.....	148
4.9.1. Yamuk spektrum.....	151
4.9.2. RCS spektrum.....	153
4.9.3. Sink spektrum.....	156
4.9.4. Dikdörtgen spektrum.....	158
4.9.5. Değerlendirmeler ve sonuçlar.....	161
4.10. Sonuç.....	162

BÖLÜM 5.

UYDU HABERLEŞME HİZMETLERİNDE KULLANILAN ÇOKLU ERİŞİM TEKNİKLERİ VE HABERLEŞME UYDULARI ÜZERİNDE UZAY KESİMİ KAPASİTESİNİN DAHA VERİMLİ KULLANILMASINI SAĞLAYAN YENİ BİR ERİŞİM TEKNİĞİ	163
5.1. Giriş.....	163
5.2. Uydu Haberleşme Servislerinde Kullanılan Çoklu Erişim Teknikleri.....	163
5.2.1. Tahsisli çoklu erişim teknikleri.....	164
5.2.1.1. Önceden tahsisli çoklu erişim (PAMA).....	164
5.2.1.2. İsteğe bağlı tahsisli çoklu erişim (DAMA).....	165
5.2.2. Bölmeli çoklu erişim teknikleri.....	165
5.2.2.1 Frekans bölmeli çoklu erişim (FDMA).....	165
5.2.2.2 Zaman bölmeli çoklu erişim (TDMA).....	168
5.2.2.3 Kod bölmeli çoklu erişim (CDMA).....	170
5.2.3. Yeni nesil çoklu erişim teknikleri.....	172
5.2.3.1. Yayılı spektrum tekniği (Spread Spectrum).....	172
5.2.3.2. Çoklu Frekans-Zaman bölmeli çoklu erişim (MF-TDMA).....	177

5.3. Haberleşme Uyduları Üzerinde Uzay Kesimi Kapasitesinin Daha Verimli Kullanılmasını Sağlayan Yeni Bir Erişim Tekniği.....	178
5.3.1. MF-TD-CA-MA tekniğini kullanan uydu sistemi ve özellikleri.....	178
5.3.2. MF-TD-CA-MA tekniğinin tanımı ve özellikleri.....	181
5.4. Sonuç.....	191
BÖLÜM 6.	
SONUÇLAR VE ÖNERİLER.....	192
KAYNAKLAR.....	195
ÖZGEÇMİŞ.....	199

SİMGELER VE KISALTMALAR LİSTESİ

AAC	: Advanced Audio Coding
AMI	: Alternative Mark Inversion
APC	: Automatic Power Control / Otomatik Güç Kontrolü
ASK	: Amplitude Shift Keying
AVC	: Advanced Video Coding
BER	: Bit Error Rate / Bit Hata Hızı
Bkz	: Bakınız
bps	: Bit Per Second
BPSK	: Binary Phase Shift Keying
BW	: Bant Genişliği / Bandwidth
CDMA	: Code Division Multiple Access
CIR	: Committed Information Rate
CMI	: Coded Mark Inversion
C/N	: Carrier Power to Noise Ratio / Taşıyıcı Gücü-Gürültü Oranı
CSF	: Carrier Spacing Factor / Taşıyıcı Boşluk Faktörü
CTFT	: Continuous Time Fourier Transform
DAMA	: Demand Assigned Multiple Access
DSSS	: Direct Sequence Spread Spectrum
DVB	: Digital Video Broadcast
DVB-S	: Digital Video Broadcast-Satellite
DVB-S2	: Digital Video Broadcast-Satellite 2
$E\{\}$: Mean Process / Expectation Process / Ortalama İşlemi / Beklenti İşlemi
E_b	: Signal Energy / Bit Başına Ortalama Enerji
E_b/N_0	: Signal Energy to Noise Ratio / İşaret Enerji-Gürültü Oranı
$erfc$: Error Function / Hata Fonksiyonu

f_s	: Sampling Frequency / Örnekleme Frekansı
f_c	: Carrier Frequency / Taşıyıcı Frekansı
FDMA	: Frequency Division Multiple Access
FEC	: Forward Error Correction
FH	: Frequency Hopping / Frekans Hoplaması
FHSS	: Frequency Hopping Spread Spectrum / Frekans Hoplamalı Yayılı Spektrum
$g^*(t)$: $g(t)$ Fonksiyonunun Karmaşık Eşleniği
GPS	: Global Positioning System
GSY	: Güç Spektrum Yoğunluğu / Power Spectrum Density
HDB3	: High-Density Bipolar 3
Hz	: Hertz
IP	: Internet Protocol
IQ	: In-Phase-Quadrature Phase / Eş Evreli-Dik Evreli
Kbps	: Kilo Bit Per Second
KHz	: Kilo Hertz
QAM	: Quadrature Amplitude Modulation
QoS	: Quality of Service / Hizmet Kalitesi
QPSK	: Quadrature Phase Shift Keying
MAP	: Maximum Aposteriori
MÇ	: Modülasyon Çarpanı
MF	: Multi-Frequency / Çoklu Frekans
MF-TDMA	: Multi-Frequency Time Division Multiple Access
MF-TD-CA-MA	: Multi Frequency-Time Division-Code Assigned-Multiple Access / Çoklu Frekans-Zaman Bölmeli-Kod Tahsisli-Çoklu Erişim
ML	: Maximum Likelihood
MHz	: Mega Hertz
MPEG	: Moving Picture Expert Group
msec	: Mili Second / Mili Saniye
msn	: Mili Saniye / Mili Second
NKM	: Network Kontrol Merkezi

NRZ	: Non-Return-to-Zero / Sıfır Dönüşsüz
16-APSK	: 16-Amplitude Phase Shift Keying
32-APSK	: 32-Amplitude Phase Shift Keying
PAM	: Pulse Amplitude Modulation
PAMA	: Pre-Assigned Multiple Access
PAM-DSB	: Pulse Amplitude Modulation-Duble Side Band
PCM	: Pulse Code Modulation
PR	: Pseudo Random
PSK	: Phase Shift Keying
$p(x)$: $x(t)$ prosesinin olasılık dağılım fonksiyonu
R	: Symbol Rate / Sembol Hızı
R_b	: Bit Rate / Bit Hızı
RCS	: Raised Cosine Spectrum
RF	: Radio Frequency / Radyo Frekans
R_n	: Auto Correlation / Otokorelasyon
RS	: Reed-Solomon
RS-232	: Recommended Standard 232
RSV	: Reed Solomon Viterbi
RZ	: Return-to-Zero / Sıfır Dönüşlü
8-PSK	: 8- Phase Shift Keying
SES	: Satellite Earth Station / Uydu Yer Terminali
$\sin c$: Sinc Function
$s_l(t)$: Low Pass Signal / Alçak Geçiren İşaret
sn	: Saniye / Second
SNR	: Signal-To-Noise Ratio
$S_x(f)$: $x(t)$ Fonksiyonunun Güç Spektrum Yoğunluğu
SZFD	: Sürekli Zaman Fourier Dönüşümü / Continuous Time Fourier Transform
SZTFD	: Sürekli Zaman Ters Fourier Dönüşümü / Continuous Time Inverse Fourier Transform
TBF	: Taşıyıcı Boşluk Faktörü / Carrier Spacing Factor
TDMA	: Time Division Multiple Access

THSS	: Time Hopping Spread Spectrum / Zaman Hoplamalı Yayılı Spektrum
TPC	: Turbo Product Code
TS	: Time Slot / Zaman Dilimi
TV	: Televizyon
T_b	: Bit Süresi
T_s	: Sampling Period / Örnekleme Periyodu
USD	: United States Dollars / Amerikan Doları
UYT	: Uydu Yer Terminali / Satellite Earth Station
VPN	: Virtual Private Network
VSAT	: Very Small Aperture Terminal
$V\{\}$: Variance Process / Varyans İşlemi
Wi-Fi	: Wireless Fidelity
WLAN	: Wireless Local Area Network
WSS	: Wide Sense Stationary
ZD	: Zaman Dilimi / Time Slot
\forall	: Her
$\langle f(t), g(t) \rangle$: İç Çarpım
$\phi_m(\tau)$: Beyaz Gürültünün Oto Korelasyonu
$\Phi_m(f)$: Beyaz Gürültünün Güç Spektrum Yoğunluğu
η	: Spectral Efficiency / Spektral Verimlilik
ρ	: Roll-Off Faktörü
σ^2	: Varyans

ŞEKİLLER LİSTESİ

Şekil 1.1.	Jeosenkron yörünge ve haberleşme uyduları.....	2
Şekil 1.2.	Haberleşme uyduları üzerinden sağlanan servisler.....	3
Şekil 1.3.	İletişim ortamları.....	4
Şekil 1.4.	NRZ kod yapısı.....	6
Şekil 2.1.	$g(t)$ sürekli fonksiyonunun örneklenmesi.....	12
Şekil 2.2.	Sınırlı bantlı $G(f)$ fonksiyonu.....	14
Şekil 2.3.	Örtüşme olmama durumu.....	15
Şekil 2.4.	Örtüşme olma durumu.....	15
Şekil 2.5.	Alçak geçiren filtre ile periyodik olmayan sınırlı bant genişliğine sahip işaretin elde edilmesi.....	16
Şekil 2.6.	Alçak geçiren filtre ile periyodik olmayan sınırlı bant genişliğine sahip işaretin elde edilmesinin frekans ekseninde gösterimi.....	16
Şekil 2.7.	Alçak geçiren filtrenin zamana bağlı gösterimi.....	17
Şekil 2.8.	Darbe dizini üretimi.....	17
Şekil 2.9.	Darbe fonksiyonu.....	18
Şekil 2.10.	$x(t)$ fonksiyonu.....	19
Şekil 2.11.	Alçak ve bant geçiren işaretler.....	21
Şekil 2.12.	$s(t)$ işaretinin eş evreli / dik evreli bileşenleri.....	22
Şekil 2.13.	Beyaz gürültünün güç spektrum yoğunluğu.....	25
Şekil 2.14.	Beyaz gürültünün oto korelasyonu.....	25
Şekil 2.15.	Sayısal haberleşme sistemlerinin şematik yapısı.....	26
Şekil 3.1.	Sayısal haberleşme veriş-kanal-alış zinciri yapısı.....	29
Şekil 3.2.	Darbe fonksiyonu.....	29
Şekil 3.3.	$x(t)$ fonksiyonu.....	29
Şekil 3.4.	$p(t)$ fonksiyonu.....	31
Şekil 3.5.	Tek kutuplu NRZ kod yapısı / $x(t)$ fonksiyonu.....	31

Şekil 3.6.	$S_x(f)$, $x(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği.....	32
Şekil 3.7.	$p(t)$ fonksiyonu.....	33
Şekil 3.8.	İki kutuplu NRZ kod yapısı / $x(t)$ fonksiyonu.....	33
Şekil 3.9.	$S_x(f)$, $x(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği.....	34
Şekil 3.10.	$p(t)$ fonksiyonu.....	35
Şekil 3.11.	İki kutuplu RZ kod yapısı / $x(t)$ fonksiyonu.....	35
Şekil 3.12.	$S_x(f)$, $x(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği.....	36
Şekil 3.13.	$p(t)$ fonksiyonu.....	37
Şekil 3.14.	AMI kod yapısı / $x(t)$ fonksiyonu.....	38
Şekil 3.15.	$S_x(f)$, $x(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği.....	39
Şekil 3.16.	$p(t)$ fonksiyonu.....	40
Şekil 3.17.	Manchester kod yapısı / $x(t)$ fonksiyonu.....	40
Şekil 3.18.	$S_x(f)$, $x(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği.....	41
Şekil 3.19.	Klasik alış-veriş haberleşme zinciri yapılandırması.....	42
Şekil 3.20.	Klasik alış-veriş haberleşme zinciri eş değer yapılandırması.....	42
Şekil 3.21.	$p(t)$ fonksiyonu.....	43
Şekil 3.22.	Veriş tarafında $x(t)$, alış tarafında $y(t)$ fonksiyonları.....	43
Şekil 3.23.	$S_y(f)$, $y(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği.....	45
Şekil 3.24.	Düo ikili işaret veriş tarafı yapılandırması.....	47
Şekil 3.25.	$p(t)$ fonksiyonu.....	47
Şekil 3.26.	$ P(f) $ grafiği.....	48
Şekil 3.27.	$S_y(f)$, $y(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği.....	49
Şekil 3.28.	Düo ikili işaret alış tarafı yapılandırması.....	49
Şekil 3.29.	Diferansiyel kodlanmış düo ikili işaretler için veriş-alış zinciri yapılandırması.....	51
Şekil 3.30.	Modifiye edilmiş düo ikili işaretler için veriş tarafı yapılandırması.....	51
Şekil 3.31.	$p(t)$ fonksiyonu.....	52
Şekil 3.32.	$ P(f) $ grafiği.....	53

Şekil 3.33.	$S_y(f), y(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği.....	53
Şekil 3.34.	Modifiye edilmiş düo ikili işaretler için veriş-alış zinciri yapılandırması.....	55
Şekil 3.35.	M-seviyeli iletim veriş zinciri yapılandırması.....	55
Şekil 3.36.	M-seviyeli iletim alış zinciri yapılandırması.....	56
Şekil 3.37.	Raised cosine spektrum.....	56
Şekil 3.38.	Gürültülü bir iletim ortamında hat kodlarının veriş-alış zinciri yapılandırması.....	57
Şekil 3.39.	$p(v_n), v_n$ 'in olasılık dağılım fonksiyonu.....	59
Şekil 3.40.	Beyaz gürültülü ortamda iki kutuplu sıfır dönüşsüz ve sıfır dönüşlü kod yapılarına ilişkin alış-veriş zinciri genel yapılandırması.....	60
Şekil 3.41.	$p(y_n/a_n = 1), p(y_n/a_n = -1), P(E/a_n = 1)$ ve $P(E/a_n = -1)$	62
Şekil 3.42.	$P(E/a_n = 1)$	62
Şekil 3.43.	$P(E/a_n = -1)$	62
Şekil 3.44.	Beyaz gürültülü ortamda tek kutuplu sıfır dönüşsüz kod yapısına ilişkin alış-veriş zinciri genel yapılandırması.....	64
Şekil 3.45.	$p(y_n/a_n = 1), p(y_n/a_n = 0), P(E/a_n = 1)$ ve $P(E/a_n = 0)$	66
Şekil 3.46.	Beyaz gürültülü ortamda AMI kod yapısına ilişkin alış-veriş zinciri genel yapılandırması.....	68
Şekil 3.47.	$p(y_n/a_n = 1), p(y_n/a_n = -1)$ ve $p(y_n/a_n = 0)$	70
Şekil 3.48.	$P(E/a_n = 1)$	71
Şekil 3.49.	$P(E/a_n = -1)$	71
Şekil 3.50.	$P(E/a_n = 0)$	71
Şekil 3.51.	Beyaz gürültülü bir iletim ortamında hat kodlarının veriş-alış zinciri yapılandırması.....	73
Şekil 3.52.	Yeni kod yapısında 1'lerin temsilinde kullanılacak darbe şekli...	77
Şekil 3.53.	Yeni kod yapısı veriş zinciri yapılandırması.....	78
Şekil 3.54.	Yeni kod yapısını kullandığı $\{1011001...\}$ dizini.....	78
Şekil 3.55.	$\sin^2\left(\frac{fT}{4}\right), \sin^2\left(\frac{\pi fT}{4}\right), \sin^2(\pi fT)$ ve $S_x(f)$ grafikleri.....	80

Şekil 3.56.	Beyaz gürültülü iletim ortamında yeni hat koduna ilişkin veri- alış zinciri yapılandırması.....	81
Şekil 3.57.	$p(v_n), v_n$ 'in olasılık dağılım fonksiyonu.....	83
Şekil 3.58.	$p(y_n/a_n = 1), p(y_n/a_n = -1)$ ve $p(y_n/a_n = 0)$	85
Şekil 3.59.	$P(E/a_n = 1)$	86
Şekil 3.60.	$P(E/a_n = -1)$	86
Şekil 3.61.	$P(E/a_n = 0)$	86
Şekil 3.62.	$p(t)$ darbesinin RCS spektrumu.....	89
Şekil 3.63.	$S_x(f), x(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği.....	91
Şekil 3.64.	Veri zinciri yapılandırması.....	93
Şekil 3.65.	Alış zinciri yapılandırması.....	93
Şekil 3.66.	Alış zinciri yapılandırması.....	94
Şekil 4.1.	$s(t)$ işaretinin eş evreli / dik evreli bileşenleri.....	101
Şekil 4.2.	Sayısal Modülatörün Genel Gösterimi.....	96
Şekil 4.3.	ASK işaretinin elde edilişi.....	97
Şekil 4.4.	M-seviyeli ASK modülasyonunun yapılandırması.....	99
Şekil 4.5.	M-seviyeli QAM modülasyonunun yapılandırması.....	100
Şekil 4.6.	$S_z(f)$ 'in spektrumu.....	101
Şekil 4.7.	$S_s(f)$ 'in spektrumu.....	102
Şekil 4.8.	M-seviyeli PSK modülasyonunun yapılandırması.....	103
Şekil 4.9.	$S_z(f)$ 'in spektrumu.....	105
Şekil 4.10.	$S_s(f)$ 'in spektrumu.....	105
Şekil 4.11.	Beyaz gürültünün güç spektrum yoğunluğu.....	106
Şekil 4.12.	Beyaz gürültü $w(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu, $S_w(f)$	107
Şekil 4.13.	ASK işareti $s(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu, $S_s(f)$	107
Şekil 4.14.	ASK işaretine ilişkin alıcı (receiver) yapılandırması.....	107
Şekil 4.15.	$H_i(f)$ ideal bant geçiren filtre karakteristiği.....	108
Şekil 4.16.	$S_n(f), n(t)$ 'nin GSY'si.....	109
Şekil 4.17.	$S_{n_i}(f), n_i(t)$ 'nin GSY'si.....	109
Şekil 4.18.	Beyaz gürültü $w(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu, $S_w(f)$	113

Şekil 4.19.	M-Seviyeli QAM işareti $s(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu, $S_s(f)$	114
Şekil 4.20.	M-Seviyeli QAM işareti ile ilişkin alıcı (receiver) yapılandırması	114
Şekil 4.21.	$H_i(f)$ ideal bant geçiren filtre karakteristiği.....	115
Şekil 4.22.	$S_n(f), n(t)$ 'nin GSY'si.....	116
Şekil 4.23.	$S_{n_i}(f), n_i(t)$ 'nin GSY'si.....	116
Şekil 4.24.	$S_{n_q}(f), n_q(t)$ 'nin GSY'si.....	117
Şekil 4.25.	Beyaz gürültü $w(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu, $S_w(f)$	121
Şekil 4.26.	M-Seviyeli PSK işareti $s(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu, $S_s(f)$	121
Şekil 4.27.	M-Seviyeli PSK işareti ile ilişkin alıcı (receiver) yapılandırması.	122
Şekil 4.28.	$H_i(f)$ ideal bant geçiren filtre karakteristiği.....	122
Şekil 4.29.	$S_n(f), n(t)$ 'nin GSY'si.....	123
Şekil 4.30.	$S_{n_i}(f), n_i(t)$ 'nin GSY'si.....	124
Şekil 4.31.	$S_{n_q}(f), n_q(t)$ 'nin GSY'si.....	124
Şekil 4.32.	Beyaz Gaussian gürültülü iletim ortamında sayısal haberleşme veriş-alış zinciri yapılandırması.....	128
Şekil 4.33.	Korelasyon tipi demodülatör.....	131
Şekil 4.34.	Uyumlu filtre tipi demodülatör.....	131
Şekil 4.35.	Alıcı (receiver) yapısı.....	134
Şekil 4.36.	Alıcı (receiver) yapısı.....	142
Şekil 4.37.	$P(f)$ 'in spektrumu.....	150
Şekil 4.38.	$S_z(f)$ 'in spektrumu.....	151
Şekil 4.39.	$S_s(f)$ 'in spektrumu.....	151
Şekil 4.40.	$P(f)$ 'in RCS spektrumu.....	153
Şekil 4.41.	$S_z(f)$ 'in spektrumu.....	153
Şekil 4.42.	$S_s(f)$ 'in spektrumu.....	154
Şekil 4.43.	$S_z(f)$ 'in spektrumu.....	156

Şekil 4.44.	$S_s(f)$ 'in spektrumu.....	156
Şekil 4.45.	$G(f)$ 'in spektrumu.....	158
Şekil 4.46.	$S_z(f)$ 'in spektrumu.....	159
Şekil 4.47.	$S_s(f)$ 'in spektrumu.....	159
Şekil 5.1.	Frekans bölmeli çoklu erişim (FDMA).....	165
Şekil 5.2.	FDMA tekniği kullanılarak uydu yer istasyonları üzerinden yapılan haberleşme yapılandırması.....	166
Şekil 5.3.	Uydu yer istasyonları uydu transponder kanal tahsisleri.....	166
Şekil 5.4.	Zaman bölmeli çoklu erişim (TDMA).....	167
Şekil 5.5.	TDMA tekniği kullanılarak uydu yer istasyonları üzerinden yapılan haberleşme yapılandırması.....	168
Şekil 5.6.	Kod bölmeli çoklu erişim (CDMA).....	169
Şekil 5.7.	CDMA tekniği kullanılarak uydu üzerinden yapılan haberleşme yapılandırması.....	170
Şekil 5.8.	$p(t)\cos(\omega_u t)$ BPSK işaretinin spektrumu.....	171
Şekil 5.9.	$e_u(t)$ işaretinin yayılı spektrumu.....	172
Şekil 5.10.	Alış tarafı DSSS ve girişim işareti.....	173
Şekil 5.11.	Despreading işlemiyle elde edilen “istenen işaret” ve yayılı girişim (interference) işareti.....	173
Şekil 5.12.	FHSS yapılandırma şeması.....	174
Şekil 5.13.	Çoklu Frekans-Zaman bölmeli çoklu erişim (MF-TDMA).....	176
Şekil 5.14.	UYT'nin genel yapısı.....	178
Şekil 5.15.	Uydu ağ sistemi genel mimarisi.....	178
Şekil 5.16.	Yeni erişim tekniğinin 1.fazı TDMA-CDMA birleşimi.....	182
Şekil 5.17.	Yeni erişim tekniğinin 1. fazının yapılandırma şeması.....	182
Şekil 5.18.	Örnek 2 deki TDMA uydu ağ sisteminin yapılandırma şeması....	185
Şekil 5.19.	Örnek 2 deki TDMA-CDMA birleşiminden oluşan uydu ağ sisteminin yapılandırma şeması.....	186
Şekil 5.20.	Örnek 3 teki MF-TDMA-CDMA birleşiminden oluşan uydu ağ sisteminin yapılandırma şeması.....	188

TABLolar LİSTESİ

Tablo 2.1.	NRZ ikili kod yapısı bit temsili.....	18
Tablo 3.1.	İkili kod yapısı bit temsili.....	29
Tablo 3.2.	Tek kutuplu sıfır dönüşsüz kod yapısı bit temsili.....	30
Tablo 3.3.	İki kutuplu sıfır dönüşsüz kod yapısı bit temsili.....	33
Tablo 3.4.	İki kutuplu sıfır dönüşlü kod yapısı bit temsili.....	35
Tablo 3.5.	AMI kod yapısı bit temsili.....	37
Tablo 3.6.	Manchester kod yapısı bit temsili.....	40
Tablo 3.7.	Düo ikili işaret kod yapısı bit temsili.....	47
Tablo 3.8.	Modifiye edilmiş düo ikili İşaret kod yapısı bit temsili.....	52
Tablo 3.9.	İki kutuplu sıfır dönüşsüz ve sıfır dönüşlü kod yapısı bit temsili.....	60
Tablo 3.10.	Tek kutuplu sıfır dönüşsüz kod yapısı bit temsili.....	64
Tablo 3.11.	AMI kod yapısı bit temsili.....	68
Tablo 3.12.	Yeni ikili kod yapısı bit temsili.....	77
Tablo 4.1.	Spektral verimlilik ve uzay kesimi bant genişliği karşılaştırması.....	161
Tablo 5.1.	MF-TD-CA-MA performansının TDMA ve MF-TDMA ile karşılaştırması.....	189

ÖZET

Anahtar kelimeler: Haberleşme Uyduları, Hat Kodları, Çoklu Erişim Teknikleri, Modülasyon Metotları, Uydu Uzay Kesimi Kapasitesi

Maliyetleri son derece yüksek olan haberleşme uyduları üzerinden daha fazla kullanıcıya hizmet sunmak ve bu uyduların uzay kesimi kapasitelerini daha verimli kullanmak günümüzün kaçınılmaz bir gerçeğidir. Bu amaçla, bilim adamları ve uydu haberleşme araştırmacıları özellikle hat kodları ve uydu çoklu erişim teknikleri üzerine çok sayıda çalışma yapmaktadırlar. Ayrıca mevcut modülasyon yapıları üzerinde iyileştirmeler yaparak uydu uzay kesimi kapasitesinin daha etkin ve optimum kullanımı üzerinde durmaktadırlar.

Bu tez uydu haberleşme sektöründe kullanılabilir geliştirilen yeni bir hat kodu ve çoklu erişim tekniği sunarak bunların klasik kod yapıları ve erişim tekniklerine göre üstün yanlarını ortaya koymaktadır. Buna ilave olarak mevcut modülasyon yapılarında yapılabilecek iyileştirmelerle uydu uzay kesimi kapasitesinin daha verimli kullanılabilirliğini göstermektedir.

A NEW LINE CODE AND ACCESS TECHNIQUE FOR THE EFFECTIVE USAGE OF SPACE SEGMENT CAPACITY ON COMMUNICATION SATELLITES

SUMMARY

Keywords: Communication Satellites, Line Codes, Multiple Access Techniques, Modulation Methods, Satellite Space Segment Capacity

Submission to many users and efficient usage of the communication satellites whose costs are extremely high are an unavoidable reality of today. For this purpose, scientists and satellite communication researchers who have never been more challenged than it is nowadays do research and developments to find new methods concerning about especially new line codes, satellite multiple access techniques and to improve the existing modulation methods for the optimization and more efficient usage of the satellite space segment capacity.

In this context, this thesis presents a novel line code, A multiple access technique and improvements in the existing modulation methods and shows their superiority compared to its traditional counterparts commonly used in the satellite communications.

BÖLÜM 1. GİRİŞ

1.1. Giriş

Bu bölümde haberleşme uyduları üzerine genel bir bilgi verilerek, uydular üzerinden sağlanan haberleşme hizmetleri, uyduların diğer iletişim ortamlarından üstünlükleri, uyduların bant genişliklerinin verimli kullanılmasının gerekliliği, uydular üzerinde kullanılan hat kodları, kodlama türleri, modülasyon türleri, çoklu erişim teknikleri ile uyduların bant genişliklerinin verimli kullanılmasına yönelik yapılabilecek iyileştirmelerden bahsedilecektir.

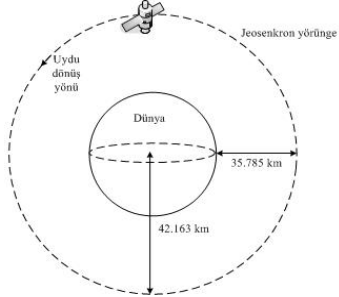
1.2. Haberleşme Uydularına Genel Bir Bakış

Haberleşme uydusu fikri ilk kez 1945 yılında İngiliz fizikçi ve bilim kurgu yazarı Arthur Clarke tarafından İngiltere’de yayımlanan bir dergide yer alan teknik bir makalede “Ekvator düzleminde yer alan, 24 saatlik yörünge periyodu olan, yer küreden bakıldığında hep sabit bir noktada görülen ve tekrarlayıcı görevi yaparak dünyanın herhangi bir yarım küresindeki iki nokta arasında radyo haberleşmesine imkân sağlayan yapılar” tanımlamalarıyla ifade edilmiştir.

Uydu haberleşmesi alanındaki gerçek anlamda ilk deneme ise, ABD hükümetinin SCORE Projesi çerçevesinde fırlattığı bir uydu ile gerçekleştirilmiştir. Bununla beraber Sovyetler Birliği SPUTNIK I uydusunu yörüngeye fırlatana kadar uydu fırlatmaya uygun bir roket teknolojisi geliştirilememiştir [1].

Haberleşme uyduları genel olarak uzayda jeosenkron (yere eş zamanlı) yörünge adı verilen bir yörünge üzerinde dünyanın ekvator düzleminde yaklaşık 36.000 km, merkezinden ise 42.000 km dik uzaklıkta konuşlandırılırlar [2]. Uydular bu yörünge

üzerinde dünya ile aynı açısal hızda hareket ederler. Böylece uyduların dünya üzerindeki kapsama alanlarının sabit olması veya aynı kalması sağlanır.



Şekil 1.1. Jeosenkron yörünge ve haberleşme uyduları

Haberleşme uyduları genel olarak iki kısımdan oluşur. Bunlar;

- Uydu Platformu ve Alt Sistemleri
- Uydu Yüğü (Transponderler)

Uydu platformu ve alt sistemleri aşağıda verilen yazılım ve donanımlarından oluşur.

- Telemetri, kontrol ve mesafe tayin sistemleri
- Veri alma ve gönderme sistemleri
- Duruş ve yörünge kontrol sistemleri
- İtme sistemi
- Elektrik enerji sistemi
- Güneş panelleri
- Isı kontrol sistemleri
- Dayanıklılık sistemleri

Uydu yüğü (transponderler) aşağıda verilen yazılım ve donanımlarından oluşur.

- Anten mekanizmaları
- Geniş bant alıcı verici mekanizmaları
- Giriş ve çıkış çoklayıcı birimleri
- Programlanılabilir zayıflatıcı birimler

– Güçlendiriciler

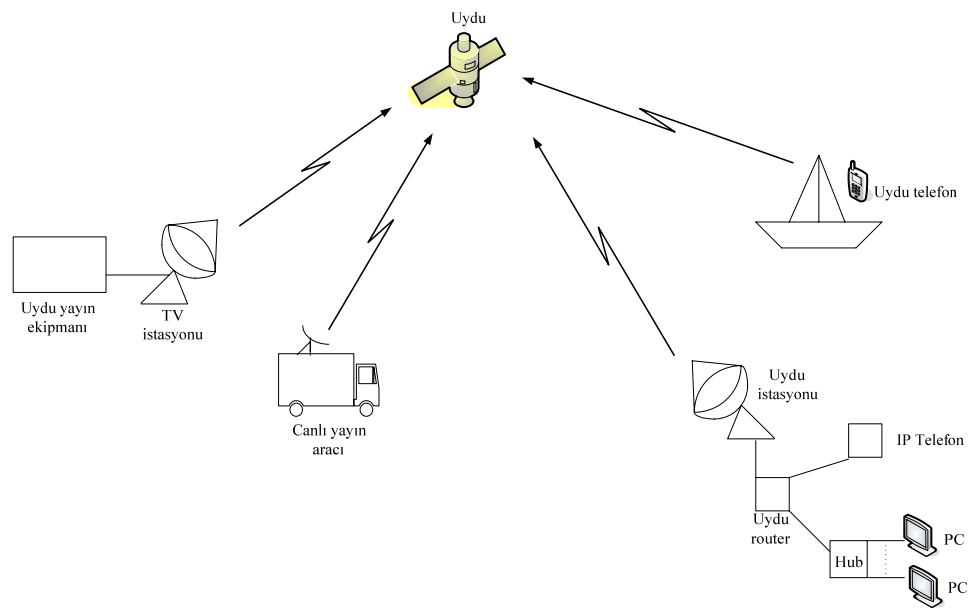
Uydu Yüklü haberleşmede kullanılan tekrarlayıcıların işlevini yerine getirir [3]. Buna göre yeryüzünden gönderilen İşaretler uyduda alınır, güçlendirilir, frekans çevrim işlemine tabi tutulur ve son güçlendirme işlemiyle yeryüzüne geri gönderilir.

Haberleşme uydularını yeryüzünden gözlemlemek ve kontrol etmek amacıyla “Uydu Yer Kontrol ve Gözlem İstasyon”ları kullanılır.

Haberleşme uyduları yeryüzünden uzaya ve/veya uzaydan yeryüzüne bilgiyi iletmek için çeşitli frekans, güç ve polarizasyondaki elektromanyetik dalgaları kullanır.

1.3. Uydular Üzerinden Sağlanan Haberleşme Hizmetleri

Haberleşme uyduları gerek jeosenkron yörüngede gerekse diğer yörüngelerde olsun kapsama alanlarında bulunan yeryüzündeki herhangi iki veya daha fazla nokta arasında bireysel ve kurumsal kullanıcılara telefon, faks, teleks, TV, radyo, internet ve veri hizmetlerini sağlayarak coğrafi şartlardan bağımsız, kesintisiz, sürekli, kaliteli ve güvenli haberleşme ortamları oluşturur.



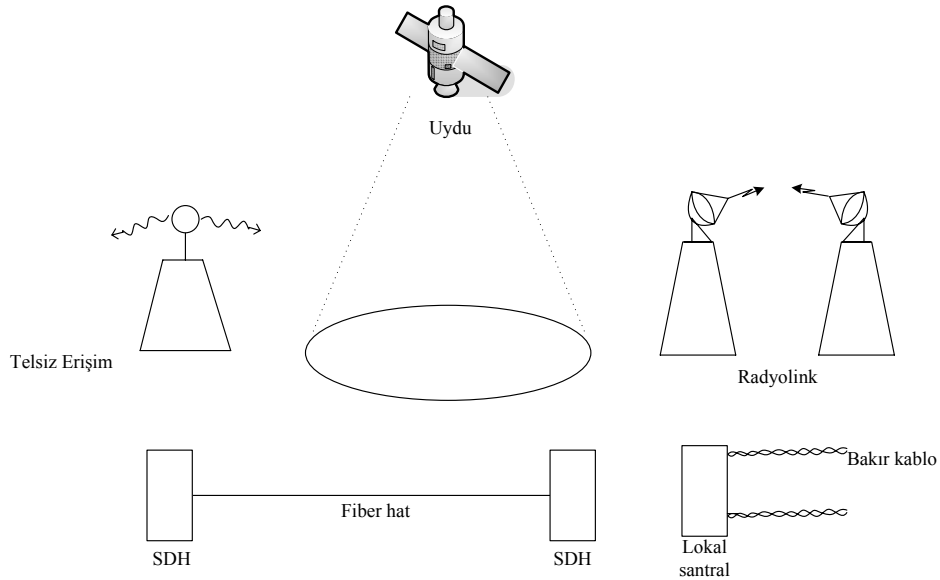
Şekil 1.2. Haberleşme uyduları üzerinden sağlanan servisler

Haberleşme uyduları üzerinden ayrıca video konferans, iç ağ ve dış ağ erişimi, uzaktan eğitim, veri tabanı bilgi transferi, birçok noktaya gönderi, VPN (Virtual Private Network), IP temelli ses ve veri haberleşmesi gibi geniş bant uygulama servisleri sağlanabilir.

1.4. Uyduların Diğer İletişim Ortamlarından Üstünlükleri

Haberleşme uyduları bakır kablo, koaksiyel kablo, fiber kablo, radyo link ve kablosuz diğer iletişim ortamlarına göre;

- Geniş kapsama alanı
- Merkezi kontrol ve izleme
- Esnek yapılandırma
- Sorunsuz bütünleşme
- Noktadan-noktaya, Noktadan-çok noktaya, Noktadan-bölgeye servis sunabilme
- İletişim maliyetinin iletim mesafesinden bağımsızlığı yönleriyle daha üstündür [4].



Şekil 1.3. İletişim Ortamları

1.5. Haberleşme Uydularının Bant Genişliklerinin Verimli Kullanılmasının Gerekliliği

Fırlatma işlemi dâhil maliyetleri 300–400 milyon USD aralığında olan haberleşme uyduları genel olarak ortalama 1000–1100 MHz civarında uzay kesimi frekans bant genişliği kapasitesine sahiptir. Günümüzde kullandığı kodlama/sıkıştırma tekniği, modülasyon türü, sembol hızı ve diğer iletim parametrelerine bağlı olarak sayısal bir TV kanalının 4 MHz civarında bir bant genişliğine sahip olduğu düşünülürse uydu üzerinden 250–275 adet çoklanmamış TV kanalına iletim hizmeti verilebilir. Buna karşın herhangi iki ülke arasında statik bant genişliği kullanarak 2048 Kbps hızında çalışan ve 30 kanallı telefon veya veri haberleşmesi sağlayan bir uydu devresi için yaklaşık 4 MHz'lik bir bant genişliğine ihtiyaç vardır. Bu durum uydu üzerinden telefon veya veri haberleşmesi yapmak isteyen kullanıcıların statik bant genişliği kullanarak en çok 7500–8100 adet kanala sahip olabileceği sonucunu verir.

Oysa maliyetleri haberleşme uyduları ile karşılaştırıldığında son derece düşük olan fiber optik kabloların tek bir lifinden günümüzde 40000'in üzerinde telefon kanalı hizmeti sağlanabilmekte ya da teknik alt yapının yeterli olması durumunda 1000'in üzerinde TV kanalının iletimi yapılabilmektedir [5].

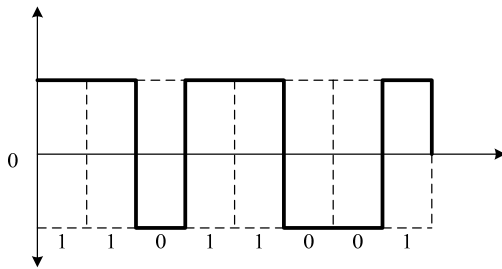
Bu örnekler maliyetleri son derece yüksek olan haberleşme uydularının uzay kesimi frekans bant genişliklerinin daha verimli kullanılması veya daha çok kullanıcının hizmetine sunulmasının kaçınılmaz olduğunu ortaya çıkarması yönüyle önemlidir.

Haberleşme uydularının bant genişliklerinin verimli kullanılmasının gerekliğine dair bir başka gerekçede uyduların ömürlerinin diğer iletim ortamlarına göre daha kısa olmasıdır. Bu çerçevede haberleşme uydularının ömürleri ortalama olarak 12-15 yıl aralığında değişirken kablolu ve kablosuz diğer iletişim ortamlarının ömürleri bu sürenin 1.5-3 katı kadar daha uzun olabilmektedir.

1.6. Uydular Üzerinde Kullanılan Hat Kodları

Hat kodları; diğer adıyla sayısal temel bant modülasyonu (digital baseband modulation) iletişim ortamlarında sayısal veri katarlarını iletmekte kullanılan 1 ve 0'ları temsil eden ve genel olarak ayırık zamanlı genlik işaretlerinden oluşan yapılardır. Hat kodları tek kutuplu (unipolar), kutuplu (polar) veya iki kutuplu (bipolar) yapıda olabilir [6].

Genel olarak uydu üzerinden sağlanan haberleşme hizmetlerinde NRZ (Non-Return-to-Zero/Sıfır Dönüşsüz) – RZ (Return-to-Zero / Sıfır Dönüşlü) – ON/OFF – HDB3 (High-Density Bipolar 3) – AMI (Alternative Mark Inversion) ve CMI (Coded Mark Inversion) hat kodları kullanılır. Aşağıdaki resimde dikdörtgen darbe genlikli modülasyon kullanılarak ikili (binary) işaret kodlamalarından polar NRZ kod yapısı gösterilmiştir [7].



Şekil 1.4. NRZ Kod yapısı

1.7. Uydular Üzerinde Kullanılan Kodlama Türleri

Kodlama; haberleşme sistemlerinde farklı uygulamalar için kullanılan işaretin iletim kalitesini artırmak, işaretin spektrum bandında verimliliğini yükseltmek, işaretin iletimi esnasında oluşan hataları bulmak, düzeltmek ve iletişim güvenliğini sağlamak amacıyla yapılan işlemlerden biridir [8].

Genel olarak uydu üzerinden sağlanan haberleşme hizmetlerine ilişkin üç farklı amaçla kodlama tekniği kullanılır [9].

- Sıkıştırma amaçlı
- Hata bulma-düzeltilme amaçlı
- Güvenlik amaçlı

Uydu üzerinden iletilen ses, veri ve görüntü bilgilerine ilişkin kullanılan çok farklı kodlama teknikleri mevcuttur. Aşağıda bu tekniklere bazı örnekler verilmiştir.

- Ses sıkıştırması/kodlaması için kullanılan teknikler : MPEG (Moving Picture Expert Group) –1 audio, MPEG–2 audio, MPEG–4 AAC (Advanced Audio Coding) , G.711, G.722, G.728, G.729 vb.
- Görüntü sıkıştırması/kodlaması için kullanılan teknikler : MPEG–1 video, MPEG–2 video, MPEG–4 AVC (Advanced Video Coding) vb. [10]

Uydu üzerinden iletilen ses, veri ve görüntü bilgilerinde oluşabilecek hataları bulmak ve düzeltmek amacıyla kullanılan başlıca kodlama teknikleri ise RS (Reed-Solomon), Viterbi, TPC (Turbo Product Code) ve FEC (Forward Error Correction) şeklinde sıralanabilir.

1.8. Uydular Üzerinde Kullanılan Modülasyon Türleri

Modülasyon; haberleşme sistemlerinde farklı uygulamalar için kullanılan İşaretin iletim kalitesini artırmak, İşaretin spektrum bandında verimliliğini yükseltmek, İşaretin üzerinde gürültü vb. diğer unsurların etkisini azaltarak bilgiyi daha uzak mesafelere taşımak amacıyla yapılan işlemlerden biridir [11].

Genel olarak uydu üzerinden sağlanan haberleşme hizmetlerinde sayısal modülasyon yapıları kullanılır. Aşağıda bu modülasyon yapılarına bazı örnekler verilmiştir.

- DVB-S (Digital Video Broadcast-Satellite) standardıyla kullanılan modülasyon türleri: BPSK (Binary Phase Shift Keying), QPSK (Quadrature Phase Shift Keying), 8-PSK (8- Phase Shift Keying), M-seviyeli QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

- DVB-S2 (Digital Video Broadcast-Satellite 2) standardıyla kullanılan modülasyon türleri : QPSK, 8-PSK, 16-APSK (16-Amplitude Phase Shift Keying), 32-APSK (32-Amplitude Phase Shift Keying)

1.9. Uydular Üzerinde Kullanılan Çoklu Erişim Teknikleri

En genel tanımıyla Çoklu erişim veya Çoğullama, bilginin (ses, görüntü ya da veri) aynı iletim ortamında bir ve/veya birden çok kaynaktan çoklanarak bir ve/veya birden çok hedefe iletilmesidir [12]. İletimler genelde aynı ortamda gerçekleşir, ancak mutlaka aynı zamanda gerçekleşmeleri gerekmez.

Uydu üzerinde kullanılan çoklu erişim tekniklerinde bir uydunun aynı transponderine birden fazla uydu yer istasyonu erişebilir. Bu özellik herhangi bir yer istasyonu haberleşme İşaretinin (carrier/taşıyıcı) uydunun kapsama alanı içindeki diğer birçok yer istasyonu tarafından alınabilmesini sağlar.

Genel olarak uydu üzerinden sağlanan haberleşme hizmetlerine ilişkin üç farklı çoklu erişim tekniği kullanılır [13].

- Tahsisli çoklu erişim
- Bölmeli çoklu erişim
- Yeni nesil çoklu erişim

Birinci teknik iki farklı kategoride incelenebilir.

- Önceden tahsisli çoklu erişim (Pre-Assigned Multiple Access/PAMA)
- İsteğe bağlı tahsisli çoklu erişim (Demand Assigned Multiple Access/DAMA) [14]

İkinci teknik ise üç değişik kategoride incelenebilir [15].

- Frekans bölmeli çoklu erişim (Frequency Division Multiple Access/FDMA)
- Zaman bölmeli çoklu erişim (Time Division Multiple Access/TDMA)

- Kod bölmeli çoklu erişim (Code Division Multiple Access/CDMA)

Uydular üzerinden sağlanan haberleşme hizmetlerinde kullanılan Yeni nesil çoklu erişim tekniklerine; Yeni Nesil Yayılı Spektrum (Next Generation Spread Spectrum), Yavaş/Hızlı Frekans Atlama (Slow/Fast Frequency Hopping) ve Doğrudan Dizin CDMA (Direct Sequence CDMA) örnek olarak verilebilir.

1.10. Haberleşme Uydularının Bant Genişliklerinin Verimli Kullanılmasına Yönelik Yapılabilecek İyileştirmeler

Uydu üzerinden haberleşmeyi sağlayan taşıyıcıların kullandığı uzay kesimi bant genişliğini etkileyen en önemli faktörler kullanılan hat kodu yapıları, kodlama teknikleri, modülasyon türleri ve erişim teknikleri olarak sıralanabilir.

Bu çerçevede uzay kesimi bant genişliğini kullanımında etkinliği ve verimliliği sağlamak amacıyla;

- Yeni hat kodları tasarlanabilir.
- Yeni kodlama teknikleri bulunabilir.
- Mevcut modülasyon yapıları iyileştirilebilir.
- Yeni erişim teknikleri bulunabilir.

Bu amaçla gerçekleştirilen tez çalışmasında;

- Uydu üzerinde; hem kullanılan uzay kesimi kapasitesini azaltan hem de spektral verimlilik yönlerinden etkin ve doyurucu olan, yeni bir ikili hat kodu tasarlanmıştır.
- Mevcut durumda uydu üzerinden sağlanan haberleşme servislerinde kullanılan modülasyon türlerinde yapılabilecek iyileştirmeler ele alınmıştır.
- Uydu uzay kesimi bant genişliğini kullanıcılar arasında optimum trafik paylaşımıyla kullandıran ve mevcut uydu erişim teknikleri ile karşılaştırıldığında Bit/Hz verimliliği yönüyle daha üstün olan yeni bir erişim tekniği geliştirilmiştir.

Böylece haberleşme uydularının uzay kesimi kapasiteleri üzerinden daha çok kullanıcıya; daha etkin, daha verimli, daha kaliteli ve daha ekonomik servis sunulması imkânı sağlanmıştır.

1.11. Sonuç

Bu bölümün girişinde haberleşme uydularının tarihçesinden, uyduların işletildiği yörünge yapılarından, oluştuğu kısımlardan ve alt sistemlerden, nasıl gözlem ve kontrol edildiklerinden bahsedildi. Daha sonra uydular üzerinden sağlanan haberleşme hizmetleri, uyduların diğer iletişim ortamlarından üstünlükleri, uyduların bant genişliklerinin verimli kullanılmasının gerekliliğine değinildi. Ayrıca uydular üzerinde kullanılan hat kodları, kodlama türleri, modülasyon yapıları ve çoklu erişim teknikleri detaylı bir biçimde açıklandı. Bölüm sonunda ise uyduların bant genişliklerinin verimli kullanılmasına yönelik yapılabilecek iyileştirmelerden ve uzay kesimi kapasiteleri üzerinden daha çok kullanıcıya nasıl daha etkin, daha verimli, daha kaliteli ve daha ekonomik servis sunulmasının sağlanabileceği ifade edildi.

BÖLÜM 2. İŞARET, GÜRÜLTÜ, SERİ KAVRAMLARI İLE SAYISAL HABERLEŞME SİSTEMLERİNE GENEL BİR BAKIŞ

1.1. Giriş

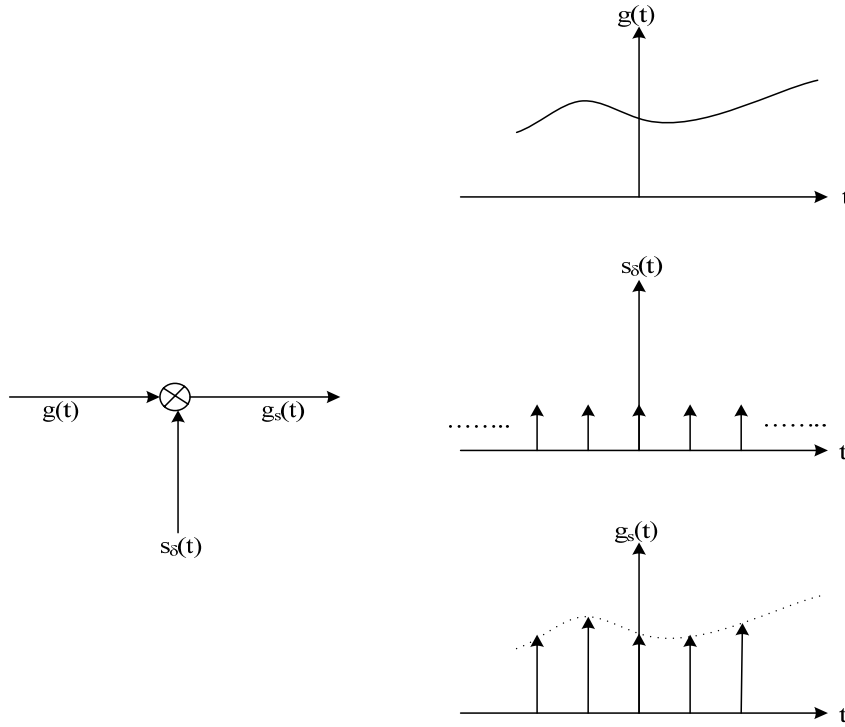
Bu bölümde tezimiz boyunca yapacağımız matematiksel işlemlerde kullanılacak formül ve kavramların açıklaması yapılacaktır. Bu çerçevede bölümde sırasıyla analog işaretlerin sayısallaştırılması, örnekleme işlemi, nyquist kriteri, oto korelasyon işlemi, güç spektrum yoğunluğu, alçak ve bant geçiren işaretler, beyaz gürültü kavramı ile orthogonal ve orthonormal işaretlere detaylı bir biçimde değinilecektir. Bölüm sonunda sayısal haberleşme sistemlerinin genel yapılandırması ve şematik yapısı incelenecektir.

2.2. Analog İşaretlerin Sayısallaştırılması

Analog İşaret; herhangi bir değişkene bağlı zaman ve genlikte sürekli İşaret olarak tanımlanabilir [16]. Analog İşareti sayısallaştırmak için sırasıyla örnekleme (sampling) ve miktarlama (quantizing) işlemleri yapılır.

2.2.1. Örnekleme işlemi

$g(t)$ sürekli bir İşaret ve $s_{\delta}(t)$ birim darbe dizini katarı olmak üzere; $g(t)$ fonksiyonunu örnekleme için $s_{\delta}(t)$ ile çarpılır. Sonuç olarak örneklenmiş $g_s(t)$ fonksiyonu elde edilir [17].



Şekil 2.1. $g(t)$ sürekli fonksiyonunun örnekleme

$$g_s(t) = g(t) \cdot s_\delta(t) \quad (2.1)$$

$$g_s(t) = g(t) \sum_n \delta(t - nT_s) = \sum_n g(nT_s) \delta(t - nT_s)$$

Bu eşitlikte;

T_s örnekleme periyodu, $g(nT_s)$ ise $g(t)$ fonksiyonunun n . örneğidir.

Örneklemiş $g_s(t)$ fonksiyonunu frekans ekseninde ifade etmek için Sürekli Zaman Fourier Dönüşümüne (SZFD) (CTFT: Continuous Time Fourier Transform) tabi tutulur.

$$g_s(t) = g(t) \cdot s_\delta(t) \ll SZFD \gg G_s(f) = G(f) * S_\delta(f)$$

$$G_s(f) = G(f) * SZFD \left\{ \sum_k \delta(t - kT_s) \right\} \quad (2.2)$$

Bu eşitlikte;

“*” ise konvolüsyon işlemini ifade eder.

$s_\delta(t) = \sum_k \delta(t - kT_s)$ fonksiyonu periyodiktir ve periyodu T_s 'tir.

Aşağıda $s_\delta(t)$ periyodik fonksiyonunu üstel seriye açılmıştır.

$$s_\delta(t) = s_\delta(t + T_s) \Rightarrow s_\delta(t) = \sum_k a_k e^{jk\omega_0 t}$$

Bu eşitlikte;

$$a_k = \frac{1}{T_s} \int_{T_s} s_\delta(t) e^{-jk\omega_0 t} dt, \omega_0 = 2\pi f_s \text{ ve } f_s = \frac{1}{T_s} \text{ (örnekleme frekansı)}$$

$$a_k = \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} s_\delta(t) e^{-jk2\pi f_s t} dt = \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} \delta(t) e^{-jk2\pi f_s t} dt = \frac{1}{T_s} = f_s \Rightarrow a_k = f_s$$

Böylece;

$$s_\delta(t) = \sum_k a_k e^{jk\omega_0 t} = \sum_k f_s e^{jk\omega_0 t} \Rightarrow s_\delta(t) = \sum_k f_s e^{jk2\pi f_s t}$$

SZFD'den bilindiği üzere;

$$g(t) \leftrightarrow G(f)$$

$$e^{j2\pi f_0 t} \cdot g(t) \leftrightarrow G(f - f_0)$$

Bu durumda;

$$G_s(f) = G(f) * SZFD \left\{ \sum_k \delta(t - kT_s) \right\}$$

$$G_s(f) = G(f) * SZFD \left\{ \sum_k f_s e^{jk2\pi f_s t} \right\}$$

$$G_s(f) = G(f) * \sum_k f_s \delta(f - kf_s)$$

$$G_s(f) = \sum_k f_s G(f) * \delta(f - kf_s)$$

$$G_s(f) = \sum_k f_s G(f - kf_s)$$

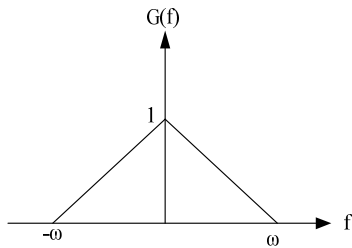
$$G_s(f) = \sum_k \frac{1}{T_s} G\left(f - k \frac{1}{T_s}\right)$$

2.2.2. Nyquist kriteri

Sınırlı bir banda sahip bir $g(t)$ fonksiyonu ele alınsın.

$g(t)$ fonksiyonunun frekans ekseninde gösterimi $G(f)$ aşağıdaki gibi olsun.

$$G(f) = 0, |f| \geq \omega$$



Şekil 2.2. Sınırlı bantlı $G(f)$ fonksiyonu

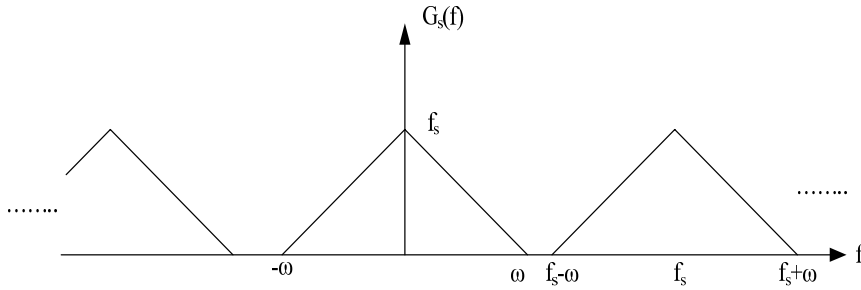
Bilindiği üzere;

$$G_s(f) = \sum_k f_s G(f - kf_s)$$

$G_s(f)$ aşağıdaki iki duruma göre incelensin.

1.durum

$$f_s \geq 2\omega \Rightarrow$$

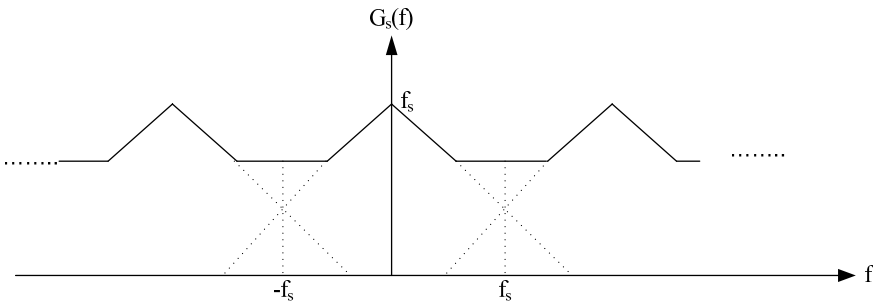


Şekil 2.3. Örtüşme olmama durumu

Burada $G(f)$ 'i tekrar elde etmek kolayca mümkündür.

2.durum

$$f_s < 2\omega \Rightarrow$$



Şekil 2.4. Örtüşme olma durumu

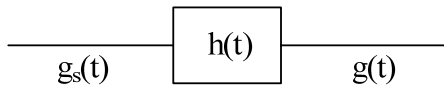
Burada $G(f)$ 'i tekrar elde etmek mümkün değildir.

Sonuç olarak “Sürekli zaman temel bant İşaretini (continuous time baseband signal) örneklerinden tekrar elde etmek, İşaretin sınırlı banda sahip olması ve örnekleme frekansının İşaretin bant genişliğinin en az 2 katından büyük ya da 2 katına eşit olması durumunda mümkündür.” Bu kriter Nyquist kriteri olarak adlandırılır.

Burada sürekli zaman İşaretinin bant genişliğinin 2 katı Nyquist hızı (Nyquist Rate) olarak tanımlanır. Bu durumda İşareti tekrar elde etmek için örnekleme frekansı Nyquist hızından büyük veya Nyquist hızına eşit olmalıdır [18].

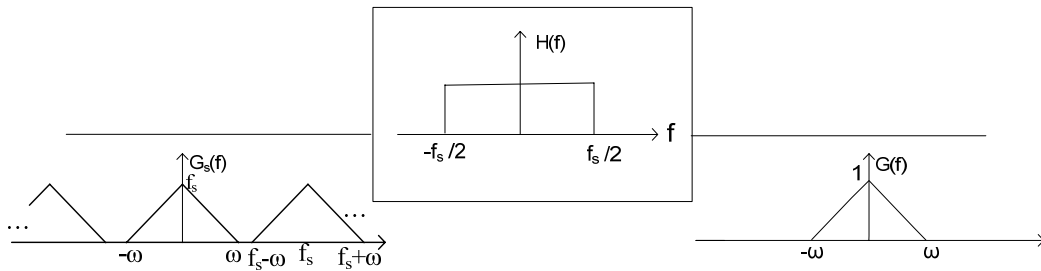
2.3. Periyodik Olmayan Sınırlı Bant Genişliğine Sahip Bir İşaretin Örneklerinden Alçak Geçiren Filtreyle Alış Tarafında Elde Edilmesi

Periyodik olmayan, sınırlı bant genişliğine sahip, Şekil 2.2’de frekans ekseninde grafiği verilmiş İşaretin şekil 2.3’te birim darbe diziniyle örneklenmiş halinden, alış tarafında alçak geçiren bir filtre kullanarak İşareti tekrar elde edilebilir.



Şekil 2.5. Alçak geçiren filtre ile periyodik olmayan sınırlı bant genişliğine sahip işaretin elde edilmesinin zaman ekseninde gösterimi

$$g(t) = g_s(t) * h(t) \ll SZFD \gg G(f) = G_s(f)H(f) \quad (2.3)$$



Şekil 2.6. Alçak geçiren filtre ile periyodik olmayan sınırlı bant genişliğine sahip işaretin elde edilmesinin frekans ekseninde gösterimi

$G_s(f)$ 'ten $G(f)$ 'i elde etmek için $H(f)$;

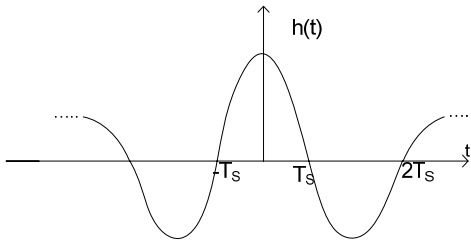
$$H(f) = \frac{1}{f_s} \text{rect}\left(\frac{f}{f_s}\right) = T_s \text{rect}(fT_s)$$

olmalıdır. Bu durumda $h(t)$ 'yi bulmak için $H(f)$ 'in SZTFD'si (Sürekli Zaman Ters Fourier Dönüşümü/Continuous Time Inverse Fourier Transform) alınırsa;

$$H(f) \ll SZTFD \gg h(t)$$

$$h(t) = \sin c\left(\frac{t}{T_s}\right) = \text{sinc}(f_s t)$$

olur.



Şekil 2.7. Alçak geçiren filtrenin zamana bağlı gösterimi

Aşağıda $g(t)$ 'nin elde edilişi verilmiştir.

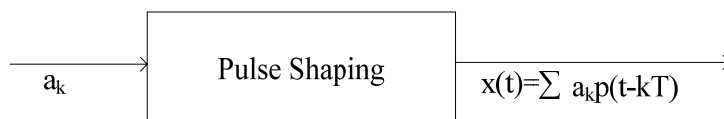
$$g(t) = g_s(t) * h(t)$$

$$g(t) = \sum_n g(nT_s) \delta(t - nT_s) * \text{sinc}(f_s t)$$

$$g(t) = \sum_n g(nT_s) \text{sinc}(f_s(t - nT_s))$$

$$g(t) = \sum_n g(nT_s) \text{sinc}(f_s t - n)$$

2.4. Oto Korelasyon İşlemi



Şekil 2.8. Darbe Dizini Üretimi / Pulse Shaping

$\{a_k\}$ 'nin WSS (Geniş Sezen Durağan / Wide Sense Stationary) bir proses olması durumunda;

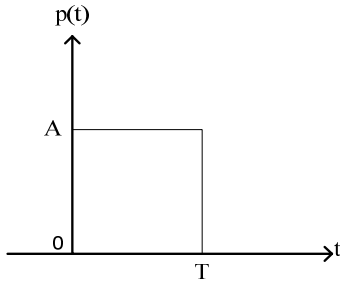
$E\{a_k\}$ sabittir ve $\{a_k\}$ 'nin otokorelasyonu R_n , k 'den bağımsızdır.

Buna göre;

$$R_n = E\{a_k a_{k+n}\} = E\{a_k a_{k-n}\} \quad \forall k, n$$

Aşağıda NRZ işareti için örnek bir çalışma yapılmıştır.

Farz edilsin ki "1011001" biçiminde bir dizin ve $p(t)$ aşağıdaki gibi olsun.

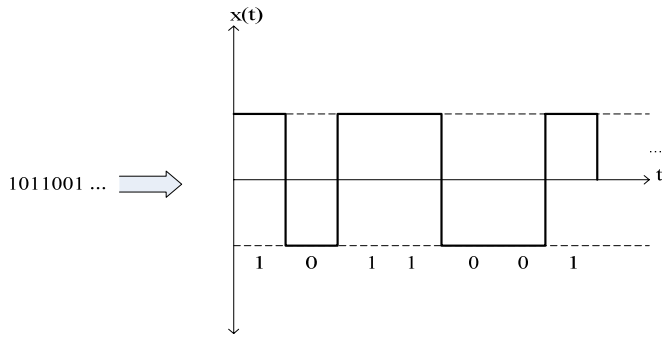


Şekil 2.9. Darbe fonksiyonu

Tablo 2.1. NRZ ikili kod yapısı bit temsili

b_k	a_k
0	-1
1	+1

$$x(t) = \sum_k a_k p(t - kT)$$



Şekil 2.10. $x(t)$ fonksiyonu

$$E\{a_k\} = -1 \cdot \frac{1}{2} + 1 \cdot \frac{1}{2} = 0$$

$$R_n = E\{a_k a_{k+n}\} = \begin{cases} E\{a_k^2\} \Rightarrow n = 0 \\ E\{a_k\} \cdot E\{a_{k+n}\} \Rightarrow n \neq k \end{cases}$$

$$R_n = \begin{cases} 1 \Rightarrow n = 0 \\ 0 \Rightarrow n \neq k \end{cases} = \delta_n$$

$$R_n = \delta_n$$

2.5. Güç Spektrum Yoğunluğu

Şekil 2.10'da grafiği verilen $x(t)$ fonksiyonunun güç spektrum yoğunluğu (Power Spectrum Density) aşağıdaki gibi bulunabilir.

$$x(t) = \sum_k a_k p(t - kT)$$

$$S_x(f) = GSY\{x(t)\} = SZFT\{R_x(\tau)\} \quad (2.4)$$

Bu eşitlikte $S_x(f)$; $x(t)$ fonksiyonunun güç spektrum yoğunluğunu (GSY), $R_x(\tau)$ ise $x(t)$ fonksiyonunun oto korelasyonunu ifade eder.

$$S_x(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \left\{ \sum_n R_n e^{-j2\pi f n T} \right\}$$

Şekil 2.9’da grafiği verilen $p(t)$ fonksiyonunun Fourier Dönüşümü;

$$p(t) = A \text{rect} \left\{ \frac{t - T/2}{T} \right\} \ll \text{SZFD} \gg P(f) = AT \sin c(fT) e^{-j2\pi f \frac{T}{2}} \quad (2.5)$$

$$S_x(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \left\{ \sum_n R_n e^{-j2\pi f n T} \right\} = \frac{1}{T} \left| AT \sin c(fT) e^{-j2\pi f \frac{T}{2}} \right|^2 \left\{ \sum_n \delta_n e^{-j2\pi f n T} \right\}$$

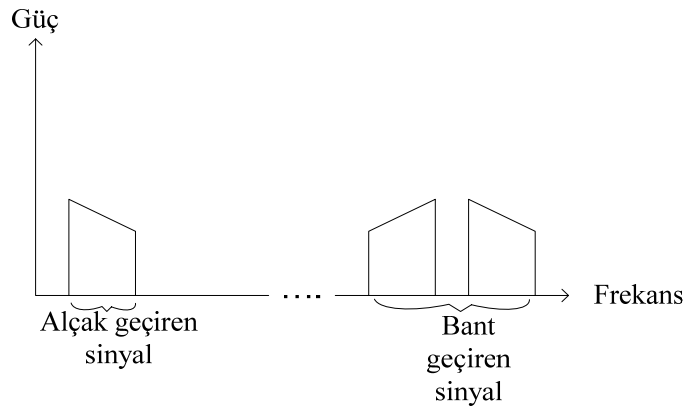
$$S_x(f) = \frac{1}{T} (AT \sin c(fT))^2 = \frac{A^2}{T} \sin^2 c(fT)$$

$$S_x(f) = \frac{A^2}{T} \sin^2 c(fT)$$

2.6. Alçak ve Bant Geçiren İşaretler

Alçak geçiren (low pass) veya temel bant (baseband) işaretler; frekans bileşenleri 0’den veya 0’a çok yakın bir noktadan başlayan işaretler olarak tanımlanabilir [19]. Bant geçiren (band pass) işaretler ise bant genişliği işaretin taşıyıcı frekansına göre göreceli olarak küçük olan ve frekans bileşenleri içinde 0’a eşit ya da 0’a çok yakın bileşenleri olmayan işaretler olarak tanımlanabilir.

Alçak geçiren işaretin bant genişliği işaretin en yüksek frekans bileşeni iken, bant geçiren işaretin bant genişliği işaretin en yüksek frekans bileşeni ile 0’dan farklı en küçük frekans bileşeni arasındaki farktır.



Şekil 2.11. Alçak ve bant geçiren işaretler

2.6.1. Bant geçiren işaretlerin eş evreli/dik evreli gösterimi

En genel halde bant geçiren gerçek değerli bir işaret aşağıda verildiği gibi ifade edilebilir [20].

$$s(t) = a(t)\cos(2\pi f_c t + \theta(t)) \quad (2.6)$$

Burada;

$a(t)$:işaretin zarfı (envelope of $s(t)$)

$\theta(t)$:işaretin fazı (phase of $s(t)$)

f_c :işaretin taşıyıcı frekansı (carrier frequency of $s(t)$)

Yukarıda verilen $s(t)$ işaretinin eş evreli/dik evreli (IQ:In-phase/Quadrature phase) gösterimi aşağıdaki gibi yapılabilir.

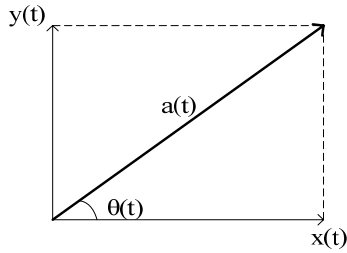
$$s(t) = a(t)\cos\theta(t)\cos 2\pi f_c t - a(t)\sin\theta(t)\sin 2\pi f_c t \quad (2.7)$$

$$s(t) = x(t)\cos 2\pi f_c t - y(t)\sin 2\pi f_c t \quad (2.8)$$

Burada;

$x(t) = a(t)\cos\theta(t)$ eş evreli (In-phase) bileşen [21]

$y(t) = a(t)\sin\theta(t)$ dik evreli (Quadrature phase) bileşen



Şekil 2.12. $s(t)$ işaretinin eş evreli/dik evreli bileşenleri

2.6.2. Bant geçiren işaretlerin alçak geçiren işaretlerle gösterimi

$s(t) = a(t)\cos(2\pi f_c t + \theta(t))$ bant geçiren işaretinin alçak geçiren işaret gösterimi $s_l(t)$ olmak üzere;

$$s_l(t) = a(t)e^{j\theta(t)} = a(t)\cos\theta(t) + ja(t)\sin\theta(t) = x(t) + jy(t) \quad (2.9)$$

Bu durumda;

$$s(t) = R_e \{s_l(t)e^{j2\pi f_c t}\} = R_e \{a(t)e^{j\theta(t)}e^{j2\pi f_c t}\} = R_e \{a(t)e^{j(\theta(t)+2\pi f_c t)}\} \quad (2.10)$$

Sonuç olarak $s(t)$ işaretinin genel, eş evreli/dik evreli bileşenler ve alçak geçiren işaret gösterimi aşağıdaki eşitlikteki gibi yazılabilir.

$$s(t) = a(t)\cos(2\pi f_c t + \theta(t)) = x(t)\cos 2\pi f_c t - y(t)\sin 2\pi f_c t = R_e \{s_l(t)e^{j2\pi f_c t}\} \quad (2.11)$$

2.6.3. Bant geçiren işaretlerin Fourier dönüşümleri

Bant geçiren işaretlerin Fourier dönüşümlerine bulmadan önce Fourier dönüşümüne ilişkin bazı bilgiler aşağıda verilmiştir.

$$g(t) \Leftrightarrow G(f) = \int_{-\infty}^{\infty} g(t)e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.12)$$

$g^*(t)$; $g(t)$ fonksiyonunun karmaşık eşleniği olmak üzere;

$$g^*(t) \Leftrightarrow G^*(-f) \quad (2.13)$$

$$e^{-j2\pi f_c t} g(t) \Leftrightarrow G(f + f_c) \quad (2.14)$$

$$e^{-j2\pi f_c t} g^*(t) \Leftrightarrow G^*(-f - f_c) \quad (2.15)$$

$$g(t - t_0) \Leftrightarrow e^{-j2\pi f t_0} G(f) \quad (2.16)$$

Bölüm 2.6.2'de belirtildiği üzere bant geçiren bir $s(t) = a(t)\cos(2\pi f_c t + \theta(t))$

işaretinin alçak geçiren işaret gösterimi $s_l(t) = a(t)e^{j\theta(t)}$ olmak üzere;

$$s(t) = R_e \left\{ s_l(t) e^{j2\pi f_c t} \right\}$$

şeklinde yazılabilir.

$s(t)$ işaretinin Fourier dönüşümü $S(f)$ 'i, $s_l(t)$ işaretinin Fourier dönüşümü

$S_l(f)$ türünden bulunuşu aşağıda verilmiştir.

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} s(t) e^{-j2\pi ft} dt = \int_{-\infty}^{\infty} R_e \left\{ s_l(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} e^{-j2\pi ft} dt \quad (2.17)$$

$$R_e \{x\} = \frac{x + x^*}{2} \Rightarrow R_e \left\{ s_l(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} = \frac{1}{2} \left(s_l(t) e^{j2\pi f_c t} + s_l^*(t) e^{-j2\pi f_c t} \right) \quad (2.18)$$

$$S(f) = \int_{-\infty}^{\infty} R_e \left\{ s_l(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} e^{-j2\pi f t} dt = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} \left(s_l(t) e^{j2\pi f_c t} + s_l^*(t) e^{-j2\pi f_c t} \right) e^{-j2\pi f t} dt$$

$$S(f) = \frac{1}{2} \left(\int_{-\infty}^{\infty} \left(s_l(t) e^{j2\pi f_c t} \right) e^{-j2\pi f t} dt + \int_{-\infty}^{\infty} \left(s_l^*(t) e^{-j2\pi f_c t} \right) e^{-j2\pi f t} dt \right)$$

$$S(f) = \frac{1}{2} \left(F \left\{ e^{j2\pi f_c t} s_l(t) \right\} + F \left\{ e^{-j2\pi f_c t} s_l^*(t) \right\} \right)$$

$$S(f) = \frac{1}{2} \left(F \left\{ e^{j2\pi f_c t} s_l(t) \right\} + F \left\{ e^{-j2\pi f_c t} s_l^*(t) \right\} \right)$$

$$S(f) = \frac{1}{2} \left(S_l(f - f_c) + S_l^*(-f - f_c) \right)$$

2.6.4. Bant geçiren işaretlerin enerjisi

Bölüm 2.6.2’de belirtildiği üzere bant geçiren bir $s(t) = a(t) \cos(2\pi f_c t + \theta(t))$ işaretinin alçak geçiren işaret gösterimi $s_l(t) = a(t) e^{j\theta(t)}$ olmak üzere; $s(t)$ işaretinin enerjisi E_s aşağıdaki biçimde bulunabilir.

$$E_s = \int_{-\infty}^{\infty} |s(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |S(f)|^2 df = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{\infty} |S_l(f)|^2 df = \frac{E_{sl}}{2} \quad (2.19)$$

$$s_l(t) = a(t) e^{j\theta(t)} \Rightarrow |s_l(t)| = a(t)$$

$$E_{sl} = \int_{-\infty}^{\infty} |s_l(t)|^2 dt = \int_{-\infty}^{\infty} |a(t)|^2 dt = E_a$$

$$E_s = \frac{E_{sl}}{2} = \frac{E_a}{2}$$

Bu eşitlikte E_a ; $s(t)$ işaretinin zarfı olan $a(t)$ ’nin enerjisidir.

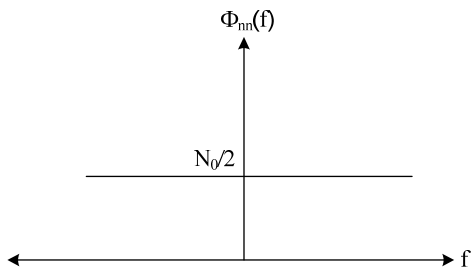
Sonuç olarak;

$$s(t) = a(t)\cos(2\pi f_c t + \theta(t)) \Rightarrow E_s = \frac{E_a}{2} \quad (2.20)$$

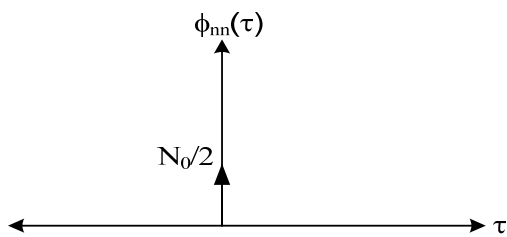
2.7. Beyaz Gürültü Kavramı

Beyaz gürültü güç spektrum yoğunluğu herhangi bir bant ve/veya frekansta eşit güce sahip olan işaret veya proses olarak tanımlanabilir [22].

$n(t)$ beyaz gürültü olmak üzere; $n(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu ($\Phi_{nn}(f)$) ve oto korelasyon ($\phi_{nn}(\tau)$) grafikleri aşağıda verilmiştir.



Şekil 2.13. Beyaz gürültünün güç spektrum yoğunluğu



Şekil 2.14. Beyaz gürültünün oto korelasyonu

2.8. Dik (Orthogonal) ve Orthonormal İşaretler

Herhangi iki işaret birbirine dik ise iç çarpımları 0'dır [23].

Buna göre $f(t)$ ve $g(t)$ birbirine dik (orthogonal) iki işaret ise;

$$\langle f(t), g(t) \rangle = \int f^*(t)g(t)dt = 0 \quad (2.21)$$

Orthonormal işaret ise kendisiyle iç çarpımı 1, diğer işaretlerle iç çarpımı 0 olan işaret olarak tanımlanabilir.

2.9. İşaretlerin Orthonormal Fonksiyon Kümeleri ile Seri Açılımları

$x(t)$ herhangi bir kararlı işaret olmak üzere; $x(t)$ işareti $\{\phi_i(t)\}_{i=1}^{\infty}$ orthonormal fonksiyon kümesi ile seriye açılabilir. Buna göre;

$$\int_0^T \phi_i(t)\phi_j(t) = \delta_{ij} = \begin{cases} 1, i = j \\ 0, i \neq j \end{cases} \quad (2.22)$$

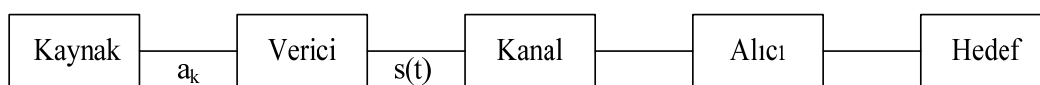
$$x(t) = \sum_{i=1}^{\infty} x_i \phi_i(t) \quad (2.23)$$

Burada;

$$x_i = \int_0^T x(t)\phi_i(t)dt \quad (2.24)$$

2.10. Sayısal Haberleşme Sistemlerinin Genel Yapılandırması ve Şematik Yapısı

Sayısal haberleşme alış- veriş zincirinin yapılandırması en genel halde aşağıdaki şekildeki gibi verilebilir.



Şekil 2.15. Sayısal haberleşme sistemlerinin şematik yapısı

Bu yapılandırmanın en önemli avantajları;

- Gürültü ve girişime karşı dayanıklılık,
- Tekrarlama düzeneklerini kullanım imkânı,
- Çoklama ve anahtarlama mekanizmalarının sağladığı esneklik ve kolaylık,
- Bilginin güvenliğini sağlama imkânı,

olarak sıralanabilir.

2.11. Sonuç

Bu bölümün girişinde Analog işareti sayısallaştırmak için sırasıyla örnekleme (sampling) ve miktarlama (quantizing) işlemlerinin nasıl yapıldığından bahsedildi. Daha sonra nyquist kriteri, oto korelasyon işlemi, güç spektrum yoğunluğu, alçak ve bant geçiren işaretler, beyaz gürültü kavramı ile orthogonal ve orthonormal işaretler detaylı bir biçimde açıklandı. Bölüm sonunda ise ile işaretlerin nasıl seri açılımının yapıldığına ve sayısal haberleşme sistemlerinin genel ve şematik yapılandırmasına değinildi.

BÖLÜM 3. UYDU HABERLEŞME HİZMETLERİNDE KULLANILAN HAT KODLARI VE HABERLEŞME UYDULARI ÜZERİNDE UZAY KESİMİ KAPASİTESİNİN DAHA VERİMLİ KULLANILMASINI SAĞLAYAN YENİ BİR İKİLİ HAT KODU

3.1. Giriş

Bu bölümün girişinde en genel halde sayısal haberleşme hat kodları ve iyi bir hat kodunda bulunması gereken özelliklerin açıklaması yapılacaktır. Daha sonra haberleşmede en çok kullanılan hat kodlarından sıfır dönüşsüz, tek kutuplu sıfır dönüşsüz, iki kutuplu sıfır dönüşsüz ve sıfır dönüşlü, AMI (Alternate Mark Inversion) ve Manchester/Split Phase kod yapılarının karakteristikleri her yönden incelenecektir. Ayrıca simgeler arası girişim kavramı ve etkileri açıklanarak spektral verimlilik, optimum alışı filtresi ve temel bantta gürültülü ve gürültüsüz ortamda iletim konularına değinilecektir. Bölüm sonunda ise haberleşme uyduları üzerinde uzay kesimi kapasitesinin daha verimli kullanılmasını sağlayan yeni bir ikili hat kodu geliştirilecek ve bu kodun hata olasılık analizleri ile diğer kullanılan kodlara göre üstünlükleri gösterilecektir.

3.2. Sayısal Haberleşme Hat Kodları

Hat kodları; diğer adıyla sayısal temel bant modülasyonu (digital baseband modulation) iletim ortamlarında sayısal veri katarlarını iletmekte kullanılan 1 ve 0'ları temsil eden ve genel olarak ayırık zamanlı genlik işaretlerinden oluşan yapılardır. Hat kodları tek kutuplu (unipolar), kutuplu (polar) veya iki kutuplu (bipolar) yapıda olabilir.

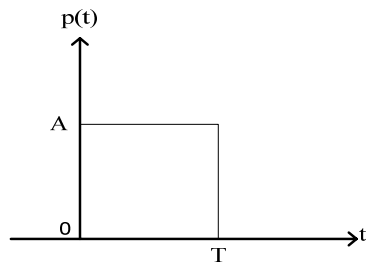
Aşağıdaki şekilde verilen sayısal kaynaktan her bir T saniye süresince bir bit (0 veya 1) üretilir.



Şekil 3.1. Sayısal haberleşme veriş-kanal-alış zinciri yapısı

Verici çıkışındaki $x(t) = \sum_k a_k p(t - kT)$ işareti, $p(t)$ 'nin aşağıdaki gibi verilmesi

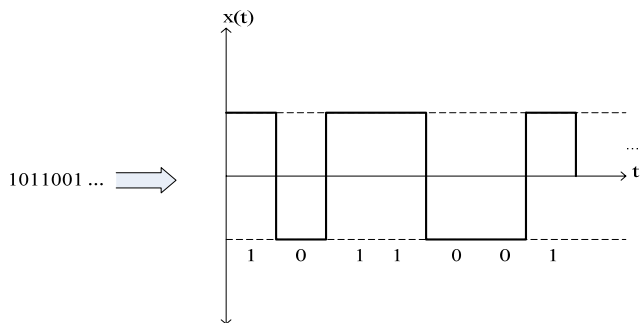
halinde Şekil 3.3'teki gibi olur.



Şekil 3.2. Darbe Fonksiyonu

Tablo 3.1. İkili kod yapısı bit temsili

b_k	a_k
0	-1
1	+1



Şekil 3.3. $x(t)$ fonksiyonu

3.2.1. İyi bir hat kodunda bulunması gereken özellikler

İyi bir hat kodu aşağıda verilen özellikleri sağlamalıdır.

- İletim bant genişliği düşük olmalıdır.
- Bit hata hızı (BER: Bit Error Rate) küçük olmalıdır.
- GSY karakteristiği iyi olmalıdır. Çoğu uzak mesafe haberleşme kanalında DC bileşenler verimli iletilemediğinden GSY’de DC bileşen olmamalıdır.
- Zamanlama veya senkronizasyon bilgisini içinde barındırmalıdır.
- Hata bulma ve düzeltme yeteneği olmalıdır.
- Transparan görünüme sahip olmalıdır.

3.2.2. Sıfır dönüşsüz (NRZ/Non-Return-to-Zero) kod yapısı

NRZ hat kodu ikili kod (binary code) yapılarından biri olup tek kutuplu ve iki kutuplu çeşitleri mevcuttur [24]. Bu kod yapılarında genel olarak bitler (0 veya 1) için darbe süresi T saniye, yani bir periyottur.

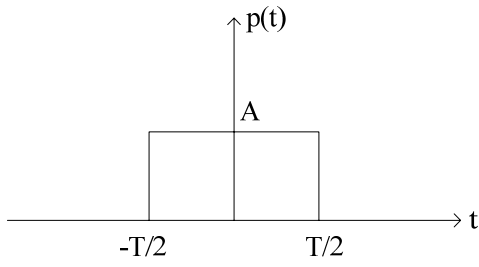
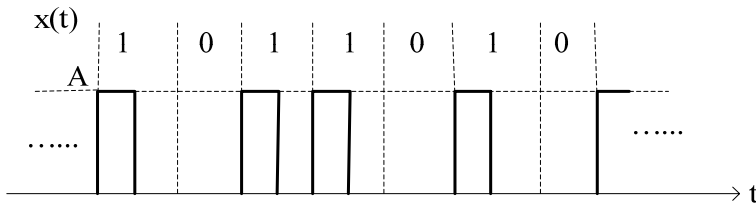
3.2.2.1. Tek kutuplu sıfır dönüşsüz (Unipolar Non-Return-to-Zero) kod yapısı

Bu kod yapısında “1” genelde pozitif bir DC bileşen, “0” ise genelde sıfır ile temsil edilir. Literatürde bu kod On-off keying olarakta anılır.

Tablo 3.2. Tek kutuplu sıfır dönüşsüz kod yapısı bit temsili

b_k	a_k
0	0
1	+1

Farz edilsin ki $x(t) = \sum_k a_k p(t - kT)$ ifadesinde, $p(t)$ ’nin grafiği aşağıdaki gibi verilsin ve $\{a_k\}$ eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi olsun. Bu durumda $x(t)$ ’nin grafiği Şekil 3.5’teki gibi olur.

Şekil 3.4. $p(t)$ fonksiyonuŞekil 3.5. Tek Kutuplu NRZ kod yapısı/ $x(t)$ fonksiyonu

Bu hat kodunun iletim performansı ve uygunluğu yönünden incelemesi aşağıda yapılmıştır.

$$E\{a_k\} = 1 \cdot \frac{1}{2} + 0 \cdot \frac{1}{2} = \frac{1}{2} \quad (3.1)$$

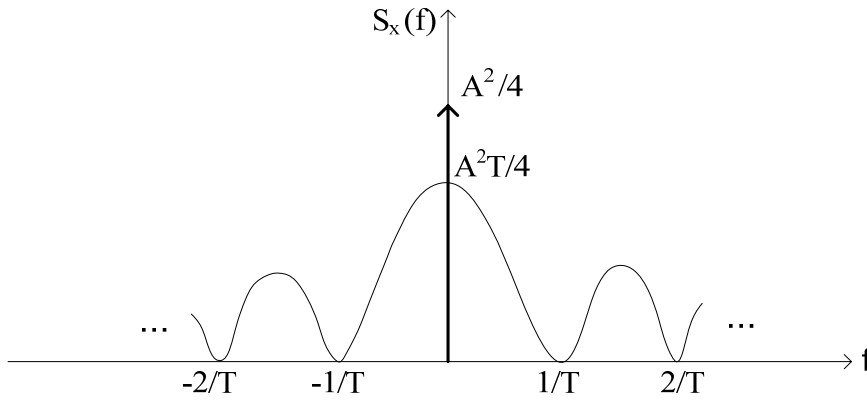
$$R_n = E\{a_k a_{k+n}\} = \begin{cases} E\{a_k^2\} = \frac{1}{2} \Rightarrow n=0 \\ E\{a_k\}E\{a_{k+n}\} = \frac{1}{4} \Rightarrow n \neq 0 \end{cases} \Rightarrow R_n = \frac{1}{4} + \frac{1}{4} \delta_n \quad (3.2)$$

$$p(t) = A \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \Leftrightarrow P(f) = AT \text{sinc}(fT) \quad (3.3)$$

$$S_x(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum R_n e^{-j2\pi f n T} = \frac{1}{T} A^2 T^2 \text{sinc}^2(fT) \sum \left(\frac{1}{4} + \frac{1}{4} \delta_n\right) e^{-j2\pi f n T} \quad (3.4)$$

$$S_x(f) = \frac{A^2 T}{4} \text{sinc}^2(fT) \left[1 + \underbrace{\sum e^{-j2\pi f n T}}_{\frac{1}{T} \sum \delta(f - \frac{n}{T})} \right] = \frac{A^2 T}{4} \text{sinc}^2(fT) + \frac{A^2}{4} \sum \text{sinc}^2(n) \delta\left(f - \frac{n}{T}\right)$$

$S_x(f)$ 'in grafiği aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.6. $S_x(f)$, $x(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği

$S_x(f)$ 'in grafiğinden de görüldüğü üzere Tek Kutuplu NRZ kod yapısı;

- İletim bant genişliğinin yüksek olması,
- Hata bulma ve düzeltme yeteneği olmaması,
- Transparan görünüme sahip olmaması,

yönleriyle iyi bir kod yapısı değildir.

Bununla beraber bu kod yapısının zamanlama bilgisini GSY grafiğinde bulunan 0'daki bileşen sayesinde içermesi bir avantajdır.

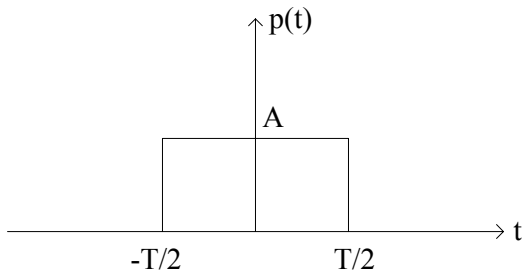
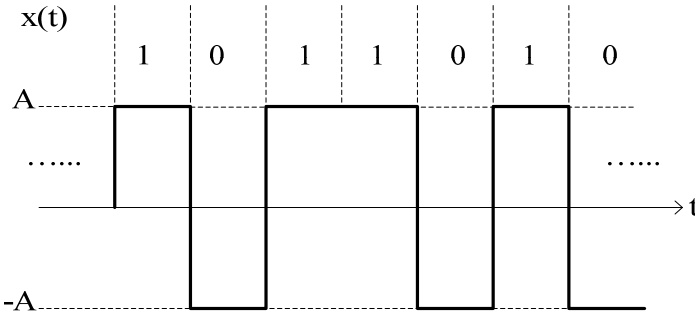
3.2.2.2. İki kutuplu sıfır dönüşsüz (Bipolar Non-Return-to-Zero) kod yapısı

Bu kod yapısında "1" genelde pozitif bir DC bileşen, "0" ise genelde negatif bir DC bileşen ile temsil edilir. RS-232 pratikte kullanılan İki Kutuplu Sıfır Dönüşsüz bir kod yapısıdır.

Tablo 3.3. İki kutuplu sıfır dönüşsüz kod yapısı bit temsili

b_k	a_k
0	-1
1	+1

Farz edilsin ki $x(t) = \sum_k a_k p(t - kT)$ ifadesinde, $p(t)$ 'nin grafiği aşağıdaki gibi verilsin ve $\{a_k\}$ eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi olsun. Bu durumda $x(t)$ 'nin grafiği Şekil 3.8'deki gibi olur.

Şekil 3.7. $p(t)$ fonksiyonuŞekil 3.8. İki kutuplu NRZ kod yapısı/ $x(t)$ fonksiyonu

Bu hat kodunun iletim performansı ve uygunluğu yönünden incelenmesi aşağıda yapılmıştır.

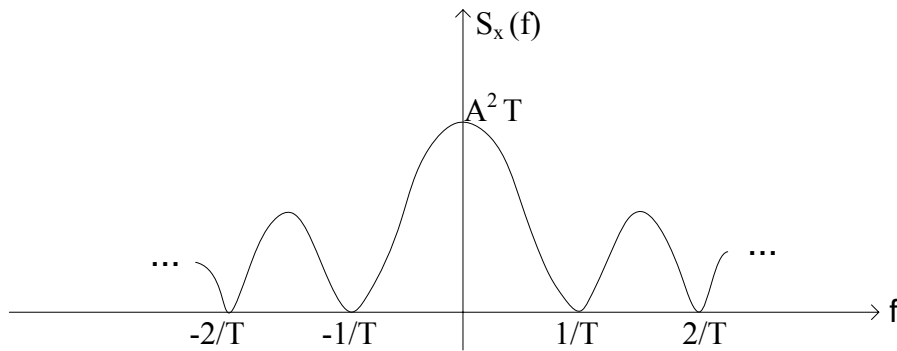
$$E\{a_k\} = 1 \cdot \frac{1}{2} + (-1) \cdot \frac{1}{2} = 0$$

$$R_n = E\{a_k a_{k+n}\} = \begin{cases} E\{a_k^2\} = 1 \Rightarrow n = 0 \\ E\{a_k\} E\{a_{k+n}\} = 0 \Rightarrow n \neq k \end{cases} \Rightarrow R_n = \delta_n$$

$$p(t) = A \operatorname{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \Leftrightarrow P(f) = AT \operatorname{sinc}(fT)$$

$$S_x(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum R_n e^{-j2\pi f n T} = A^2 T \operatorname{sinc}^2(fT)$$

$S_x(f)$ 'in grafiği aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.9. $S_x(f)$, $x(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği

$S_x(f)$ 'in grafiğinden de görüldüğü üzere İki Kutuplu NRZ kod yapısı;

- İletim bant genişliğinin yüksek olması,
- Zamanlama bilgisi içermemesi,
- Hata bulma ve düzeltme yeteneği olmaması,
- Transparan görünüme sahip olmaması,

yönleriyle iyi bir kod yapısı değildir.

Bununla beraber İki Kutuplu NRZ kod yapısının tasarımı kolay olduğundan kısa mesafeli haberleşme ortamlarında sıklıkla kullanılmaktadır.

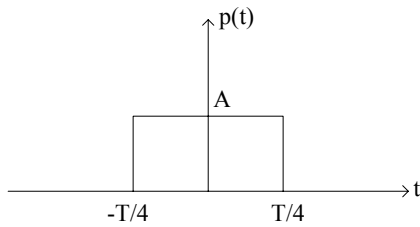
3.2.3. İki kutuplu sıfır dönüşlü (Bipolar Return-to-Zero) kod yapısı

İki kutuplu RZ (Return-to-Zero/ Sıfır Dönüşlü) hat kodu ikili kod (binary code) yapılarından biri olup adından da anlaşılacağı üzere her bir darbe arasında işaret sıfıra döner. Bu kod yapısında “1” genelde pozitif bir DC bileşen, “0” ise genelde negatif bir DC bileşen ile temsil edilir [25].

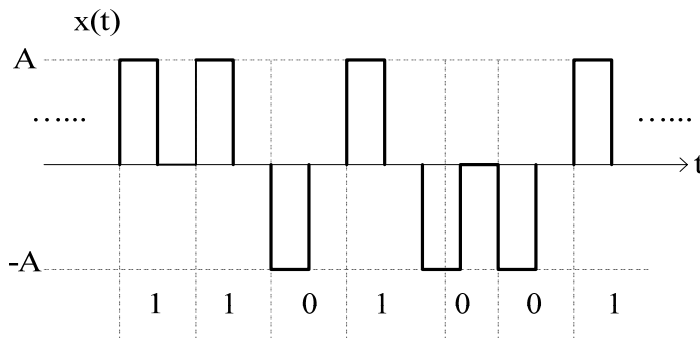
Tablo 3.4. İki kutuplu sıfır dönüşlü kod yapısı bit temsili

b_k	a_k
0	-1
1	+1

Farz edilsin ki $x(t) = \sum_k a_k p(t - kT)$ ifadesinde, $p(t)$ 'nin grafiği aşağıdaki gibi verilsin ve $\{a_k\}$ eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi olsun. Bu durumda $x(t)$ 'nin grafiği Şekil 3.11'deki gibi olur.



Şekil 3.10. $p(t)$ fonksiyonu



Şekil 3.11. İki Kutuplu RZ kod yapısı/ $x(t)$ fonksiyonu

Bu hat kodunu iletim performansı ve uygunluğu yönünden incelenmesi aşağıda yapılmıştır.

$$E\{a_k\} = 1 \cdot \frac{1}{2} + (-1) \cdot \frac{1}{2} = 0 \quad (3.5)$$

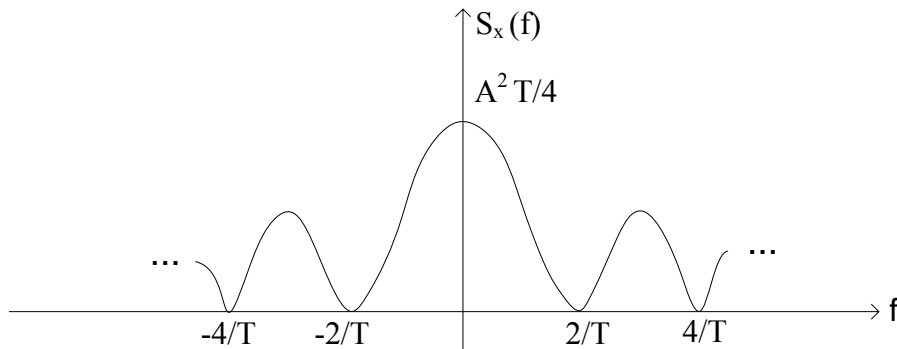
$$R_n = E\{a_k a_{k+n}\} = \begin{cases} E\{a_k^2\} = 1 \Rightarrow n = 0 \\ E\{a_k\} E\{a_{k+n}\} = 0 \Rightarrow n \neq k \end{cases} \Rightarrow R_n = \delta_n \quad (3.6)$$

$$p(t) = \text{Arect}\left(\frac{t}{T/2}\right) \Leftrightarrow P(f) = \frac{AT}{2} \text{sinc}\left(\frac{fT}{2}\right) \quad (3.7)$$

$$S_x(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum R_n e^{-j2\pi f n T} = \frac{1}{T} \frac{A^2 T^2}{4} \text{sinc}^2\left(\frac{fT}{2}\right) \sum \delta_n e^{-j2\pi f n T} \quad (3.8)$$

$$S_x(f) = \frac{A^2 T}{4} \text{sinc}^2\left(\frac{fT}{2}\right)$$

$S_x(f)$ 'in grafiği aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.12. $S_x(f)$, $x(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği

$S_x(f)$ 'in grafiğinden de görüldüğü üzere İki Kutuplu RZ kod yapısının dezavantajları;

- İletim bant genişliğinin yüksek olması,
- Hata bulma ve düzeltme yeteneği olmamasıdır.

Bununla beraber bu kod yapısının avantajları;

- Tasarımının kolay olması,
- Transparan görünüme sahip olması,
- Senkronizasyonun sağlanmasında sorun olmamasıdır.

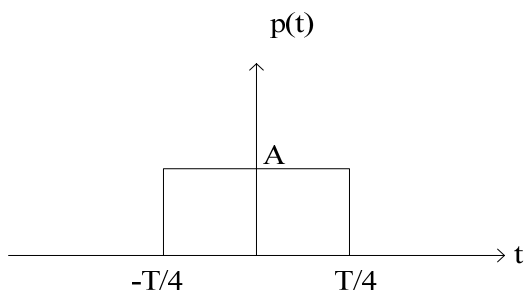
3.2.4. AMI (Alternate Mark Inversion) kod yapısı

AMI kod yapısı ikili kod (binary code) yapılarından biri olup bu kod yapısında “0”, sıfır ile temsil edilir. “1” ise her bir “0” kodu sonrası polarite değiştiren, genelde aynı genliğe sahip pozitif-negatif DC bileşenlerle temsil edilir [26]. Bu kod yapısı çoğunlukla PCM yapılarında kullanılmaktadır [27].

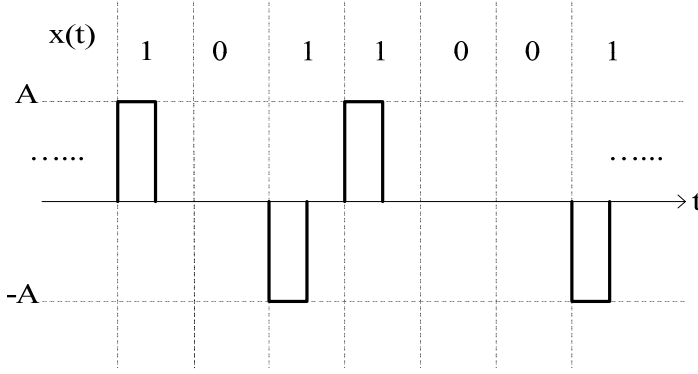
Tablo 3.5. AMI kod yapısı bit temsili

b_k	a_k
0	0
1	+1,-1

Farz edilsin ki $x(t) = \sum_k a_k p(t - kT)$ ifadesinde, $p(t)$ 'nin grafiği aşağıdaki gibi verilsin ve $\{a_k\}$ eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi olsun. Bu durumda $x(t)$ 'nin grafiği Şekil 3.14'teki gibi olur.



Şekil 3.13. $p(t)$ fonksiyonu



Şekil 3.14. AMI kod yapısı/ $x(t)$ fonksiyonu

Bu hat kodunun iletim performansı ve uygunluğu yönünden incelenmesi aşağıda yapılmıştır.

$$E\{a_k\} = 0 \cdot \frac{1}{2} + (-1) \cdot \frac{1}{4} + 1 \cdot \frac{1}{4} = 0 \quad (3.9)$$

$$R_n = E\{a_k a_{k+n}\} = \begin{cases} E\{a_k^2\} = 0^2 \cdot \frac{1}{2} + 1^2 \cdot \frac{1}{4} + (-1)^2 \cdot \frac{1}{4} = \frac{1}{2} \Rightarrow n=0 \\ E\{a_k a_{k+1}\} = 0 \cdot 0 \cdot \frac{1}{4} + 0 \cdot 1 \cdot \frac{1}{4} + 0 \cdot (-1) \cdot \frac{1}{4} + 1 \cdot (-1) \cdot \frac{1}{4} = -\frac{1}{4} \Rightarrow |n|=1 \\ E\{a_k a_{k+2}\} = 0 \cdot 0 \cdot \frac{1}{4} + 0 \cdot 1 \cdot \frac{1}{4} + 0 \cdot (-1) \cdot \frac{1}{4} + 1 \cdot (-1) \cdot \frac{1}{8} + 1 \cdot 1 \cdot \frac{1}{8} = 0 \Rightarrow |n| \geq 2 \end{cases} \Rightarrow R_n = \begin{cases} \frac{1}{2} \Rightarrow n=0 \\ -\frac{1}{4} \Rightarrow |n|=1 \\ 0 \Rightarrow |n| \geq 2 \end{cases}$$

$$R_n = -\frac{1}{4} \delta(n-1) - \frac{1}{4} \delta(n+1) + \frac{1}{2} \delta(n) \quad (3.10)$$

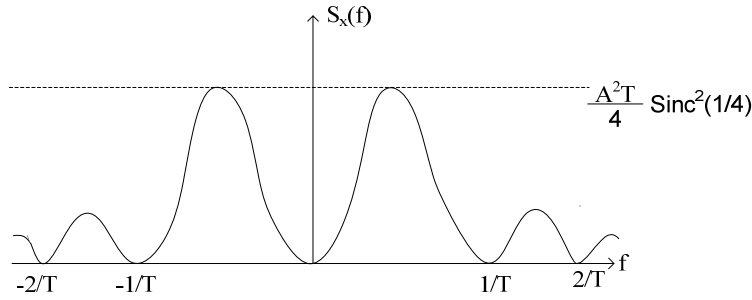
$$p(t) = \text{Arect}\left(\frac{t}{T/2}\right) \Leftrightarrow P(f) = \frac{AT}{2} \text{sinc}\left(\frac{fT}{2}\right) \quad (3.11)$$

$$S_x(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum R_n e^{-j2\pi f n T} = \frac{1}{T} \frac{A^2 T^2}{4} \text{sinc}^2\left(\frac{fT}{2}\right) \sum \left(-\frac{1}{4} \delta(n-1) - \frac{1}{4} \delta(n+1) + \frac{1}{2} \delta(n)\right) e^{-j2\pi f n T}$$

$$S_x(f) = \frac{A^2 T}{4} \text{sinc}^2\left(\frac{fT}{2}\right) \left\{ \frac{1}{2} - \frac{1}{4} e^{j2\pi f T} - \frac{1}{4} e^{-j2\pi f T} \right\}$$

$$S_x(f) = \frac{A^2 T}{4} \text{sinc}^2\left(\frac{fT}{2}\right) \sin^2 \pi f T$$

$S_x(f)$ 'in grafiği aşağıda verilmiştir.



şekil 3.15. $S_x(f)$, $x(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği

$S_x(f)$ 'in grafiğinden de g3r3ld3đ3 üzere AMI kod yapısının avantajları;

- İletim bant genişliğinin kutuplu hat kodlarından d3ř3k olması,
- Hata bulma ve d3zeltme yeteneği olması,
- GSY'sinde 0 noktasında DC bileşen olmaması,

şeklinde sıralanabilir.

Bununla beraber bu kod yapısının dezavantajı transparan g3r3n3me sahip olmamasıdır. Bu durum uzun 0 bit dizinlerinde sorun oluşturur.

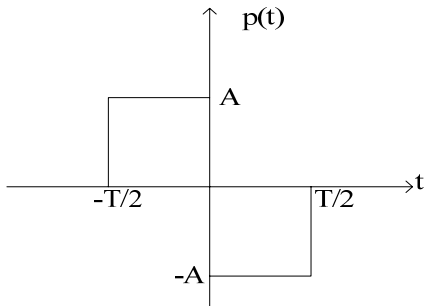
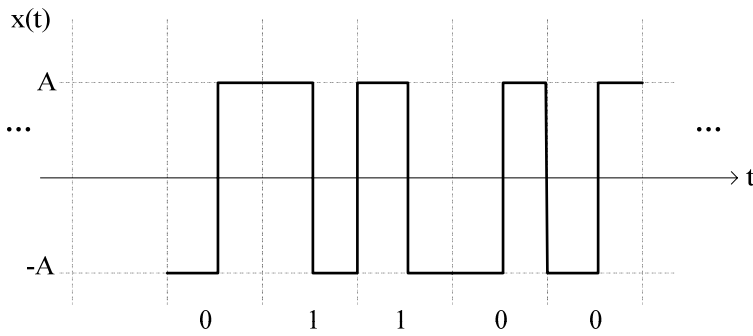
3.2.5. Manchester/Split phase kod yapısı

Manchester kod yapısı ikili kod (binary code) yapılarından biri olup bu kod yapısında “0” alçaktan y3kseğe, “1” ise y3ksekte alçağa doğru bir voltaj geçişiyle temsil edilir. Bu geçiş bir periyodun tam ortasında gerçekteşir. Bu kodun haberleşmede geniş bir kullanım alanı mevcuttur. En çok bilinen kullanım yeri Ethernet standardıdır [28].

Tablo 3.6. Manchester kod yapısı bit temsili

b_k	a_k
0	-1
1	+1

Farz edilsin ki $x(t) = \sum_k a_k p(t - kT)$ ifadesinde, $p(t)$ 'nin grafiği aşağıdaki gibi verilsin ve $\{a_k\}$ eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi olsun. Bu durumda $x(t)$ 'nin grafiği Şekil 3.17'deki gibi olur.

Şekil 3.16. $p(t)$ fonksiyonuŞekil 3.17. Manchester kod yapısı/ $x(t)$ fonksiyonu

Bu hat kodunun iletim performansı ve uygunluğu yönünden incelenmesi aşağıda yapılmıştır.

$$E\{a_k\} = (-1) \cdot \frac{1}{2} + 1 \cdot \frac{1}{2} = 0 \quad (3.12)$$

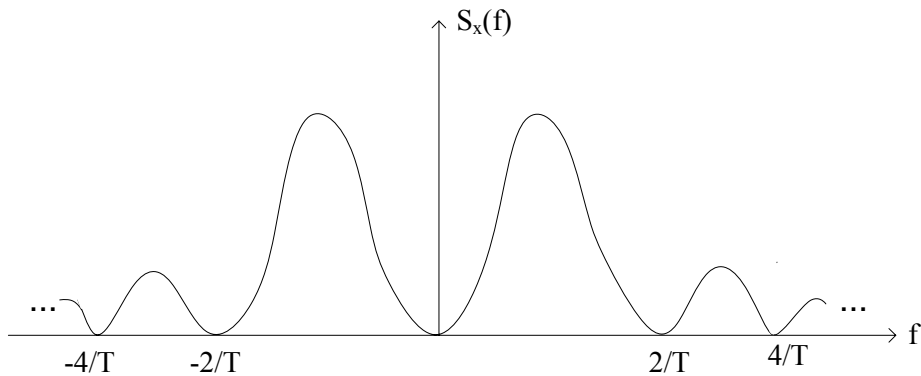
$$R_n = E\{a_k a_{k+n}\} = \begin{cases} E\{a_k^2\} = 1^2 \cdot \frac{1}{2} + (-1)^2 \cdot \frac{1}{2} = 1 \Rightarrow n=0 \\ E\{a_k\} E\{a_{k+n}\} = 0 \Rightarrow k \neq n \end{cases} \Rightarrow R_n = \delta(n) \quad (3.13)$$

$$p(t) = \text{Arect}\left(\frac{t+T/4}{T/2}\right) - \text{Arect}\left(\frac{t-T/4}{T/2}\right) \Leftrightarrow P(f) = \frac{AT}{2} \left(e^{j2\pi f T/4} \text{sinc}\left(\frac{fT}{2}\right) - e^{-j2\pi f T/4} \text{sinc}\left(\frac{fT}{2}\right) \right)$$

$$P(f) = jAT \text{sinc}\left(\frac{fT}{2}\right) \sin\left(\frac{\pi f T}{2}\right) \quad (3.14)$$

$$S_x(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum R_n e^{-j2\pi f n T} = A^2 T \text{sinc}^2\left(\frac{fT}{2}\right) \sin^2\left(\frac{\pi f T}{2}\right) \quad (3.15)$$

$S_x(f)$ 'in grafiği aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.18. $S_x(f)$, $x(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği

$S_x(f)$ 'in grafiğinden de görüldüğü üzere Manchester kod yapısının avantajları;

- GSY'inde 0 noktasında DC bileşen olmaması,
- Transparan görünüme sahip olması,
- Senkronizasyon sağlamanın kolay olması,

şeklinde sıralanabilir.

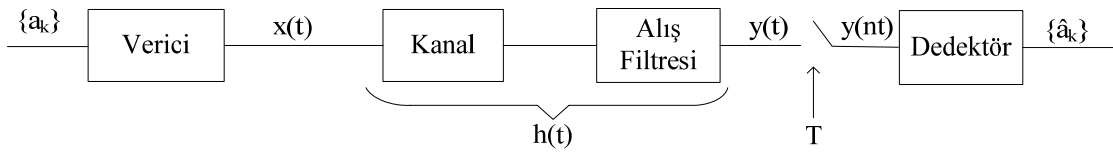
Bununla beraber bu kod yapısının dezavantajı yüksek bant genişliği ve hata bulma düzeltme yeteneğine sahip olmamasıdır.

3.3. Simgeler Arası Girişim Kavramı

Simgeler arası girişim; alışı tarafında alınan sembol üzerinde daha önce veriş tarafından gönderilen sembollerin oluşturduğu bozucu etki olarak tanımlanabilir [29]. Haberleşmede bu etki kalite ve güvenilirliği düşürdüğünden, gürültü gibi istenmeyen bir durumdur.

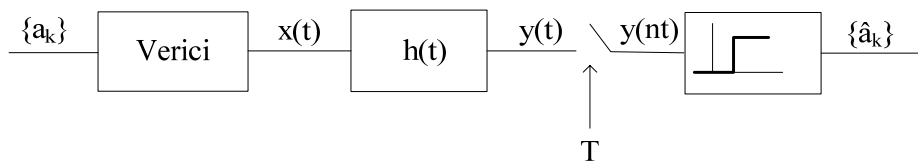
Simgeler arası girişimin matematiksel analizi aşağıda yapılmıştır.

Aşağıdaki şekilde klasik bir alışı-veriş haberleşme zinciri yapılandırması verilmiştir.



Şekil 3.19. Klasik alışı-veriş haberleşme zinciri yapılandırması

Bu yapılandırmanın eş değeri Şekil 3.20'deki gibi çizilebilir.



Şekil 3.20. Klasik alışı-veriş haberleşme zinciri eş değer yapılandırması

Bu yapılandırmada alış tarafındaki $y(t)$ ifade edilecek olursa;

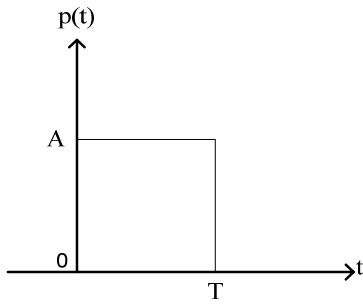
$$x(t) = \sum_k a_k p(t - kT) \Rightarrow y(t) = x(t) * h(t) = \sum_k a_k p(t - kT) * h(t) \Rightarrow y(t) = \sum_k a_k \underbrace{(p * h)}_g(t - kT)$$

$$y(t) = \sum_k a_k g(t - kT)$$

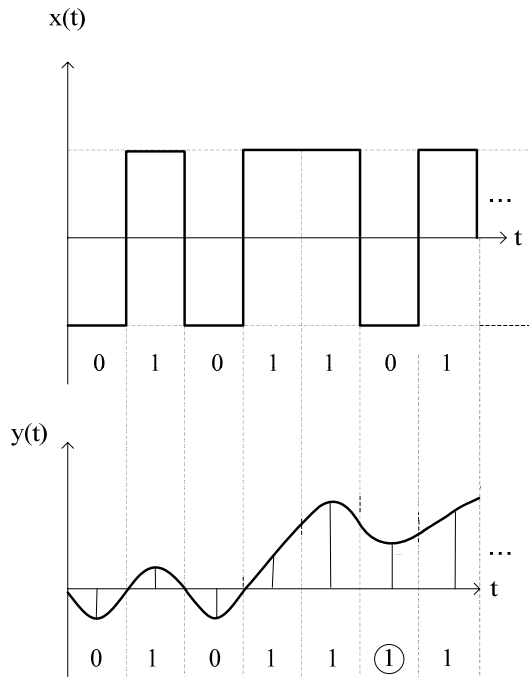
Farz edilsin ki $x(t) = \sum_k a_k p(t - kT)$ ifadesinde, $p(t)$ 'nin grafiği aşağıdaki gibi

verilsin ve $\{a_k = \mp 1\}$ eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi olsun.

Ayrıca $x(t)$ ve $y(t)$ Şekil 3.22'deki gibi olsun.



Şekil 3.21. $p(t)$ fonksiyonu



Şekil 3.22. Veriş tarafında $x(t)$, alış tarafında $y(t)$ fonksiyonları

Şekil 3.22'den görüldüğü üzere alış tarafındaki bit dizisinde bir adet sembol "0" olarak denetlenmesi gerekirken, önceki sembollerin simgeler arası girişim etkisi yüzünden "1" olarak denetlenmiş ve yanlış bilgi alışına sebep olmuştur.

3.3.1. Simgeler arası girişim etkisinin olmama durumu

Simgeler arası girişim etkisinin olmama durumunun analizi aşağıda yapılmıştır.

$$y(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \quad (3.16)$$

$$y_n = y(nT) = \sum_k a_k g((n - k)T) \quad (3.17)$$

Şayet $y_n = c.a_n$ olursa simgeler arası girişim etkisi alış tarafında sorun oluşturmamıştır.

Başka bir deyişle;

$$g(mT) = \begin{cases} c \Rightarrow m = n - k = 0 \\ 0 \Rightarrow \forall m, m \neq 0 \end{cases} = c\delta_m \quad (3.18)$$

şartı sağlanırsa simgeler arası girişim alış tarafındaki denetimi etkilemez.

3.3.2. Simgeler arası girişim etkisinin olmadığı darbe fonksiyonu ve minimum bant genişliği

Simgeler arası girişim etkisinin olmaması için minimum bant genişliğine sahip darbe şekli aşağıda ele alınmıştır.

Farz edinsin ki $y(t) = \sum_k a_k g(t - kT)$ ifadesinde, $\{a_k = \mp 1\}$ eşit olasılıklı ve elemanları

birbirinden bağımsız bir dizi ve $g(t) = \sin c \left(\frac{t}{T} \right)$ olsun.

$$g(mT) = \sin c(m) = \begin{cases} 1 \Rightarrow m = 0 \\ 0 \Rightarrow \forall m, m \neq 0 \end{cases} = \delta_m \quad (3.19)$$

$$y(t) = \sum_k a_k g(t - kT) \quad (3.20)$$

$$y_n = y(nT) = \sum_k a_k g((n-k)T) \quad \text{şayet } n=k \Rightarrow y_n = a_n g(0) = a_n \quad (3.21)$$

Bu durumda simgeler arası girişim etkisi alış tarafında sıfırdır denilebilir.

$$S_y(f) = \frac{1}{T} |G(f)|^2 \sum R_n e^{-j2\pi f n T} \quad (3.22)$$

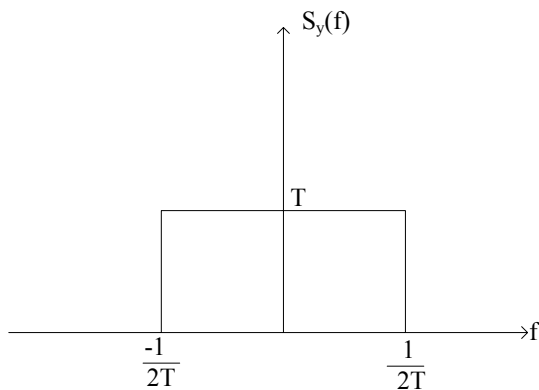
$$E\{a_k\} = 1 \cdot \frac{1}{2} + (-1) \cdot \frac{1}{2} = 0 \quad (3.23)$$

$$R_n = E\{a_k a_{k+n}\} = \left\{ \begin{array}{l} E\{a_k^2\} = 1 \Rightarrow n=0 \\ E\{a_k\} E\{a_{k+n}\} = 0 \Rightarrow n \neq k \end{array} \right\} \Rightarrow R_n = \delta_n \quad (3.24)$$

$$g(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \Leftrightarrow G(f) = T \text{rect}(fT) \quad (3.25)$$

$$S_y(f) = \frac{1}{T} |G(f)|^2 \sum R_n e^{-j2\pi f n T} = \frac{1}{T} |G(f)|^2 \sum \delta_n e^{-j2\pi f n T} \quad (3.26)$$

$$S_y(f) = T \text{rect}^2(fT)$$



Şekil 3.23. $S_y(f)$, $y(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği

Sonuç olarak ideal şartlarda simgeler arası girişim etkisinin sıfır olduğu ve en küçük bant genişliğini sağlayan darbe şekli sinc fonksiyonudur.

3.4. Spektral Verimlilik Kavramı

Spektral verimlilik veya spektrum verimliliği; spesifik bir sayısal haberleşme sisteminde verilen bir bant genişliği üzerinden gönderilen bilgi miktarı yada kapasitesi olarak tanımlanabilir [30].

Örneğin saniyede 1000 bitin gönderildiği 1000 Hertzlik bir bant genişliğine sahip bir iletim tekniğinin kullanıldığı sistemde spektrum verimliliği 1 bit/s/Hz'dir.

En genel halde spektrum verimliliği aşağıdaki formülle ifade edilebilir.

$$\eta = \frac{R_b}{BW}$$

Burada η spektral verimlilik, R_b bit hızı ve BW bant genişliğidir.

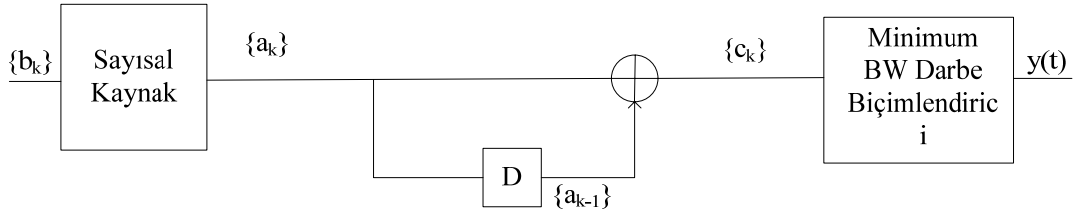
3.5. Döo İkili İşaretler

Döo ikili (duobinary) işaretler pseudo ikili hat kodu yapılarındandır. Bu kod yapısında veriş tarafında iletimi yapılacak anlık bit değerini temsil edecek voltaj değeri daha önce tanımlanmış belirli bir kodlama kuralıyla bulunur [11]. Alış tarafındaki devre yapısı ise veriş tarafındaki kurala göre yapılandırılır.

Örnekle konunun detaylandırması aşağıda yapılmıştır.

Farz edilsin ki $y(t) = \sum_k c_k g(t - kT)$ ifadesinde $g(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right)$ ve $\{a_k = \mp 1\}$ eşit

olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi olsun. Ayrıca veriş tarafı Şekil 3.24'teki gibi olsun.



Şekil 3.24. Dö ikili işaret veriş tarafı yapılandırması

Burada;

$$c_k = a_k + a_{k-1} \quad (3.27)$$

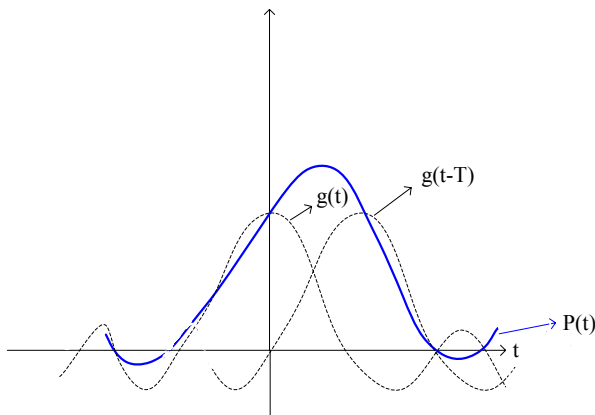
Tablo 3.7. Dö ikili işaret kod yapısı bit temsili

b_k	a_k	c_k
0,1	∓ 1	∓ 2

$$y(t) = \sum_k c_k g(t-kT) = \sum_k (a_k + a_{k-1}) g(t-kT) = \sum_k a_k g(t-kT) + \sum_k a_{k-1} g(t-kT) \quad (3.28)$$

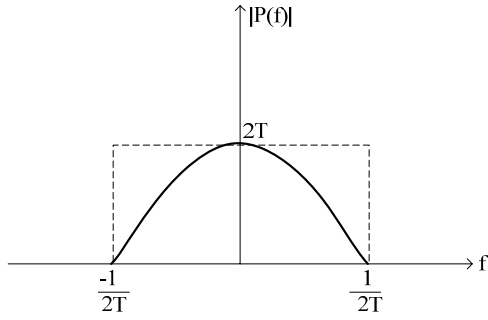
$$y(t) = \sum_k a_k g(t-kT) + \sum_k a_k g(t-T-kT) = \sum_k a_k \{g(t-kT) + g(t-T-kT)\} = \sum_k a_k p(t-kT)$$

$$p(t) = g(t) - g(t-T) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) + \text{sinc}\left(\frac{t-T}{T}\right) = \frac{T^2 \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{\pi(t-T)} \quad (3.29)$$

Şekil 3.25. $p(t)$ fonksiyonu

$$p(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) + \text{sinc}\left(\frac{t-T}{T}\right) \Leftrightarrow P(f) = \text{Rect}(fT) + e^{-j2\pi fT} \text{Rect}(fT) = 2\text{Rect}(fT) \cos(\pi fT) e^{-j\pi fT}$$

$$P(f) = 2\text{Rect}(fT) \cos(\pi fT) e^{-j\pi fT}$$



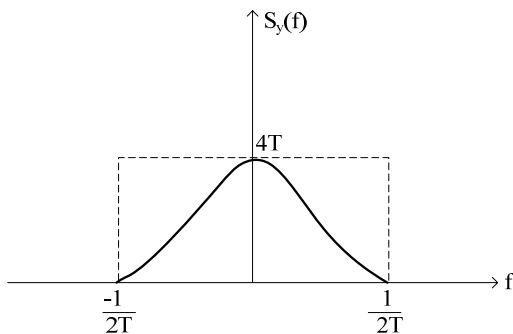
Şekil 3.26. $|P(f)|$ grafiği

$$E\{a_k\} = 1 \cdot \frac{1}{2} + (-1) \cdot \frac{1}{2} = 0 \quad (3.30)$$

$$R_n = E\{a_k a_{k+n}\} = \left. \begin{array}{l} E\{a_k^2\} = 1 \Rightarrow n=0 \\ E\{a_k\} E\{a_{k+n}\} = 0 \Rightarrow n \neq k \end{array} \right\} \Rightarrow R_n = \delta_n \quad (3.31)$$

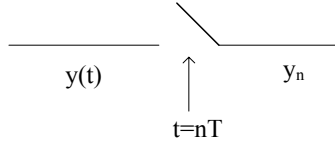
$$S_y(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum R_n e^{-j2\pi f n T} \quad (3.32)$$

$$S_y(f) = 4T \text{rect}(fT) \cos^2(\pi fT)$$



Şekil 3.27. $S_y(f)$, $y(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği

Alış tarafı örnekleme yapılandırması Şekil 3.28'de verilmiştir.



Şekil 3.28. Düşük ikili işaret alış tarafı yapılandırması

Burada;

$$y(t) = \sum_k a_k p(t - kT) \quad (3.33)$$

$$y_n = y(nT) = \sum_k a_k p((n-k)T) \quad (3.34)$$

$$p(mT) = g(mT) - g(mT - T) \quad (3.35)$$

$$p(mT) = \begin{cases} 1 \Rightarrow m=0,1 \\ 0 \Rightarrow \text{diğ.} \end{cases} = \delta_m + \delta_{m-1}$$

$$y_n = \sum_k a_k (\delta_{n-k} + \delta_{n-k-1})$$

$$y_n = a_n + a_{n-1} = c_n$$

Bu durumda;

$$a_n = c_n - a_{n-1}$$

ifadesi alış tarafındaki kod çöme kuralıdır.

3.5.1. D o ikili işaretlerde diferansiyel kodlama ve detektör mekanizması

Bölüm 3.4'te verilen ve alış tarafına iletilen bitlerin "0" veya "1" olmasını denetleyecek bir mekanizma aşağıda geliştirilecektir.

Bölüm 3.4'ten biliyoruz ki;

$$y(t) = \sum_k a_k p(t - kT) \quad (3.36)$$

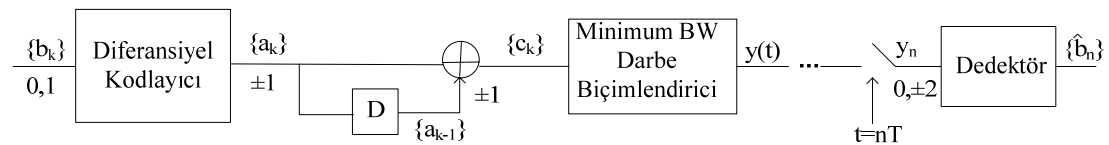
$$y_n = a_n + a_{n-1} = c_n \quad (3.37)$$

$$p(mT) = \begin{cases} 1 \Rightarrow m = 0,1 \\ 0 \Rightarrow \text{diğ.} \end{cases} = \delta_m + \delta_{m-1} \quad (3.38)$$

a_n aşağıdaki gibi tanımlanırsa;

$$a_n = \begin{cases} a_{n-1} \Rightarrow b_n = 1 \\ -a_{n-1} \Rightarrow b_n = 0 \end{cases} \Rightarrow y_n = a_n + a_{n-1} = \begin{cases} 2a_{n-1} \Rightarrow b_n = 1 \\ 0 \Rightarrow b_n = 0 \end{cases} \Rightarrow y_n = \begin{cases} \mp 2 \Rightarrow b_n = 1 \\ 0 \Rightarrow b_n = 0 \end{cases}$$

Bu verilere g re diferansiyel kodlanmış d o ikili işaretler i in aşağıdaki şekilde verilen veriş-alış zinciri yapılandırmasını  izilebilir.



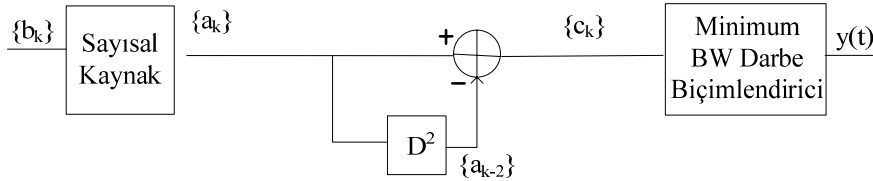
şekil 3.29. Diferansiyel kodlanmış d o ikili işaretler için veriş-alış zinciri yapılandırması

Bu yapılandırmada detektörün karar verme kuralı aşağıda tanımlanmıştır.

$$b_n = \begin{cases} 1 \Rightarrow |y_n| > 1 \\ 0 \Rightarrow |y_n| < 0 \end{cases}$$

3.6. Modifiye Edilmiş D o İkili İşaretler

Bölüm 3.4'te ifade edilen d o ikili işaret modelini aşağıdaki biçimde modifiye edilsin.



Şekil 3.30. Modifiye edilmiş d o ikili işaretler için veri tarafı yapılandırması

Burada;

$$y(t) = \sum_k c_k g(t - kT) \quad (3.39)$$

$$g(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \quad (3.40)$$

$\{a_k = \mp 1\}$ eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi

$$c_k = a_k - a_{k-2} \quad (3.41)$$

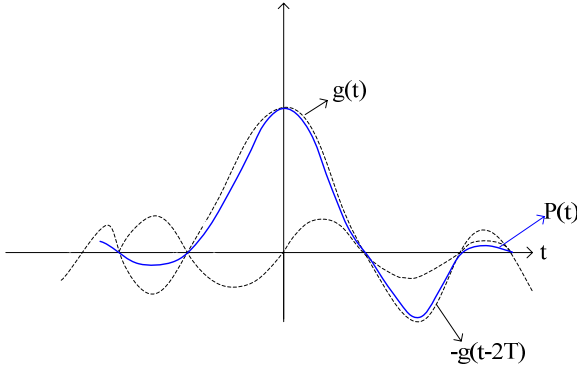
Tablo 3.8. Modifiye edilmiş d o ikili işaret kod yapısı bit temsili

b_k	a_k	c_k
0,1	∓ 1	∓ 2

$$y(t) = \sum_k c_k g(t - kT) = \sum_k (a_k - a_{k-2}) g(t - kT) = \sum_k a_k g(t - kT) - \sum_k a_{k-2} g(t - kT)$$

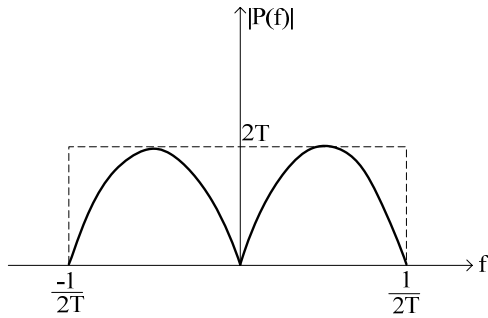
$$y(t) = \sum_k a_k g(t - kT) - \sum_k a_k g(t - 2T - kT) = \sum_k a_k \{g(t - kT) - g(t - 2T - kT)\} = \sum_k a_k p(t - kT)$$

$$p(t) = g(t) - g(t-2T) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) - \text{sinc}\left(\frac{t-2T}{T}\right) = \frac{2T^2 \sin\left(\frac{\pi t}{T}\right)}{\pi t(2T-t)} \quad (3.42)$$

Şekil 3.31. $p(t)$ fonksiyonu

$$p(t) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) - \text{sinc}\left(\frac{t-2T}{T}\right) \Leftrightarrow P(f) = T \text{rect}(fT) - e^{-j2\pi f 2T} T \text{rect}(fT)$$

$$P(f) = j2T \text{rect}(fT) \sin(2\pi f T) e^{-j2\pi f T}$$

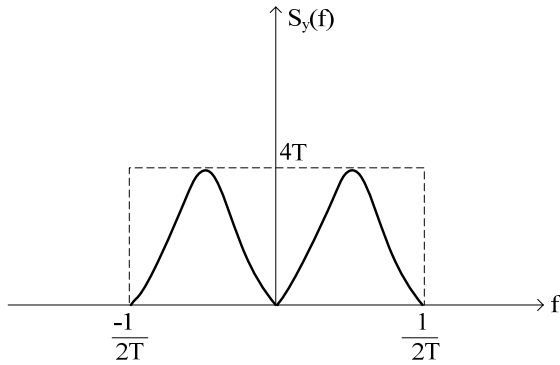
Şekil 3.32. $|P(f)|$ grafiği

$$E\{a_k\} = 1 \cdot \frac{1}{2} + (-1) \cdot \frac{1}{2} = 0 \quad (3.43)$$

$$R_n = E\{a_k a_{k+n}\} = \begin{cases} E\{a_k^2\} = 1 \Rightarrow n=0 \\ E\{a_k\} E\{a_{k+n}\} = 0 \Rightarrow n \neq k \end{cases} \Rightarrow R_n = \delta_n \quad (3.44)$$

$$S_y(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum R_n e^{-j2\pi f n T} \quad (3.45)$$

$$S_y(f) = 4T \text{rect}(fT) \sin^2(2\pi f T)$$



Şekil 3.33. $S_y(f)$, $y(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği

3.6.1. Modifiye edilmiş düo ikili işaretlerde diferansiyel kodlama ve detektör mekanizması

Bölüm 3.5'te verilen ve alış tarafına iletilen bitlerin "0" veya "1" olmasını denetleyecek bir mekanizma aşağıda geliştirilmiştir.

$$y(t) = \sum_k a_k p(t - kT) \quad (3.46)$$

$$p(t) = g(t) - g(t - 2T) = \text{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) - \text{sinc}\left(\frac{t - 2T}{T}\right) \quad (3.47)$$

$$p(mT) = \begin{cases} 1 \Rightarrow m = 0 \\ -1 \Rightarrow m = 2 \\ 0 \Rightarrow \text{diğ.} \end{cases} = \delta_m - \delta_{m-2} \quad (3.48)$$

Bu durumda;

$$y(t) = \sum_k a_k p(t - kT)$$

$$y_n = y(nT) = \sum_k a_k p((n-k)T) \quad (3.49)$$

$$y_n = \sum_k a_k (\delta_{n-k} - \delta_{n-k-2})$$

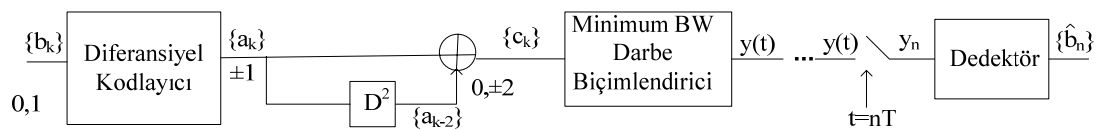
$$y_n = a_n - a_{n-2} = c_n$$

$$a_n = c_n - a_{n-2}$$

a_n aşağıdaki gibi tanımlanırsa;

$$a_n = \begin{cases} a_{n-2} \Rightarrow b_n = 1 \\ -a_{n-2} \Rightarrow b_n = 0 \end{cases} \Rightarrow y_n = a_n - a_{n-2} = \begin{cases} 0 \Rightarrow b_n = 1 \\ -2a_{n-2} \Rightarrow b_n = 0 \end{cases} \Rightarrow y_n = \begin{cases} 0 \Rightarrow b_n = 1 \\ \mp 2 \Rightarrow b_n = 0 \end{cases}$$

Bu verilere göre modifiye edilmiş düo ikili işaretler için aşağıdaki şekilde verilen veriş-alış zinciri yapılandırması çizilebilir.



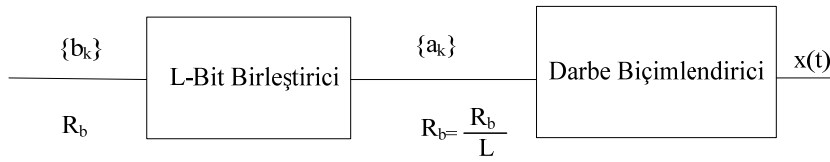
Şekil 3.34. Modifiye edilmiş düo ikili işaretler için veriş-alış zinciri yapılandırması

Bu yapılandırmada detektörün karar verme kuralı aşağıda tanımlanmıştır.

$$b_n = \begin{cases} 1 \Rightarrow |y_n| < 1 \\ 0 \Rightarrow |y_n| > 0 \end{cases}$$

3.7. Temel Bantta M-Seviyeli İletim

Temel bantta (baseband) M-seviyeli iletim şekli aşağıda ele alınmıştır. Farz edilsin ki $x(t) = \sum_k a_k g(t - kT)$ bir PAM işareti olsun. Ayrıca $\{a_k = \mp 1, \mp 3, \dots, \mp 2^L - 1\}$ ve $M = 2^L$ olsun. $x(t)$ işaretini iletmek için kullanılacak M-seviyeli yapı aşağıdaki gibi olur.

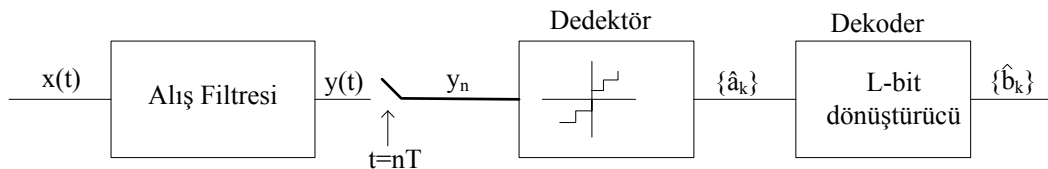


Şekil 3.35. M-seviyeli iletim veri zinciri yapılandırması

Temel bantta M-seviyeli iletiminde;

- $a_k, M = 2^L$ farklı değer alabilir.
- Her bir sembolde $L = \log_2 M$ bit iletilir.
- Verilen bir R_b bit hızı için, iletim bant genişliği $\frac{1}{L}$ kat düşer.
- Verilen bir bant genişliği için, R_b bit hızı L kat artar.
- Gürültü etkisi arttıkça, hata ihtimali yükselir.

Yukarıda verilen M-seviyeli iletim veri yapılandırmasının alış tarafındaki karşılığı aşağıdaki gibi olur.



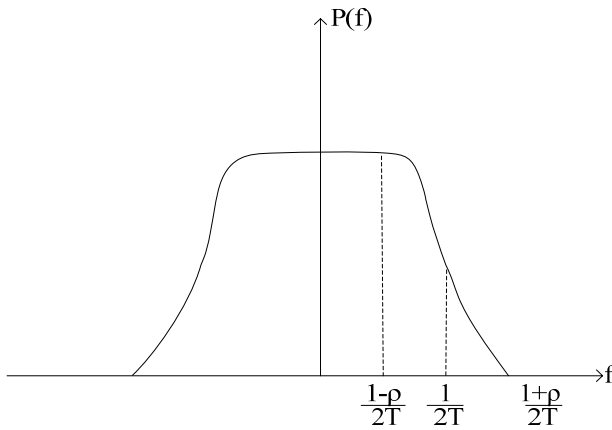
Şekil 3.36. M-seviyeli iletim alış zinciri yapılandırması

Konuyla ilgili bir örnek aşağıda verilmiştir.

Farz edilsin ki bir faks makinesi 16 kbps veri hızıyla 16-seviyeli iletim yapsın. Bu iletimde kullanılan darbe spektrumu roll-off faktörü 0.5 olan RCS olsun. Bu durumda iletimde kullanılan sembol hızı, periyot, kanal bant genişliği ve spektral verimlilik aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$R_b = 16 \text{ Kbps}$$

$$M = 16 \Rightarrow L = \log_2 M \Rightarrow L = 4$$



Şekil 3.37. Raised cosine spektrum

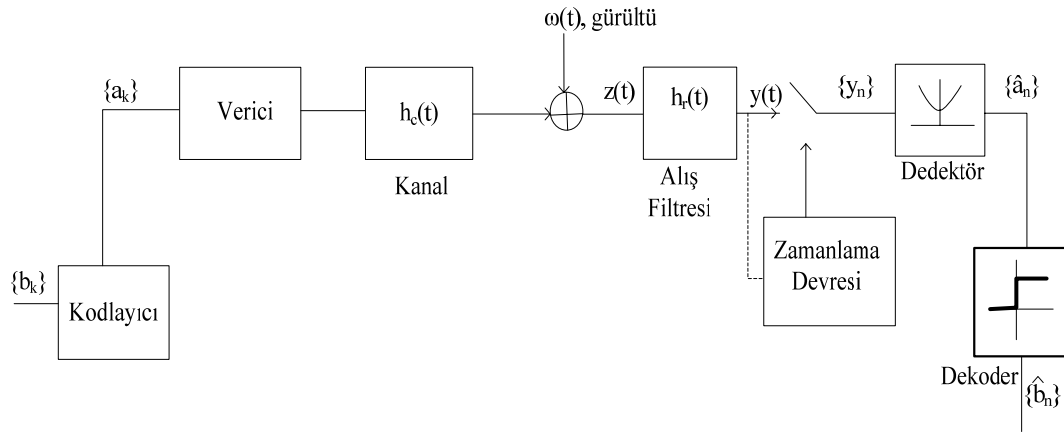
$$R = \frac{R_b}{L} = 4 \text{ Kbaud}, \quad R = \frac{1}{T} \Rightarrow T = \frac{1}{4 \cdot 10^3} \text{ sn}$$

$$\rho = 0.5, \quad BW = \frac{1+\rho}{2T} = 3 \text{ KHz}, \quad \eta = \frac{R_b}{BW} = 5.33 \text{ bps/Hz}$$

3.8. Hat Kodlarının Beyaz Gürültülü Ortamda Analizi

Bu bölümde yukarıda incelenen hat kodlarından bazıları için, simgeler arası girişim etkisinin ihmal edildiği beyaz gürültülü ortamda hata ihtimali analizi yapılacaktır. Burada beyaz gürültüyü ortalaması sıfır olan WSS bir Gaussian proses olarak modellenenecektir.

Genel olarak gürültülü bir iletim ortamında hat kodlarının veriş-alış zinciri aşağıda gösterildiği gibi çizilebilir.



Şekil 3.38. Gürültülü bir iletim ortamında hat kodlarının veriş-alış zinciri yapılandırması

Bu yapılandırma matematiksel olarak aşağıda ele alınmıştır.

$$x(t) = \sum_k a_k p_t(t - kT) \quad (3.50)$$

$$\omega(t), \text{WSS Gaussian proses} \Rightarrow E\{\omega(t)\} = 0 \quad (3.51)$$

$$z(t) = x(t) * h_c(t) + \omega(t) = \sum_k a_k p_c(t - kT) + \omega(t) \quad (3.52)$$

$$\text{Burada } p_c(t) = p_t(t) * h_c(t) \quad (3.53)$$

$$y(t) = z(t) * h_r(t) = \sum_k a_k p((n-k)T) + v(t) \quad (3.54)$$

Burada $p(t) = p_c(t) * h_r(t) = p_t(t) * h_c(t) * h_r(t)$ ve $v(t) = \omega(t) * h_r(t)$

$$y_n = y(nT) = \sum_k a_k p((n-k)T) + v_n \quad (3.55)$$

$$\text{Burada } v_n = v(nT) \quad (3.56)$$

Simgeler arası girişim etkisinin olmadığı varsayıldığından;

$$p(mT) = \begin{cases} c \Rightarrow m = n - k = 0 \\ 0 \Rightarrow n \neq k \end{cases} \Rightarrow p(mT) = c\delta_m \quad (3.57)$$

Sonuç olarak;

$$y_n = ca_n + v_n$$

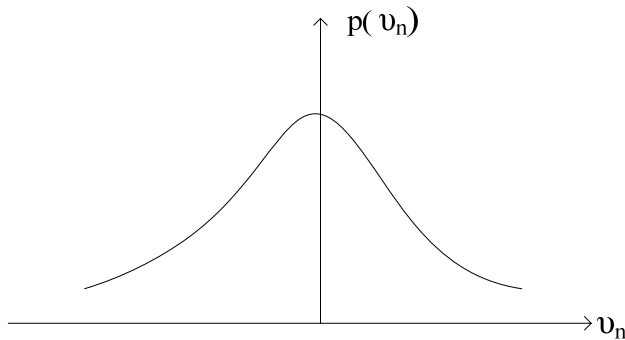
$v(t) = \omega(t) * h_r(t)$ ifadesi aşağıda ele alınmıştır. $\omega(t)$ bir WSS Gaussian proses ve $E\{\omega(t)\} = 0$ olduğundan, $\omega(t)$ ile $v(t)$ aynı karakteristiğe sahiptir. Bu durumda;

$$E\{v_n\} = 0 \quad (3.58)$$

$$\sigma_v^2 = E\{v_n^2\} - \underbrace{E\{v_n\}^2}_0 \Rightarrow \sigma_v^2 = E\{v_n^2\} = R_v(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_v(f) df \quad (3.59)$$

$$S_v(f) = S_\omega(f) |H(f)|^2 \Rightarrow \sigma_v^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_v(f) df = \int_{-\infty}^{\infty} S_\omega(f) |H(f)|^2 df \quad (3.60)$$

$$p(v_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{v_n^2}{2\sigma_v^2}} \quad (3.61)$$



Şekil 3.39. $p(v_n)$, v_n 'in olasılık dağılım fonksiyonu

Burada $E\{v_n\}$; v_n 'in ortalaması, σ_v^2 ; v_n 'in varyansı, $S_v(f)$ $v(t)$ 'nin GSY'si ve $p(v_n)$; v_n 'in olasılık dağılım fonksiyonudur.

Elde edilen bu verilerle aşağıda verilen hat kodlarının sırasıyla hata olasılıkları hesaplanacaktır.

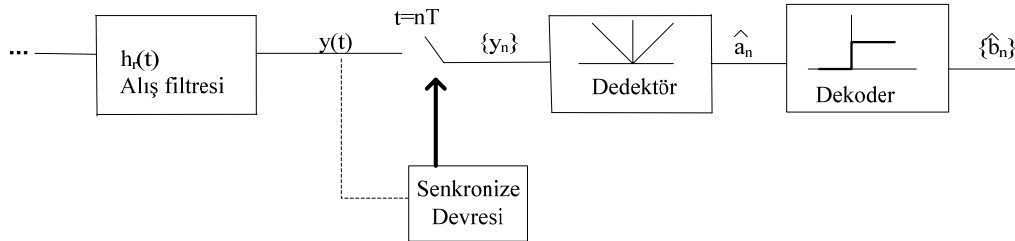
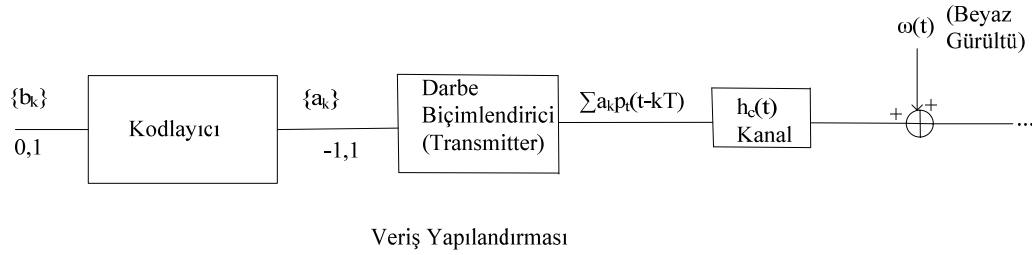
3.8.1. İki kutuplu sıfır dönüşsüz (Bipolar Non-Return-to-Zero) ve iki kutuplu sıfır dönüşlü (Bipolar Return-to-Zero) kod yapılarında hata olasılık analizi

Bölüm 3.1.2.2 ve 3.1.3'ten hatırlanacağı üzere İki kutuplu sıfır dönüşsüz ve sıfır dönüşlü kod yapılarında bit temsili aşağıdaki gibidir.

Tablo 3.9. İki kutuplu sıfır dönüşsüz ve sıfır dönüşlü kod yapısı bit temsili

b_k	a_k
0	-1
1	+1

Aşağıdaki şekilde beyaz gürültülü ortamda iki kutuplu sıfır dönüşsüz ve sıfır dönüşlü kod yapılarına ilişkin alış-veriş zinciri genel yapılandırması verilmiştir.



Şekil 3.40. Beyaz gürültülü ortamda iki kutuplu sıfır dönüşsüz ve sıfır dönüşlü kod yapılarına ilişkin alış-veriş zinciri genel yapılandırması

Burada $\{a_k\}$ 'nin eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi olduğu farz edilirse;

$$y_n = ca_n + v_n \text{ olur.}$$

Ayrıca ;

$$E\{v_n\} = 0 \text{ ve } Var\{v_n\} = \sigma_v^2 \quad (3.62)$$

$$p(mT) = \begin{cases} c \Rightarrow m = n - k = 0 \\ 0 \Rightarrow m \neq k \end{cases} \Rightarrow p(mT) = c\delta_m \quad (3.63)$$

v_n bir Gaussian proses olduğundan, y_n/a_n 'de bir Gaussian prosestir. Bu durumda;

$$E\{y_n/a_n\} = ca_n \quad (3.64)$$

$$V\{y_n/a_n\} = \sigma_v^2 \quad (3.65)$$

olur.

$p(y_n/a_n=1)$ ve $p(y_n/a_n=-1)$ olasılık dağılım fonksiyonlarının bulunuşu aşağıda verilmiştir.

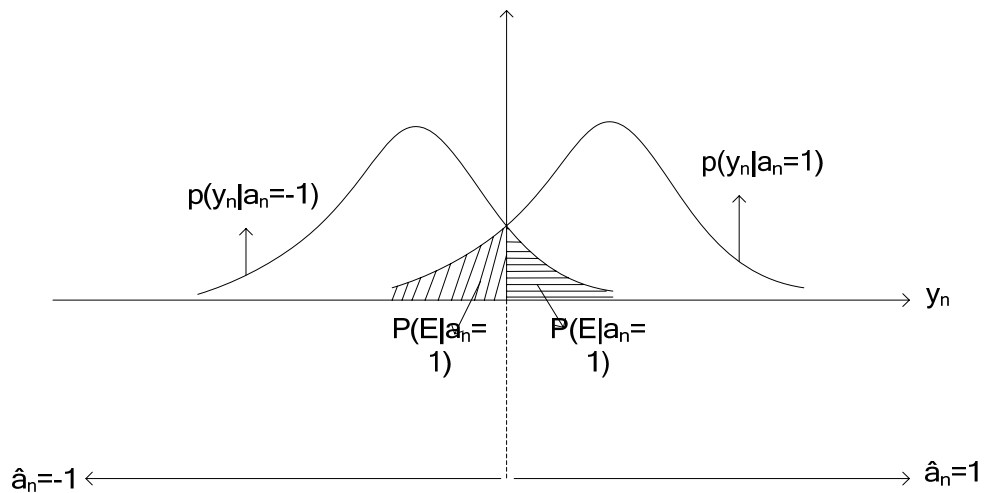
$$E\{y_n/a_n=1\}=E\{c+v_n\}=c, Var\{y_n/a_n=1\}=Var\{c+v_n\}=Var\{v_n\}=\sigma_v^2$$

$$p(y_n/a_n=1)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}}e^{-\frac{(y_n-c)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (3.66)$$

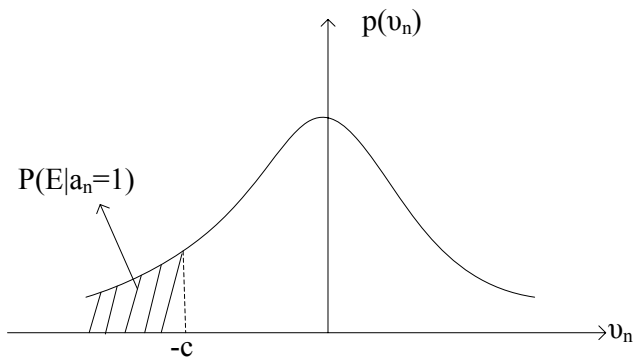
$$E\{y_n/a_n=-1\}=E\{-c+v_n\}=-c, Var\{y_n/a_n=-1\}=Var\{-c+v_n\}=Var\{v_n\}=\sigma_v^2$$

$$p(y_n/a_n=-1)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}}e^{-\frac{(y_n+c)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (3.67)$$

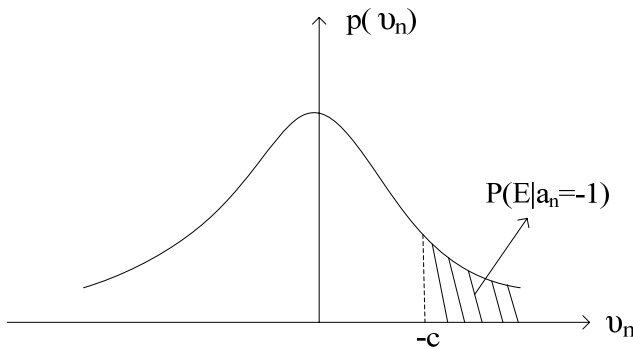
Olasılık dağılım fonksiyonlarının elde edilmesi sonucunda hata olasılık hesaplamaları yapılabilir. $p(y_n/a_n=1)$, $p(y_n/a_n=-1)$, $P(E/a_n=1)$ ve $P(E/a_n=-1)$ aşağıdaki biçimde çizilebilir.



Şekil 3.41. $p(y_n/a_n=1)$, $p(y_n/a_n=-1)$, $P(E/a_n=1)$ ve $P(E/a_n=-1)$

Şekil 3.42. $P(E/a_n=1)$

$$P(E/a_n=1) = P(y_n < 0/a_n=1) = P(c+v_n < 0) = P(v_n < -c) = \int_{-\infty}^{-c} p(v_n) dv_n \quad (3.68)$$

Şekil 3.43. $P(E/a_n=-1)$

$$P(E/a_n=-1) = P(y_n \geq 0/a_n=-1) = P(-c+v_n \geq 0) = P(v_n \geq c) = \int_c^{\infty} p(v_n) dv_n \quad (3.69)$$

Alış tarafı için;

$$\hat{b}_n = \begin{cases} 1, |y_n| < 0 \\ 0, |y_n| > 0 \end{cases} \Rightarrow \hat{a}_n = \begin{cases} 1, |v_n| < -c \\ -1, |v_n| \geq c \end{cases} \Rightarrow \hat{b}_n = \begin{cases} 1, \hat{a}_n = 1 \\ 0, \hat{a}_n = -1 \end{cases} \text{ yazılabilir.}$$

$$P(E) = P(E/\hat{b}_n=1)P(\hat{b}_n=1) + P(E/\hat{b}_n=0)P(\hat{b}_n=0) \quad (3.70)$$

$$P(E) = P(E/a_n = 1)P(a_n = 1) + P(E/a_n = -1)P(a_n = -1)$$

$$P(a_n = 1) = P(a_n = -1) = \frac{1}{2}$$

$$P(E/a_n = 1) = P(E/a_n = -1)$$

Bu durumda;

$$P(E) = P(E/a_n = -1) = \int_c^{\infty} p(v_n) dv_n = \int_c^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{(y_n + c)^2}{2\sigma_v^2}} dv_n$$

$$\operatorname{erfc}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^{\infty} e^{-z^2} dz \quad (3.71)$$

$$P(E) = \int_c^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{(y_n + c)^2}{2\sigma_v^2}} dv_n$$

Sonuç olarak;

$$P(E) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{c}{\sqrt{2}\sigma_v}\right) \text{ olur.}$$

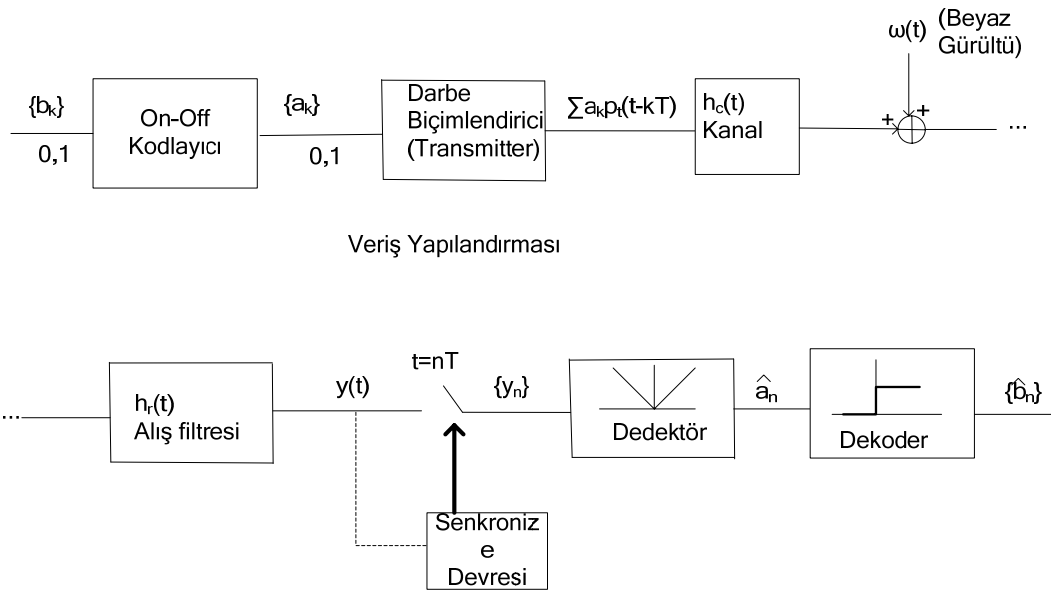
3.8.2. Tek kutuplu sıfır dönüşüz (Unipolar Non-Return-to-Zero) kod yapısında hata olasılık analizi

Bölüm 3.1.2.1'den hatırlanacağı üzere Tek kutuplu sıfır dönüşüz kod yapısında bit temsili aşağıdaki gibidir.

Tablo 3.10. Tek kutuplu sıfır dönüşsüz kod yapısı bit temsili

b_k	a_k
0	0
1	+1

Aşağıdaki şekilde beyaz gürültülü ortamda tek kutuplu sıfır dönüşsüz kod yapısına ilişkin alış-veriş zinciri genel yapılandırması verilmiştir.



Şekil 3.44. Beyaz gürültülü ortamda tek kutuplu sıfır dönüşsüz kod yapısına ilişkin alış-veriş zinciri genel yapılandırması

Burada $\{a_k\}$ 'nin eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi olduğu farz edilirse;

$$y_n = ca_n + v_n \text{ olur.}$$

Ayrıca;

$$E\{v_n\} = 0 \text{ ve } Var\{v_n\} = \sigma_v^2 \quad (3.72)$$

$$p(mT) = \begin{cases} c \Rightarrow m = n - k = 0 \\ 0 \Rightarrow n \neq k \end{cases} \Rightarrow p(mT) = c\delta_m \quad (3.73)$$

v_n bir Gaussian proses olduğundan, y_n/a_n 'de bir Gaussian prosestir.

Bu durumda;

$$E\{y_n/a_n\} = ca_n \quad (3.74)$$

$$V\{y_n/a_n\} = \sigma_v^2 \quad (3.75)$$

olur.

$p(y_n/a_n = 1)$ ve $p(y_n/a_n = 0)$ olasılık dağılım fonksiyonlarının bulunuşu aşağıda verilmiştir.

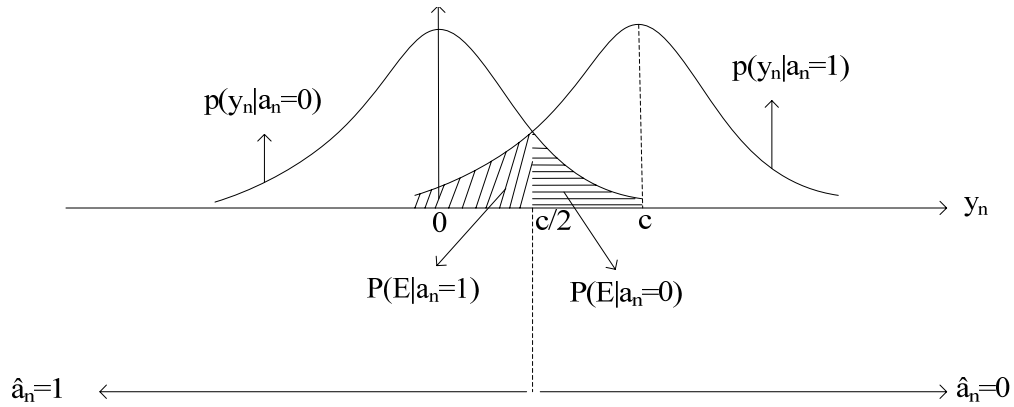
$$E\{y_n/a_n = 1\} = E\{c + v_n\} = c, \text{Var}\{y_n/a_n = 1\} = \text{Var}\{c + v_n\} = \text{Var}\{v_n\} = \sigma_v^2$$

$$p(y_n/a_n = 1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{(y_n - c)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (3.76)$$

$$E\{y_n/a_n = 0\} = E\{v_n\} = 0, \text{Var}\{y_n/a_n = 0\} = \text{Var}\{v_n\} = \sigma_v^2$$

$$p(y_n/a_n = 0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{y_n^2}{2\sigma_v^2}} \quad (3.77)$$

Olasılık dağılım fonksiyonlarının elde edilmesi sonucunda hata olasılık hesaplamalarını yapılabilir. $p(y_n/a_n = 1)$, $p(y_n/a_n = 0)$, $P(E/a_n = 1)$ ve $P(E/a_n = 0)$ aşağıdaki biçimde çizilebilir.



Şekil 3.45. $p(y_n/a_n=1)$, $p(y_n/a_n=0)$, $P(E/a_n=1)$ ve $P(E/a_n=0)$

Alış tarafı için;

$$\hat{b}_n = \begin{cases} 1, & |y_n| > \frac{c}{2} \\ 0, & |y_n| < \frac{c}{2} \end{cases} = \hat{a}_n \text{ yazılabilir.}$$

$$P(E) = P(E/\hat{b}_n=1)P(\hat{b}_n=1) + P(E/\hat{b}_n=0)P(\hat{b}_n=0) \quad (3.78)$$

$$P(E) = P(E/a_n=1)P(a_n=1) + P(E/a_n=0)P(a_n=0)$$

$$P(E/a_n=1) = \int_{-\infty}^{\frac{c}{2}} p(y_n/a_n=1) dy_n \quad (3.79)$$

$$P(E/a_n=0) = \int_{\frac{c}{2}}^{\infty} p(y_n/a_n=0) dy_n \quad (3.80)$$

$$P(a_n=1) = P(a_n=0) = \frac{1}{2} \quad (3.81)$$

$$P(E/a_n=1) = P(E/a_n=0) \quad (3.82)$$

Bu durumda;

$$P(E) = P(E/a_n = 0) = \int_{c/2}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{y_n^2}{2\sigma_v^2}} dv_n$$

$$\operatorname{erfc}(u) = \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_u^{\infty} e^{-z^2} dz \quad (3.83)$$

Sonuç olarak;

$$P(E) = \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{c}{2\sqrt{2}\sigma_v}\right) \text{ olur.}$$

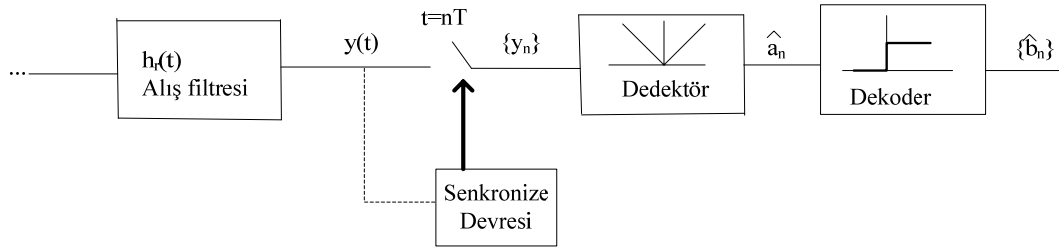
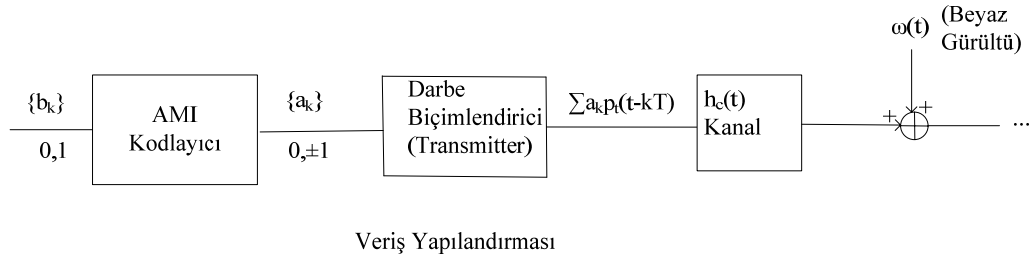
3.8.3. AMI (Alternate Mark Inversion) kod yapısında hata olasılık analizi

Bölüm 3.1.4'ten hatırlanacağı üzere AMI kod yapısında bit temsili aşağıdaki gibidir.

Tablo 3.11. AMI kod yapısı bit temsili

b_k	a_k
0	0
1	+1,-1

Aşağıdaki şekilde beyaz gürültülü ortamda AMI kod yapısına ilişkin alış-veriş zinciri genel yapılandırması verilmiştir.



Şekil 3.46. Beyaz gürültülü ortamda AMI kod yapısına ilişkin alış-veriş zinciri genel yapılandırması

Burada $\{a_k\}$ 'nın eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi olduğu farz edilirse;

$$y_n = ca_n + v_n \text{ olur.}$$

Ayrıca;

$$E\{v_n\} = 0 \text{ ve } Var\{v_n\} = \sigma_v^2 \quad (3.84)$$

$$p(mT) = \begin{cases} c \Rightarrow m = n - k = 0 \\ 0 \Rightarrow n \neq k \end{cases} \Rightarrow p(mT) = c\delta_m \quad (3.85)$$

v_n bir Gaussian proses olduğundan, y_n/a_n 'de bir Gaussian prosestir.

Bu durumda;

$$E\{y_n/a_n\} = ca_n \quad (3.86)$$

$$V\{y_n/a_n\} = \sigma_v^2 \quad (3.87)$$

olur.

$p(y_n/a_n=1)$, $p(y_n/a_n=-1)$ ve $p(y_n/a_n=0)$ olasılık dağılım fonksiyonlarının bulunuşu aşağıda verilmiştir.

$$E\{y_n/a_n=1\}=E\{c+v_n\}=c, Var\{y_n/a_n=1\}=Var\{c+v_n\}=Var\{v_n\}=\sigma_v^2$$

$$p(y_n/a_n=1)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}}e^{-\frac{(y_n-c)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (3.88)$$

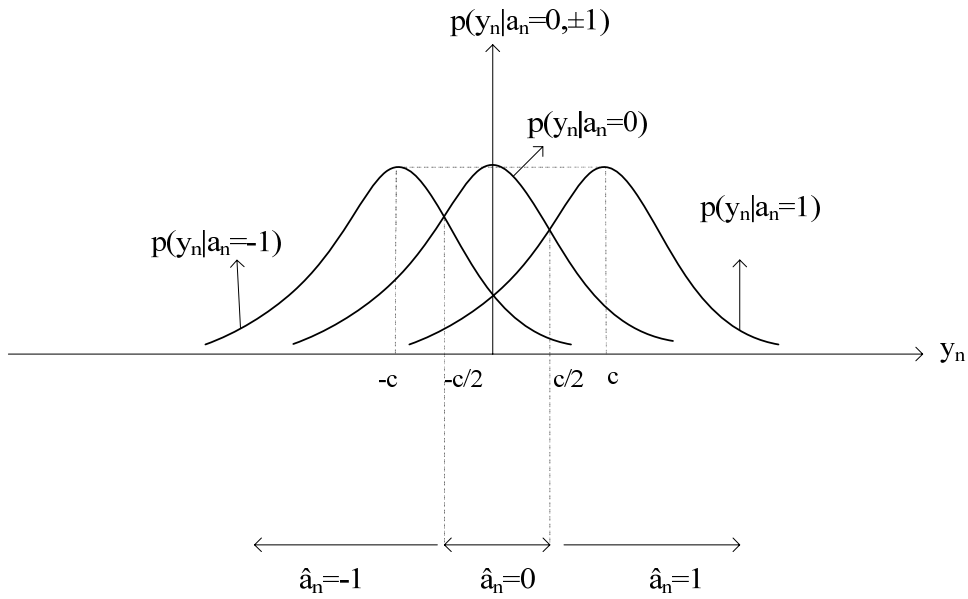
$$E\{y_n/a_n=-1\}=E\{-c+v_n\}=-c, Var\{y_n/a_n=-1\}=Var\{-c+v_n\}=Var\{v_n\}=\sigma_v^2$$

$$p(y_n/a_n=-1)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}}e^{-\frac{(y_n+c)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (3.89)$$

$$E\{y_n/a_n=0\}=E\{v_n\}=0, Var\{y_n/a_n=0\}=Var\{v_n\}=\sigma_v^2$$

$$p(y_n/a_n=0)=\frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}}e^{-\frac{y_n^2}{2\sigma_v^2}} \quad (3.90)$$

Olasılık dağılım fonksiyonlarının elde edilmesi sonucunda hata olasılık hesaplamaları yapılabilir. $p(y_n/a_n=1)$, $p(y_n/a_n=-1)$ ve $p(y_n/a_n=0)$ aşağıdaki biçimde çizilebilir.



Şekil 3.47. $p(y_n/a_n=1)$, $p(y_n/a_n=-1)$ ve $p(y_n/a_n=0)$

Alış tarafı için;

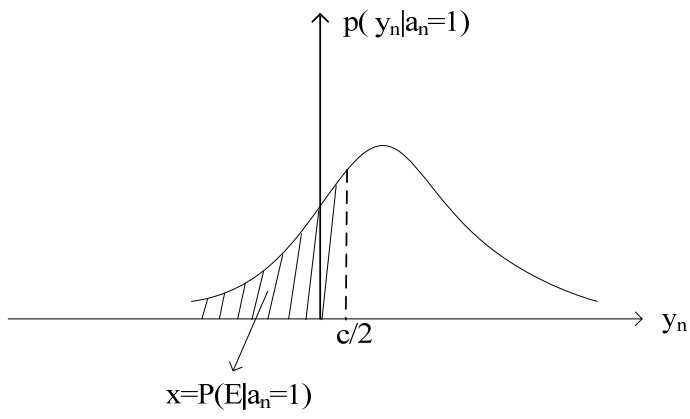
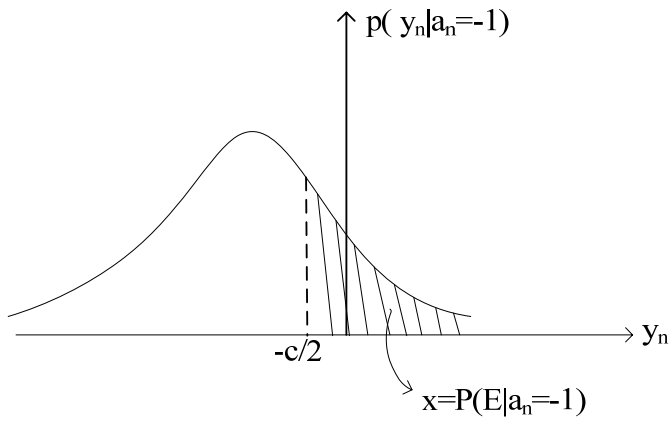
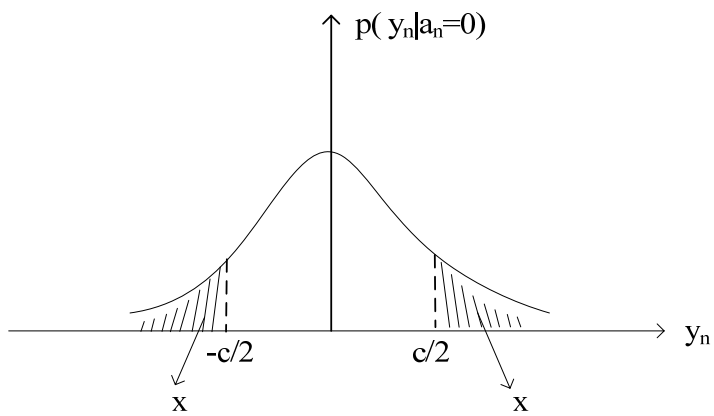
$$\hat{b}_n = \begin{cases} 1, |y_n| > \frac{c}{2} \\ 0, |y_n| < \frac{c}{2} \end{cases}, \hat{a}_n = \begin{cases} 1, y_n > \frac{c}{2} \\ -1, y_n < -\frac{c}{2} \\ 0, -\frac{c}{2} < y_n < \frac{c}{2} \end{cases} \Rightarrow \hat{b}_n = \begin{cases} 1, \hat{a}_n = \pm 1 \\ 0, \hat{a}_n = 0 \end{cases} \text{ yazılabilir.}$$

$$P(E) = P(E/\hat{b}_n=1)P(\hat{b}_n=1) + P(E/\hat{b}_n=0)P(\hat{b}_n=0) \quad (3.91)$$

$$P(E/\hat{b}_n=1)P(\hat{b}_n=1) = P(E/a_n=-1)P(a_n=-1) + P(E/a_n=1)P(a_n=1)$$

$$P(E/\hat{b}_n=0)P(\hat{b}_n=0) = P(E/a_n=0)P(a_n=0)$$

$P(E/a_n=1)$, $P(E/a_n=-1)$ ve $P(E/a_n=0)$ 'in grafiksel gösterimi aşağıdaki gibidir.

Şekil 3.48. $P(E/a_n = 1)$ Şekil 3.49. $P(E/a_n = -1)$ Şekil 3.50. $P(E/a_n = 0)$

Grafiklerden de görüleceği üzere;

$$P(E/a_n=1) = P(E/a_n=-1) = \frac{1}{2}P(E/a_n=0)$$

$$P(E/a_n=0) = 2x = 2 \int_{\frac{c}{2}}^{\infty} p(y_n/a_n=1) dy_n = \operatorname{erfc} \left(\frac{c}{2\sqrt{2}\sigma_v} \right)$$

Öte yandan;

$$P(a_n=-1) = P(a_n=1) = \frac{1}{4} \text{ ve } P(a_n=0) = \frac{1}{2}$$

$$P(E) = P(E/a_n=1)P(a_n=1) + P(E/a_n=-1)P(a_n=-1) + P(E/a_n=0)P(a_n=0)$$

$$P(E) = x \cdot \frac{1}{4} + x \cdot \frac{1}{4} + 2x \cdot \frac{1}{2} = \frac{3}{2}x$$

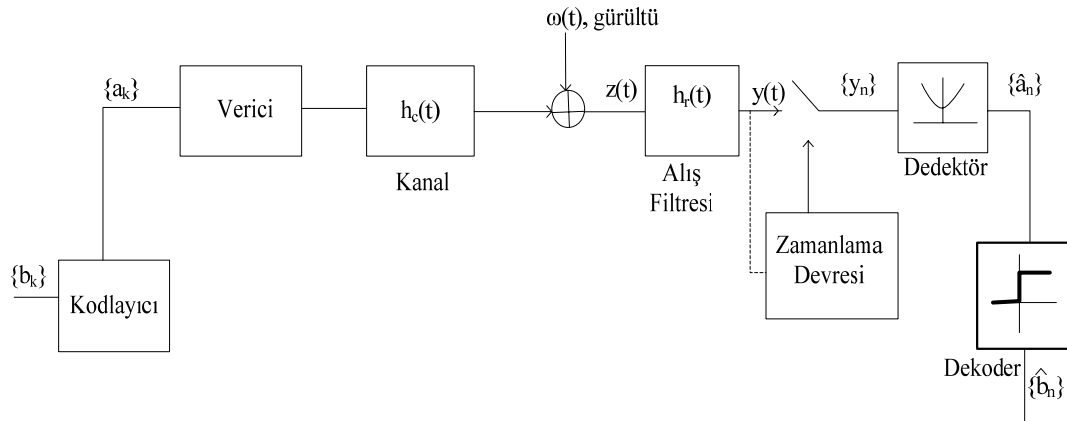
Sonuç olarak;

$$P(E) = \frac{3}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{c}{2\sqrt{2}\sigma_v} \right) \text{ olur.}$$

3.9. Optimum Alış Filtresi

Bu bölümde Bölüm 3.7 ve alt başlıklarında incelenen hat kodları için, adı geçen bölümlerde bahsi geçen aynı şartlar altında (simgeler arası girişim etkisinin ihmal edildiği beyaz gürültülü ortam) optimum alış filtresine ilişkin koşulu ve bu filtrenin bulunuşu ele alınacaktır.

Genel olarak beyaz gürültülü bir iletim ortamında hat kodlarının veriş-alış zinciri aşağıda gösterildiği gibi çizilebilir.



Şekil 3.51. Beyaz gürültülü bir iletim ortamında hat kodlarının veri-ış zinciri yapılandırması

Bu yapılandırma matematiksel olarak aşağıda ele alınmıştır.

$$x(t) = \sum_k a_k p_t(t - kT) \quad (3.92)$$

$$\omega(t), \text{WSS Gaussian proses} \Rightarrow E\{\omega(t)\} = 0 \quad (3.93)$$

$$z(t) = x(t) * h_c(t) + \omega(t) = \sum_k a_k p_c(t - kT) + \omega(t) \quad (3.94)$$

$$\text{Burada } p_c(t) = p_t(t) * h_c(t) \quad (3.95)$$

$$y(t) = z(t) * h_r(t) = \sum_k a_k p(t - kT) + v(t) \quad (3.96)$$

$$\text{Burada } p(t) = p_c(t) * h_r(t) = p_t(t) * h_c(t) * h_r(t) \text{ ve } v(t) = \omega(t) * h_r(t) \quad (3.97)$$

Simgeler arası girişim etkisinin olmadığı varsayıldığından;

$$p(mT) = \begin{cases} c \Rightarrow m = n - k = 0 \\ 0 \Rightarrow n \neq k \end{cases} \Rightarrow p(mT) = c \delta_m \Rightarrow p(0) = c \quad (3.99)$$

$$y_n = y(nT) = \sum_k a_k p((n - k)T) + v_n \quad (3.100)$$

$$\text{Burada } v_n = v(nT) \quad (3.101)$$

Sonuç olarak;

$$y_n = ca_n + v_n$$

$\omega(t)$ bir WSS Gaussian proses ve $E\{\omega(t)\} = 0$ olduğundan, $\omega(t)$ ile $v(t)$ aynı karakteristiğe sahiptir. Bu durumda;

$$E\{v_n\} = 0 \quad (3.102)$$

$$\text{Var}\{v_n\} = \sigma_v^2 \quad (3.103)$$

Hatırlanacağı üzere Bölüm 3.7.1, 3.7.2 ve 3.7.3'te elde edilen hata olasılık ifadelerinin, $P(E)$, her üçü de $\left(\frac{c}{\sigma_v}\right)$ 'ye bağlı olarak bulunmuştu. Burada optimum alışı filtresini bulurken en önemli kriterimiz hata olasılık değeri $P(E)$ 'yi minimize ve SNR'yi (Signal-to-noise ratio) maksimize etmek olacaktır. Buna göre $\left(\frac{c}{\sigma_v}\right)$ ifadesi maksimize edilmelidir.

c ve σ_v 'yi sırasıyla aşağıda ele alınmıştır.

$$\begin{aligned} p(t) &= p_c(t) * h_r(t) \\ p(t) &= \int_{-\infty}^{\infty} P(f) e^{j2\pi ft} df \end{aligned} \quad (3.104)$$

$$P(f) = P_c(f) H_r(f) \quad (3.105)$$

$$p(0) = c \Rightarrow p(0) = \int_{-\infty}^{\infty} P(f) df \Rightarrow p(0) = c = \int_{-\infty}^{\infty} P_c(f) H_r(f) df$$

$$v(t) = \omega(t) * h_r(t) \quad (3.106)$$

$$\sigma_v^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_v(f) df = \int_{-\infty}^{\infty} S_\omega(f) |H_r(f)|^2 df \quad (3.107)$$

Aşağıda bir tanım yapılmıştır.

$$\alpha^2 = \frac{c^2}{\sigma_v^2} \quad (3.108)$$

$P(E)$ 'yi minimize etmek için α^2 maksimize edilmelidir.

$$\alpha^2 = \frac{c^2}{\sigma_v^2} = \frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} P_c(f) H_r(f) df \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} S_\omega(f) |H_r(f)|^2 df}$$

Bu aşamada Schwarz eşitsizliği kullanılırsa;

$$\left| \int_{-\infty}^{\infty} A(f) B(f) df \right|^2 \leq \int_{-\infty}^{\infty} |A(f)|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} |B(f)|^2 df \quad (3.109)$$

Şayet $B(f) = \mu A^*(f)$ olursa eşitlik sağlanır.

α^2 ifadesinde aşağıdaki tanımlar yapılırsa;

$$A(f) = \frac{P_c(f)}{\sqrt{S_w(f)}} \text{ ve } B(f) = \sqrt{S_w(f)} H_r(f) \quad (3.110)$$

$$\frac{\left| \int_{-\infty}^{\infty} P_c(f) H_r(f) df \right|^2}{\int_{-\infty}^{\infty} S_w(f) |H_r(f)|^2 df} \leq \frac{\int_{-\infty}^{\infty} \left| \frac{P_c(f)}{\sqrt{S_w(f)}} \right|^2 df \int_{-\infty}^{\infty} \left| \sqrt{S_w(f)} H_r(f) \right|^2 df}{\int_{-\infty}^{\infty} S_w(f) |H_r(f)|^2 df} \Rightarrow \alpha^2 \leq \alpha_{\max}^2$$

$$\underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} S_w(f) |H_r(f)|^2 df}_{\alpha^2} \quad \underbrace{\int_{-\infty}^{\infty} S_w(f) |H_r(f)|^2 df}_{\alpha_{\max}^2}$$

$$\alpha_{\max}^2 = \int_{-\infty}^{\infty} \frac{|P_c(f)|^2}{S_w(f)} df$$

$$\text{Şayet } B(f) = \mu A^*(f) \Rightarrow \alpha^2 = \alpha_{\max}^2 \Rightarrow H_r(f) \sqrt{S_w(f)} = \frac{\mu P_c^*(f)}{\sqrt{S_w(f)}}$$

$$H_r(f) = \frac{\mu P_c^*(f)}{S_w(f)}$$

$\omega(t)$ beyaz gürültü olduğundan $S_w(f) = \frac{N_0}{2}$ 'dir. Şayet $\mu = \frac{2}{N_0}$ alınırsa;

$$H_r(f) = P_c^*(f) \Leftrightarrow h_r(t) = p_c^*(-t)$$

Sonuç olarak alış tarafında yer alan optimum filtrenin karakteristiği; $p_c(t) = p_t(t) * h_c(t)$ olduğundan iletim ortamı ve veri tarafındaki darbenin şekli ile doğrudan ilgilidir. Burada elde edilen optimum filtre literatürde Uyumlu filtre (Matched filter) olarak anılır.

3.10. Haberleşme Uyduları Üzerinde Uzak Kesimi Kapasitesinin Daha Verimli Kullanılmasını Sağlayan Yeni Bir İkili Hat Kodu

Hatırlanacağı üzere 1.bölümde “Uydu üzerinden haberleşmeyi sağlayan taşıyıcıların kullandığı uzak kesimi bant genişliğini etkileyen en önemli faktörler kullanılan hat

kodu yapıları, kodlama teknikleri, modülasyon türleri ve erişim teknikleri olarak sıralanabilir.” ifadesi kullanılmıştı. Bu bölümde uzay kesimi bant genişliğini mevcut ikili kod yapılarından daha verimli kullanan ve bu kod yapılarına göre daha üstün özelliklere sahip yeni bir ikili kod yapısı geliştirilecektir.

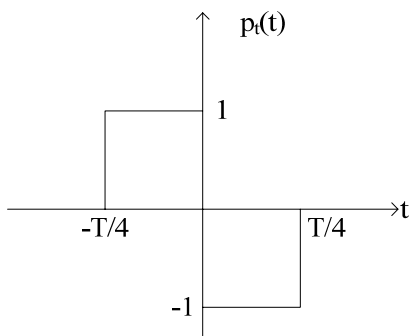
Söz konusu kod yapısını geliştirirken AMI kod yapısındaki bit temsili mantığını ve Manchester/Split Phase kod yapısındaki darbe şeklinin iyileştirilmiş hali kullanılacaktır.

Yeni kod yapısında “0”, sıfır ile temsil edilecek ve darbe olmaksızın iletilecektir. “1” ise her defasında polarite değiştirerek pozitif veya negatif $p_f(t)$ ile temsil edilecek ve iletilecektir.

Tablo 3.12. Yeni ikili kod yapısı bit temsili

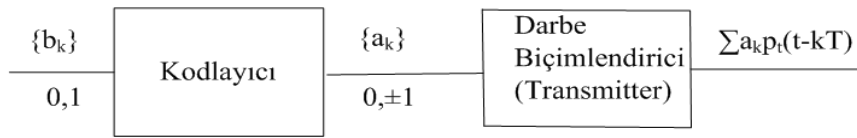
b_k	a_k
0	0
1	+1,-1

Yeni kod yapısında 1’lerin temsilinde kullanılacak darbe şekli aşağıdaki gibi olacaktır.



Şekil 3.52. Yeni kod yapısında 1’lerin temsilinde kullanılacak darbe şekli

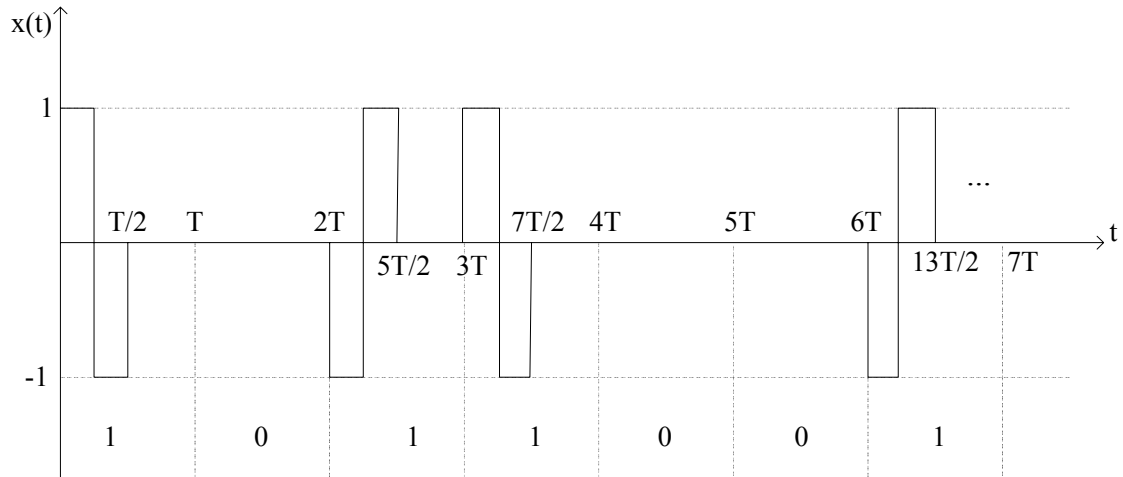
Yeni kod yapısının iletildiği veri zincirinin yapılandırması aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.53. Yeni kod yapısı veri zinciri yapılandırması

Burada $x(t) = \sum_k a_k p_t(t-kT)$ ifadesinde $\{a_k\}$ eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi kabul edilecektir.

Şekil 3.54'te $\{1011001...\}$ örnek ikili dizinin çizilmiş hali verilmiştir.



Şekil 3.54. Yeni kod yapısını kullandığı $\{1011001...\}$ dizini

Yeni kod yapısının iletim performansı ve uygunluğu aşağıda incelenecektir.

$$E\{a_k\} = 0 \cdot \frac{1}{2} + (-1) \cdot \frac{1}{4} + 1 \cdot \frac{1}{4} = 0$$

$$R_n = E\{a_k a_{k+n}\} = \begin{cases} E\{a_k^2\} = 0^2 \cdot \frac{1}{2} + 1^2 \cdot \frac{1}{4} + (-1)^2 \cdot \frac{1}{4} = \frac{1}{2} \Rightarrow n=0 \\ E\{a_k a_{k+1}\} = 0 \cdot 0 \cdot \frac{1}{4} + 0 \cdot 1 \cdot \frac{1}{4} + 0 \cdot (-1) \cdot \frac{1}{4} + 1 \cdot (-1) \cdot \frac{1}{4} = -\frac{1}{4} \Rightarrow |n|=1 \\ E\{a_k a_{k+2}\} = 0 \cdot 0 \cdot \frac{1}{4} + 0 \cdot 1 \cdot \frac{1}{4} + 0 \cdot (-1) \cdot \frac{1}{4} + 1 \cdot (-1) \cdot \frac{1}{8} + 1 \cdot 1 \cdot \frac{1}{8} = 0 \Rightarrow |n| \geq 2 \end{cases} \Rightarrow R_n = \begin{cases} \frac{1}{2} \Rightarrow n=0 \\ -\frac{1}{4} \Rightarrow |n|=1 \\ 0 \Rightarrow |n| \geq 2 \end{cases}$$

$$R_n = -\frac{1}{4}\delta(n-1) - \frac{1}{4}\delta(n+1) + \frac{1}{2}\delta(n)$$

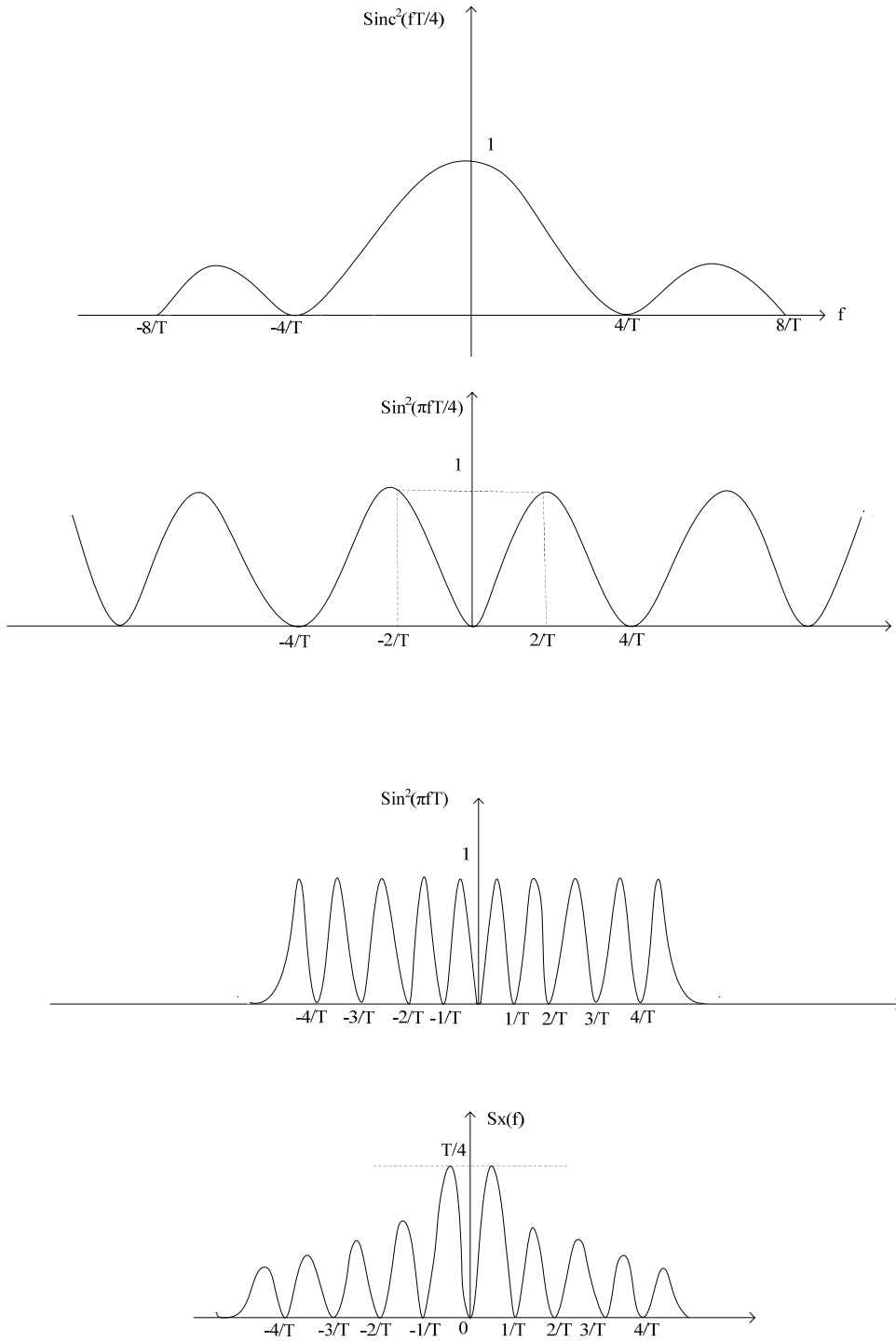
$$p_t(t) = \text{rect}\left(\frac{t+T/8}{T/4}\right) - \text{rect}\left(\frac{t-T/8}{T/4}\right) \Leftrightarrow P_t(f) = \frac{T}{4} \left(e^{j2\pi f T/8} \text{sinc}\left(\frac{fT}{4}\right) - e^{-j2\pi f T/8} \text{sinc}\left(\frac{fT}{4}\right) \right)$$

$$P_t(f) = \frac{jT}{2} \text{sinc}\left(\frac{fT}{4}\right) \sin\left(\frac{\pi f T}{4}\right)$$

$$S_x(f) = \frac{1}{T} |P_t(f)|^2 \sum R_n e^{-j2\pi f n T} = \frac{1}{T} \frac{T^2}{4} \text{sinc}^2\left(\frac{fT}{4}\right) \sin^2\left(\frac{\pi f T}{4}\right) \underbrace{\left(-\frac{1}{4} e^{-j2\pi f T} - \frac{1}{4} e^{j2\pi f T} + \frac{1}{2} \right)}_{\sin^2(\pi f T)}$$

$$S_x(f) = \frac{T}{4} \text{sinc}^2\left(\frac{fT}{4}\right) \sin^2\left(\frac{\pi f T}{4}\right) \sin^2(\pi f T)$$

ifadesinde yer alan $\text{sinc}^2\left(\frac{fT}{4}\right)$, $\sin^2\left(\frac{\pi f T}{4}\right)$ ve $\sin^2(\pi f T)$ ifadelerinin ve $S_x(f)$ grafikleri aşağıda verilmiştir.

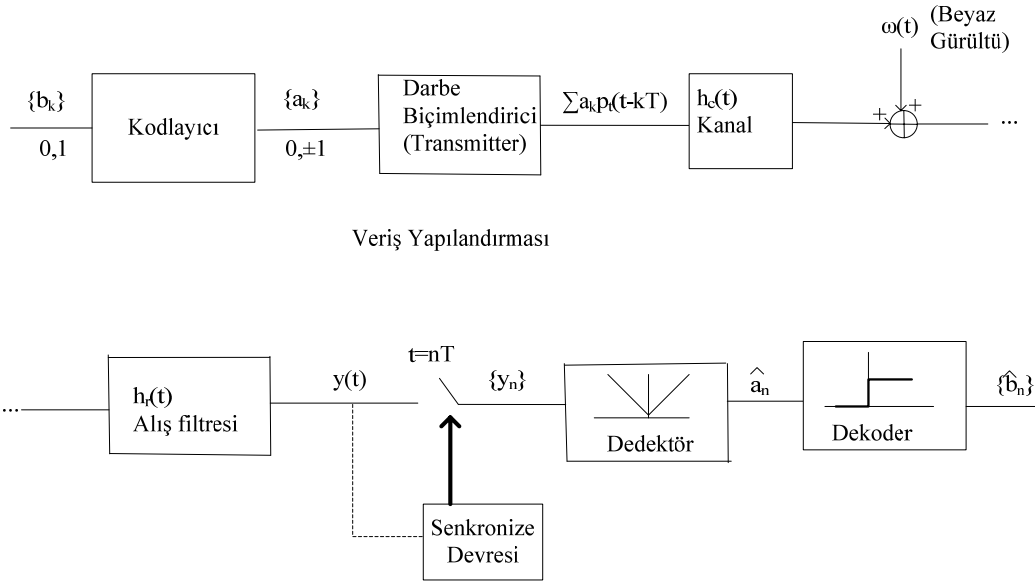


Şekil 3.55. $\text{sinc}^2\left(\frac{fT}{4}\right)$, $\text{sin}^2\left(\frac{\pi fT}{4}\right)$, $\text{sin}^2(\pi fT)$ ve $S_x(f)$ grafikleri

3.10.1. Yeni ikili hat kodu yapısında hata olasılık analizi

Bu bölümde yukarıda elde edilen yeni hat kodu için, simgeler arası girişim etkisinin ihmal edildiği beyaz gürültülü ortamda hata ihtimali analizi yapılacaktır. Burada beyaz gürültü ortalaması sıfır olan bir WSS Gaussian proses olarak modellenecektir.

Beyaz gürültülü iletim ortamında yeni hat kodu için veriş-alış zinciri yapılandırması aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.56. Beyaz gürültülü iletim ortamında yeni hat koduna ilişkin veriş-alış zinciri yapılandırması

Bu yapılandırma matematiksel olarak aşağıda ele alınmıştır.

$$x(t) = \sum_k a_k p_t(t - kT) \quad (3.111)$$

$$\omega(t), \text{WSS Gaussian proses} \Rightarrow E\{\omega(t)\} = 0 \quad (3.112)$$

$$z(t) = x(t) * h_c(t) + \omega(t) = \sum_k a_k p_c(t - kT) + \omega(t) \quad (3.113)$$

$$\text{Burada } p_c(t) = p_t(t) * h_c(t) \quad (3.114)$$

$$y(t) = z(t) * h_r(t) = \sum_k a_k p(t - kT) + v(t) \quad (3.115)$$

$$\text{Burada } p(t) = p_c(t) * h_r(t) = p_t(t) * h_c(t) * h_r(t) \text{ ve } v(t) = \omega(t) * h_r(t) \quad (3.116)$$

$$y_n = y(nT) = \sum_k a_k p((n-k)T) + v_n \quad (3.117)$$

$$\text{Burada } v_n = v(nT) \quad (3.118)$$

simgeler arası girişim etkisinin olmadığı varsayıldığından;

$$p(mT) = \begin{cases} c \Rightarrow m = n - k = 0 \\ 0 \Rightarrow n \neq k \end{cases} \Rightarrow p(mT) = c \delta_m \quad (3.119)$$

Sonuç olarak;

$$y_n = ca_n + v_n$$

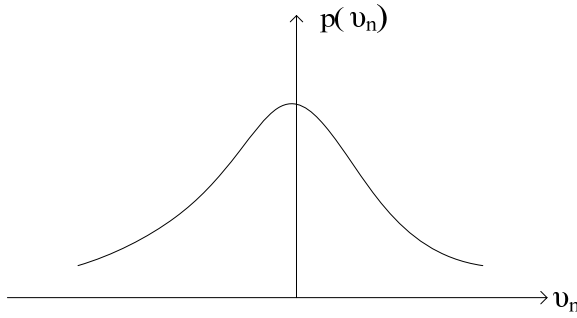
$v(t) = \omega(t) * h_r(t)$ ifadesi aşağıda ele alınmıştır. $\omega(t)$ bir WSS Gaussian proses ve $E\{\omega(t)\} = 0$ olduğundan, $\omega(t)$ ile $v(t)$ aynı karakteristiğe sahiptir. Bu durumda;

$$E\{v_n\} = 0 \quad (3.120)$$

$$\sigma_v^2 = E\{v_n^2\} - \underbrace{E\{v_n\}^2}_0 \Rightarrow \sigma_v^2 = E\{v_n^2\} = R_v(0) = \int_{-\infty}^{\infty} S_v(f) df \quad (3.121)$$

$$S_v(f) = S_\omega(f) |H(f)|^2 \Rightarrow \sigma_v^2 = \int_{-\infty}^{\infty} S_v(f) df = \int_{-\infty}^{\infty} S_\omega(f) |H(f)|^2 df \quad (3.122)$$

$$p(v_n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{v_n^2}{2\sigma_v^2}} \quad (3.123)$$



Şekil 3.57. $p(v_n)$, v_n 'in olasılık dağılım fonksiyonu

Elde edilen bu verilerle yukarıda tasarlanan yeni hat kodunun hata olasılığı bulunabilir.

Burada $\{a_k\}$ 'nın eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi olduğu farz edildiğinden;

$$y_n = ca_n + v_n \text{ 'dir.}$$

Ayrıca;

$$E\{v_n\} = 0 \text{ ve } Var\{v_n\} = \sigma_v^2 \quad (3.124)$$

$$p(mT) = \begin{cases} c \Rightarrow m = n - k = 0 \\ 0 \Rightarrow n \neq k \end{cases} \Rightarrow p(mT) = c\delta_m \quad (3.125)$$

v_n bir Gaussian proses olduğundan, y_n/a_n 'de bir Gaussian prosestir.

Bu durumda;

$$E\{y_n/a_n\} = ca_n \quad (3.126)$$

$$V\{y_n/a_n\} = \sigma_v^2 \quad (3.127)$$

olur.

$p(y_n/a_n = 1)$, $p(y_n/a_n = -1)$ ve $p(y_n/a_n = 0)$ olasılık dağılım fonksiyonlarının bulunuşu aşağıda verilmiştir.

$$E\{y_n/a_n = 1\} = E\{c + v_n\} = c, \text{Var}\{y_n/a_n = 1\} = \text{Var}\{c + v_n\} = \text{Var}\{v_n\} = \sigma_v^2$$

$$p(y_n/a_n = 1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{(y_n - c)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (3.128)$$

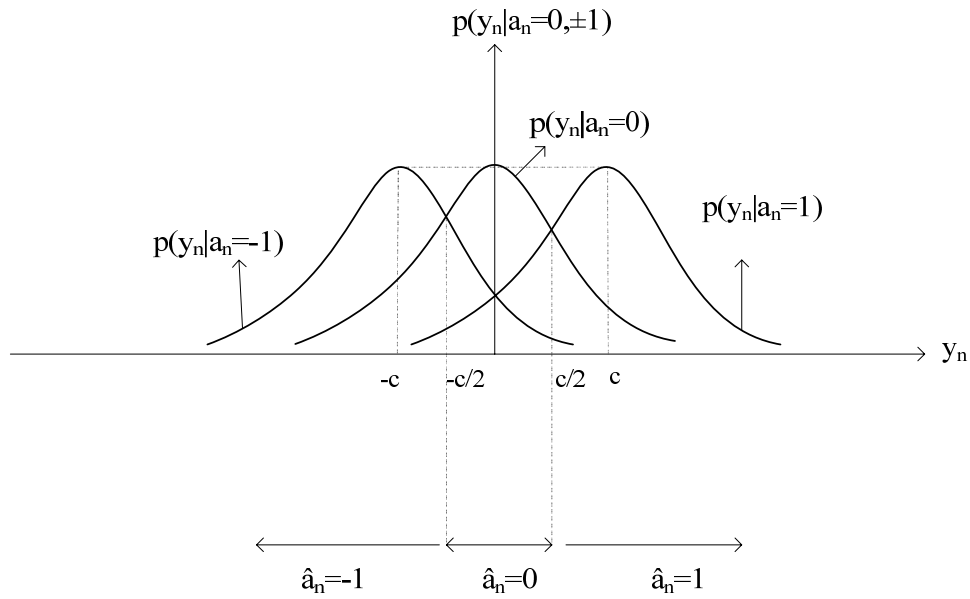
$$E\{y_n/a_n = -1\} = E\{-c + v_n\} = -c, \text{Var}\{y_n/a_n = -1\} = \text{Var}\{-c + v_n\} = \text{Var}\{v_n\} = \sigma_v^2$$

$$p(y_n/a_n = -1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{(y_n + c)^2}{2\sigma_v^2}} \quad (3.129)$$

$$E\{y_n/a_n = 0\} = E\{v_n\} = 0, \text{Var}\{y_n/a_n = 0\} = \text{Var}\{v_n\} = \sigma_v^2$$

$$p(y_n/a_n = 0) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma_v^2}} e^{-\frac{y_n^2}{2\sigma_v^2}} \quad (3.130)$$

Olasılık dağılım fonksiyonlarının elde edilmesi sonucunda hata olasılık hesaplamaları yapılabilir. $p(y_n/a_n = 1)$, $p(y_n/a_n = -1)$ ve $p(y_n/a_n = 0)$ aşağıdaki biçimde çizilebilir.



Şekil 3.58. $p(y_n/a_n=1)$, $p(y_n/a_n=-1)$ ve $p(y_n/a_n=0)$

Alış tarafı için;

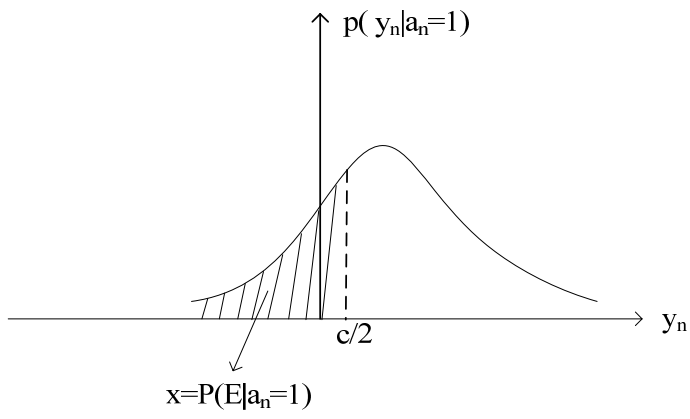
$$\hat{b}_n = \begin{cases} 1, |y_n| > \frac{c}{2} \\ 0, |y_n| < \frac{c}{2} \end{cases}, \hat{a}_n = \begin{cases} 1, y_n > \frac{c}{2} \\ -1, y_n < -\frac{c}{2} \\ 0, -\frac{c}{2} < y_n < \frac{c}{2} \end{cases} \Rightarrow \hat{b}_n = \begin{cases} 1, \hat{a}_n = \pm 1 \\ 0, \hat{a}_n = 0 \end{cases} \text{ yazılabilir.}$$

$$P(E) = P(E/\hat{b}_n=1)P(\hat{b}_n=1) + P(E/\hat{b}_n=0)P(\hat{b}_n=0) \quad (3.131)$$

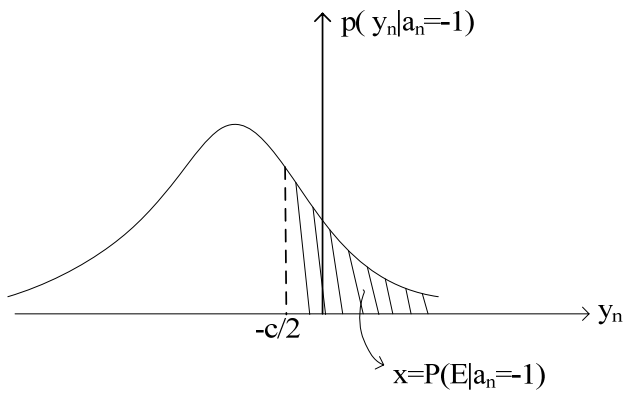
$$P(E/\hat{b}_n=1)P(\hat{b}_n=1) = P(E/a_n=-1)P(a_n=-1) + P(E/a_n=1)P(a_n=1)$$

$$P(E/\hat{b}_n=0)P(\hat{b}_n=0) = P(E/a_n=0)P(a_n=0)$$

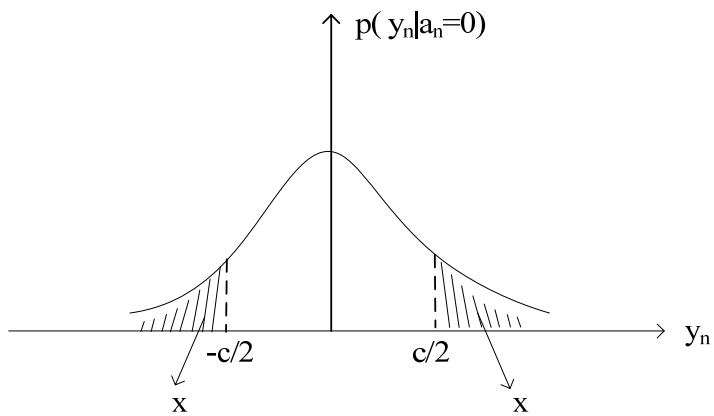
$P(E/a_n=1)$, $P(E/a_n=-1)$ ve $P(E/a_n=0)$ 'in grafiksel gösterimi aşağıdaki gibidir.



Şekil 3.59. $P(E/a_n = 1)$



Şekil 3.60. $P(E/a_n = -1)$



Şekil 3.61. $P(E/a_n = 0)$

Grafiklerden de görüleceği üzere;

$$P(E/a_n=1) = P(E/a_n=-1) = \frac{1}{2}P(E/a_n=0)$$

$$P(E/a_n=0) = 2x = 2 \int_{\frac{c}{2}}^{\infty} p(y_n/a_n=1) dy_n = \operatorname{erfc} \left(\frac{c}{2\sqrt{2}\sigma_v} \right)$$

Öte yandan;

$$P(a_n=-1) = P(a_n=1) = \frac{1}{4} \text{ ve } P(a_n=0) = \frac{1}{2}$$

$$P(E) = P(E/a_n=1)P(a_n=1) + P(E/a_n=-1)P(a_n=-1) + P(E/a_n=0)P(a_n=0)$$

$$P(E) = x \cdot \frac{1}{4} + x \cdot \frac{1}{4} + 2x \cdot \frac{1}{2} = \frac{3}{2}x$$

Sonuç olarak;

$$P(E) = \frac{3}{4} \operatorname{erfc} \left(\frac{c}{2\sqrt{2}\sigma_v} \right) \text{ olur.}$$

3.10.2 Yeni ikili hat kodunun avantajları

Şekil 3.55'te $S_x(f)$ 'in grafiğinden de görüldüğü üzere elde ettiğimiz yeni hat kod yapısının avantajları;

- İletim bant genişliğinin NRZ, unipolar NRZ, bipolar NRZ, bipolar RZ, AMI ve Manchester/Split Phase hat kodlarından daha düşük olması,

- NRZ, unipolar NRZ, bipolar NRZ, bipolar RZ, AMI ve Manchester/Split Phase hat kodlarından daha küçük ve daha düşük seviyeli frekans bileşenlerine sahip olması,
- GSY'sinin 0 noktasında DC bileşen olmadığından dolayı NRZ, unipolar NRZ, bipolar NRZ ve bipolar RZ hat kodlarına göre AC coupled linklere daha uygun olması,
- Bit hata hızının NRZ, unipolar NRZ, bipolar NRZ, bipolar RZ, AMI ve Manchester/Split Phase hat kodlarından daha düşük olması,
- Hata bulma ve düzeltme yeteneğinin NRZ, unipolar NRZ, bipolar NRZ, bipolar RZ, AMI ve Manchester/Split Phase hat kodlarından daha iyi olması,
- Bit dizinlerinin NRZ, unipolar NRZ, bipolar NRZ ve AMI hat kodlarından daha şeffaf sahip olması,
- $\{a_k = \pm 1\}$ değerlerini alırken, +'dan -'ye veya -'den +'ya doğru geçişten dolayı yeterli zamanlama içeriğinin olması nedeniyle senkronizasyon sağlamanın kolay olması,
- İletiminde NRZ, unipolar NRZ, bipolar NRZ, bipolar RZ, AMI ve Manchester/Split Phase hat kodlarından daha verimli olması,

şeklinde sıralanabilir.

Bununla beraber bu kod yapısının pratikte karşılaşması pek mümkün olmayan tek dezavantajı 0'lardan oluşan çok uzun bit dizinlerinde alış tarafında yaşanabilecek senkronizasyon problemi olabilir.

3.11. M-Seviyeli Hat Kodlarının En Genel Halde Analizi

Bu bölümde M-Seviyeli Hat kodlarının en genel halde analizi yapılacaktır.

Farz edilsin ki M-seviyeli bir temel bant haberleşme sistemi üzerinden R_b bit hızıyla $\{b_n\}$ biçiminde ikili bir bit dizisi iletilsin.

Söz konusu $\{b_n\}$ dizisinin iletildiği işaret $x(t)$ olsun ve aşağıdaki gibi verilsin.

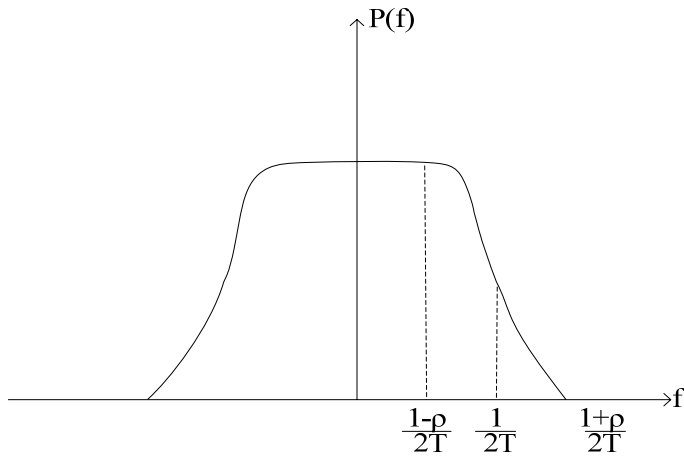
$$x(t) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} a_k p(t-kT)$$

Ayrıca;

$\{a_k\} = 0, 1, 2, \dots, M$ değerlerini alsın ve $M = 2^L$ olsun.

$\{b_n\}$ dizisinin elemanları birbirinden bağımsız ve eşit olasılıklı olsun.

$p(t)$ darbesinin spektrumu roll-off faktörü ρ olan RCS olsun.



Şekil 3.62. $p(t)$ darbesinin RCS spektrumu

Bu durumda her bir sembolde $L = \log_2 M$ bit iletilir.

$x(t)$ işaretinin GSY'si, bant genişliğini ve spektral verimliliği aşağıda bulunacaktır.

$$S_x(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_a(n) e^{-j2\pi f n T} \quad (3.132)$$

$$E\{a_k\} = 0 \cdot \frac{1}{M} + 1 \cdot \frac{1}{M} + \dots + M \cdot \frac{1}{M} = \frac{M}{2} \quad (3.133)$$

$$E\{a_k^2\} = 0^2 \cdot \frac{1}{M} + 1^2 \cdot \frac{1}{M} + \dots + M^2 \cdot \frac{1}{M} = \frac{(M+1)(2M+1)}{6} = K \quad (3.134)$$

$$R_a(n) = E\{a_k a_{k+n}\} = \left\{ \begin{array}{l} E\{a_k\}^2 = \frac{M^2}{4} = L \Rightarrow n \neq 0 \\ E\{a_k^2\} = \frac{(M+1)(2M+1)}{6} = K \Rightarrow n = 0 \end{array} \right\} \quad (3.135)$$

$$R_a(n) = \left\{ \begin{array}{l} L \Rightarrow n \neq 0 \\ K \Rightarrow n = 0 \end{array} \right\} = L + (K - L)\delta(n)$$

$$S_x(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} R_a(n) e^{-j2\pi f n T} \quad (3.136)$$

$$S_x(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \left[(K - L) + L \sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi f n T} \right]$$

Bu aşamada Poisson toplam formülü kullanılabilir.

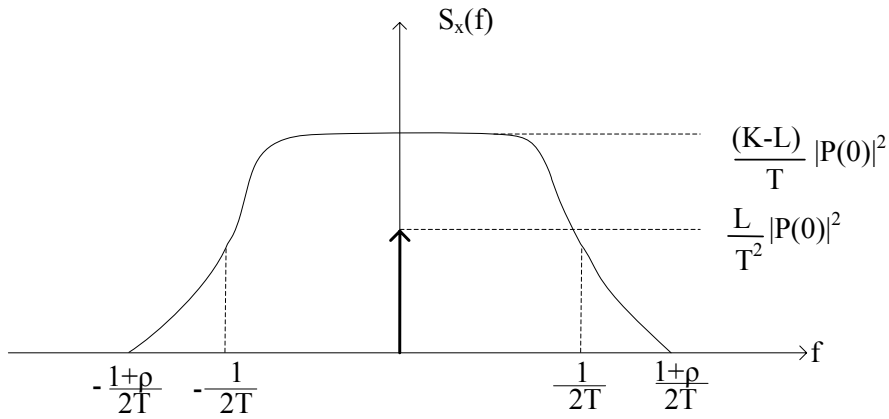
$$\sum_{n=-\infty}^{\infty} e^{-j2\pi f n T} = \frac{1}{T} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \quad (3.137)$$

$$S_x(f) = \frac{(K-L)}{T} |P(f)|^2 + \frac{L}{T^2} |P(f)|^2 \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta\left(f - \frac{n}{T}\right)$$

$$S_x(f) = \frac{(K-L)}{T} |P(f)|^2 + \frac{L}{T^2} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \left| P\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right)$$

$$S_x(f) = \frac{(K-L)}{T} |P(f)|^2 + \frac{L}{T^2} |P(0)|^2 \delta(f)$$

$S_x(f)$ 'in grafiği aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.63. $S_x(f)$, $x(t)$ fonksiyonunun GSY grafiği

$P(f)$ RCS olduğundan bant genişliği, $BW = \frac{1+\rho}{2T}$, dir.

Spektral verimlilik;

$$\eta = \frac{R_b}{BW} \text{ ve } R_b = LR = (\log 2^M) \frac{1}{T} \Rightarrow R_b = \frac{\log 2^M}{T} \quad (3.138)$$

Böylece;

$$\eta = \frac{R_b}{BW} = \frac{\log 2^M}{1+\rho}$$

3.11.1. M-seviyeli hat kodlarında zamanlama/senkronizasyon bilgisinin elde edilmesi

Bölüm 3.10'da en genel halde tanımlanan M-Seviyeli hat kodlarında zamanlama/senkronizasyon bilgisinin elde edilmesi bu bölümde yapılacaktır.

$$y(t) = x^2(t) \text{ olsun} \quad (3.139)$$

$$y(t) = \sum_k \sum_n a_k a_l p(t-kT) p(t-lT)$$

$\mu(t) = E\{y(t)\}$ olarak tanımlanırsa;

$$\mu(t) = E\{y(t)\} = \sum_k \sum_n E\{a_k a_l\} p(t-kT) p(t-lT) \quad (3.140)$$

$$E\{y(t)\} = \sum_k \sum_n \left[\sigma_a^2 \delta(k-l) + m_a^2 \right] p(t-kT) p(t-lT)$$

$$E\{y(t)\} = \sum_k \sigma_a^2 p^2(t-kT) + \sum_k \sum_n m_a^2 p(t-kT) p(t-lT)$$

$$\mu(t) = \underbrace{\sum_k \sigma_a^2 p^2(t-kT)}_{1.terim} + \underbrace{m_a^2 \left[\sum_k p(t-kT) \right]^2}_{2.terim}$$

$\mu(t)$ ifadesinde 1. ve 2. terimler periyodik olup periyotları T 'dir. $\mu(t)$ ifadesinin Fourier dönüşümü alınacaktır.

$$\sum_k p(t-kT) \Leftrightarrow \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum_n \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \quad (3.141)$$

$$F\{\mu(t)\} = \underbrace{\frac{\sigma_a^2}{T} |Q(f)|^2 \sum_n \delta\left(f - \frac{n}{T}\right)}_{1.toplam} + \underbrace{m_a^2 \left[\frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum_n \delta\left(f - \frac{n}{T}\right) \right]^2}_{2.toplam}$$

Bu ifadeler de;

$$q(t) = p^2(t) \Rightarrow Q(f) = P(f) * P(f) \text{ 'dir.}$$

Dikkat edilirse $F\{\mu(t)\}$ ifadesinin 1.toplamında $\frac{-1}{T}$, 0 ve $\frac{1}{T}$ 'de üç adet darbe vardır.

$F\{\mu(t)\}$ ifadesinin 2.toplamında ise 0'da bir DC bileşen vardır.

Sonuç olarak;

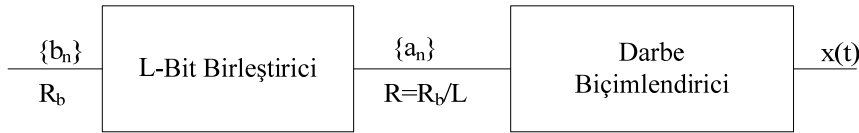
$$F\{\mu(t)\} = \left\{ \frac{\sigma_a^2}{T} |Q(0)|^2 + m_a^2 \frac{|P(0)|^4}{T^2} \right\} \delta(f) + \frac{\sigma_a^2}{T} \left| Q\left(\frac{1}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{1}{T}\right) + \frac{\sigma_a^2}{T} \left| Q\left(\frac{1}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f + \frac{1}{T}\right)$$

ifadesindeki $\frac{1}{T}$ 'de bulunan bileşen zamanlama bilgisi olarak kullanılabilir.

3.11.2. M-seviyeli hat kodlarına yönelik optimum alış-veriş devresinin en genel yapılandırması

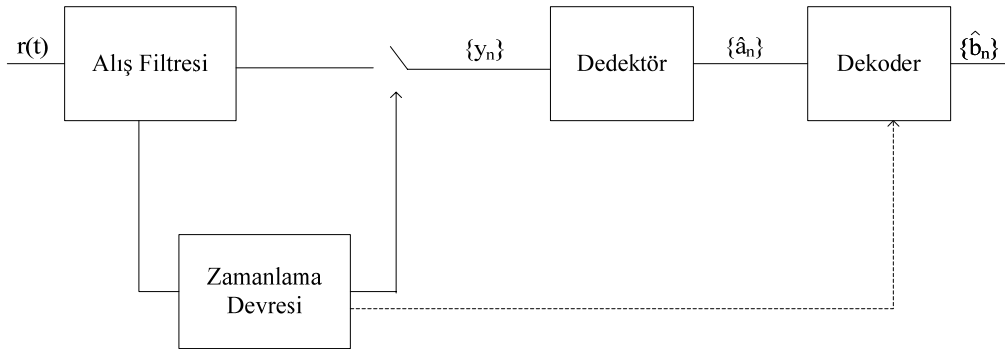
Bu bölümde M-seviyeli hat kodlarına yönelik optimum, verimli, güvenilir ve kaliteli alış-veriş devresinin en genel yapılandırması gösterilecektir. Ayrıca alış tarafındaki dedektörün karakteristiği belirlenecektir.

İlk olarak veriş zinciri yapılandırması aşağıda gösterilmiştir.



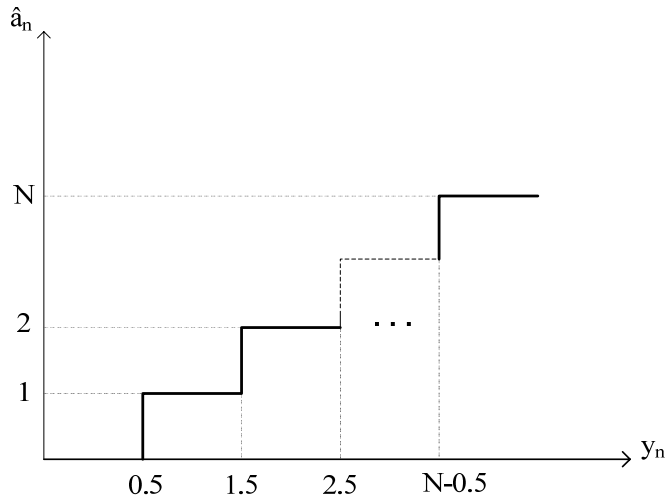
Şekil 3.64. Veriş zinciri yapılandırması

İkinci olarak alış zinciri yapılandırması aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 3.65. Alış zinciri yapılandırması

Son olarak dedektör karakteristiği aşağıda verilmiştir.



Şekil 3.66. Alış zinciri yapılandırması

3.12. Sonuç

Bu bölümün girişinde en genel halde sayısal haberleşme hat kodları ve iyi bir hat kodunda bulunması gereken özellikler açıklandı. Daha sonra haberleşmede en çok kullanılan hat kodlarından sıfır dönüşsüz, tek kutuplu sıfır dönüşsüz, iki kutuplu sıfır dönüşsüz ve sıfır dönüşlü, AMI (Alternate Mark Inversion) ve Manchester/Split Phase kod yapıları karakteristikleri, iletim performansları ve uygunlukları yönünden incelendi. Ayrıca simgeler arası girişim kavramı ve etkileri açıklanarak spektral verimlilik, optimum alış filtresi, düo ikili işaretler ve detektör mekanizmaları ile temel bantta gürültülü ve gürültüsüz ortamda iletim konularına değinildi. Bölüm sonunda ise haberleşme uyduları üzerinde uzay kesimi kapasitesinin daha verimli kullanılmasını sağlayan yeni bir ikili hat kodu tasarlandı ve bu kodun hata olasılık analizleri ile diğer kullanılan kodlara göre üstünlükleri ve sağladığı avantajlar gösterildi.

BÖLÜM 4. UYDU HABERLEŞME HİZMETLERİNDE KULLANILAN SAYISAL MODULASYON YAPILARI VE HABERLEŞME UYDULARI ÜZERİNDE UZAY KESİMİ KAPASİTESİNİN DAHA VERİMLİ KULLANILMASI İÇİN MODÜLASYONLU İŞARETLERDE YAPILABİLECEK İYİLEŞTİRMELER

4.1. Giriş

Bu bölümde sayısal bant geçiren iletim, uydu haberleşme hizmetlerinde kullanılan sayısal haberleşme modülasyon yapıları, sayısal haberleşme veriş-alış yapılandırmasının gürültülü iletim ortamında analizi, demodülatör ve detektör yapıları ve uydu uzay kesimi kapasitesinin daha verimli kullanılması için modülasyonlu işaretlerde yapılabilecek iyileştirmelerden bahsedilecektir.

4.2. Sayısal Bant Geçiren İletim

$s(t)$ sayısal bant geçiren işaretin genel, eş evreli/dik evreli bileşenler ve alçak geçiren işaret gösterimi aşağıdaki eşitlikteki gibi yazılabilir.

$$s(t) = a(t)\cos(2\pi f_c t + \theta(t)) = x(t)\cos 2\pi f_c t - y(t)\sin 2\pi f_c t = \operatorname{Re} \left\{ s_I(t) e^{j2\pi f_c t} \right\} \quad (4.1)$$

$s(t)$ işaretinin gücü P_S ; $s_I(t) = z(t) = x(t) + jy(t)$ ifadesinde $x(t) \perp y(t)$ olması durumunda bulunacaktır.

$x(t) \perp y(t)$ olduğu için;

$$S_s(f) = \frac{1}{4} [S_z(f - f_c) + S_z(-f - f_c)] \text{ olur.} \quad (4.2)$$

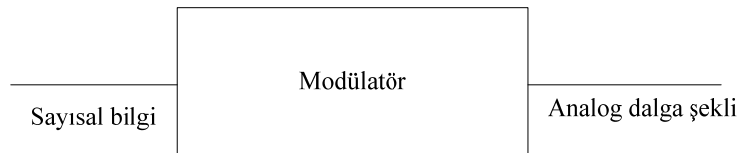
Bu durumda bant geçiren işaretin gücü P_s ;

$$P_s = \int_{-\infty}^{+\infty} S_s(f) df = \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{4} [S_z(f - f_c) + S_z(-f - f_c)] df = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} S_z(f) df \Rightarrow P_s = \frac{1}{2} P_z \quad (4.3)$$

Bant geçiren işaretlerin sayısal iletimde işaretler modülasyon işlemine tabi tutulur. Modülasyon haberleşme sistemlerinde farklı uygulamalar için kullanılan işaretin iletim kalitesini artırmak, işaretin spektrum bandında verimliliğini yükseltmek, işaretin üzerinde gürültü vb. diğer unsurların etkisini azaltarak bilgiyi daha uzak mesafelere taşımak amacıyla yapılır.

Genel olarak uydu üzerinden sağlanan haberleşme hizmetlerinde PSK ve QAM türü modülasyon yapıları kullanılır [33].

Aşağıdaki şekil modülasyon işleminin yapıldığı sayısal modülatörün en genel halde işlevini göstermektedir.



Şekil 4.2. Sayısal Modülatörün Genel Gösterimi

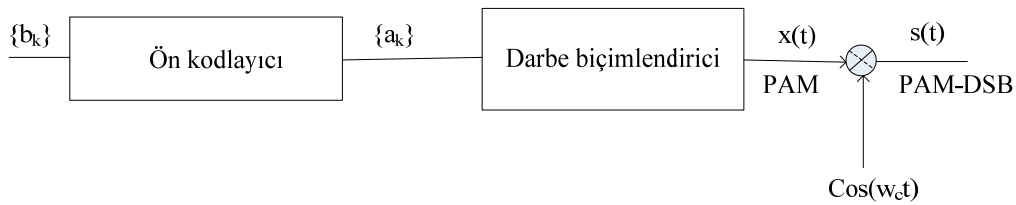
Burada k -bit'lik her bir blok, $M = 2^k$ adet farklı analog dalga şeklinden biriyle eşleştirilmektedir.

4.3. Sayısal Haberleşme Modülasyon Yapıları

4.3.1. ASK (Amplitude Shift Keying)

Bölüm 3.6'dan hatırlanacağı üzere PAM (Pulse Amplitude Modulation) işaretin genel gösterimi $x(t) = \sum_k a_k p(t-kT)$ biçimindedir. Bu işaret $\cos \omega_c t$ ile çarpılırsa

ASK veya PAM-DSB (Pulse Amplitude Modulation-Duble Side Band) işareti elde edilir. Fark edileceği üzere ASK işareti bant geçiren bir işaretdir. Aşağıdaki şekilde ASK işaretinin elde edilişi gösterilmiştir.



Şekil 4.3. ASK işaretinin elde edilişi

$$s(t) = \sum_k a_k p(t-kT) \cos(\omega_c t) \quad (4.4)$$

ASK işareti aşağıda ele alınmıştır.

$s(t)$ işaretinin eş evreli (In-phase) bileşeni $s_i(t)$ ve dik evreli (Quadrature phase) bileşeni $s_q(t)$ ile gösterilirse;

$$s_i(t) = \sum_k a_k p(t-kT) \text{ ve } s_q(t) = 0 \text{ olur.} \quad (4.5)$$

$s(t)$ işaretinin alçak geçiren işaret gösterimi $z(t)$ ile gösterilirse;

$$z(t) = s_i(t) + js_q(t) \Rightarrow z(t) = s_i(t) \text{ olur.} \quad (4.6)$$

$s(t)$ işaretinin GSY'si $S_s(f)$ 'in bulunuşu aşağıda verilmiştir.

$$S_s(f) = \frac{1}{4} [S_z(f - f_c) + S_z(-f - f_c)] \quad (4.7)$$

$x(t) = \sum_k a_k p(t - kT)$ ifadesinde, $\{a_k\}$ 'nin eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız WSS bir dizi, $E\{a_k\} = m_a$ ve $Var\{a_k\} = \sigma_a^2$ olduğu kabul edilirse;

$$R_a(n) = \begin{cases} \sigma_a^2 + m_a^2, n=0 \\ m_a^2, n \neq 0 \end{cases} \Rightarrow R_a(n) = \sigma_a^2 \delta(n) + m_a^2 \quad (4.8)$$

$$S_z(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum_n R_a(n) e^{-j2\pi f n T} = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum_n (\sigma_a^2 \delta(n) + m_a^2) e^{-j2\pi f n T} \quad (4.9)$$

$$S_z(f) = \frac{\sigma_a^2}{T} |P(f)|^2 + \frac{m_a^2}{T} |P(f)|^2 \sum_n \underbrace{e^{-j2\pi f n T}}_{\frac{1}{T} \sum_n \delta(f - \frac{n}{T})}$$

$$S_z(f) = \frac{\sigma_a^2}{T} |P(f)|^2 + \frac{m_a^2}{T^2} \sum_n \left| P\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - \frac{n}{T}\right)$$

$$S_s(f) = \frac{1}{4} [S_z(f - f_c) + S_z(-f - f_c)] \quad (4.10)$$

$$S_s(f) = \frac{1}{4} \left[\frac{\sigma_a^2}{T} |P(f - f_c)|^2 + \frac{m_a^2}{T^2} \sum_n \left| P\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \delta\left(f - f_c - \frac{n}{T}\right) S_z(f - f_c) + \frac{\sigma_a^2}{T} |P(-f - f_c)|^2 + \frac{m_a^2}{T^2} \sum_n \left| P\left(\frac{n}{T}\right) \right|^2 \delta\left(-f - f_c - \frac{n}{T}\right) S_z(f - f_c) \right]$$

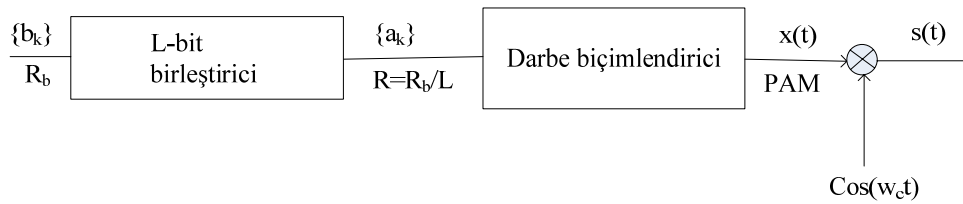
olur.

4.3.2. M-seviyeli ASK (Amplitude Shift Keying)

Bölüm 4.2.1’de ele alınan $s(t) = \sum_k a_k p(t-kT) \cos(\omega_c t)$ PAM-DSB işaretinde

$\{a_k = \mp 1, \mp 3, \dots, \mp 2^L - 1\}$ olsun. Bu durumda $s(t)$ işaretinin iletimi $M = 2^L$ biçimde

yapılabilir ve M-seviyeli ASK işareti elde edilmiş olur. Aşağıdaki şekilde M-seviyeli ASK modülasyonunun yapılandırması gösterilmiştir.



Şekil 4.4. M-seviyeli ASK modülasyonunun yapılandırması

4.4. Uydu Haberleşme Hizmetlerinde Kullanılan Sayısal Haberleşme Modülasyon Yapıları

4.4.1. M-seviyeli QAM (Quadrature Amplitude Modulation)

M-seviyeli QAM işaretinin en genel halde gösterimi;

$$s(t) = s_i(t) \cos(\omega_c t) - s_q(t) \sin(\omega_c t) \text{ biçimindedir.}$$

$s(t)$ işaretinde $s_i(t)$ eş evreli (In-phase) bileşeni, $s_q(t)$ ise dik evreli (Quadrature phase) bileşeni ifade etmektedir. Burada $s_i(t)$ ve $s_q(t)$ en genel halde gösterimi ise aşağıda verilmiştir.

$$s_i(t) = \sum_k a_{i,k} p(t-kT)$$

$$s_q(t) = \sum_k a_{q,k} p(t-kT)$$

Bu durumda;

$$s(t) = s_i(t)\cos(\omega_c t) - s_q(t)\sin(\omega_c t)$$

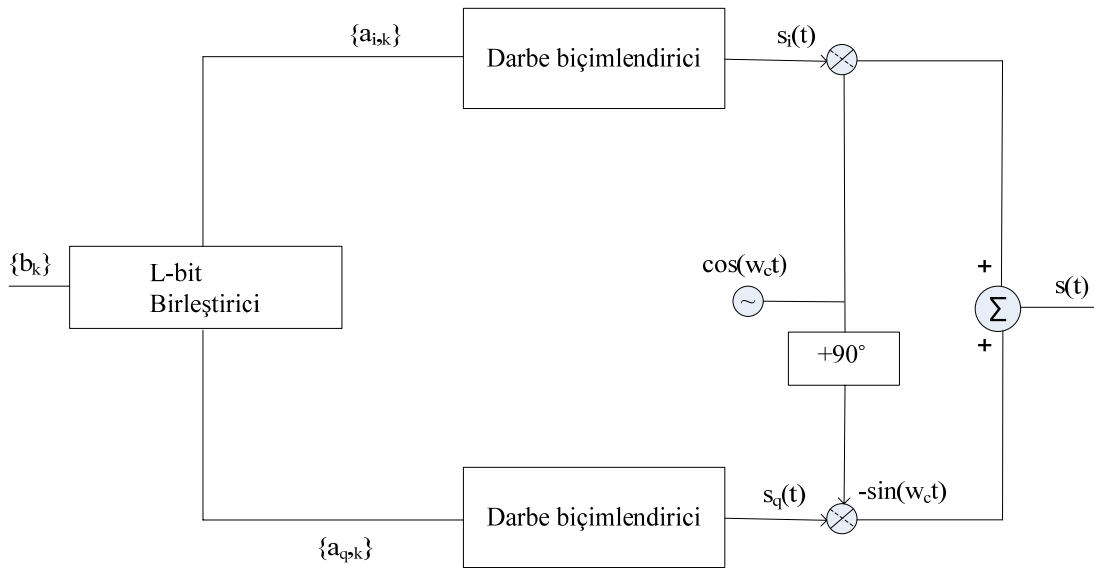
$$s(t) = \sum_k a_{i,k} p(t-kT)\cos(\omega_c t) - \sum_k a_{q,k} p(t-kT)\sin(\omega_c t)$$

$$s(t) = \sum_k a_{i,k} p(t-kT)\cos(\omega_c t) - \sum_k a_{q,k} p(t-kT)\sin(\omega_c t) \text{ ifadesinde farz edelim ki}$$

$$\{a_{i,k} = \mp 1, \mp 3, \dots, \mp 2^L - 1\} \text{ ve } \{a_{q,k} = \mp 1, \mp 3, \dots, \mp 2^R - 1\} \text{ olsun.}$$

$s(t)$ işaretinin iletimi $M = 2^{L+R}$ biçimde yapılabilir ve M-seviyeli QAM işareti elde edilmiş olur.

Aşağıdaki şekilde M-seviyeli QAM modülasyonunun yapılandırması gösterilmiştir.



Şekil 4.5. M-seviyeli QAM modülasyonunun yapılandırması

Yukarıda tanımlanan $s(t)$ (M-seviyeli QAM) işaretinin GSY'sini pratikte kullanımı yaygın olan 16-QAM için aşağıda verilmiştir.

16-QAM işareti için $\{a_{i,k} = \mp 1, \mp 3\}$ ve $\{a_{q,k} = \mp 1, \mp 3\}$ değerlerini alır.

$\{b_k\}$ 'nin eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi olduğu kabul edilirse $\{a_{i,k}\}$ ve $\{a_{q,k}\}$ elemanları da eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız diziler olur.

$$a_k = a_{i,k} + ja_{q,k} \Rightarrow E\{a_k\} = 0$$

$$E\{a_k a_{k+n}^*\} = \begin{cases} E\{|a_k|^2\} = E\{a_{i,k}^2 + a_{q,k}^2\} = E\{a_{i,k}^2\} + E\{a_{q,k}^2\} = 10 \Rightarrow n=0 \\ E\{a_k a_{k+n}^*\} = 0 \Rightarrow k \neq n \end{cases}$$

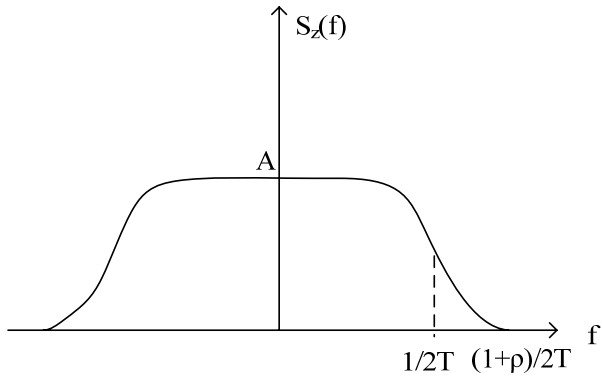
$$\sigma_a^2 = \text{Var}\{a_k\} = E\{a_k^2\} - E\{a_k\}^2 = 10$$

$$R_a(n) = E\{a_k a_{k+n}^*\} = \begin{cases} E\{|a_k|^2\} = 10 \Rightarrow n=0 \\ E\{a_k\} E\{a_{k+n}^*\} = 0 \Rightarrow n \neq 0 \end{cases} \Rightarrow R_a(n) = \sigma_a^2 \delta(n) = 10 \delta(n)$$

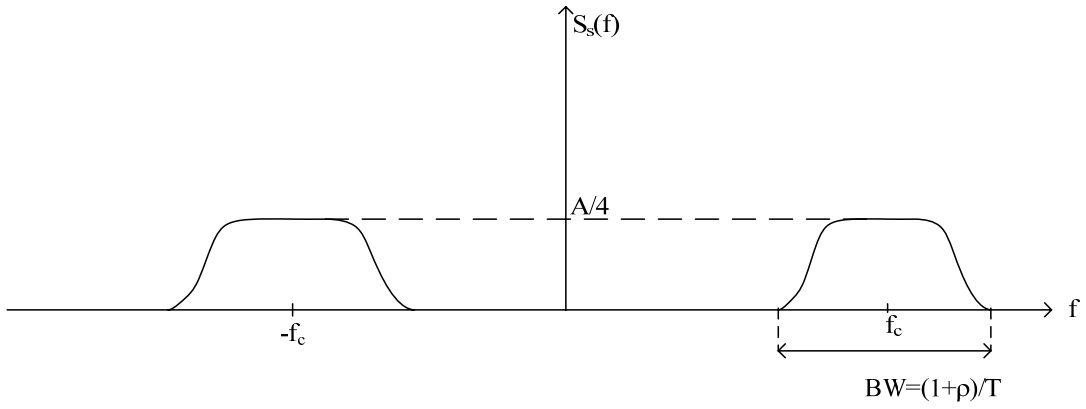
$$S_z(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum_n R_a(n) e^{-j2\pi f n T} = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum_n \sigma_a^2 \delta(n) e^{-j2\pi f n T} = \frac{10}{T} |P(f)|^2$$

$$S_s(f) = \frac{1}{4} [S_z(f - f_c) + S_z(-f - f_c)] = \frac{5}{2T} [|P(f - f_c)|^2 + |P(-f - f_c)|^2]$$

$S_z(f)$ 'in spektrumunun Şekil 4.6'da verildiği üzere RCS biçiminde olursa $S_s(f)$ spektrumu Şekil 4.7'deki gibi olur.



Şekil 4.6. $S_z(f)$ 'in spektrumu



Şekil 4.7. $S_s(f)$ 'in spektrumu

16-QAM işaretinin spektral verimliliği aşağıda hesaplanmıştır.

$$\eta = \frac{R_b}{BW}$$

$$M = 16 \Rightarrow L = \log_2 M \Rightarrow L = 4$$

$$R = \frac{R_b}{L} \Rightarrow R_b = LR = 4R, \quad R = \frac{1}{T} \Rightarrow R_b = 4R = \frac{4}{T}$$

$$BW = \frac{1+\rho}{T}$$

$$\eta = \frac{R_b}{BW} = \frac{4/T}{\frac{1+\rho}{T}} \Rightarrow \eta = \frac{4}{1+\rho}$$

4.4.2. M-seviyeli PSK (Phase Shift Keying)

M-seviyeli PSK işaretinin en genel halde gösterimi;

$$s(t) = \sum_k p(t-kT) \cos(\omega_c t + \theta_k + \phi_0) \text{ biçimindedir.}$$

$s(t)$ işaretinde; $\theta_k = k \frac{2\pi}{M}$, $k = 0, 1, 2, \dots, M-1$ ve ϕ_0 başlangıç faz değerini ifade etmektedir.

$s(t)$ işaretini $s(t) = s_i(t) \cos(\omega_c t) - s_q(t) \sin(\omega_c t)$ biçiminde ifade edilirse;

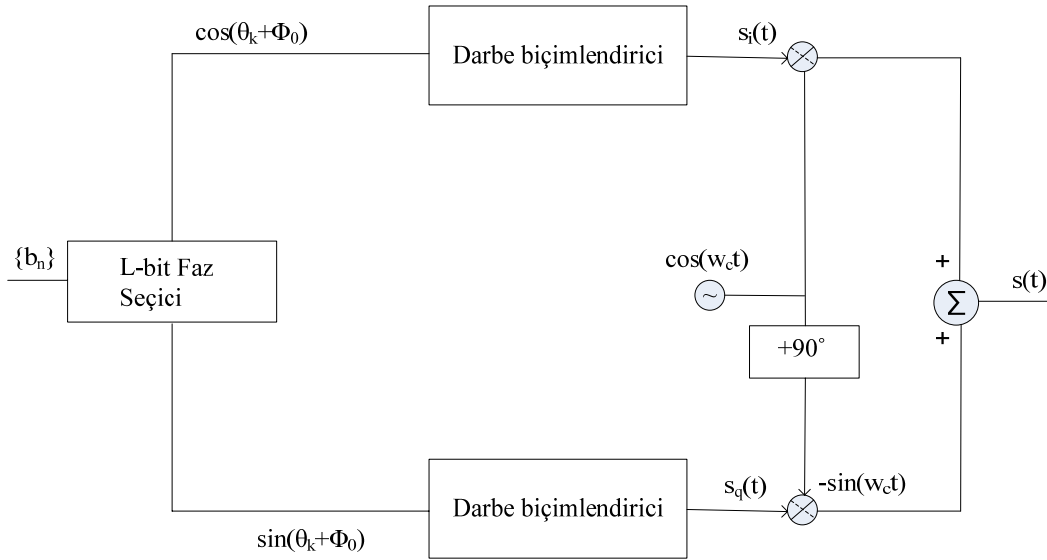
$$s(t) = \sum_k p(t-kT) \cos(\theta_k + \phi_0) \cos(\omega_c t) - \sum_k p(t-kT) \sin(\theta_k + \phi_0) \sin(\omega_c t) \quad (4.11)$$

$$s_i(t) = \sum_k p(t-kT) \cos(\theta_k + \phi_0) \quad (4.12)$$

$$s_q(t) = \sum_k p(t-kT) \sin(\theta_k + \phi_0) \text{ olur.} \quad (4.13)$$

Burada $s_i(t)$ eş evreli (In-phase) bileşeni, $s_q(t)$ ise dik evreli (Quadrature phase) bileşeni ifade etmektedir.

Aşağıdaki şekilde M-seviyeli PSK modülasyonunun yapılandırması gösterilmiştir.



Şekil 4.8. M-seviyeli PSK modülasyonunun yapılandırması

$s(t)$ işaretinin alçak geçiren eş değeri $z(t)$ olmak üzere;

$$s(t) = \sum_k p(t-kT) \cos(\omega_c t + \theta_k + \phi_0) = \text{Re} \left\{ z(t) e^{j\omega_c t} \right\}$$

$$s(t) = \text{Re} \left\{ \sum_k p(t-kT) e^{j(\theta_k + \phi_0)} e^{j\omega_c t} \right\} \Rightarrow z(t) = \sum_k p(t-kT) e^{j(\theta_k + \phi_0)}$$

Şayet $a_k = e^{j(\theta_k + \phi_0)}$ biçiminde tanımlanırsa;

$$z(t) = \sum_k a_k p(t-kT) \text{ olur.}$$

$s(t)$ (M-seviyeli PSK) işaretinin GSY'sini $\phi_0 = 0$ iken aşağıda bulunmuştur.

$\{b_k\}$ 'nin eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız bir dizi olduğu kabul edilirse $\{\theta_k\}$ elemanları da eşit olasılıklı ve elemanları birbirinden bağımsız dizi oluşturur.

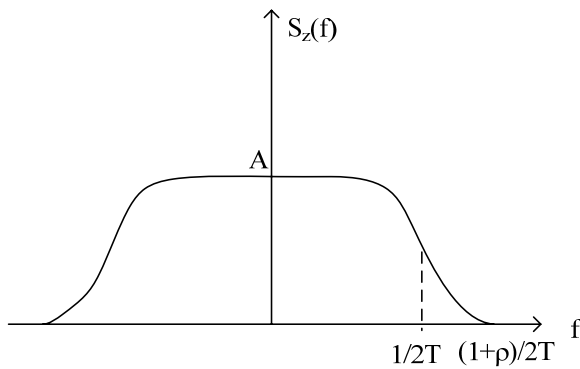
$$E\{\theta_k\} = 0 \Rightarrow E\{a_k\} = \frac{1}{2\pi} \int_{-\pi}^{+\pi} e^{j\theta} d\theta = 0 \quad (4.14)$$

$$R_a(n) = E\{a_k a_{k+n}^*\} = \begin{cases} E\{|a_k|^2\} = 1 \Rightarrow n=0 \\ E\{a_k\} E\{a_{k+n}^*\} = 0 \Rightarrow n \neq 0 \end{cases} \Rightarrow R_a(n) = \delta(n) \quad (4.15)$$

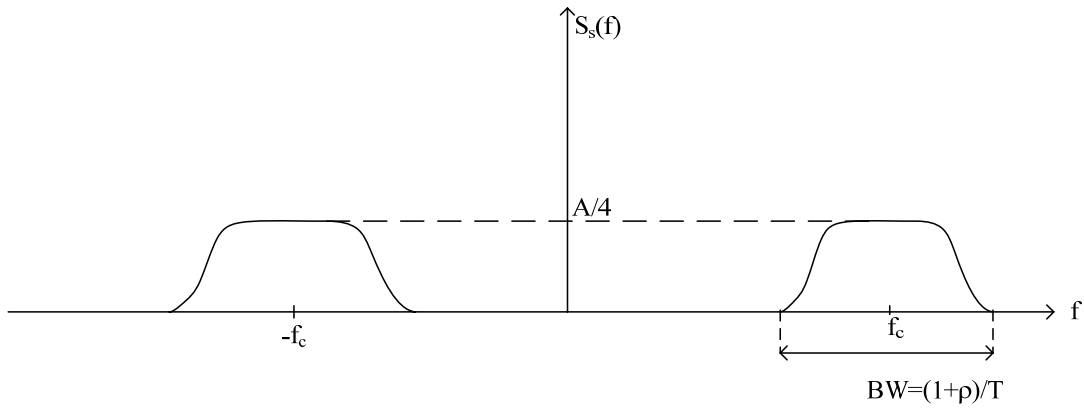
$$S_z(f) = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum_n R_a(n) e^{-j2\pi f n T} = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \sum_n \delta(n) e^{-j2\pi f n T} = \frac{1}{T} |P(f)|^2 \quad (4.16)$$

$$S_s(f) = \frac{1}{4} [S_z(f - f_c) + S_z(-f - f_c)] = \frac{1}{4T} \left[|P(f - f_c)|^2 + |P(-f - f_c)|^2 \right] \quad (4.17)$$

$S_z(f)$ 'in spektrumunun Şekil 4.9'da verildiği üzere RCS biçiminde olursa, $S_s(f)$ spektrumu Şekil 4.10'daki gibi olur.



Şekil 4.9. $S_z(f)$ 'in spektrumu



Şekil 4.10. $S_s(f)$ 'in spektrumu

M-PSK işaretinin spektral verimliliği aşağıda hesaplanmıştır.

$$\eta = \frac{R_b}{BW} \quad (4.18)$$

$$M = 2^L \Rightarrow L = \log_2 M \quad (4.19)$$

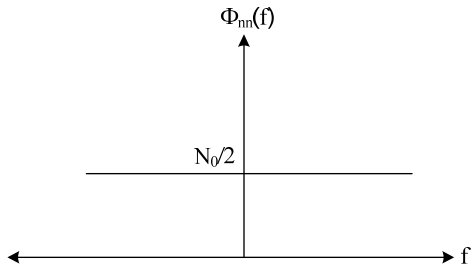
$$R = \frac{R_b}{L} \Rightarrow R_b = LR = (\log_2 M)R, \quad R = \frac{1}{T} \Rightarrow R_b = \frac{\log_2 M}{T}$$

$$BW = \frac{1+\rho}{T} \quad (4.20)$$

$$\eta = \frac{R_b}{BW} = \frac{\frac{\log_2 M}{T}}{\frac{1+\rho}{T}} \Rightarrow \eta = \frac{\log_2 M}{1+\rho} \text{ olur.}$$

4.5. Beyaz Gürültüde İşaret Analizleri

Bölüm 2.6'da değinildiği üzere beyaz gürültü güç spektrum yoğunluğu herhangi bir bant ve/veya frekansta eşit güce sahip olan işaret veya proses olarak tanımlanabilir.



Şekil 4.11. Beyaz gürültünün güç spektrum yoğunluğu

4.5.1. Beyaz gürültüde ASK işaretin alış tarafında analizi

$s(t) = \sum_k a_k p_c(t - kT) \cos(\omega_c t)$ ASK işareti için, Gaussian beyaz gürültülü ortamda alış tarafında aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

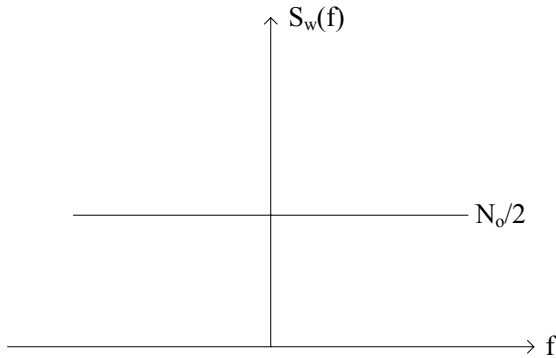
$$r(t) = s(t) + w(t) \quad (4.21)$$

Burada;

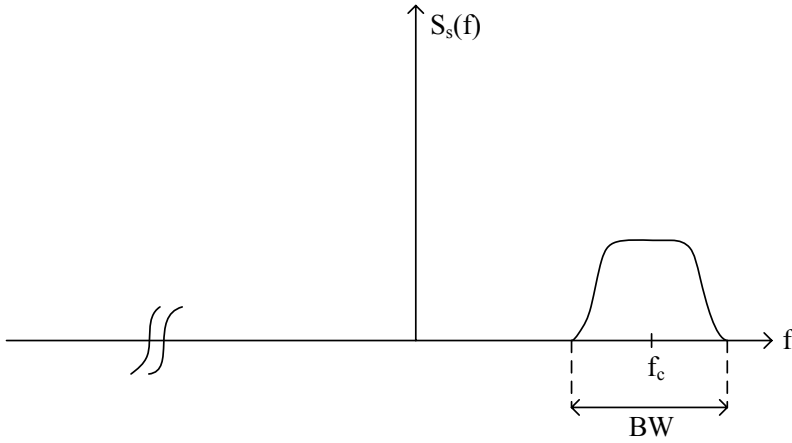
$r(t)$ beyaz gürültülü ortamda alış tarafı işaretini, $s(t)$ ASK işaretini,

$w(t)$ GSY'si $\frac{N_0}{2}$ olan Gaussian beyaz gürültüyü ifade eder.

Şekil 4.12 ve 4.13'te sırasıyla $S_w(f)$ ve $S_s(f)$ verilmiştir.



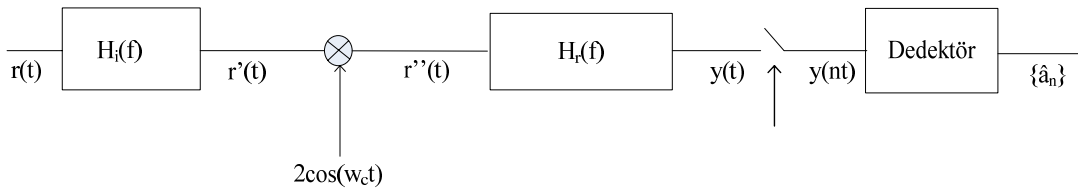
Şekil 4.12. Beyaz gürültü $w(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu, $S_w(f)$



Şekil 4.13. ASK işareti $s(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu, $S_s(f)$

$$r(t) = s(t) + w(t) = \sum_k a_k p_c(t - kT) \cos(\omega_c t) + w(t) \quad \text{işaretine ilişkin alıcı (receiver)}$$

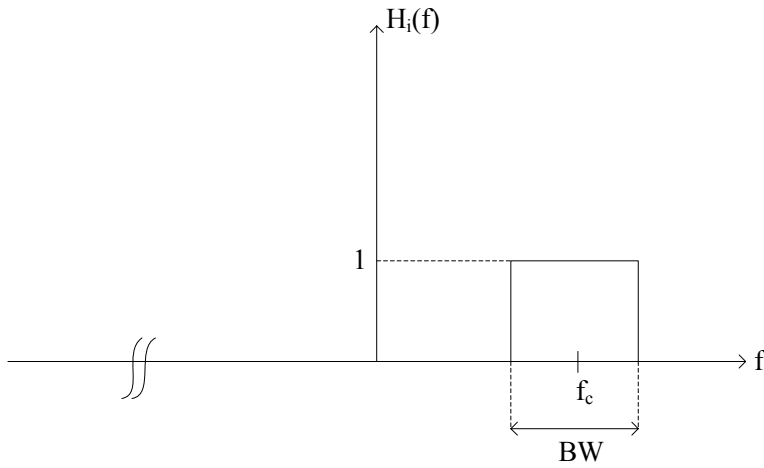
yapılandırması aşağıdaki şekilde verilmiştir.



Şekil 4.14. ASK işaretine ilişkin alıcı (receiver) yapılandırması

Burada $H_i(f)$ ideal bant geçiren filtreyi, $H_r(f)$ uyumlu filtreyi temsil etmektedir. $H_r(f)$ 'in uyumlu filtre seçilmesinin nedeni alış tarafında maksimum SNR'ı elde etmektir.

$H_i(f)$ 'in karakteristiği Şekil 4.15'te verilmiştir.



Şekil 4.15. $H_i(f)$ ideal bant geçiren filtre karakteristiği

$r(t)$ işareti aşağıda ele alınmıştır.

$$r(t) = s(t) + w(t) = \sum_k a_k p_c(t - kT) \cos(\omega_c t) + w(t)$$

$$r'(t) = s(t) + n(t) \quad (4.22)$$

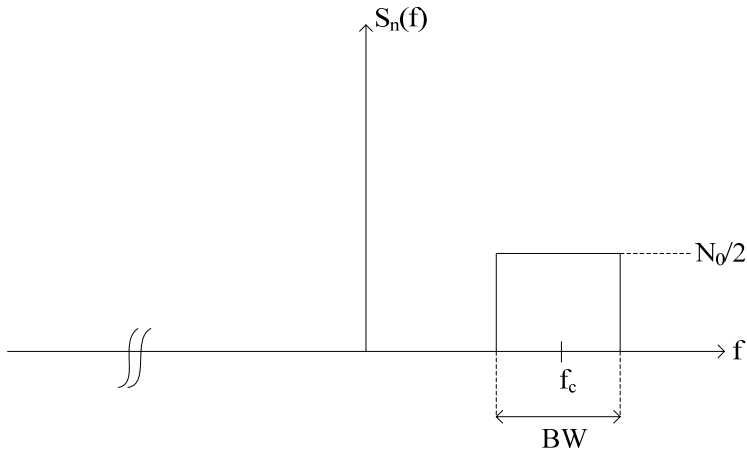
$$n(t) = w(t) * h_i(t) \quad (4.23)$$

$$n(t) = n_i(t) \cos(\omega_c t) - n_q(t) \sin(\omega_c t) \quad (4.24)$$

Burada;

$w(t)$ Gaussian bir proses olduğu için $n(t)$ 'de Gaussian bir prosestir.

$n(t)$ 'nin GSY'si, $S_n(f)$ Şekil 4.16'da verilmiştir.



Şekil 4.16. $S_n(f)$, $n(t)$ 'nin GSY'si

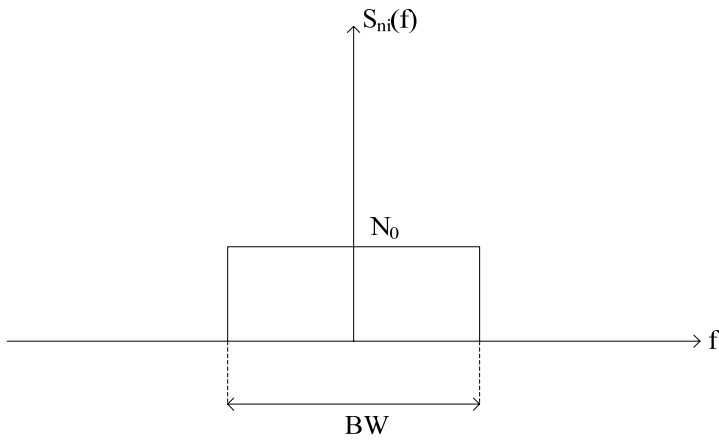
$$r''(t) = 2r'(t)\cos(\omega_c t) \quad (4.25)$$

$$r''(t) = s'(t) + n_i(t) + \text{Yüksek frekanslı terimler}$$

Burada;

$$s'(t) = \sum_k a_k p_c(t - kT) \quad (4.26)$$

$n_i(t)$ 'nin GSY'si, $S_{n_i}(f)$ Şekil 4.17'de verilmiştir.



Şekil 4.17. $S_{n_i}(f)$, $n_i(t)$ 'nin GSY'si

$$y(t) = \sum_k a_k p(t - kT) + v(t) \quad (4.27)$$

Burada;

$$p(t) = p_c(t) * h_r(t) \quad (4.28)$$

$$v(t) = n_i(t) * h_r(t) \quad (4.29)$$

$$S_v(f) = S_{n_i}(f) |H_r(f)|^2 \quad (4.30)$$

$$\sigma_v^2 = E\{v^2(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_v(f) df \quad (4.31)$$

$$\sigma_v^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{n_i}(f) |H_r(f)|^2 df = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |H_r(f)|^2 df$$

$$\sigma_v^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |P_c(f)|^2 df = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |p_c(t)|^2 dt$$

$p(t)$ 'nin 1. Nyquist kriterini sağladığı kabul edilirse;

$$p(nT) = \begin{cases} c, n=0 \\ 0, n \neq 0 \end{cases} \quad (4.32)$$

$$y_n = y(nT) = \sum_k a_k p(nT - kT) + v(nT) \Rightarrow y_n = ca_n + v_n \quad (4.33)$$

$$E\{v_n\} = 0 \text{ ve } \sigma_v^2 = E\{v_n^2\} = E\{v^2(t)\} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_v(f) df = R_v(0) \quad (4.34)$$

$$S_v(f) = S_{n_i}(f) |H_r(f)|^2 = N_0 |H_r(f)|^2 \Rightarrow |f| \leq \frac{BW}{2} \quad (4.35)$$

$H_r(f)$ 'in uyumlu filtre olmasından dolayı;

$$H_r(f) = P_c^*(f) \Leftrightarrow h_r(t) = p_c(-t) \quad (4.36)$$

Ayrıca;

$$p(t) = h_r(t) * p_c(t) = h_r(t) * h_r(-t) \Leftrightarrow P(f) = H_r(f) H_r^*(f) = |H_r(f)|^2$$

Bu durumda;

$$S_v(f) = S_{n_i}(f) |H_r(f)|^2 = N_0 |H_r(f)|^2 \Rightarrow |f| \leq \frac{BW}{2}$$

$$S_v(f) = N_0 P(f) \Rightarrow |f| \leq \frac{BW}{2}$$

$s(t)$ 'nin ortalama gücü P_s aşağıda hesaplanmıştır.

$$P_s = \int_{-\infty}^{+\infty} S_s(f) df \quad (4.37)$$

$$S_s(f) = \frac{1}{4} [S_z(f - f_c) + S_z(-f - f_c)] \Rightarrow P_s = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} S_z(f) df \Rightarrow P_s = \frac{1}{2} P_z \quad (4.38)$$

$$s(t) = \sum_k a_k p_c(t - kT) \cos(\omega_c t) \Rightarrow z(t) = \sum_k a_k p_c(t - kT) \quad (4.39)$$

$$S_z(f) = \frac{1}{T} |P_c(f)|^2 \sum_m R_a(m) e^{-j2\pi f m T} \quad (4.40)$$

$$P_s = \frac{1}{2} P_z = \frac{1}{2} \int_{-\infty}^{+\infty} \frac{1}{T} |P_c(f)|^2 \sum_m R_a(m) e^{-j2\pi f m T} df$$

$$P_s = \frac{1}{2T} \sum_m R_a(m) \underbrace{\int_{-\infty}^{+\infty} |P_c(f)|^2 e^{-j2\pi f m T} df}_{\int_{-\infty}^{+\infty} |P(f)|^2 e^{-j2\pi f m T} df}$$

Daha önceden bilinmektedir ki;

$$|P_c(f)|^2 = |H_r(f)|^2 = P(f) \text{ ve } p(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) e^{j2\pi f t} dt \quad (4.41)$$

$$p(-mT) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) e^{-j2\pi f m T} dt$$

$$p(mT) = \begin{cases} c, m=0 \\ 0, m \neq 0 \end{cases} \Rightarrow p(-mT) = \begin{cases} c, m=0 \\ 0, m \neq 0 \end{cases} = c \delta_m$$

$$P_s = \frac{1}{2T} \sum_m R_a(m) \int_{-\infty}^{+\infty} |P(f)|^2 e^{-j2\pi f m T} df \Rightarrow P_s = \frac{1}{2T} \sum_m R_a(m) (c \delta_m) = \frac{c}{2T} R_a(0) \quad (4.42)$$

$$R_a(m) = E \left\{ a_k a_{k+m}^* \right\} \Rightarrow R_a(0) = E \left\{ a_k^2 \right\} \quad (4.43)$$

$$P_s = \frac{c}{2T} R_a(0) \Rightarrow P_s = \frac{c}{2T} E \left\{ a_k^2 \right\} \Rightarrow c = \frac{2P_s T}{E \left\{ a_k^2 \right\}} \Rightarrow c = \frac{2E_s}{E \left\{ a_k^2 \right\}}$$

Burada E_s sembol başına ortalama enerjidir.

Yukarıdan hatırlanacağı üzere;

$$\sigma_v^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |P_c(f)|^2 df = N_0 \underbrace{\int_{-\infty}^{+\infty} |p_c(t)|^2 dt}_c \Rightarrow \sigma_v^2 = cN_0 \quad (4.44)$$

$$\frac{c^2}{\sigma_v^2} = \frac{c}{N_0} = \frac{1}{E\{a_k^2\}} \frac{2E_s}{N_0} \Rightarrow \frac{c^2}{\sigma_v^2} = \frac{1}{E\{a_k^2\}} \frac{2E_s}{N_0}$$

4.5.2. Beyaz gürültüde M-seviyeli QAM işaretin alış tarafında analizi

$$s(t) = \sum_k a_{i,k} p_c(t-kT) \cos(\omega_c t) - \sum_k a_{q,k} p_c(t-kT) \sin(\omega_c t) \text{ M-Seviyeli QAM } \text{işareti}$$

için, Gaussian beyaz gürültülü ortamda alış tarafında aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

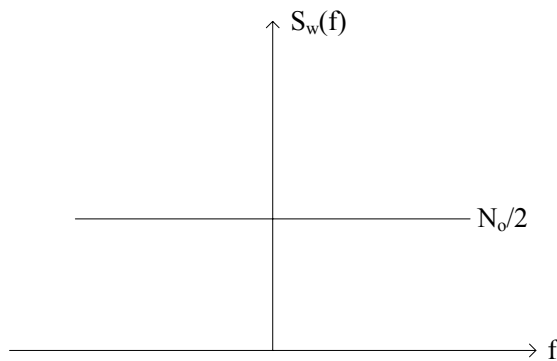
$$r(t) = s(t) + w(t) \quad (4.45)$$

Burada;

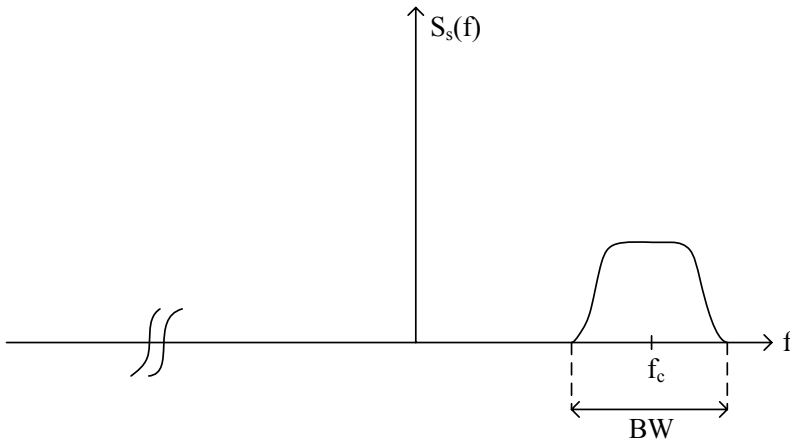
$r(t)$ beyaz gürültülü ortamda alış tarafı işaretini, $s(t)$ M-Seviyeli QAM işaretini,

$w(t)$ GSY'si $\frac{N_0}{2}$ olan Gaussian beyaz gürültüyü ifade eder.

Şekil 4.18 ve 4.19'da sırasıyla $S_w(f)$ ve $S_s(f)$ verilmiştir.



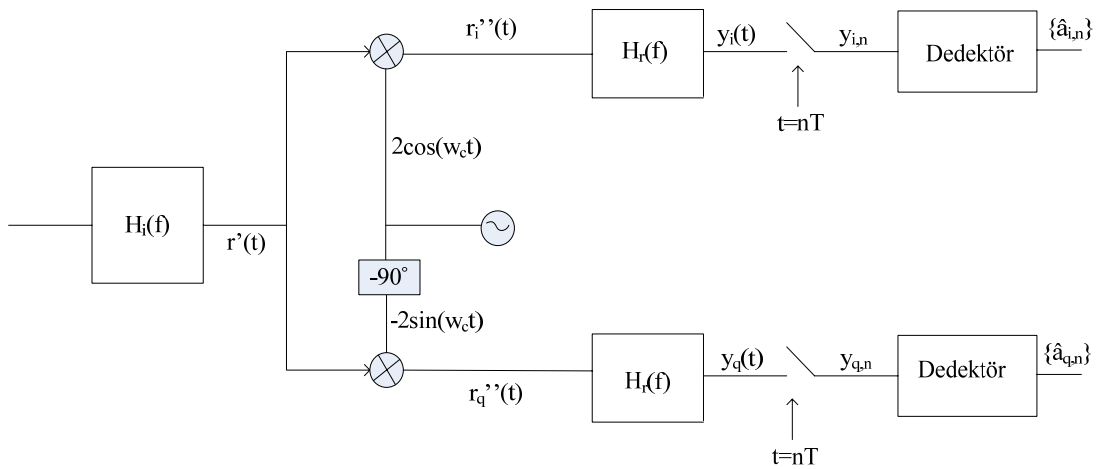
Şekil 4.18. Beyaz gürültü $w(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu, $S_w(f)$



Şekil 4.19. M-Seviyeli QAM işareti $s(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu, $S_s(f)$

$$r(t) = s(t) + w(t) = \sum_k a_{i,k} p_c(t - kT) \cos(\omega_c t) - \sum_k a_{q,k} p_c(t - kT) \sin(\omega_c t) + w(t)$$

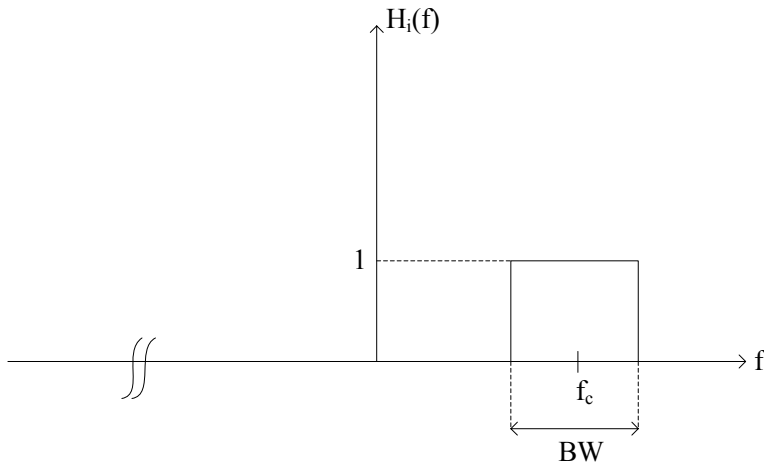
işaretine ilişkin alıcı (receiver) yapılandırması aşağıdaki şekilde verilmiştir.



Şekil 4.20. M-Seviyeli QAM işaretine ilişkin alıcı (receiver) yapılandırması

Burada $H_i(f)$ ideal bant geçiren filtreyi, $H_r(f)$ uyumlu filtreyi temsil etmektedir. $H_r(f)$ 'in uyumlu filtre seçilmesinin nedeni alış tarafında maksimum SNR'ı elde etmektir.

$H_i(f)$ 'in karakteristiği Şekil 4.21 'te verilmiştir.



Şekil 4.21. $H_i(f)$ ideal bant geçiren filtre karakteristiği

$r(t)$ işareti aşağıda ele alınmıştır.

$$r(t) = s(t) + w(t) = \sum_k a_{i,k} p_c(t - kT) \cos(\omega_c t) - \sum_k a_{q,k} p_c(t - kT) \sin(\omega_c t) + w(t) \dots (4.46)$$

$$r'(t) = s(t) + n(t) \quad (4.47)$$

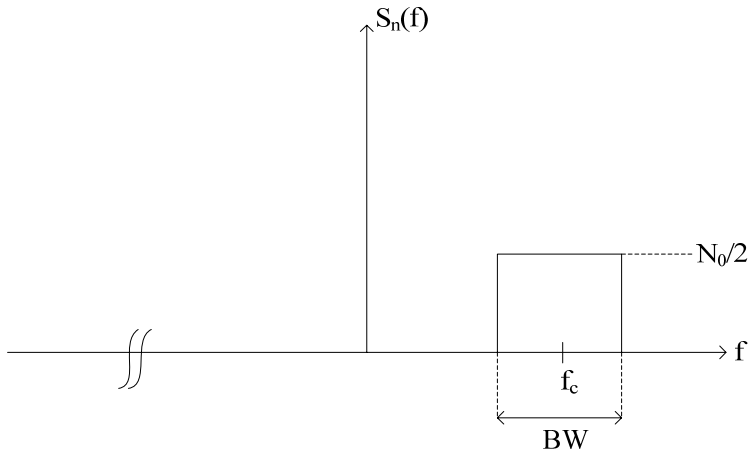
$$n(t) = w(t) * h_i(t) \quad (4.48)$$

$$n(t) = n_i(t) \cos(\omega_c t) - n_q(t) \sin(\omega_c t)$$

Burada;

$w(t)$ Gaussian bir proses olduğu için $n(t)$ 'de Gaussian bir prosestir.

$n(t)$ 'nin GSY'si, $S_n(f)$ Şekil 4.22'de verilmiştir.



Şekil 4.22. $S_n(f)$, $n(t)$ 'nin GSY'si

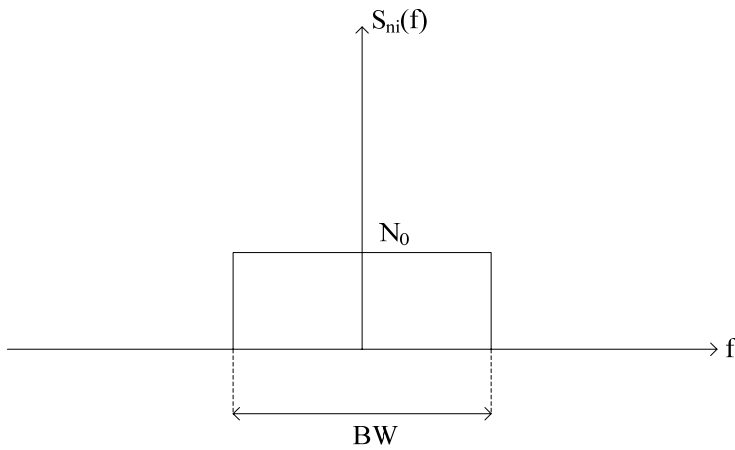
$$r_i''(t) = 2r'(t) \cos(\omega_c t) \quad (4.49)$$

$$r_i''(t) = s_i'(t) + n_i(t) + \text{Yüksek frekanslı terimler}$$

Burada;

$$s_i'(t) = \sum_k a_{i,k} p_c(t - kT) \quad (4.50)$$

$n_i(t)$ 'nin GSY'si, $S_{n_i}(f)$ Şekil 4.23'te verilmiştir.



Şekil 4.23. $S_{n_i}(f)$, $n_i(t)$ 'nin GSY'si

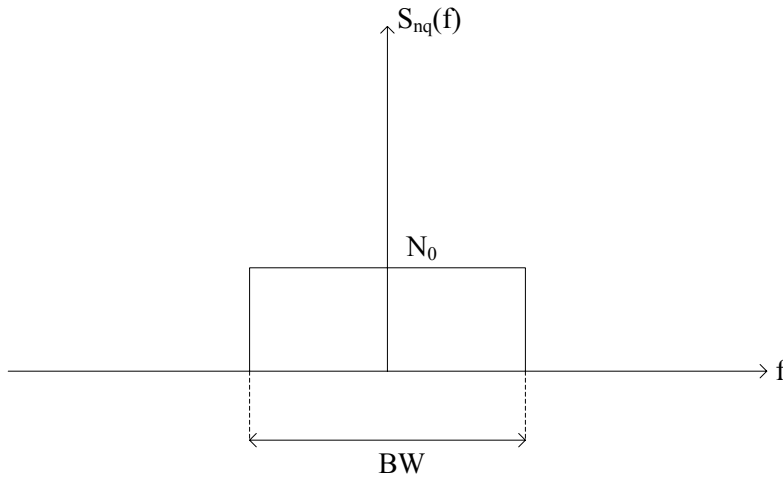
$$r_q''(t) = -2r_q'(t)\sin(\omega_c t) \quad (4.51)$$

$$r_q''(t) = s_q'(t) + n_q(t) + \text{Yüksek frekanslı terimler}$$

Burada;

$$s_q'(t) = \sum_k a_{q,k} p_c(t - kT) \quad (4.52)$$

$n_q(t)$ 'nin GSY'si, $S_{n_q}(f)$ Şekil 4.24'te verilmiştir.



Şekil 4.24. $S_{n_q}(f)$, $n_q(t)$ 'nin GSY'si

$$y_i(t) = \sum_k a_{i,k} p(t - kT) + v_i(t) \quad (4.53)$$

$$y_q(t) = \sum_k a_{q,k} p(t - kT) + v_q(t) \quad (4.54)$$

Burada;

$$p(t) = p_c(t) * h_r(t) = p_c(t) * p_c(-t) \quad (4.55)$$

$$v_i(t) = n_i(t) * h_r(t) \quad (4.56)$$

$$v_q(t) = n_q(t) * h_r(t) \quad (4.57)$$

Burada;

$n(t)$; 0 ortalamalı Gaussian bir proses olduğu için $n_i(t)$, $n_q(t)$, $v_i(t)$ ve $v_q(t)$ 'de 0 ortalamalı Gaussian proseslerdir. Bu durumda;

$$\sigma_{v,i}^2 = E\{v_i^2(t)\} = E\{v_{i,n}^2\} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{v,i}(f) df \quad (4.58)$$

$$S_{v,i}(f) = S_{n_i}(f) |H_r(f)|^2 \quad (4.59)$$

$$\sigma_{v,i}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{n_i}(f) |H_r(f)|^2 df = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |H_r(f)|^2 df \Rightarrow |f| \leq \frac{BW}{2}$$

$$\sigma_{v,i}^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |P_c(f)|^2 df = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |p_c(t)|^2 dt \Rightarrow |f| \leq \frac{BW}{2}$$

$$p(t) = p_c(t) * h_r(t) = p_c(t) * p_c(-t) \Leftrightarrow P(f) = |P_c(f)|^2$$

$$\sigma_{v,i}^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) df$$

$p(t)$ 'nin 1. Nyquist kriterini sağladığı kabul edilirse;

$$p(mT) = \begin{cases} c, m=0 \\ 0, m \neq 0 \end{cases} \Rightarrow p(0) = c \quad (4.60)$$

$$p(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(f)e^{j2\pi ft} df \Rightarrow p(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(f)df = c$$

$$\sigma_{v,i}^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} P(f)df \Rightarrow \sigma_{v,i}^2 = cN_0$$

Benzer biçimde;

$$\sigma_{v,q}^2 = E\{v_q^2(t)\} = E\{v_{q,n}^2\} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{v,q}(f)df \quad (4.61)$$

$$S_{v,q}(f) = S_{n_q}(f)|H_r(f)|^2 \quad (4.62)$$

$$\sigma_{v,q}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{n_q}(f)|H_r(f)|^2 df = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |H_r(f)|^2 df \Rightarrow |f| \leq \frac{BW}{2}$$

$$\sigma_{v,q}^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |P_c(f)|^2 df = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |p_c(t)|^2 dt \Rightarrow |f| \leq \frac{BW}{2}$$

$$p(t) = p_c(t) * h_r(t) = p_c(t) * p_c(-t) \Leftrightarrow P(f) = |P_c(f)|^2$$

$$\sigma_{v,q}^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} P(f)df$$

$$p(mT) = \begin{cases} c, m=0 \\ 0, m \neq 0 \end{cases} \Rightarrow p(0) = c$$

$$p(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(f)e^{j2\pi ft} df \Rightarrow p(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(f)df = c$$

$$\sigma_{v,q}^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) df \Rightarrow \sigma_{v,q}^2 = cN_0$$

$$y_{i,n} = y_i(nT) = \sum_k a_{i,k} p(nT - kT) + v_i(nT) \Rightarrow y_{i,n} = ca_{i,n} + v_{i,n} \quad (4.63)$$

$$y_{i,n} = ca_{i,n} + v_{i,n}$$

$$y_{q,n} = y_q(nT) = \sum_k a_{q,k} p(nT - kT) + v_q(nT) \Rightarrow y_{q,n} = ca_{q,n} + v_{q,n} \quad (4.64)$$

$$y_{q,n} = ca_{q,n} + v_{q,n}$$

4.5.3. Beyaz gürültüde M-seviyeli PSK işaretin alış tarafında analizi

$$s(t) = \sum_k p_c(t - kT) \cos(\theta_k) \cos(\omega_c t) - \sum_k p_c(t - kT) \sin(\theta_k) \sin(\omega_c t) \quad \text{M-Seviyeli PSK}$$

işareti için, Gaussian beyaz gürültülü ortamda alış tarafında aşağıdaki eşitlik yazılabilir.

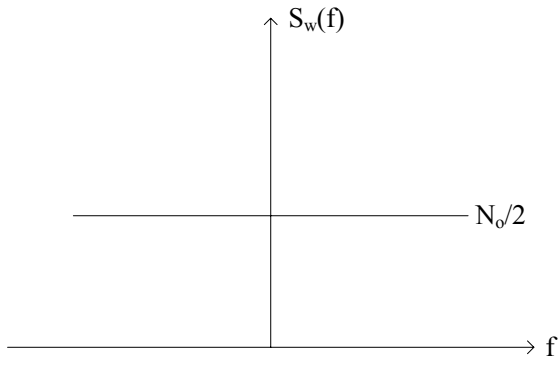
$$r(t) = s(t) + w(t) \quad (4.65)$$

Burada;

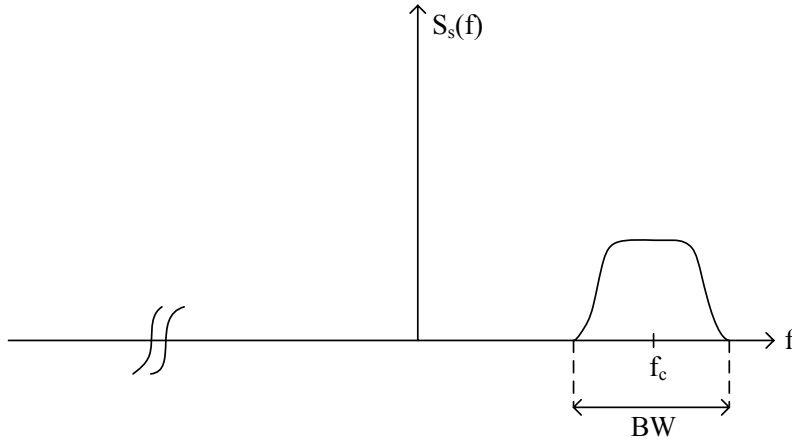
$r(t)$ beyaz gürültülü ortamda alış tarafı işaretini, $s(t)$ M-Seviyeli PSK işaretini,

$w(t)$ GSY'si $\frac{N_0}{2}$ olan Gaussian beyaz gürültüyü ifade eder.

Şekil 4.25 ve 4.26'da sırasıyla $S_w(f)$ ve $S_s(f)$ verilmiştir.



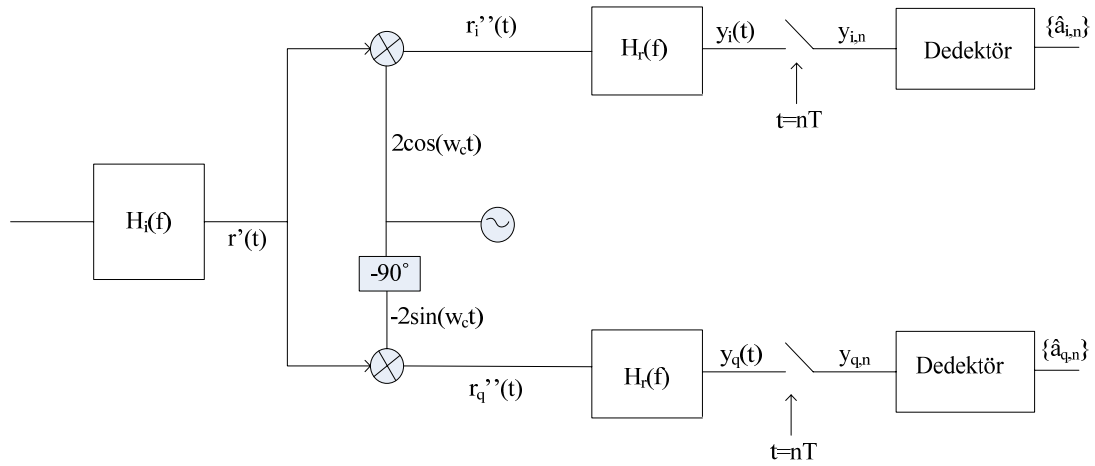
Şekil 4.25. Beyaz gürültü $w(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu, $S_w(f)$



Şekil 4.26. M-Seviyeli PSK işareti $s(t)$ 'nin güç spektrum yoğunluğu, $S_s(f)$

$$r(t) = s(t) + w(t) = \sum_k p_c(t - kT) \cos(\theta_k) \cos(\omega_c t) - \sum_k p_c(t - kT) \sin(\theta_k) \sin(\omega_c t) + w(t)$$

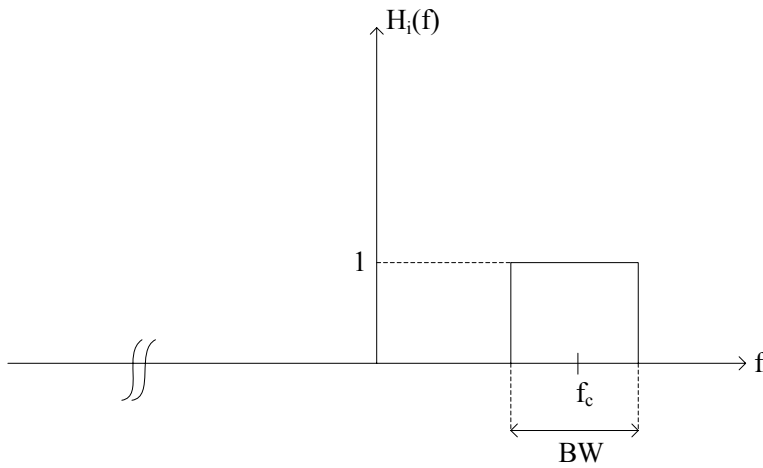
işaretine ilişkin alıcı (receiver) yapılandırması aşağıdaki şekilde verilmiştir.



Şekil 4.27. M-Seviyeli PSK işaretine ilişkin alıcı (receiver) yapılandırması

Burada $H_i(f)$ ideal bant geçiren filtreyi, $H_r(f)$ uyumlu filtreyi temsil etmektedir. $H_r(f)$ 'in uyumlu filtre seçilmesinin nedeni alış tarafında maksimum SNR'ı elde etmektir.

$H_i(f)$ 'in karakteristiği Şekil 4.28'te verilmiştir.



Şekil 4.28. $H_i(f)$ ideal bant geçiren filtre karakteristiği

$r(t)$ işareti aşağıda ele alınmıştır.

$$r(t) = s(t) + w(t) = \sum_k p_c(t - kT) \cos(\theta_k) \cos(\omega_c t) - \sum_k p_c(t - kT) \sin(\theta_k) \sin(\omega_c t) + w(t)$$

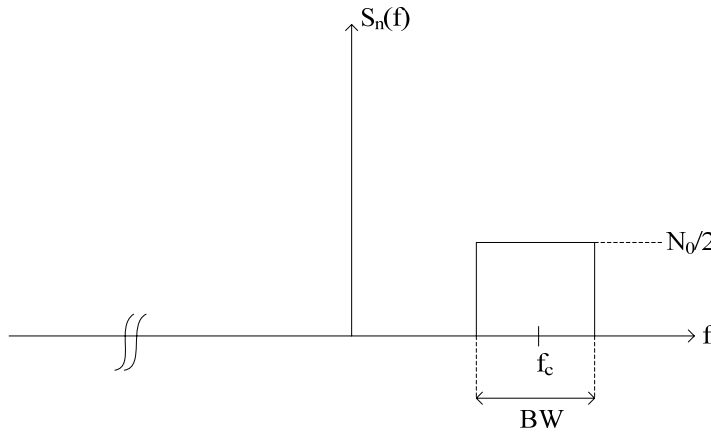
$$r'(t) = s(t) + n(t) \quad (4.66)$$

$$n(t) = w(t) * h_i(t) \quad (4.67)$$

$$n(t) = n_i(t) \cos(\omega_c t) - n_q(t) \sin(\omega_c t)$$

Burada;

$w(t)$ Gaussian bir proses olduğu için $n(t)$ 'de Gaussian bir prosestir. $n(t)$ 'nin GSY'si, $S_n(f)$ Şekil 4.29'da verilmiştir.



Şekil 4.29. $S_n(f)$, $n(t)$ 'nin GSY'si

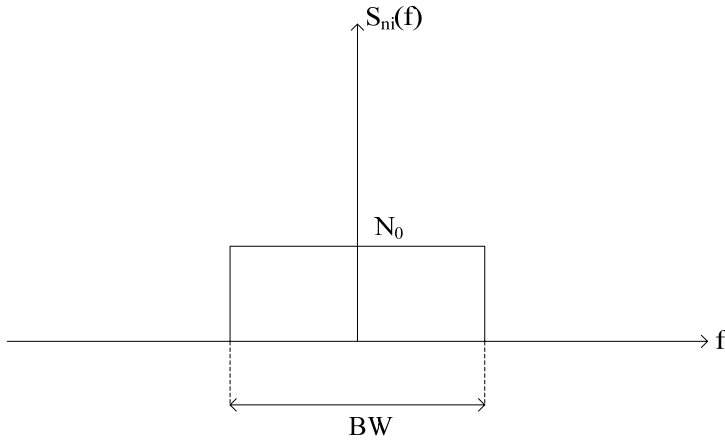
$$r_i''(t) = 2r'(t) \cos(\omega_c t) \quad (4.68)$$

$$r_i''(t) = s_i'(t) + n_i(t) + \text{Yüksek frekanslı terimler}$$

Burada;

$$s_i'(t) = \sum_k \cos(\theta_k) p_c(t - kT) \quad (4.69)$$

$n_i(t)$ 'nin GSY'si, $S_{n_i}(f)$ Şekil 4.30'da verilmiştir.



Şekil 4.30. $S_{n_i}(f)$, $n_i(t)$ 'nin GSY'si

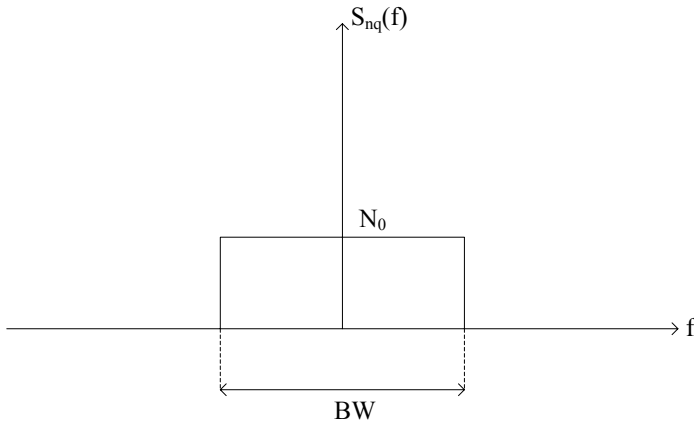
$$r_q''(t) = -2r'(t)\sin(\omega_c t) \quad (4.70)$$

$$r_q''(t) = s_q'(t) + n_q(t) + \text{Yüksek frekanslı terimler}$$

Burada;

$$s_q'(t) = \sum_k \sin(\theta_k) p_c(t - kT) \quad (4.71)$$

$n_q(t)$ 'nin GSY'si, $S_{n_q}(f)$ Şekil 4.31'de verilmiştir.



Şekil 4.31. $S_{n_q}(f)$, $n_q(t)$ 'nin GSY'si

$$y_i(t) = \sum_k \cos(\theta_k) p_c(t - kT) + v_i(t) \quad (4.72)$$

$$y_q(t) = \sum_k \sin(\theta_k) p_c(t - kT) + v_q(t) \quad (4.73)$$

Burada;

$$p(t) = p_c(t) * h_r(t) = p_c(t) * p_c(-t) \quad (4.74)$$

$$v_i(t) = n_i(t) * h_r(t) \quad (4.75)$$

$$v_q(t) = n_q(t) * h_r(t) \quad (4.76)$$

Öte yandan;

$n(t)$; 0 ortalamalı Gaussian bir proses olduğu için $n_i(t)$, $n_q(t)$, $v_i(t)$ ve $v_q(t)$ 'de 0 ortalamalı Gaussian proseslerdir. Bu durumda;

$$\sigma_{v,i}^2 = E\{v_i^2(t)\} = E\{v_{i,n}^2\} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{v,i}(f) df \quad (4.77)$$

$$S_{v,i}(f) = S_{n_i}(f) |H_r(f)|^2 \quad (4.78)$$

$$\sigma_{v,i}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{n_i}(f) |H_r(f)|^2 df = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |H_r(f)|^2 df \Rightarrow |f| \leq \frac{BW}{2}$$

$$\sigma_{v,i}^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |P_c(f)|^2 df = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |p_c(t)|^2 dt \Rightarrow |f| \leq \frac{BW}{2}$$

$$p(t) = p_c(t) * h_r(t) = p_c(t) * p_c(-t) \Leftrightarrow P(f) = |P_c(f)|^2 \quad (4.79)$$

$$\sigma_{v,i}^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) df$$

$p(t)$ 'nin 1. Nyquist kriterini sağladığı kabul edilirse;

$$p(mT) = \begin{cases} c, m=0 \\ 0, m \neq 0 \end{cases} \Rightarrow p(0) = c$$

$$p(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) e^{j2\pi ft} df \Rightarrow p(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) df = c$$

$$\sigma_{v,i}^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) df \Rightarrow \sigma_{v,i}^2 = cN_0$$

Benzer biçimde;

$$\sigma_{v,q}^2 = E\{v_q^2(t)\} = E\{v_{q,n}^2\} = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{v,q}(f) df \quad (4.80)$$

$$S_{v,q}(f) = S_{n_q}(f) |H_r(f)|^2 \quad (4.81)$$

$$\sigma_{v,q}^2 = \int_{-\infty}^{+\infty} S_{n_q}(f) |H_r(f)|^2 df = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |H_r(f)|^2 df \Rightarrow |f| \leq \frac{BW}{2}$$

$$\sigma_{v,q}^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |P_c(f)|^2 df = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} |p_c(t)|^2 dt \Rightarrow |f| \leq \frac{BW}{2}$$

$$p(t) = p_c(t) * h_r(t) = p_c(t) * p_c(-t) \Leftrightarrow P(f) = |P_c(f)|^2 \quad (4.82)$$

$$\sigma_{v,q}^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) df$$

$$p(mT) = \begin{cases} c, m=0 \\ 0, m \neq 0 \end{cases} \Rightarrow p(0) = c$$

$$p(t) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) e^{j2\pi ft} df \Rightarrow p(0) = \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) df = c$$

$$\sigma_{v,q}^2 = N_0 \int_{-\infty}^{+\infty} P(f) df \Rightarrow \sigma_{v,q}^2 = cN_0$$

$$y_{i,n} = y_i(nT) = \sum_k \cos(\theta_k) p(nT - kT) + v_i(nT) \Rightarrow y_{i,n} = c \cos(\theta_k) + v_{i,n} \quad (4.83)$$

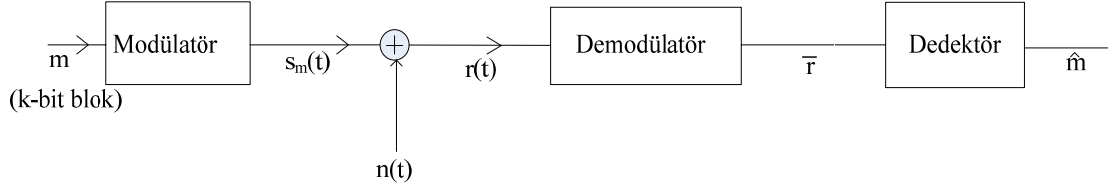
$$y_{i,n} = c \cos(\theta_k) + v_{i,n}$$

$$y_{q,n} = y_q(nT) = \sum_k \sin(\theta_k) p(nT - kT) + v_q(nT) \Rightarrow y_{q,n} = c \sin(\theta_k) + v_{q,n} \quad (4.84)$$

$$y_{q,n} = c \sin(\theta_k) + v_{q,n}$$

4.6. Sayısal Haberleşme Veriş-Alış Yapılandırmasının Beyaz Gaussian Gürültülü İletim Ortamında En Genel Analizi

Bu bölümde sayısal haberleşme veriş-alış zincirinde kullanılan yapılandırmaları, Beyaz Gaussian gürültülü iletim ortamında en genel halde ele alınacaktır. Aşağıdaki şekilde ele alınacak yapılandırmanın genel gösterimi verilmiştir.



Şekil 4.32. Beyaz Gaussian gürültülü iletim ortamında sayısal haberleşme veriş-alış zinciri yapılandırması

Bu yapılandırmada sayısal modülâtörde k -bit'lik $\bar{m} = [m_1 m_2 \dots m_k]$ şeklindeki her bir blok, $M = 2^k$ adet farklı analog dalga şeklinden biriyle eşleştirilir ve modülâtör çıkışında $M = 2^k$ adet farklı $s_m(t)$ şeklindeki işaretlerden biri vardır. Dolayısıyla $m = 1, 2, \dots, M$ değerlerini alır.

İletimi yapılan $s_m(t)$ işareti üzerine iletim kanalında Beyaz Gaussian gürültünün, $n(t)$, bindiğini farz edelim. $n(t)$ 'ye ilişkin bilgiler aşağıda verilmiştir.

$$E\{n(t)\} = 0, \text{Var}\{n(t)\} = \frac{N_0}{2}, p_n(n) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{n^2}{N_0}}$$

Burada $p_n(n)$, $n(t)$ 'nin olasılık dağılım fonksiyonudur. Bu yapılandırmada alış tarafında sayısal demodülâtör girişinde alış işareti $r(t) = s_m(t) + n(t)$ olur.

Demodülâtörün işlevi $r(t)$, $s_m(t)$ ve $n(t)$ işaretlerini N -boyutlu vektörlere dönüştürmektir. Burada N , iletimi yapılan $s_m(t)$ işaretlerinin boyutudur.

Dedektör ise koşullu olasılık metotlarını kullanarak $\bar{r} = [r_1 r_2 \dots r_N]$ elemanları

üzerinden iletimi yapılan $s_m(t)$ işaretini dolayısıyla da $\hat{m} = [\hat{m}_1 \hat{m}_2 \dots \hat{m}_k]$ bit bloğunu

belirlemeye çalışır. Aşağıda işlevselliği açıklanan bu yapılandırmanın matematiksel analizini yapılmıştır.

4.6.1. Alış demodülatör yapıları

Yukarıda da ifade edildiği üzere sayısal demodülatör girişinde alış işareti;

$$r(t) = s_m(t) + n(t) \quad , 0 \leq t \leq T, \quad m = 1, 2, \dots, M \quad (4.85)$$

$$n(t) \text{ beyaz Gaussian gürültü, } E\{n(t)\} = 0, \text{ Var}\{n(t)\} = \frac{N_0}{2} \quad (4.86)$$

Burada $r(t)$ işaretini aşağıda verildiği şekilde $\{\phi_k(t)\}_{k=1}^{\infty}$ orthonormal fonksiyon kümesi ile seriye açılabilir. Buna göre;

$$r(t) = \sum_{k=1}^{\infty} r_k \phi_k(t) = \sum_{k=1}^N r_k \phi_k(t) + \underbrace{\sum_{k=N+1}^{\infty} r_k \phi_k(t)}_a$$

Yukarıdaki eşitlikte $\{\phi_k(t)\}_{k=1}^{\infty}$ kümesi elemanları $s_m(t)$ 'ye bağlı olarak bulunur. Eşitlikteki N değeri $s_m(t)$ işaretlerinin boyutunu, a ise ilişkisiz terimleri ifade eder.

$$r_k = \int_0^T r(t) \phi_k(t) dt = \int_0^T (s_m(t) + n(t)) \phi_k(t) dt = s_{mk} + n_k, \quad m = 1, 2, \dots, M, \quad k = 1, 2, \dots, N$$

$$\bar{r} = [r_1 r_2 \dots r_N] = \bar{s}_m + \bar{n} \Rightarrow \bar{s}_m = [s_{m1} s_{m2} \dots s_{mN}], \quad \bar{n} = [n_1 n_2 \dots n_N] \quad (4.87)$$

$$r_k = s_{mk} + n_k \quad (4.88)$$

$$E\{r_k / s_{mk}\} = E\{s_{mk} + n_k\} = s_{mk}$$

$$\text{Var}\{r_k / s_{mk}\} = \text{Var}\{s_{mk} + n_k / s_{mk}\} = \text{Var}\{n_k\}$$

$$\text{Var}\{n_k\} = E\{n_k^2\} - \underbrace{E\{n_k\}^2}_0 = E\{n_k^2\}$$

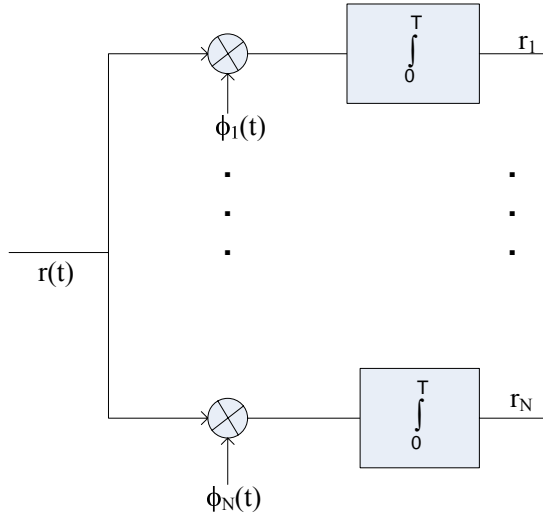
$$E\{n_k n_l\} = E\left\{ \int_0^T n(t) \phi_k(t) dt \int_0^T n(u) \phi_l(u) du \right\} = \int_0^T \int_0^T \underbrace{E\{n(t)n(u)\}}_{\frac{N_0}{2} \delta(t-u)} \phi_k(t) \phi_l(u) dt du = \frac{N_0}{2} \delta_{kl}$$

$$E\{n_k n_l\} = \frac{N_0}{2} \delta_{kl} \Rightarrow E\{n_k^2\} = \frac{N_0}{2}$$

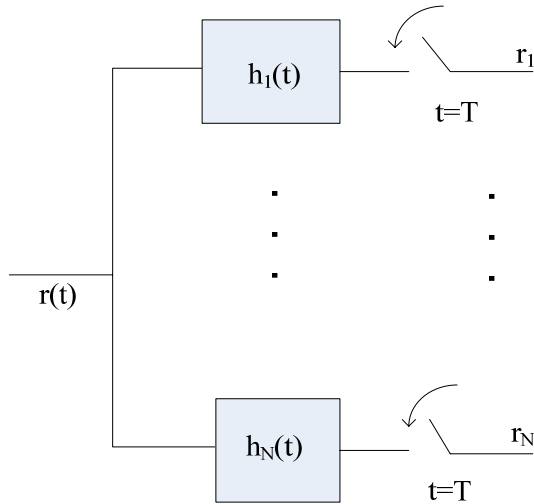
$$p(r_k/s_{mk}) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0}} \quad (4.89)$$

$$p(\bar{r}/\bar{s}) = \prod_{k=1}^N p(r_k/s_{mk}) = \left(\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \right)^N e^{-\sum_{k=1}^N \frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0}} \quad (4.90)$$

$\bar{r} = [r_1 r_2 \dots r_N]$ elemanlarını hesaplamak için Şekil 4.33'teki Korelasyon tipi veya Şekil 4.34'teki Uyumlu filtre tipi demodülatör kullanılır.



Şekil 4.33. Korelasyon tipi demodülatör



Şekil 4.34. Uyumlu filtre tipi demodülatör

Burada $h_k(t) = \phi_k(T - t)$ 'dir.

4.6.2. Alış dedektör yapıları

Sayısal haberleşme alış yapılarında genel olarak MAP ve ML tipi dedektörler kullanılır.

MAP tipi dedektörde $\bar{m} = [\hat{m}_1 \hat{m}_2 \dots \hat{m}_k]$ bit bloğunun belirlenmesinde temel kriter aşağıda verilmiştir.

$$\hat{m}_{map} = \arg \max_m P(\bar{s}_m / \bar{r}) \quad (4.91)$$

$$p(\bar{r} / \bar{s}_m) P(\bar{s}_m) = P(\bar{s}_m / \bar{r}) p(\bar{r}) \quad (4.92)$$

$$\hat{m}_{map} = \arg \max_m P(\bar{s}_m / \bar{r}) = \arg \max_m \frac{p(\bar{r} / \bar{s}_m) P(\bar{s}_m)}{p(\bar{r})} \Rightarrow \hat{m}_{map} = \arg \max_m p(\bar{r} / \bar{s}_m) P(\bar{s}_m)$$

Şayet bütün işaretler eşit olasılıklı ise;

$$\hat{m}_{map} = \arg \max_m p(\bar{r} / \bar{s}_m) \text{ olur.}$$

Bütün işaretlerin eşit olasılıklı olması durumunda MAP tipi dedektöre ML tipi denir.

$$\hat{m}_{ml} = \arg \max_m p(\bar{r} / \bar{s}_m) = \arg \max_m \ln(p(\bar{r} / \bar{s}_m)) \quad (4.93)$$

Bölüm 4.5.1’de elde edilen;

$$p(\bar{r} / \bar{s}) = \prod_{k=1}^N p(r_k / s_{mk}) = \left(\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \right)^N e^{-\sum_{k=1}^N \frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0}} \text{ olasılık dağılım}$$

fonksiyonundan hareketle her bir $s_m(t)$ işaretinin eşit olasılıkla iletildiği farz edilirse;

$$\hat{m} = \arg \max_m \ln(p(\bar{r} / \bar{s}_m)) = \arg \min_m \sum_{k=1}^N (r_k - s_{mk})^2 = \arg \min_m D(\bar{r}, \bar{s}_m) \text{ olur.}$$

Burada $D(\bar{r}, \bar{s}_m)$ alışı yapılan işaretle, iletilen orijinal işaret arasındaki vektörel uzaklıktır. Bu uzaklık Euclidean Distance olarak adlandırılır.

$$\hat{m} = \arg \min_m D(\bar{r}, \bar{s}_m) = \arg \min_m \left[\sum_{k=1}^N (r_k - s_{mk})^2 \right] = \arg \min_m \left[\sum_{k=1}^N r_k^2 - 2 \sum_{k=1}^N r_k s_{mk} + \sum_{k=1}^N s_{mk}^2 \right]$$

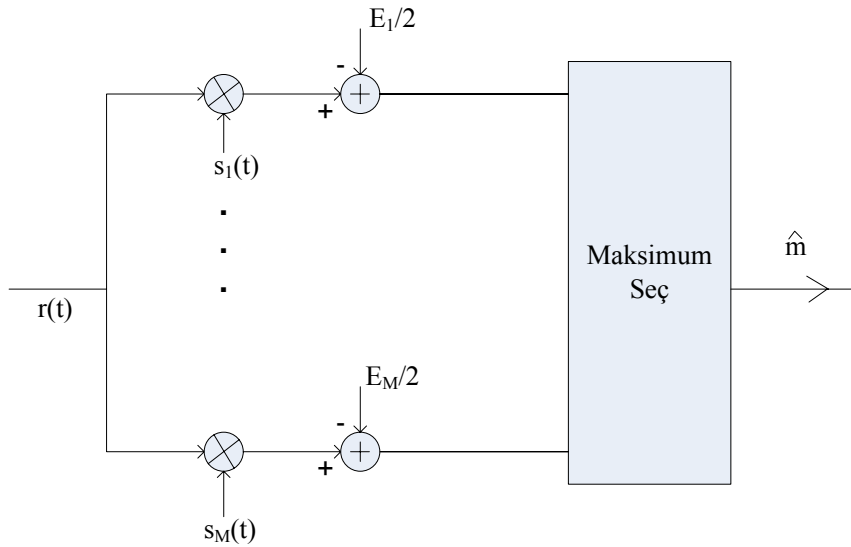
$$\hat{m} = \arg \max_m \left[2 \sum_{k=1}^N r_k s_{mk} - \sum_{k=1}^N s_{mk}^2 \right] = \arg \max_m \left[2\bar{r}\bar{s}_m - \|\bar{s}_m\|^2 \right]$$

$$\hat{m} = \arg \max_m \left[2\bar{r}\bar{s}_m - \|\bar{s}_m\|^2 \right] \text{ ifadesini ele alırsak;}$$

$$2\bar{r}\bar{s}_m - \|\bar{s}_m\|^2 = 2 \int_0^T r(t) s_m(t) dt - E_m, \quad E_m = \int_0^T s_m^2(t) dt$$

$$\hat{m} = \arg \max_m \left[\int_0^T r(t) s_m(t) dt - \frac{E_m}{2} \right] \text{ olur.}$$

Bu durumda alıcı (receiver) yapısı (demodülatör ve dedektörün tümleşik hali) aşağıdaki şekildeki gibi olur.



Şekil 4.35. Alıcı (receiver) yapısı

4.7. Beyaz Gaussian Gürültülü İletim Ortamında İkili PAM İşaretine İlişkin Bit Karar Mekanizması ve Hata İhtimali Analizi

Bölüm 4.5'te $r(t) = s_m(t) + n(t)$ ifadesindeki $s_m(t)$ işaretinin, eşit olasılıkla iletilmeyen ikili PAM işareti ve $n(t)$ 'nin 0 (sıfır) ortalamalı Beyaz Gaussian gürültü olduğu kabul edilsin.

$$r(t) = s_m(t) + n(t) \quad , 0 \leq t \leq T, m = 1, 2 \quad (4.94)$$

$$E\{n(t)\} = 0, \text{Var}\{n(t)\} = \frac{N_0}{2} \quad (4.95)$$

$$s_1(t) = g(t), s_2(t) = -g(t), P(\bar{s}_1) = p \text{ ve } P(\bar{s}_2) = 1 - p$$

Bu durumda alış tarafındaki dedektör karar mekanizması;

$$\hat{m}_{map} = \arg \max_m P(\bar{s}_m / \bar{r}) = \arg \max_m \frac{p(\bar{r} / \bar{s}_m) P(\bar{s}_m)}{p(\bar{r})} \Rightarrow \hat{m}_{map} = \arg \max_m p(\bar{r} / \bar{s}_m) P(\bar{s}_m)$$

$\hat{m}_{map} = \arg \max_m p(\bar{r}/\bar{s}_m)P(\bar{s}_m)$ biçiminde olur.

$p(\bar{r}/\bar{s}_m)$ bulunuşu aşağıda verilmiştir.

$$p(\bar{r}/\bar{s}_m) = \prod_{k=1}^N p(r_k/s_{mk}) = \left(\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \right)^N e^{-\sum_{k=1}^N \frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0}} \quad (4.96)$$

$s_1(t) = g(t)$ ve $s_2(t) = -g(t)$ olduğundan $N = 1$ 'dir.

$$p(\bar{r}/\bar{s}_m) = \prod_{k=1}^1 p(r_k/s_{mk}) = \left(\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \right) e^{-\sum_{k=1}^1 \frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0}}$$

$$p(\bar{r}/\bar{s}_m) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 - s_{m1})^2}{N_0}}$$

s_{m1} 'in bulunuşu aşağıda verilmiştir.

$$\phi_1(t) = cg(t) \Rightarrow \int_0^T \phi_1^2(t) dt = 1 \Rightarrow c^2 \int_0^T g^2(t) dt = 1 \Rightarrow c^2 E_b = 1 \Rightarrow c = \sqrt{\frac{1}{E_b}} \Rightarrow \phi_1(t) = \sqrt{\frac{1}{E_b}} g(t) \quad (4.97)$$

Burada;

$$E_b = \int_0^T s_1^2(t) dt = \int_0^T s_2^2(t) dt = \int_0^T g^2(t) dt \quad (4.98)$$

$$s_{m1} = \int_0^T s_m(t) \phi_1(t) dt \Rightarrow s_{11} = \int_0^T s_1(t) \phi_1(t) dt = \sqrt{E_b}$$

$$s_{21} = \int_0^T s_2(t) \phi_1(t) dt = -\sqrt{E_b}$$

$$p(\bar{r}/\bar{s}_1) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 - s_{11})^2}{N_0}} = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 - \sqrt{E_b})^2}{N_0}} \quad (4.99)$$

$$p(\bar{r}/\bar{s}_2) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 - s_{21})^2}{N_0}} = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 + \sqrt{E_b})^2}{N_0}} \quad (4.100)$$

$$\hat{m}_{map} = \arg \max_m p(\bar{r}/\bar{s}_m) P(\bar{s}_m)$$

$$p(\bar{r}/\bar{s}_1) P(\bar{s}_1) = \frac{p}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 - \sqrt{E_b})^2}{N_0}} \quad \text{ve}$$

$$p(\bar{r}/\bar{s}_2) P(\bar{s}_2) = \frac{(1-p)}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 + \sqrt{E_b})^2}{N_0}}$$

Buna göre karar mekanizması;

$$\frac{p}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 - \sqrt{E_b})^2}{N_0}} \underset{s_2}{\overset{s_1}{\curvearrowright}} \underset{s_2}{\overset{s_1}{\curvearrowleft}} \frac{(1-p)}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 + \sqrt{E_b})^2}{N_0}} \Rightarrow \ln p - \frac{(r_1 - \sqrt{E_b})^2}{N_0} \underset{s_2}{\overset{s_1}{\curvearrowright}} \ln(1-p) - \frac{(r_1 + \sqrt{E_b})^2}{N_0} \underset{s_2}{\overset{s_1}{\curvearrowleft}}$$

$$r_1 \underset{s_2}{\overset{s_1}{\curvearrowright}} \frac{N_0}{4\sqrt{E_b}} \ln\left(\frac{1-p}{p}\right) \underset{s_2}{\overset{s_1}{\curvearrowleft}} \Rightarrow \boxed{r_1 \underset{s_2}{\overset{s_1}{\curvearrowright}} \gamma} \Rightarrow \boxed{l \underset{s_2}{\overset{s_1}{\curvearrowright}} 0} \text{ ifadesi yeterli istatistik olarak adlandırılır.}$$

Bu bölümde ele alınan İkili PAM işaretine ilişkin bit hata ihtimali aşağıda hesaplanmıştır.

$$P(E) = P_b = P(E, H_1) + P(E, H_2) = P(E/H_1)P(H_1) + P(E/H_2)P(H_2) \quad (4.101)$$

$$P(H_1) = p \text{ ve } P(H_2) = 1 - p \quad (4.102)$$

$$P(E/H_1) = P(r_1 < \gamma / H_1) = \int_{-\infty}^{\gamma} p(r_1 / H_1) dr_1 \quad (4.103)$$

$$E\{r_1 / H_1\} = E\left\{ \int_0^T r(t) \phi_1(t) dt = \int_0^T (s_1(t) + n(t)) \phi_1(t) dt = s_{11} \right\} = \sqrt{E_b}$$

$$\text{Var}\{r_1 / H_1\} = \text{Var}\left\{ \int_0^T r(t) \phi_1(t) dt = \int_0^T (s_1(t) + n(t)) \phi_1(t) dt = s_{11} + \int_0^T n(t) \phi_1(t) dt \right\}$$

$$\text{Var}\{r_1 / H_1\} = E\left\{ \int_0^T \int_0^T n(t) n(u) \phi_1(t) \phi_1(u) dt du \right\} = \frac{N_0}{2}$$

$$p(r_1/H_1) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 - \sqrt{E_b})^2}{N_0}}$$

$$P(E/H_1) = P(r_1 < \gamma/H_1) = \int_{-\infty}^{\gamma} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 - \sqrt{E_b})^2}{N_0}} dr_1$$

$$P(E/H_2) = P(r_1 > \gamma/H_2) = \int_{\gamma}^{\infty} p(r_1/H_2) dr_1 \quad (4.104)$$

$$E\{r_1/H_2\} = E\left\{\int_0^T r(t)\phi_1(t)dt = \int_0^T (s_2(t) + n(t))\phi_1(t)dt = s_{21}\right\} = -\sqrt{E_b}$$

$$\text{Var}\{r_1/H_2\} = \text{Var}\left\{\int_0^T r(t)\phi_1(t)dt = \int_0^T (s_2(t) + n(t))\phi_1(t)dt = s_{21} + \int_0^T n(t)\phi_1(t)dt\right\}$$

$$\text{Var}\{r_1/H_2\} = E\left\{\int_0^T \int_0^T n(t)n(u)\phi_1(t)\phi_1(u)dtdu\right\} = \frac{N_0}{2}$$

$$p(r_1/H_2) = \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 + \sqrt{E_b})^2}{N_0}}$$

$$P(E/H_2) = P(r_1 > \gamma/H_2) = \int_{\gamma}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 + \sqrt{E_b})^2}{N_0}} dr_1$$

Bilindiği üzere;

$$Q(x) = \int_x^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z^2}{2}} dz, \text{ ve } \operatorname{erfc}(x) = \int_x^{\infty} \frac{2}{\sqrt{\pi}} e^{-z^2} dz, \text{ dir.} \quad (4.105)$$

$$P(E/H_1) = P(r_1 \langle \gamma / H_1) = \int_{-\infty}^{\gamma} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 - \sqrt{E_b})^2}{N_0}} dr_1$$

ifadesinde aşağıdaki dönüşüm yapılırsa;

$$z = \frac{(r_1 - \sqrt{E_b})}{\left(\sqrt{\frac{N_0}{2}}\right)} \Rightarrow dr_1 = \sqrt{\frac{N_0}{2}} dz \Rightarrow P(E/H_1) = P(r_1 \langle \gamma / H_1)$$

$$P(E/H_1) = \int_{-\infty}^{\left(\sqrt{\frac{2}{N_0}}(\gamma - \sqrt{E_b})\right)} e^{-\frac{z^2}{2}} dz = \int_{\left(\sqrt{\frac{2}{N_0}}(\sqrt{E_b} - \gamma)\right)}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$$

$$P(E/H_1) = Q\left(\sqrt{\frac{2}{N_0}}(\sqrt{E_b} - \gamma)\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2}{N_0}}\left(\sqrt{E_b} - \frac{N_0}{4\sqrt{E_b}} \ln\left(\frac{1-p}{p}\right)\right)\right)$$

Benzer biçimde;

$$P(E/H_2) = P(r_1 \rangle \gamma / H_2) = \int_{\gamma}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} e^{-\frac{(r_1 + \sqrt{E_b})^2}{N_0}} dr_1$$

ifadesinde aşağıdaki dönüşüm yapılırsa;

$$z = \frac{(r_1 + \sqrt{E_b})}{\left(\sqrt{\frac{N_0}{2}}\right)} \Rightarrow dr_1 = \sqrt{\frac{N_0}{2}} dz \Rightarrow P(E/H_2) = P(r_1 > \gamma/H_2)$$

$$P(E/H_2) = \int_{\left(\sqrt{\frac{2}{N_0}}(\sqrt{E_b} + \gamma)\right)}^{\infty} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$$

$$P(E/H_2) = Q\left(\sqrt{\frac{2}{N_0}}(\sqrt{E_b} + \gamma)\right) = Q\left(\sqrt{\frac{2}{N_0}}\left(\sqrt{E_b} + \frac{N_0}{4\sqrt{E_b}} \ln\left(\frac{1-p}{p}\right)\right)\right)$$

Sonuç olarak;

$$P(E) = P_b = P(E, H_1) + P(E, H_2) = P(E/H_1)P(H_1) + P(E/H_2)P(H_2) \quad (4.106)$$

$$P(E) = pQ\left(\sqrt{\frac{2}{N_0}}\left(\sqrt{E_b} - \frac{N_0}{4\sqrt{E_b}} \ln\left(\frac{1-p}{p}\right)\right)\right) + (1-p)Q\left(\sqrt{\frac{2}{N_0}}\left(\sqrt{E_b} + \frac{N_0}{4\sqrt{E_b}} \ln\left(\frac{1-p}{p}\right)\right)\right)$$

olur.

4.8. Beyaz Gaussian Gürültülü İletim Ortamında Aralarında Belirli Bir Faz Farkı Olan Sinüzoidal Karakterli İki İşarete İlişkin Bit Karar Mekanizması, Hata İhtimali Analizi ve Faz Farkının Hata İhtimaline Etkisi

Bölüm 4.5'te $r(t) = s_m(t) + n(t)$ ifadesindeki, $s_m(t)$ işaretinin, ikili, eşit olasılıkla iletilen ve aralarında belirli bir faz farkı olan sinüzoidal karakterli olduğu ve $n(t)$ 'nin 0 (sıfır) ortalamalı Beyaz Gaussian gürültü olduğu kabul edissin. Bu kabullere göre;

$$r(t) = s_m(t) + n(t) \quad , 0 \leq t \leq T, m = 1, 2 \quad (4.107)$$

$$E\{n(t)\}=0, \text{Var}\{n(t)\}=\frac{N_0}{2} \quad (4.108)$$

$$s_1(t) = A\cos(\omega_c t), s_2(t) = A\cos(\omega_c t + \phi), P(\bar{s}_1) = P(\bar{s}_2) = \frac{1}{2} \text{ ve } f_c = \frac{1}{T} \quad (4.109)$$

Bu durumda alış tarafındaki dedektör karar mekanizması aşağıdaki gibi olur.

$$\hat{m}_{map} = \hat{m}_{ml} = \arg \max_m p(\bar{r}/\bar{s}_m) = \arg \max_m \ln(p(\bar{r}/\bar{s}_m)) \quad (4.110)$$

Bölüm 4.5.1’de elde edilen;

$$p(\bar{r}/\bar{s}) = \prod_{k=1}^N p(r_k/s_{mk}) = \left(\frac{1}{\sqrt{\pi N_0}} \right)^N e^{-\sum_{k=1}^N \frac{(r_k - s_{mk})^2}{N_0}}$$

olasılık dağılım fonksiyonundan hareketle, her bir $s_m(t)$ işaretinin eşit olasılıkla iletildiği farz edildiğinden;

$$\hat{m} = \arg \max_m \ln(p(\bar{r}/\bar{s}_m)) = \arg \min_m \sum_{k=1}^N (r_k - s_{mk})^2 = \arg \min_m D(\bar{r}, \bar{s}_m) \quad (4.111)$$

$$\hat{m} = \arg \min_m D(\bar{r}, \bar{s}_m) = \arg \min_m \left[\sum_{k=1}^N (r_k - s_{mk})^2 \right] = \arg \min_m \left[\sum_{k=1}^N r_k^2 - 2 \sum_{k=1}^N r_k s_{mk} + \sum_{k=1}^N s_{mk}^2 \right]$$

$$\hat{m} = \arg \max_m \left[2 \sum_{k=1}^N r_k s_{mk} - \sum_{k=1}^N s_{mk}^2 \right] = \arg \max_m \left[2\bar{r}\bar{s}_m - \|\bar{s}_m\|^2 \right]$$

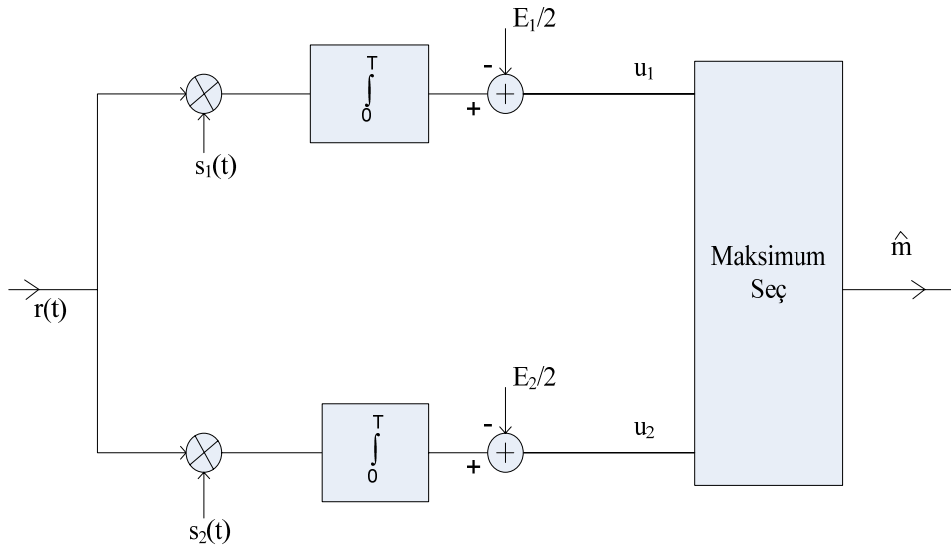
$$\hat{m} = \arg \max_m \left[2\bar{r}\bar{s}_m - \|\bar{s}_m\|^2 \right]$$

$$2\overline{r\hat{s}_m} - \|\hat{s}_m\|^2 = 2 \int_0^T r(t)s_m(t)dt - E_m, \quad E_m = \int_0^T s_m^2(t)dt$$

$$\hat{m} = \arg \max_m \left[\int_0^T r(t)s_m(t)dt - \frac{E_m}{2} \right]$$

olur.

Bu durumda alıcı (receiver) yapısı (demodülatör ve dedektörün tümleşik hali) aşağıdaki şekildeki gibi olur.



Şekil 4.36. Alıcı (receiver) yapısı

Bu yapılandırılarda;

$$u_1 = \int_0^T r(t)s_1(t)dt - \frac{E_1}{2}, \quad u_2 = \int_0^T r(t)s_2(t)dt - \frac{E_2}{2}, \quad E_1 = E_2 = \frac{A^2 T}{2} \quad (4.112)$$

$$u_1 \begin{matrix} \overset{s_1}{\uparrow} \\ \downarrow \\ s_2 \end{matrix} u_2 \Rightarrow \int_0^T r(t)s_1(t)dt - \frac{E_1}{2} \begin{matrix} \overset{s_1}{\uparrow} \\ \downarrow \\ s_2 \end{matrix} \int_0^T r(t)s_2(t)dt - \frac{E_2}{2} \Rightarrow \int_0^T r(t) \underbrace{(s_1(t) - s_2(t))}_{s_\Delta} dt + \underbrace{\frac{E_2 - E_1}{2}}_0 \begin{matrix} \overset{s_1}{\uparrow} \\ \downarrow \\ s_2 \end{matrix} 0$$

$$\underbrace{\int_0^T r(t)s_\Delta dt}_l \begin{matrix} \overset{s_1}{\uparrow} \\ \downarrow \\ s_2 \end{matrix} 0 \Rightarrow \boxed{\begin{matrix} s_1 \\ \downarrow \\ s_2 \end{matrix}} \Rightarrow \boxed{\begin{matrix} H_1 \\ \downarrow \\ H_2 \end{matrix}}$$

Burada l yeterli istatistik olarak adlandırılır.

$$E\{l\} = E\left\{\int_0^T r(t)s_\Delta(t)dt\right\} = E\left\{\int_0^T (s_m(t) + n(t))s_\Delta(t)dt\right\} = E\left\{\int_0^T s_m(t)s_\Delta(t)dt\right\} \quad (4.113)$$

$$E\{l\} = E\left\{\int_0^T s_m(t)s_\Delta(t)dt\right\}$$

$$\text{Var}\{l\} = \text{Var}\left\{\int_0^T r(t)s_\Delta(t)dt\right\} = \text{Var}\left\{\int_0^T (s_m(t) + n(t))s_\Delta(t)dt\right\} = \text{Var}\left\{\int_0^T n(t)s_\Delta(t)dt\right\} \quad (4.114)$$

$$\text{Var}\left\{\int_0^T n(t)s_\Delta(t)dt\right\} = E\left\{\int_0^T \int_0^T n(t)n(u)s_\Delta(t)s_\Delta(u)dtdu\right\} = \frac{N_0}{2} \int_0^T s_\Delta^2(t)dt$$

$$\text{Var}\{l\} = \frac{N_0}{2} \left[E_1 - 2 \int_0^T \cos(\omega_c t) \cos(\omega_c t + \phi) dt + E_2 \right] = \frac{N_0}{2} \left[A^2 T - \underbrace{\int_0^T [\cos(2\omega_c t + \phi) + \cos \phi] dt}_{T \cos \phi} \right]$$

$$\text{Var}\{l\} = \frac{TN_0}{2} [A^2 - \cos \phi] = \sigma^2$$

Bu bölümde ele alınan ikili, aralarında belirli bir faz farkı olan sinüzoidal karakterli işaretlere ilişkin bit hata ihtimali aşağıda hesaplanmıştır.

$$P(E) = P_b = P(E, H_1) + P(E, H_2) = P(E/H_1)P(H_1) + P(E/H_2)P(H_2) \quad (4.115)$$

$$P(H_1) = P(H_2) = \frac{1}{2}, l \begin{matrix} \xrightarrow{H_1} \\ \xleftarrow{H_2} \end{matrix} 0 \quad (4.116)$$

$$P(E/H_1) = P(l < 0/H_1) = \int_{-\infty}^0 p(l/H_1) dl \quad (4.117)$$

$$E\{l/H_1\} = E\left\{\int_0^T s_1(t)s_{\Delta}(t)dt\right\} = E\left\{\int_0^T s_1(t)(s_1(t) - s_2(t))dt\right\} = E\left\{E_1 - \int_0^T s_1(t)s_2(t)dt\right\}$$

$$\int_0^T s_1(t)s_2(t)dt = \int_0^T \cos(\omega_c t)\cos(\omega_c t + \phi)dt = \frac{1}{2} \int_0^T [\cos(2\omega_c t + \phi) + \cos\phi]dt = \frac{T \cos\phi}{2}$$

$$E\{l/H_1\} = \frac{T}{2} [A^2 - \cos\phi] = \mu_1$$

$$\text{Var}\{l/H_1\} = \frac{TN_0}{2} [A^2 - \cos\phi] = \sigma^2$$

$$p(l/H_1) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(l - \mu_1)^2}{2\sigma^2}}$$

$$P(E/H_1) = P(l < 0/H_1) = \int_{-\infty}^0 \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(l-\mu_1)^2}{2\sigma^2}} dl = \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(l-\mu_1)^2}{2\sigma^2}} dl$$

ifadesinde aşağıdaki dönüşüm yapılırsa;

$$z = \frac{l - \mu_1}{\sigma} \Rightarrow \sigma dz = dl$$

$$P(E/H_1) = P(l < 0/H_1) = \int_{-\frac{\mu_1}{\sigma}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$$

$$P(E/H_1) = Q\left(-\frac{\mu_1}{\sigma}\right) = Q\left(-\frac{\frac{T}{2}[A^2 - \cos\phi]}{\sqrt{\frac{TN_0}{2}[A^2 - \cos\phi]}}\right)$$

$$P(E/H_1) = Q\left(-\sqrt{\frac{T}{2N_0}[A^2 - \cos\phi]}\right)$$

$$P(E/H_2) = P(l > 0/H_2) = \int_0^{\infty} p(l/H_2) dl \quad (4.118)$$

$$E\{l/H_2\} = E\left\{\int_0^T s_2(t) s_{\Delta}(t) dt\right\} = E\left\{\int_0^T s_2(t)(s_1(t) - s_2(t)) dt\right\} = E\left\{\int_0^T s_1(t) s_2(t) dt - E_2\right\}$$

$$\int_0^T s_1(t) s_2(t) dt = \int_0^T \cos(\omega_c t) \cos(\omega_c t + \phi) dt = \frac{1}{2} \int_0^T [\cos(2\omega_c t + \phi) + \cos\phi] dt = \frac{T \cos\phi}{2}$$

$$E\{l/H_2\} = \frac{T}{2} [\cos\phi - A^2] = \mu_2$$

$$\text{Var}\{l/H_2\} = \frac{TN_0}{2} [A^2 - \cos\phi] = \sigma^2$$

$$p(l/H_2) = \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(l-\mu_2)^2}{2\sigma^2}}$$

$$P(E/H_2) = P(l>0/H_2) = \int_0^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi\sigma^2}} e^{-\frac{(l-\mu_2)^2}{2\sigma^2}} dl$$

ifadesinde aşağıdaki dönüşüm yapılırsa;

$$z = \frac{l - \mu_2}{\sigma} \Rightarrow \sigma dz = dl$$

$$P(E/H_2) = P(l>0/H_2) = \int_{-\frac{\mu_2}{\sigma}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-\frac{z^2}{2}} dz$$

$$P(E/H_2) = Q\left(-\frac{\mu_2}{\sigma}\right) = Q\left(\frac{\frac{T}{2} [A^2 - \cos\phi]}{\sqrt{\frac{TN_0}{2} [A^2 - \cos\phi]}}\right)$$

$$P(E/H_2) = Q\left(\sqrt{\frac{T}{2N_0} [A^2 - \cos\phi]}\right)$$

$$P(E/H_1) = Q\left(-\sqrt{\frac{T}{2N_0}}[A^2 - \cos\phi]\right)$$

Burada;

$$P(E/H_2) = Q(x) \Rightarrow P(E/H_1) = Q(-x) \quad (4.119)$$

Bilindiği üzere;

$$Q(x) + Q(-x) = 1 \text{ olmasından dolayı;}$$

$$P(E/H_2) + P(E/H_1) = 1$$

$$P(E) = P_b = P(E, H_1) + P(E, H_2) = P(E/H_1)P(H_1) + P(E/H_2)P(H_2)$$

$$P(E) = P_b = \frac{1}{2} \underbrace{[P(E/H_1) + P(E/H_2)]}_1 = \frac{1}{2}$$

Sonuç olarak aralarında belirli bir faz farkı olan sinüzoidal karakterli iki işaretde bit hata ihtimali ilginç bir şekilde faz farkından bağımsızdır. Buna ilave olarak iletilen bitlerde hata olma ihtimali $\frac{1}{2}$ 'ye eşittir.

4.9. Haberleşme Uyduları Üzerinde Uzay Kesimi Kapasitesinin Daha Verimli Kullanılması için Modülasyonlu İşaretlerde Yapılabilecek İyileştirmeler

Bu bölümde haberleşme uyduları üzerinde uzay kesimi kapasitesinin daha verimli kullanılması için modülasyonlu işaretlerde yapılabilecek iyileştirmeler ele alınacaktır.

Bu konuda yapılacak analiz ve elde edilecek sonuçlar için

$$s(t) = \sum_k a_{i,k} g(t-kT) \cos(\omega_c t) - \sum_k a_{q,k} g(t-kT) \sin(\omega_c t) \quad (4.120)$$

biçiminde verilen M-seviyeli QAM işareti ele alınsın.

Burada;

$\{a_{i,k} = \mp 1\}$, $\{a_{q,k} = \mp 1, \mp 3\}$ ve $\{a_{i,k}\}$ ile $\{a_{q,k}\}$ elemanları eşit olasılıklı ve birbirinden bağımsız diziler olsun.

$s(t)$ işaretinin alçak geçiren işaret gösterimi $z(t)$ 'yi, $z(t)$ 'nin GSY'si $S_z(f)$ 'i ve $s(t)$ 'nin GSY'si $S_s(f)$ 'nin bulunuşu aşağıda verilmiştir.

$$s(t) = R_e \left\{ z(t) e^{j\omega_c t} \right\} \quad (4.121)$$

$$z(t) = \sum_k a_{i,k} g(t-kT) + j \sum_k a_{q,k} g(t-kT) = \sum_k a_k g(t-kT)$$

Burada;

$$a_k = a_{i,k} + ja_{q,k} \quad (4.122)$$

$S_z(f)$ 'in bulunuşu aşağıda verilmiştir.

$$S_z(f) = \frac{1}{T} |G(f)|^2 \sum_n R_a(n) e^{-j2\pi f n T} \quad (4.123)$$

$$a_k = a_{i,k} + ja_{q,k} \Rightarrow E\{a_k\} = \underbrace{E\{a_{i,k}\}}_0 + j \underbrace{E\{a_{q,k}\}}_0 \Rightarrow E\{a_k\} = 0$$

$$E\{a_k a_{k+n}^*\} = \begin{cases} E\{|a_k|^2\} = E\{a_{i,k}^2 + a_{q,k}^2\} = \underbrace{E\{a_{i,k}^2\}}_1 + \underbrace{E\{a_{q,k}^2\}}_5 = 6 \Rightarrow n=0 \\ E\{a_k a_{k+n}^*\} = 0 \Rightarrow k \neq n \end{cases} \quad (4.124)$$

$$\sigma_a^2 = \text{Var}\{a_k\} = E\{a_k^2\} - E\{a_k\}^2 = 6 \quad (4.125)$$

$$R_a(n) = E\{a_k a_{k+n}^*\} = \begin{cases} E\{|a_k|^2\} = 6 \Rightarrow n=0 \\ E\{a_k\} E\{a_{k+n}^*\} = 0 \Rightarrow n \neq 0 \end{cases} \Rightarrow R_a(n) = \sigma_a^2 \delta(n) = 6\delta(n) \quad (4.126)$$

$$S_z(f) = \frac{1}{T} |G(f)|^2 \sum_n R_a(n) e^{-j2\pi f n T} = \frac{1}{T} |G(f)|^2 \sum_n 6\delta(n) e^{-j2\pi f n T} = \frac{6}{T} |G(f)|^2 \quad (4.127)$$

$$S_z(f) = \frac{6}{T} |G(f)|^2$$

$$S_s(f) = \frac{1}{4} [S_z(f - f_c) + S_z(-f - f_c)] = \frac{3}{2T} \left[|G(f - f_c)|^2 + |G(-f - f_c)|^2 \right] \quad (4.128)$$

$$S_s(f) = \frac{3}{2T} \left[|G(f - f_c)|^2 + |G(-f - f_c)|^2 \right]$$

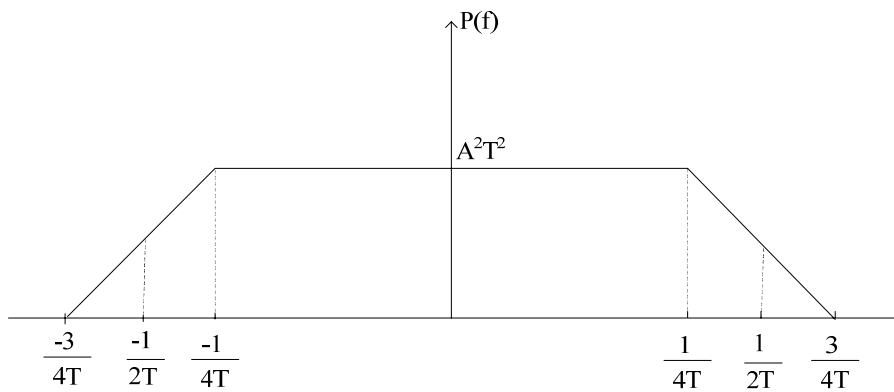
Görüldüğü üzere uydu üzerinden iletilen işaretin iletim bant genişliği veya uydu uzay kesimi kapasitesi doğrudan darbe şekli $g(t)$ 'ye bağlıdır.

Bu bölümde farklı $g(t)$ darbe şekilleri için $s(t)$ işaretinin ortalama gücü P_s 'i, bit başına ortalama enerji E_b 'yi, pratikte kullanılan 120 Mbps'lik bir bit hızı için ihtiyaç duyulacak bant genişliği BW 'yi ve spektral verimlilik η 'yı hesaplanacaktır. Sonrasında elde edilen bulgu ve sonuçlar üzerinden haberleşme uyduları üzerinde

uzay kesimi kapasitesinin daha verimli kullanılması için modülasyonlu işaretlerde yapılabilecek iyileştirmeleri ifade edilecektir.

4.9.1. Yamuk spektrum

Farz edisin ki $g(t)$ işaretinin spektrumu $G(f) = \sqrt{P(f)}$ ve $P(f)$ 'in spektrumu aşağıdaki şekildeki gibi olsun.



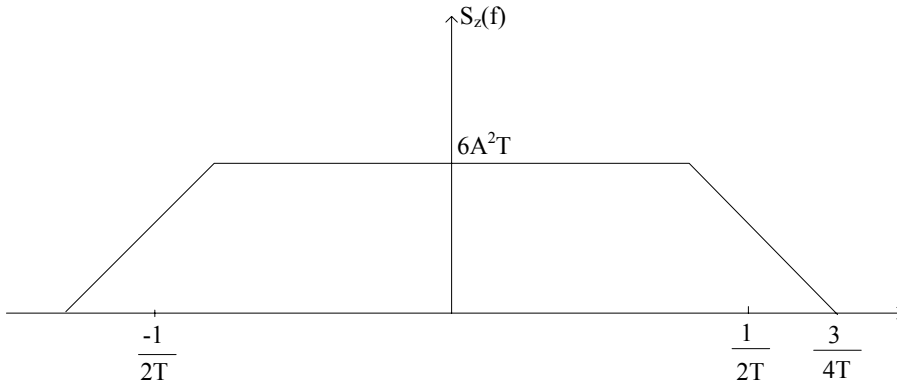
Şekil 4.37. $P(f)$ 'in spektrumu

Bu durumda;

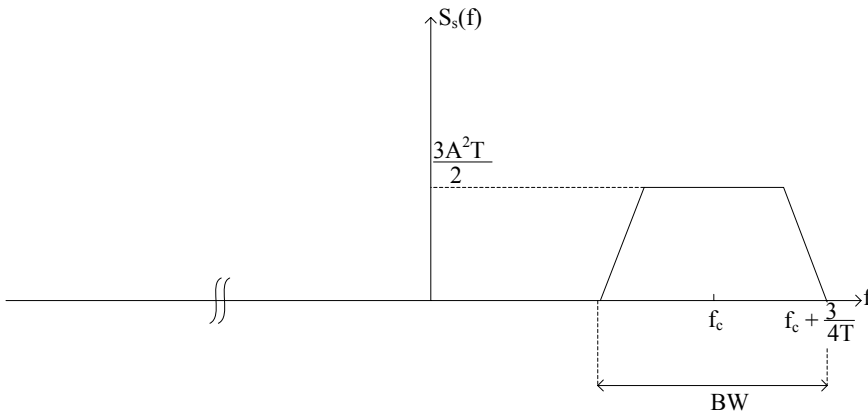
$$S_z(f) = \frac{6}{T} |G(f)|^2 = \frac{6}{T} P(f) \quad (4.129)$$

$$S_s(f) = \frac{3}{2T} \left[|G(f - f_c)|^2 + |G(-f - f_c)|^2 \right] = \frac{3}{2T} \left[P(f - f_c) + P(-f - f_c) \right] \quad (4.130)$$

$S_z(f)$ ve $S_s(f)$ spektrumları sırasıyla şekil 4.38 ve 4.39'da verilmiştir.



Şekil 4.38. $S_z(f)$ 'in spektrumu



Şekil 4.39. $S_s(f)$ 'in spektrumu

$z(t)$ ve $s(t)$ işaretlerinin ortalama güçleri aşağıda bulunmuştur.

$$P_z = \int_{-\infty}^{+\infty} S_z(f) df = 6A^2 \quad (4.131)$$

$$P_s = \int_{-\infty}^{+\infty} S_s(f) df = 3A^2 \quad (4.132)$$

Bit başına ortalama enerji E_b aşağıda bulunmuştur.

$$E_b = P_s T_b \quad (4.133)$$

Bu uygulamada $\{a_{i,k}\}$ ile $\{a_{q,k}\}$ elemanları toplam 8 adet sembol oluşturduğundan her sembolde 3 bit yer alır. Buna göre $T_b = \frac{T}{3}$ olur. Burada T_b bit süresi, T ise sembol süresidir.

$$E_b = P_s T_b = A^2 T$$

Son olarak 120 Mbps'lik bit hızı için ihtiyaç duyulacak bant genişliği BW ve spektral verimlilik η bulunacaktır.

$$R_b = 120 \text{ Mbps} \Rightarrow R_s = 40 \text{ Msps}$$

$$BW = \frac{1.5}{T}$$

$$R_s = \frac{1}{T} = 40 \Rightarrow T = \frac{1}{40}$$

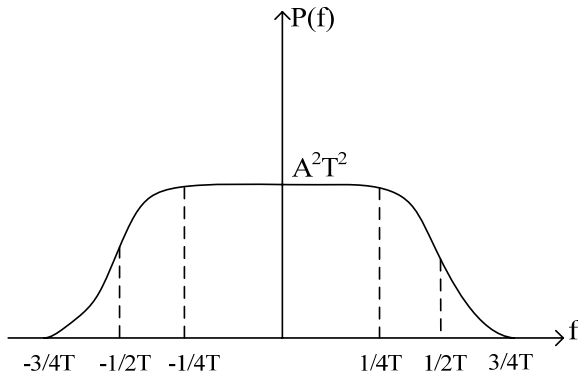
$$BW = \frac{1.5}{T} \Rightarrow BW = 60 \text{ MHz}$$

$$\eta = \frac{R_b}{BW} = \frac{3R_s}{1.5R_s} \Rightarrow \eta = 2 \text{ bps/Hz}$$

Görüleceği üzere uzay kesimi kapasitesi ve spektral verimliliğe ilişkin bulunan değerler son derece iyidir.

4.9.2. RCS spektrum

Farz edilsin ki $g(t)$ işaretinin spektrumu $G(f) = \sqrt{P(f)}$ ve $P(f)$ 'in spektrumu RCS olsun.



Şekil 4.40. $P(f)$ 'in RCS spektrumu

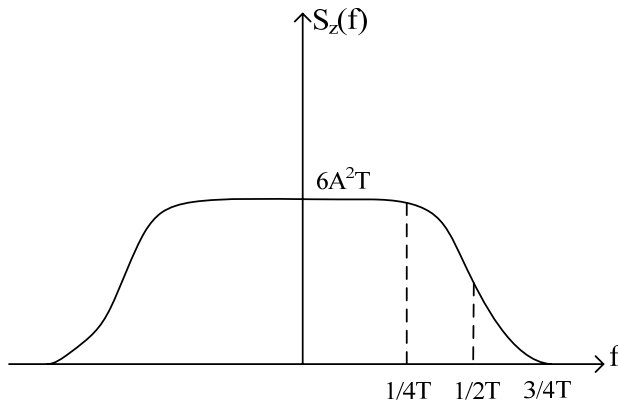
Şekil 4.40'tan görüleceği üzere RCS spektrumun roll-off faktörü $\rho = 0.5$ 'tir.

Bu durumda;

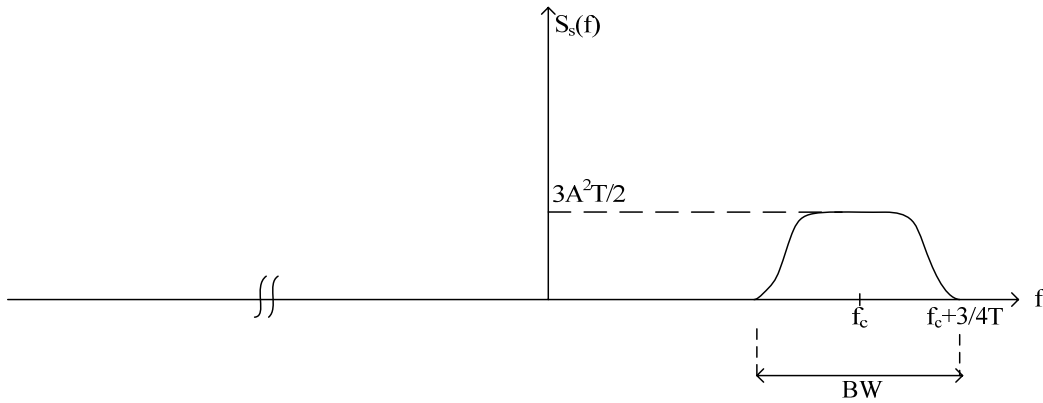
$$S_z(f) = \frac{6}{T} |G(f)|^2 = \frac{6}{T} P(f) \quad (4.134)$$

$$S_s(f) = \frac{3}{2T} \left[|G(f - f_c)|^2 + |G(-f - f_c)|^2 \right] = \frac{3}{2T} [P(f - f_c) + P(-f - f_c)] \quad (4.135)$$

$S_z(f)$ ve $S_s(f)$ spektrumları sırasıyla şekil 4.41 ve 4.42'de verilmiştir.



Şekil 4.41. $S_z(f)$ 'in spektrumu



Şekil 4.42. $S_s(f)$ 'in spektrumu

Bu uygulamada $\{a_{i,k}\}$ ile $\{a_{q,k}\}$ elemanları toplam 8 adet sembol oluşturduğundan her sembolde 3 bit yer alır. Buna göre $T_b = \frac{T}{3}$ olur.

120 Mbps'lik bit hızı için ihtiyaç duyulacak bant genişliği BW ve spektral verimlilik η aşağıda hesaplanmıştır.

$$R_b = 120 \text{ Mbps} \Rightarrow R_s = 40 \text{ Msps}$$

$$BW = \frac{1.5}{T}$$

$$R_s = \frac{1}{T} = 40 \Rightarrow T = \frac{1}{40}$$

$$BW = \frac{1.5}{T} \Rightarrow BW = 60 \text{ MHz}$$

$$\eta = \frac{R_b}{BW} = \frac{3R_s}{1.5R_s} \Rightarrow \eta = 2 \text{ bps/Hz}$$

Görülebileceği üzere uzay kesimi kapasitesi ve spektral verimliliğe ilişkin bulunan değerler son derece iyidir.

4.9.3. Sink spektrum

Farz edilsin ki $g(t) = A \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right)$, $\frac{-T}{2} \leq t \leq \frac{+T}{2}$ olsun.

Bu durumda;

$$g(t) = A \cos\left(\frac{2\pi}{T}t\right) \text{rect}\left(\frac{t}{T}\right) \Leftrightarrow G(f) = \frac{A}{2} \left[\delta\left(f - \frac{1}{T}\right) + \delta\left(f + \frac{1}{T}\right) \right] * T \text{sinc}(fT) \dots (4.136)$$

$$G(f) = \frac{AT}{2} [\text{sinc}(fT - 1) + \text{sinc}(fT + 1)]$$

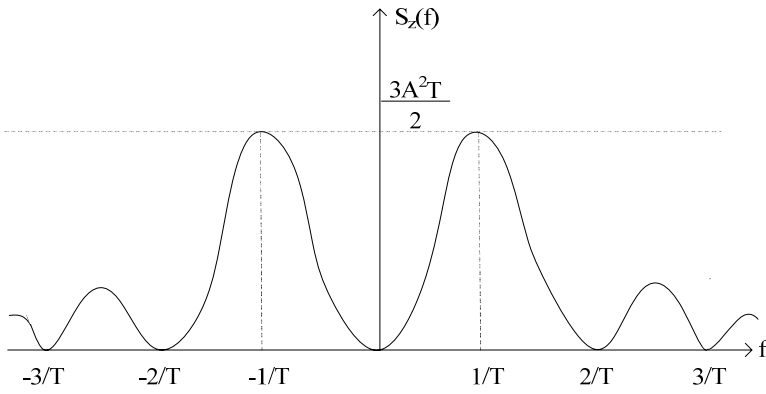
Buna göre;

$$S_z(f) = \frac{6}{T} |G(f)|^2 = \frac{3A^2T}{2} [\text{sinc}(fT - 1) + \text{sinc}(fT + 1)]^2 \quad (4.137)$$

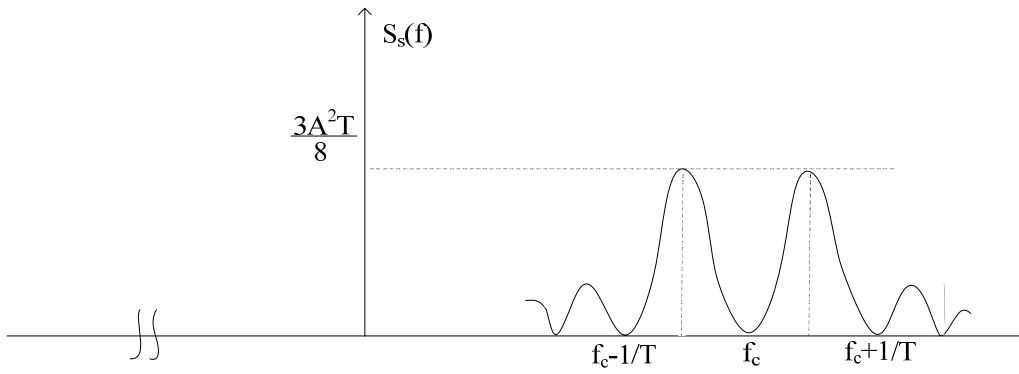
$$S_s(f) = \frac{3}{2T} \left[|G(f - f_c)|^2 + |G(-f - f_c)|^2 \right] \quad (4.138)$$

$$S_s(f) = \frac{3A^2T}{8} \left[\left(\text{sinc}[(f - f_c)T - 1] + \text{sinc}[(f - f_c)T + 1] \right)^2 + \left(\text{sinc}[(f + f_c)T - 1] + \text{sinc}[(f + f_c)T + 1] \right)^2 \right]$$

$S_z(f)$ ve $S_s(f)$ spektrumları sırasıyla şekil 4.43 ve 4.44'te verilmiştir.



Şekil 4.43. $S_z(f)$ 'in spektrumu



Şekil 4.44. $S_s(f)$ 'in spektrumu

$z(t)$ ve $s(t)$ işaretlerinin ortalama güçleri aşağıda bulunmuştur.

$$P_z = \int_{-\infty}^{+\infty} S_z(f) df = \frac{6}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} |G(f)|^2 df = \frac{6}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} |g(t)|^2 dt \quad (4.139)$$

$$P_z = \frac{6}{T} \int_{-\infty}^{+\infty} A^2 \cos^2\left(\frac{2\pi}{T}t\right) dt = 3A^2$$

$$P_s = \int_{-\infty}^{+\infty} S_s(f) df = \frac{3A^2}{2} \quad (4.140)$$

Bit başına ortalama enerji E_b aşağıda bulunmuştur.

$$E_b = P_s T_b \quad (4.141)$$

Bu uygulamada $\{a_{i,k}\}$ ile $\{a_{q,k}\}$ elemanları toplam 8 adet sembol oluşturduğundan

her sembolde 3 bit yer alır. Buna göre $T_b = \frac{T}{3}$ olur.

$$E_b = P_s T_b = \frac{A^2 T}{2}$$

Son olarak 120 Mbps'lik bit hızı için ihtiyaç duyulacak bant genişliği BW ve spektral verimlilik η aşağıda bulunmuştur.

$$R_b = 120 \text{ Mbps} \Rightarrow R_s = 40 \text{ Msps}$$

$$BW = \frac{4}{T}$$

$$R_s = \frac{1}{T} = 40 \Rightarrow T = \frac{1}{40}$$

$$BW = \frac{4}{T} \Rightarrow BW = 160 \text{ MHz}$$

$$\eta = \frac{R_b}{BW} = \frac{3R_s}{4R_s} \Rightarrow \eta = 0.75 \text{ bps/Hz}$$

Görüleceği üzere uzay kesimi kapasitesi ve spektral verimliliğe ilişkin bulunan değerler son derece kötüdür.

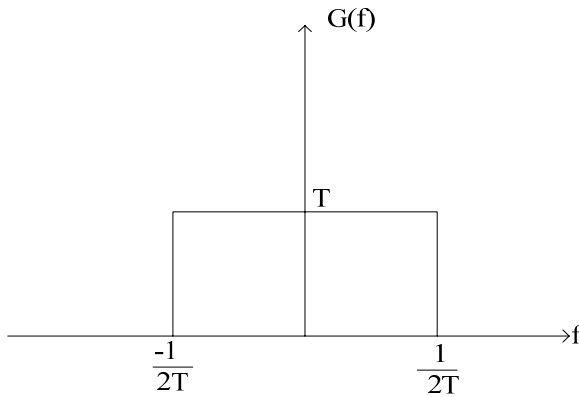
4.9.4. Dikdörtgen spektrum

Farz edilsin ki $g(t) = A \sin c\left(\frac{t}{T}\right)$ olsun.

Bu durumda;

$$g(t) = A \operatorname{sinc}\left(\frac{t}{T}\right) \Leftrightarrow G(f) = AT \operatorname{rect}(fT) \quad (4.142)$$

$G(f)$ 'in spektrumu aşağıda verilmiştir.



Şekil 4.45. $G(f)$ 'in spektrumu

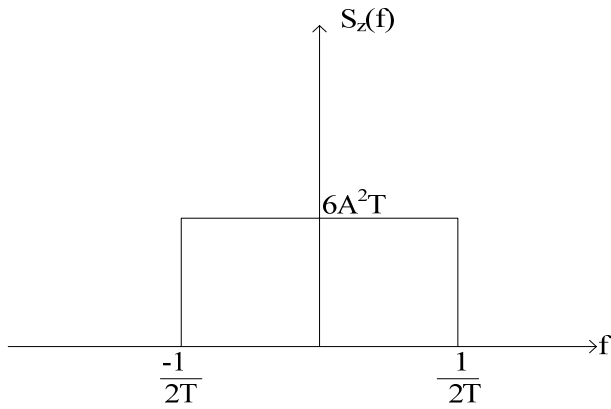
Buna göre;

$$S_z(f) = \frac{6}{T} |G(f)|^2 = 6A^2 T \operatorname{rect}(fT) \quad (4.143)$$

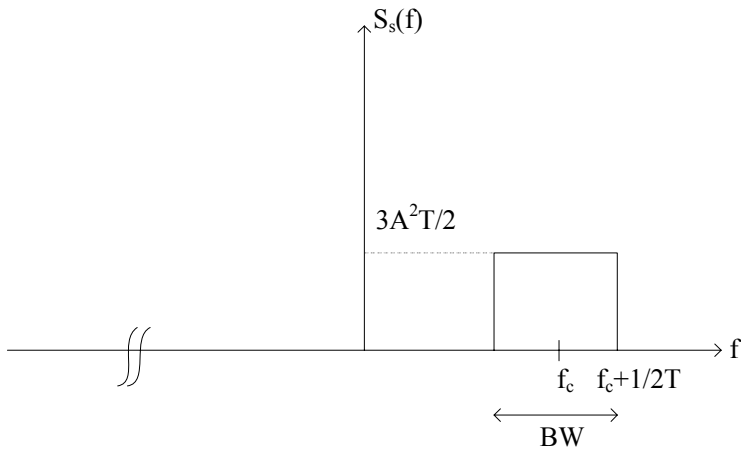
$$S_s(f) = \frac{3}{2T} \left[|G(f - f_c)|^2 + |G(-f - f_c)|^2 \right] \quad (4.144)$$

$$S_s(f) = \frac{3A^2 T}{2} \left\{ \operatorname{rect}\left[\frac{(f - f_c)T}{2}\right] + \operatorname{rect}\left[\frac{(-f - f_c)T}{2}\right] \right\}$$

$S_z(f)$ ve $S_s(f)$ spektrumları sırasıyla şekil 4.46 ve 4.47'de verilmiştir.



Şekil 4.46. $S_z(f)$ 'in spektrumu



Şekil 4.47. $S_s(f)$ 'in spektrumu

$z(t)$ ve $s(t)$ işaretlerinin ortalama güçleri aşağıda bulunmuştur.

$$P_z = \int_{-\infty}^{+\infty} S_z(f) df = 6A^2 \quad (4.145)$$

$$P_s = \int_{-\infty}^{+\infty} S_s(f) df = 3A^2 \quad (4.146)$$

Bit başına ortalama enerji E_b aşağıda bulunmuştur.

$$E_b = P_s T_b \quad (4.147)$$

Bu uygulamada $\{a_{i,k}\}$ ile $\{a_{q,k}\}$ elemanları toplam 8 adet sembol oluşturduğundan her sembolde 3 bit yer alır. Buna göre $T_b = \frac{T}{3}$ olur.

$$E_b = P_s T_b = A^2 T$$

Son olarak 120 Mbps'lik bit hızı için ihtiyaç duyulacak bant genişliği BW ve spektral verimlilik η aşağıda bulunmuştur.

$$R_b = 120 \text{ Mbps} \Rightarrow R_s = 40 \text{ Msps}$$

$$BW = \frac{1}{T}$$

$$R_s = \frac{1}{T} = 40 \Rightarrow T = \frac{1}{40}$$

$$BW = \frac{1}{T} \Rightarrow BW = 40 \text{ MHz}$$

$$\eta = \frac{R_b}{BW} = \frac{3R_s}{R_s} \Rightarrow \eta = 3 \text{ bps/Hz}$$

Görüleceği üzere uzay kesimi kapasitesi ve spektral verimliliğe ilişkin bulunan değerler mükemmeldir.

4.9.5. Değerlendirmeler ve sonuçlar

Bölüm 4.9.1, 4.9.2, 4.9.3 ve 4.9.4'te elde edilen spektral verimlilik ve uzay kesimi kapasiteleri değerleri aşağıda verilen tabloda bir araya getirilmiştir.

Tablo 4.1. Spektral Verimlilik ve Uzay Kesimi Bant Genişliği Karşılaştırması

Spektrum Adı	Spektral Verimlilik (bps/Hz)	Uzay Kesimi Kapasitesi (MHz)
Yamuk Spektrum	2	60
RCS Spektrum	2	60
Sink Spektrum	0.75	160
Dikdörtgen Spektrum	3	40

Tablodan görüleceği üzere haberleşme uyduları üzerinde en yüksek spektral verimliliğin sağlanması ve en az bant genişliğinin kullanımı dikdörtgen spektrumlu işaretlerin kullanımıyla mümkündür. Başka bir ifadeyle uydu üzerinde en yüksek spektral verimliliğin sağlanması ve en az bant genişliğinin kullanılması uyduda kullanılan modülasyon yapısı ne olursa olsun, bu modülasyonlarla birlikte kullanılacak darbenin şeklinin sinc fonksiyonu biçiminde olmasıyla mümkündür.

Bölüm 4.9.1, 4.9.2, 4.9.3 ve 4.9.4'te yapılan pratik uygulama ve hesaplamalardan çıkan bir başka sonuç ise, haberleşme uyduları üzerinde en yüksek spektral verimliliğin sağlanması ve en az bant genişliğinin kullanılması için, iletimde kullanılan her bir sembolde bulunan bit sayısı; iletim kalitesini düşürmeyecek ve kesintisizliği sağlayacak biçimde en yüksek değerde olmalıdır. Buna ilave olarak sembollerin süresi spektral verimlilik ve bant genişliğini doğrudan etkilediğinden mümkün olan en düşük değerde seçilmelidir.

4.10. Sonuç

Bu bölümün girişinde sayısal bant geçiren iletim ve uydu haberleşme hizmetlerinde kullanılan M-seviyeli QAM ve PSK sayısal haberleşme modülasyon yapıları açıklandı. Daha sonra ASK, QAM ve PSK sinyalin beyaz gürültülü ortamda alışı tarafında analizlerine değinildi. Bölüm sonunda ise uydu uzay kesimi kapasitesinin daha verimli kullanılması için modülasyonlu işaretlerde yapılabilecek iyileştirmelerden bahsedildi.

BÖLÜM 5. UYDU HABERLEŞME HİZMETLERİNDE KULLANILAN ÇOKLU ERİŞİM TEKNİKLERİ VE HABERLEŞME UYDULARI ÜZERİNDE UZAY KESİMİ KAPASİTESİNİN DAHA VERİMLİ KULLANILMASINI SAĞLAYAN YENİ BİR ERİŞİM TEKNİĞİ

5.1. Giriş

Bu bölümde uydu haberleşme servislerinde kullanılan çoklu erişim tekniklerine genel bir bakış yapılarak bu tekniklerin kendi arasında nasıl sınıflandırıldığından bahsedilecek ve uydu uzay kesimi kapasitesinin daha verimli kullanılmasını sağlayan yeni bir erişim tekniği tasarlanacaktır.

5.2. Uydu Haberleşme Servislerinde Kullanılan Çoklu Erişim Teknikleri

Bölüm 1.8'den hatırlanacağı üzere en genel tanımıyla Çoklu Erişim veya Çoğullama, bilginin (ses, görüntü ya da veri) aynı iletim ortamında bir ve/veya birden çok kaynaktan çoklanarak bir ve/veya birden çok hedefe iletilmesidir. İletimler genelde aynı ortamda gerçekleşir, ancak mutlaka aynı zamanda gerçekleşmeleri gerekmez.

Uydu üzerinde kullanılan çoklu erişim teknikleri ile bir uydunun aynı transponderine birden fazla uydu yer istasyonu erişebilir. Bu özellik, herhangi bir yer istasyonu haberleşme işaretinin (carrier/taşıyıcı), uydunun kapsama alanı içerisindeki diğer birçok yer istasyonu tarafından alınabilmesini sağlar.

Uydu üzerinden sağlanan haberleşme hizmetlerinde genel olarak üç farklı çoklu erişim tekniği kullanılır [34].

- Tahsisli çoklu erişim
- Bölmeli çoklu erişim
- Yeni nesil çoklu erişim

Tahsisli çoklu erişim tekniği iki farklı kategoride incelenebilir.

- Önceden tahsisli çoklu erişim (Pre-Assigned Multiple Access -PAMA)
- Talebe bağlı tahsisli çoklu erişim (Demand Assigned Multiple Access- DAMA)

Bölmeli çoklu erişim tekniği üç değişik kategoride incelenebilir.

- Frekans bölmeli çoklu erişim (Frequency Division Multiple Access -FDMA)
- Zaman bölmeli çoklu erişim (Time Division Multiple Access -TDMA)
- Kod bölmeli çoklu erişim (Code Division Multiple Access -CDMA)

Uydular üzerinden sağlanan haberleşme hizmetlerinde kullanılan yeni nesil çoklu erişim tekniklerine; Yeni Nesil Yayılı Spektrum (Next Generation Spread Spectrum), Doğrudan Dizin (Direct Sequence), Yavaş/Hızlı Frekans Hoplama (Slow/Fast Frequency Hopping) ve MF-TDMA (Multi-Frequency Time Division Multiple Access) örnek olarak verilebilir.

5.2.1. Tahsisli çoklu erişim teknikleri

5.2.1.1. Önceden tahsisli çoklu erişim (PAMA)

Bu erişim tekniğinde uydu üzerinden haberleşecek belli bir kullanıcı grubuna, bir Network Kontrol Merkezi (NKM) üzerinden kullanıcı grubu üyelerinin tümünün birbiriyle haberleşme yaptıkları durum referans alınarak, uydu üzerinde sabit değerli bir frekans havuzu tanımlanır.

Sabit değerli frekans havuzundan kasıt, kullanıcı grubundaki her bir üyenin kullandığı frekansın sabit olması ve değişmemesidir [35]. Kullanıcı grubu üyeleri birbirleriyle haberleşme yapmak istediklerinde, NKM'nin bu havuz üzerinde

kendilerine tahsis ettiği sabit frekansları kullanır. Bu teknik aslında uydu üzerinden band genişliği kullanımında bir verimlilik sağlamaz. Bununla beraber uydu transponderi üzerindeki taşıyıcı C/N (Carrier Power to Noise Ratio) değerlerinin daha yüksek olması ve dolayısıyla haberleşme kalitesinin daha iyi olması bu tekniğin önemli bir avantajıdır. Bu teknikte uydu uzay kesimi kapasitesi sürekli kullanıldığından özellikle etkileşimli ve yüksek kapasiteli servis uygulamalarındaki gecikmeler neredeyse hissedilmez. Bu teknik genel olarak birinci nesil uydu VSAT (Very Small Aperture Terminal) teknolojisinde yıldız topoloji yapısıyla birlikte yaygın olarak kullanılır.

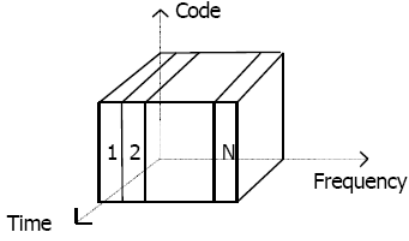
5.2.1.2. İsteğe bağlı tahsisli çoklu erişim (DAMA)

Bu erişim tekniğinde uydu üzerinden haberleşecek belli bir kullanıcı grubuna, bir NKM üzerinden kullanıcı grubu üyelerinin bazılarının birbiriyle haberleşme yapacağı durum (örneğin 100 kullanıcıdan aynı anda 10'unun aktif olması) referans alınarak, uydu üzerinde bir frekans havuzu tanımlanır. Bu frekans havuzunda tanımlanmış kullanıcı grubundaki her bir üyenin kullandığı frekans değişken olabilir [36]. Uydu kanalı bağlantıları, NKM'nin havuz üzerinden kullanıcılara bir çift uydu kanal frekansı tahsis etmesinden sonra sağlanır. İletişim tamamlandığında, NKM tarafından tahsis edilen kanallar kullanıcılarca yeniden tahsis için boşaltılır. Böylece uydu üzerinden band genişliği kullanımında önemli bir verimlilik sağlanmış olur. Bu teknik PAMA'da olduğu gibi genel olarak birinci nesil uydu VSAT (Very Small Aperture Terminal) teknolojisinde özellikle ses ve veri haberleşme servislerinde yıldız topoloji yapısıyla birlikte yaygın olarak kullanılır.

5.2.2. Bölmeli çoklu erişim teknikleri

5.2.2.1. Frekans bölmeli çoklu erişim (FDMA)

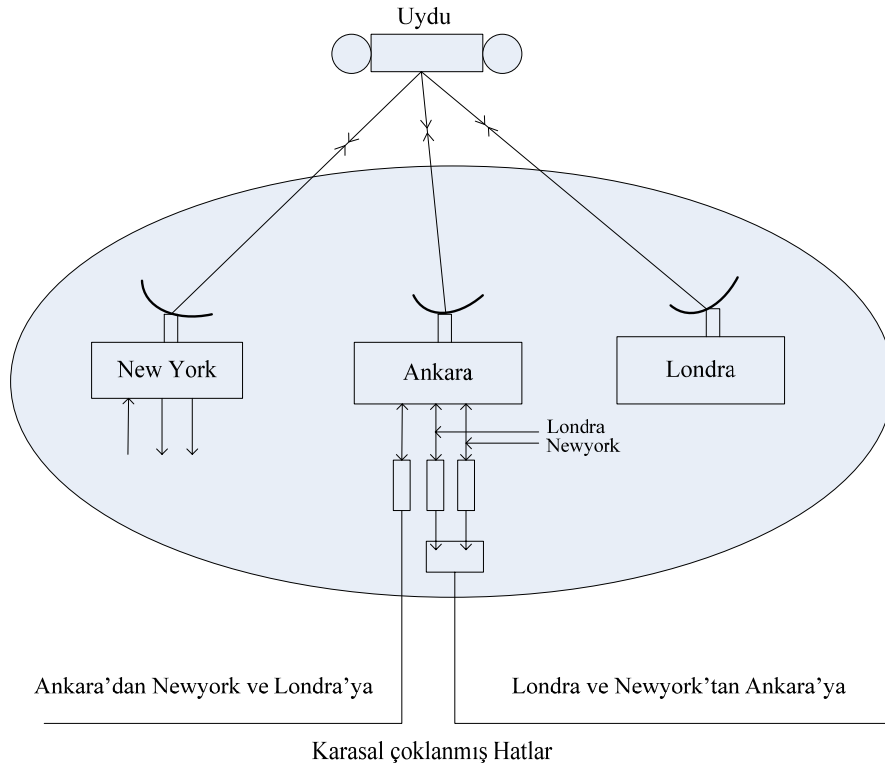
FDMA tekniği, uydu uzay kesimi kapasitesinin herhangi bir haberleşme servisinin kullanıcılarınca kullanılırken, adı geçen kapasitenin her bir uydu yer istasyonuna paylaştırılarak tahsis edilmesi esasına dayanan bir uydu erişim metodudur [37].



Şekil 5.1. Frekans bölmeli çoklu erişim (FDMA)

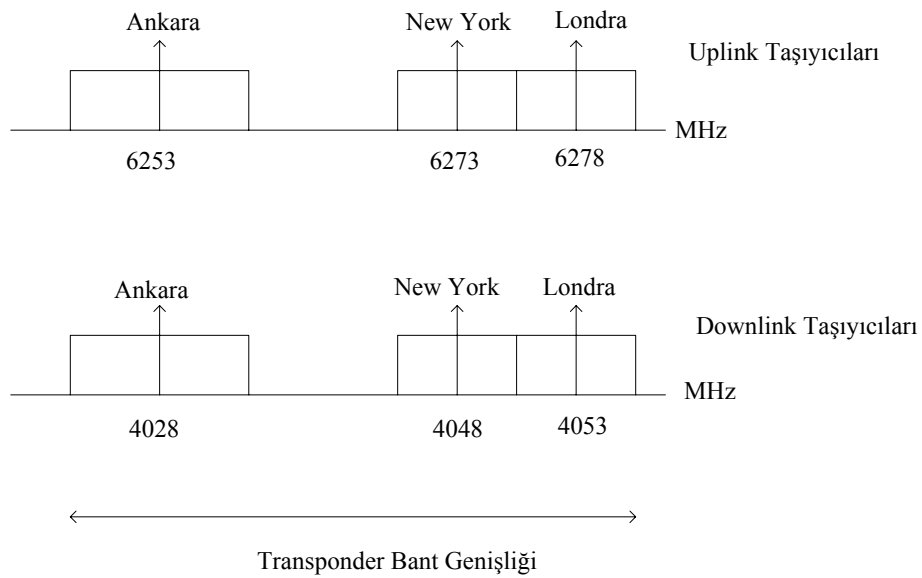
FDMA tekniğinde haberleşme amaçlı kullanılan her bir taşıyıcıya, birbirine bozucu etki yapmayacak şekilde frekans tahsisi yapılır ve bu taşıyıcıların yükseltici kaynaklı inter-modülasyon bileşenleri nominal bir seviyede tutulmaya çalışılır. Bu çerçevede kullanılacak taşıyıcı frekanslarının uzay kesimine yerleşimi transponderin lineer olmamasından kaynaklanan inter-modülasyon etkisi, yan kanal girişimi ve işaretin bozucu etkisine göre ayarlanır. Buna ilave olarak ardışık frekanslar arasındaki koruma bantları seçilirken uyduda ve yer istasyonunda kullanılan lokal osilatörlerin frekans salınımları dikkate alınır.

Aşağıdaki şekilde FDMA tekniği kullanımına örnek olarak Ankara-Newyork-Londra şehirlerinde konuşlandırılmış uydu yer istasyonları üzerinden yapılan haberleşme yapılandırması verilmiştir.



Şekil 5.2. FDMA tekniği kullanılarak uydu yer istasyonları üzerinden yapılan haberleşme yapılandırması

Bu yapılandırmada 3 uydu yer istasyonu da aynı uydu transponderi üzerinden eşzamanlı veri alış-verişi yaparlar.



Şekil 5.3. Uydu Yer İstasyonları Uydu transponder kanal tahsisleri

FDMA tekniğinin başlıca avantajları aşağıda ifade edilmiştir.

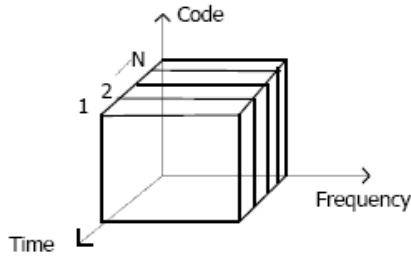
- Çerçeveleme ve senkronizasyona ihtiyaç duyulmaması
- Basitlik ve yapılandırma kolaylığı

FDMA tekniğinin başlıca dezavantajları aşağıda ifade edilmiştir.

- Girişim ve inter-modülasyon etkileri
- Uydu uzay kesimi kapasitesinin özellikle koruyucu (guard) bantlardan dolayı verimsiz kullanımı
- Analog haberleşme alt yapılarının kullanılması

5.2.2.2. Zaman bölmeli çoklu erişim (TDMA)

TDMA tekniği, uydu uzay kesimi kapasitesinin herhangi bir haberleşme servisinin kullanıcılarınca kullanılırken, kullanıcı grubunun zamanın farklı dilimlerini paylaşması ve aynı frekansı kullanması esasına dayanan bir uydu erişim metodudur [38].



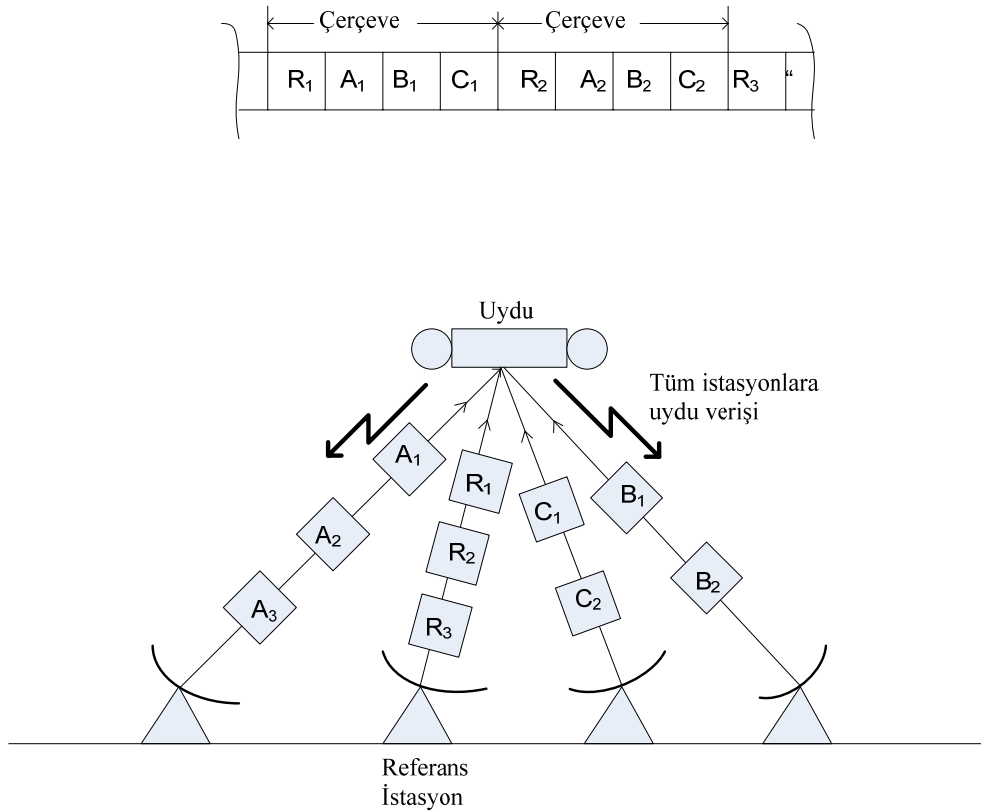
Şekil 5.4. Zaman bölmeli çoklu erişim (TDMA)

TDMA erişim tekniğinde; zaman bölmelere ayrılarak (timeslot) aynı frekans değerinin kullanımıyla uydu üzerinden çoklu kullanıcı gruplarına iletişim imkânı sağlanır. Zaman bölmesinde sırası gelen uydu yer istasyonu iletimde bulunur.

Bu teknikte işaret bilgileri uydu yer istasyonlarından çoğuşmalar (bursts) halinde iletilir [39]. İstasyonlar arasında senkronizasyonu sağlamak için bir istasyon referans istasyonu olarak kullanılır. Bu istasyonun gönderdiği referans çoğuşma işareti, diğer

istasyonlar tarafından dikkate alınarak senkronizasyon sağlanır ve iletim yapılır. Bu teknikte referans çoğuşma işaretiyle başlayan ve sonraki referans çoğuşma işaretine kadar olan her bir yapı çerçeve (frame) olarak adlandırılır. Bir çerçeve süresi içinde tüm uydu yer istasyonları veriş ve alışlarını tamamlarlar.

Aşağıdaki şekilde uydu üzerinden TDMA tekniğı kullanılarak yapılan haberleşme yapılandırması verilmiştir.



Şekil 5.5. TDMA tekniğı kullanılarak uydu yer istasyonları üzerinden yapılan haberleşme yapılandırması

TDMA tekniğinin başlıca avantajları aşağıda ifade edilmiştir.

- Çoklu kullanıcı grubunun bir taşıyıcı frekansı kullanmasıyla FDMA'e göre daha verimli uydu uzay kesimi kapasitesi kullanımı
- Inter-modülasyon ve girişim (interference) etkisinin az olmasından dolayı uydu ve yer kesiminde daha az güç kullanımı ve güç birimlerini maksimum değerlerde hatta doymada çalıştırma imkânı

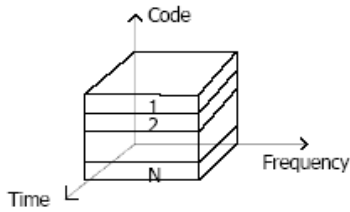
- Sadece sayısal alt yapıların kullanılması

TDMA tekniğinin başlıca dezavantajları aşağıda ifade edilmiştir [40].

- Çerçeveleme ve senkronizasyona ihtiyaç duyulması
- Yüksek hızlarda denkleştirici (equalizer) kullanımına ihtiyaç duyulması

5.2.2.3. Kod bölmeli çoklu erişim (CDMA)

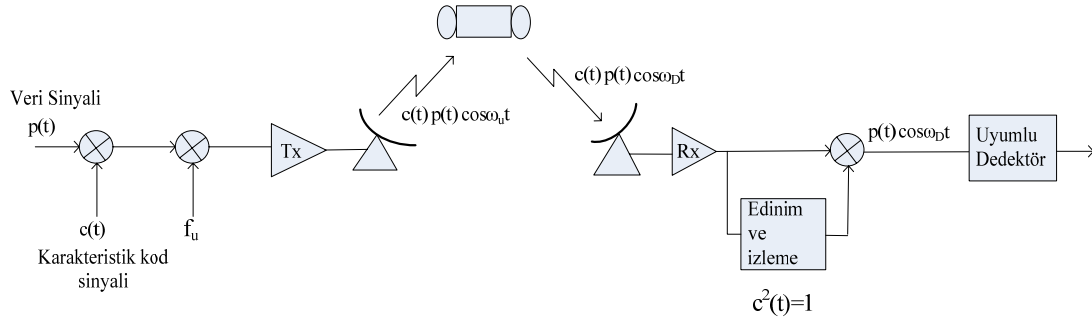
CDMA tekniği, uydu uzay kesimi kapasitesinin herhangi bir haberleşme servisinin kullanıcılarınca kullanılırken, her bir yer istasyonunun iletilecek veri bilgisine ilave olarak kendilerine özgü karakteristik kodlarını kullandığı ve yayılı spektrum (spread spectrum) esasına dayanan bir uydu erişim metodudur [41].



Şekil 5.6. Kod bölmeli çoklu erişim (CDMA)

CDMA erişim tekniğinde kullanılan kod yapılarından her biri diğerine göre dik (orthogonal) karakteristiğe sahiptir [42]. Yer kesiminde uydu alışı istasyonları sadece istenilen karakteristikteki kodu çözer ve diğer kodları gürültü olarak değerlendirir. Bu işlem için, aynı bandı kullanan birçok işaret arasından istenileni ayırt etmek gerektiğinde, genellikle korelasyon teknikleri kullanılır.

Aşağıdaki şekilde uydu üzerinden CDMA tekniği kullanılarak yapılan haberleşme yapılandırması verilmiştir.



Şekil 5.7. CDMA tekniği kullanılarak uydu üzerinden yapılan haberleşme yapılandırması

Yukarıdaki şekilde geçen $e_u(t) = c(t)p(t)\cos(\omega_u t)$ ifadesindeki parametrelerin açıklaması aşağıda verilmiştir.

$e_u(t)$:Uyduya iletilen işaret

$c(t)$:Uydu yer istasyonu NRZ kod yapılı karakteristik işareti

$p(t)$:Uydu yer istasyonunda iletilmek istenen NRZ kod yapılı veri işareti

f_c :Uyduya iletilen işaretin merkez frekansı

CDMA tekniği genellikle girişim etkisinin hassas olduğu haberleşme servislerinde ve özellikle askeri haberleşme sistemlerinde kullanılır.

CDMA tekniğinin başlıca avantajları aşağıda ifade edilmiştir [43].

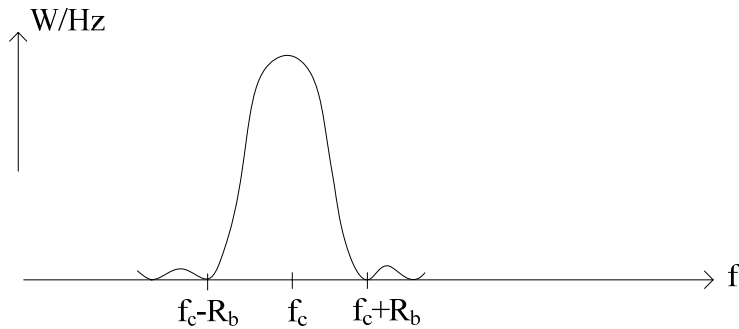
- TDMA ve FDMA tekniklerinde olduğu gibi vericiler arasında koordinasyona gerek duyulmaması
- TDMA ve FDMA tekniklerinde olduğu gibi zamanlama veya frekans kontrolüne gerek olmaması
- Yeni kullanıcıları kolaylıkla kabul etmesi
- Kullanılan kod yapısından dolayı güvenlik ve gizlilik sağlaması
- Çok yollu bozma (multipath distortion) etkisinin üstesinden gelebilmesi
- CDMA tekniğinin başlıca dezavantajları aşağıda ifade edilmiştir.
- TDMA ve FDMA tekniklerine göre düşük spektrum verimliliği
- TDMA ve FDMA tekniklerine göre düşük hızlarda servis sağlaması

5.2.3. Yeni nesil çoklu erişim teknikleri

5.2.3.1. Yayılı spektrum tekniği (Spread Spectrum)

Yayıllı spektrum, hem askeri hem de ticari haberleşme sistemlerinde kullanılan bir erişim tekniğidir. Bu teknikte işaretin enerjisi frekans ekseninde önceden belirlenmiş geniş bir bantta yayılarak iletilir [44].

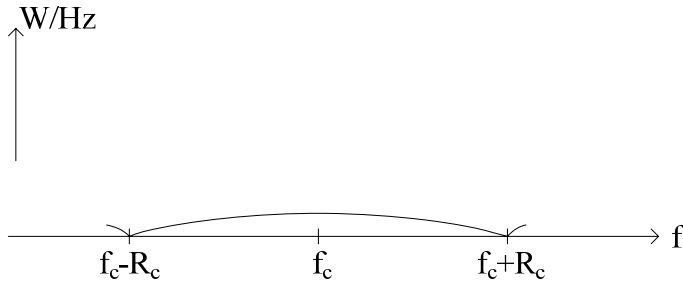
Bölüm 6.2.2.3'ten hatırlanacağı üzere $e_u(t) = c(t)p(t)\cos(\omega_u t)$ ifadesindeki parametrelerden $p(t)\cos(\omega_u t)$ ifadesi aslında merkez frekansı f_c olan ve veri hızı R_b olan bir BPSK işaretidir. Bu işaretin en genel spektrum yapısı aşağıdaki şekilde verilmiştir [45].



Şekil 5.8. $p(t)\cos(\omega_u t)$ BPSK işaretinin spektrumu

Yine $e_u(t) = c(t)p(t)\cos(\omega_u t)$ ifadesindeki parametrelerden $c(t)$ aslında ikili NRZ kod yapısına sahip periyodik bir bit dizidir. Bu dizinin oluşumu bir saat (clock) ile kontrol edilir. Bu saatin hızı R_c ve bit oluşum süresi T_c ile gösterilirse $R_c = \frac{1}{T_c}$ olur.

Burada $c(t)$ işareti ile $p(t)\cos(\omega_u t)$ ifadesi çarpılınca elde edilen $e_u(t) = c(t)p(t)\cos(\omega_u t)$ işareti yayılı spektruma sahip olup genel spektrum yapısı aşağıdaki şekilde verilmiştir.



Şekil 5.9. $e_u(t)$ işaretinin yayılı spektrumu

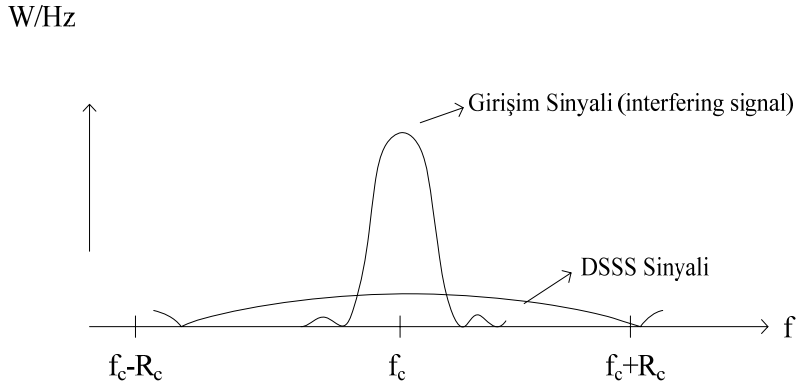
Yayılı spektrum tekniğinin başlıca kullanıldığı üç metot aşağıda verilmiştir [46].

- Doğrudan dizinli yayılı spektrum (DSSS/Direct Sequence Spread Spectrum)
- Frekans hoplamalı yayılı spektrum (FHSS/Frequency Hopping Spread Spectrum)
- Zaman hoplamalı yayılı spektrum (THSS/Time Hopping Spread Spectrum)

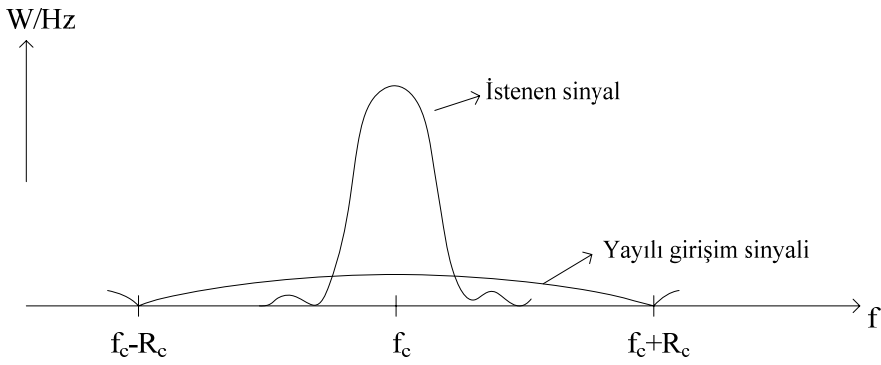
Bu tekniklerin her biri işaretin tahsis edilen bant genişliğine yayılı örüntüsünü kontrol etmek için PR (pseudo random) dizinleri kullanır. Yayılı spektrum tekniğinin en önemli avantajı girişim (interference), elektronik boğma (jamming), sönmüleme (fading) ve sezime (detection) karşı gösterdiği performans ile gizli ve güvenli haberleşme ortamı oluşturmasıdır [47].

Doğrudan dizinli yayılı spektrum: Doğrudan dizin yayılı spektrum (DSSS) tekniğinde iletilecek modüleli dar bantlı veri işareti bir gürültü işaretiyle çarpılır. Burada gürültü işareti orijinal işaretin frekans bileşenlerinin çok üstünde frekans bileşen değerlerine sahip olan bir PR dizisidir. Bu sayede orijinal modüleli dar bantlı veri işaretinin enerjisi çok daha geniş ve sürekli bir frekans bandı üzerine yayılır [48].

Bölüm 6.1.3.2’de ele alınan $e_u(t) = c(t)p(t)\cos(\omega_u t)$ ifadesi aslında bir DSSS işaretini gösterir. Bu işaret alış tarafında $c(t)$ ile çarpılarak veriş tarafından iletilen işaretin spektrumu elde edilir. Bu işleme despreading denir. Aşağıdaki şekillerde sırasıyla girişime maruz kalmış DSSS işareti ve despreading işlemi gösterilmiştir.



Şekil 5.10. Alış tarafı DSSS ve girişim işareti



Şekil 5.11. Despreading işlemiyle elde edilen "istenen işaret" ve yayılı girişim (interference) işareti

Yukarıdaki şekillerden görüldüğü üzere alış tarafındaki despreading işlemi sonunda DSSS işaretinden "istenen işaret (veriş tarafından iletilen)" elde edilmiş ve girişim işaretinin etkisi despreading işlemiyle minimize edilmiştir.

Bu teknikte geniş bant yayılı işaret, hedef kullanıcı dışındaki kullanıcılar tarafından alındığında gürültü olarak değerlendirilir. Alış tarafında iletilen geniş bant yayılı işaretten orijinal işaret bilgisini elde etmek için senkronizasyon gerekir.

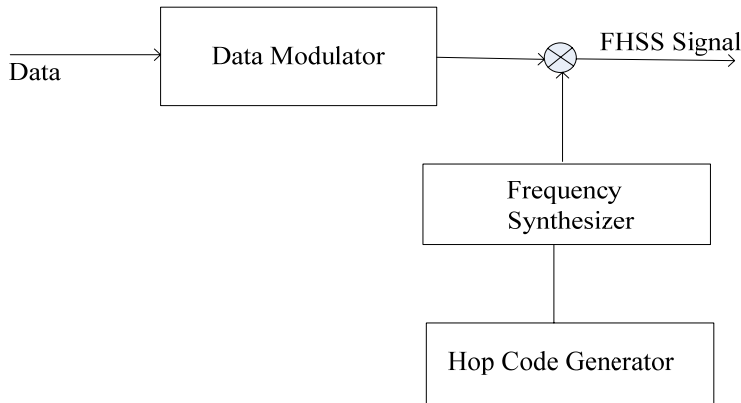
Bu teknikte tek ve sürekli bir frekans kanalının çok sayıda kullanıcı tarafından kullanılması ve sönmülemeye karşı etkinlik önemli avantajlardır.

DSSS tekniği günümüzde özellikle yakın yörünge uydu servislerinden yer-hız belirleme ve seyrüsefer sistemlerinde kullanılır. Örnek olarak ABD'nin GPS, Rusya'nın Glonass ve Avrupa'nın Galileo sistemleri verilebilir. Ayrıca CDMA

hücreli telefon sistemi, 802.11Wi-Fi standardı ve 802.15.4 ZigBee teknolojisi bu tekniği kullanır.

Frekans hoplama yayılı spektrum: Frekans hoplama yayılı spektrum (FHSS) tekniğinde önceden belirlenmiş çok sayıda frekans kanalı içinden herhangi bir kanal, hem alışı hem de veri tarafınca bilinen bir PR dizini kullanılarak rastgele haberleşme taşıyıcısı olarak seçilir [49]. Bu teknikte adı geçen dizin referans alınarak frekanslar arasında hoplama veya anahtarlamalar yapılır ve taşıyıcı frekansı periyodik bir biçimde değişerek haberleşme gerçekleştirilir. Bu teknik dar bantlı iletilen işaretin geniş bir frekans aralığı üzerine yayıldığı yayılı spektrum tekniğinin özel bir durumudur. Bu teknikte girişim ve gürültü tüm bant genişliğinde etkilidir. Bu nedenle iletim yapan kanallara girişimin etkisi ve eklenen gürültü minimum düzeyde olup, bant genişliği etkin bir şekilde kullanılır.

Aşağıdaki şekilde aslında iki kademeli modülasyon işleminin yapıldığı FHSS yapılandırma şeması verilmiştir [50].



Şekil 5.12. FHSS yapılandırma şeması

Bu yapılandırmada iletilecek veri önce FSK, PSK veya klasik modülasyon türlerinden birine tabi tutulur. Sonra modüleli işaret rastgele üretilen PR hoplama dizini referans alınarak bir hoplama frekansı üzerine bindirilerek iletilir.

FHSS tekniği hızlı ve yavaş olarak iki şekilde sınıflandırılabilir. Hızlı FHSS tekniğinde her bir iletilen sembol için en az bir kanal hoplaması yapılır. Başka bir ifadeyle her bir sembol farklı bir hoplama frekansı ile iletilir. Yavaş FHSS tekniğinde

ise hoplamalar arasındaki sürede (hop duration) her bir hoplama frekansının kullanımıyla iki veya daha fazla sembol iletilir [51].

FHSS tekniğinde iletimi yapılan veri girişimden etkilenir veya bozulursa, bozulan verinin iletimi tekrar yapılır.

FHSS tekniği başlangıçta askeri amaçlı olarak düşman kuvvetlerin elektronik boğmalarını engellemek üzere geliştirildi. Elektronik boğma cihazları (jammers) az sayıda kanal frekansını bozma yeteneğine sahip olduklarından, FHSS'in kullandığı geniş frekans bandındaki kanalları bozmak/boğmak/bastırmak için aşırı enerjiye ihtiyaçları vardı. FHSS'in ticari haberleşme sistemlerinde kullanımında ki asıl neden sönümlenme ve girişim etkisinin frekans değişiminden dolayı etkisinin az olmasıdır. Bu tekniğin bir başka kullanım nedeni de kullanılan kanal frekanslarının bitişik veya ardışık olmasına gerek duyulmamasıdır.

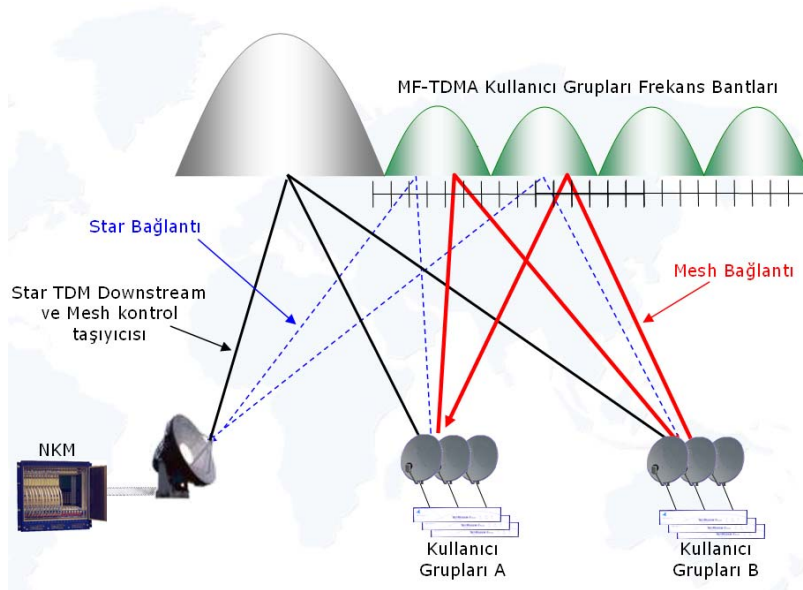
FHSS'in askeri amaçlı kullanıldığı sistemlere MILSATCOM (Military Satellite Communications), ticari olarak kullanıldığı sistemlere ise VSAT, WLAN (Wireless Local Area Network) ve hücresel mobil haberleşme sistemleri örnek olarak verilebilir [52].

Aşağıda FHSS ve DSSS tekniklerinin karşılaştırması yapılmıştır.

- FHSS, DSSS'e göre daha dar frekans bandı kullanır.
- FHSS'in girişim, boğma, sönümlenme ve bozmaya karşı etkinlik ve verimliliği DSSS'ten çok daha iyidir.
- FHSS'te kullanılan bandın DSSS'e göre düşük olmasından dolayı düşük işaret-gürültü oranlarında taşıyıcı senkronizasyonu ve veri iletimi yapılabilir.
- FHSS DSSS'e göre düşük çaplı anten ve güç sistemleri kullanır.
- DSSS FHSS'e göre daha yüksek hız sağlayabilir.

5.2.3.2. Çoklu frekans-zaman bölmeli çoklu erişim (MF-TDMA)

MF-TDMA; Geniş bant VSAT uydu teknolojisinde kullanılan bir erişim tekniğidir [53]. Bu erişim tekniğinde uydu üzerinden haberleşme yapacak belli bir kullanıcı grubuna, bir NKM üzerinden kullanıcı grubu üyelerinin mesh ya da yıldız topolojiyi kullanarak haberleşme yapma durumlarına göre frekans ve zaman tanımlamaları yapılır. Her bir topolojiyi kullanacak kullanıcı grubuna ilişkin uydu üzerinde ayrı ayrı frekans bantları tanımlanır. Buna ilave olarak sabit bir süre kullanıcı grubunda yer alan kullanıcı sayıları da dikkate alınarak zaman dilimlerine ayrılır. Kullanıcı grubu üyeleri her bir zaman diliminde kendileri için tanımlı frekans bantlarını kullanarak veri iletimi yaparlar. Kullanıcı grubu üyeleri verilerini trafik durumuna göre tanımlı frekans bantları arasında hoplama yaparak (frequency hopping) iletirler.



Şekil 5.13. Çoklu Frekans-Zaman bölmeli çoklu erişim (MF-TDMA)

MF-TDMA tekniğinin başlıca avantajları aşağıda ifade edilmiştir.

- Spektral verimliliğinin tahsisli ve bölmeli çoklu erişim tekniklerinden daha iyi olması
- Dinamik ve esnek yapılandırmalara imkân sağlaması
- Trafik durumuna göre tanımlı frekans bantları arasında atlama yapılmasından dolayı güvenlik sağlaması
- Hizmet kalitesi (Quality of Service/QoS) uygulamalarına imkân sağlaması

MF-TDMA tekniğinin başlıca dezavantajı çerçeveleme ve senkronizasyona ihtiyaç duyulmasıdır.

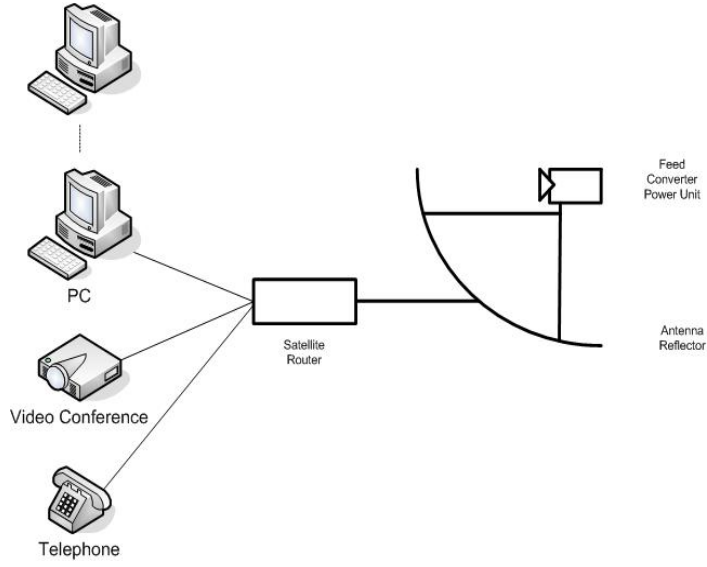
5.3 Haberleşme Uyduları Üzerinde Uzay Kesimi Kapasitesinin Daha Verimli Kullanılmasını Sağlayan Yeni Bir Erişim Tekniği

Bu bölümde 1000–1100 MHz civarında uzay kesimi frekans kapasitesine sahip haberleşme uydularının uzay kesimi kapasitesini verimli, etkin, güvenli, ekonomik bir biçimde kullanan ve mevcut erişim tekniklerine göre daha üstün özelliklere sahip geliştirilen yeni bir çoklu erişim tekniği sunulmaktadır. Bu teknik kısaca MF-TD-CA-MA (Multi Frequency - Time Division - Code Assigned - Multiple Access / Çoklu Frekans - Zaman Bölmeli - Kod Tahsisli-Çoklu Erişim) olarak adlandırılmaktadır ve uydu haberleşme sektöründe pratik olarak kullanılabilir. Aşağıda yeni erişim tekniği MF-TD-CA-MA'yı kullanacak uydu ağ sistemi ve bu ağ sisteminin özellikleri tanımlanmıştır.

5.3.1 MF-TD-CA-MA tekniğini kullanan uydu sistemi ve özellikleri

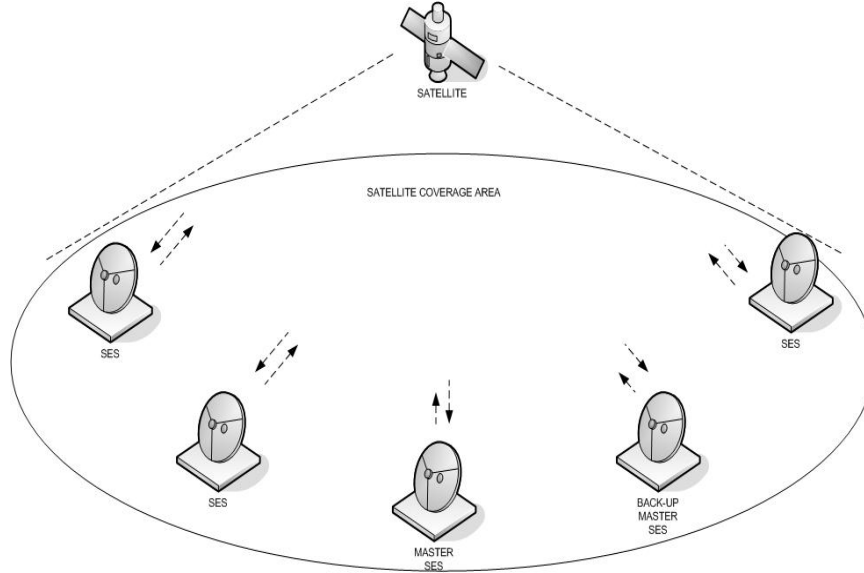
Yeni erişim tekniği MF-TD-CA-MA'yı kullanacak uydu ağ sistemi, bu sistemin özellikleri ve mevcut diğer uydu ağ sistemlerine göre (VSAT vb.) üstünlüğüne ilişkin bilgiler aşağıda verilmiştir.

- Uydu ağ sistemi UYT'lerden (Uydu Yer Terminali / Satellite Earth Station - SES) oluşur. Her bir UYT uydu üzerinden iki yönlü ses, veri, internet, etkileşimli geniş bant IP, video konferans, çoklu medya vb. servisleri sağlayabilir. UYT'ler yüksek kapasiteli alış ve veriş veri uygulamalarını ve hızlı erişimleri destekleyebilir [54].



Şekil 5.14. UYT'nin genel yapısı

Yukarıdaki şekilden görüldüğü üzere UYT'ler uydu yönlendirici, anten reflektörü, güç ünitesi, çeviriciler, feed ünitesi ve uygun özellikli RF (Radio Frequency / Radyo Frekans) kablodan oluşur.



Şekil 5.15. Uydu ağ sistemi genel mimarisi

– UYT'ler yıldız, mesh, çoklu yıldız ve hibrit topolojilerle çalışabilir.

Noktadan- noktaya ve/veya noktadan-çok noktaya bağlantıları destekleyebilir.

- UYT'ler KU, C ve Ka bant uydu transponderlerini kullanabilir. Çoklu hüzmeye (multi-beam), döngü sınaması (loopback) veya birleşik hüzmeye (combined beam to beam) bağlantıları sağlayabilir.
- Uydu ağ sisteminde UYT'lerden biri ana (master) UYT olarak kabul edilir ve yapılandırılır. Herhangi bir UYT, ağ sistemi içinde bu görevi üstlenebilir.
- Ana UYT'nin temel görevleri aşağıda verilmiştir.
 - Uydu ağ sistemi içindeki tüm UYT'leri yapılandırmak ve gözlemlemek
 - Uydu ağ sistemi içindeki diğer UYT'lerin trafik istatistiklerini tutmak ve hata denetim / düzeltme – yapılandırma – lisanslama – yetkilendirme yönetimlerini yapmak
 - Uydu ağ sistemi içindeki diğer UYT'lerin iletim ve uzay kesimi kapasite ihtiyaçlarını karşılamak amacıyla yüksek bant genişliği verimlilik ilkesine göre iletim planlaması ve frekans tahsisi yapmak
 - Uydu ağ sistemi içindeki diğer UYT'lerin uydu erişim senkronizasyonunu sağlamak amacıyla referans istasyon görevi yapmak
- Ana UYT'de bir sorun oluşması durumunda, uydu ağ sisteminde daha önce tanımlanmış ve ana UYT'nin görevini üstlenen yedek (back-up) UYT devreye girer. Yedek UYT devreye girerken ağda bir kesinti oluşmaz.
- Herhangi bir UYT ağda aktif olduğunda ağ sistemi yazılımı otomatik olarak bu UYT'yi tanıyabilir ve bir iletişim/erişim yetkisi oluşur. Herhangi bir UYT uydu ağ sistemi içine girdiğinde ya da ağ sisteminden çıktığında ağın diğer elemanlarını etkilemez/ rahatsız etmez.
- Uydu ağ sisteminde UYT'ler birbirleriyle doğrudan ana UYT'den bağımsız bir biçimde mesh topolojiyle çalışabilir. Bu sayede erişim süresi ve meşgul edilen uzay kesimi kapasitesi yıldız topolojiye göre yarıya iner. Buna ilave olarak uydu ağ sistemi içindeki tüm UYT'lerin erişim güvenliği arıza noktasının azalmasından dolayı artar.
- Uydu ağ sistemi içindeki UYT'ler düşük değerli taşıyıcı gücü-gürültü oranında (carrier power to noise ratio – C/N) ve işaret enerji- gürültü oranında (signal energy to noise ratio – Eb/No) kaliteli haberleşme yapabilirler.
- Uydu ağ sistemi içindeki UYT'ler her bir alışı taşıyıcısının Eb/No değerini sürekli ölçer ve bu değeri daha önce tanımlanmış operasyonel değerle karşılaştırır. Şayet

herhangi bir sapma söz konusu ise, ilgili UYT'nin iletim gücünde düzeltme yapılır. Bu işlem otomatik güç kontrolü (automatic power control process / APC) olarak adlandırılır. APC işleminin temeli verilen bir BER değerini sağlayacak en düşük güç değerine dayanır. Özellikle yağmur, kar vb. hava olaylarında APC devreye girer.

- Uydu ağ sistemi içindeki her bir UYT'de ağ kapasitesinin durumuna göre ölçeklenebilme özelliğine sahiptir. Bu sayede ağ içindeki lokasyon sayısı ve trafik hacminin durumuna göre kapasite düzenlemeleri yapılabilir.
- Uydu ağ sistemi içindeki tüm UYT'lerde hizmet kalitesi (QoS) desteği vardır. QoS özelliği farklı trafik grupları için tanımlanmış öncelik sırası ve hizmet kalitesine göre optimum bir biçimde hizmet sunmasını sağlar.
- Uydu ağ sistemi içindeki UYT'lerin tümü uzay kesimi kapasitesini etkin, verimli ve ekonomik olarak kullanmak için aşağıdaki özellikleri destekler.
 - Taşıyıcı hızı ve bant genişliği değerlerinin küçük aralıklarla ayarlanabilirliği
 - Taşıyıcılar arasındaki boş / koruyucu uzay kesimi kapasitesinin küçüklüğü
 - Aynı BER değerini Reed Solomon Viterbi (RSV) tabanlı sistemlere göre daha düşük güç tüketimiyle sağlayan Turbo kodların (Turbo Product Code / TPC) hem alış hem de veri yönünde kullanımı
 - DVB (Digital Video Broadcast) – MPEG (Moving Picture Expert Group) temelli çerçeve yapılarına göre daha düşük overhead kullanımı
 - Garantili hız (Committed Information Rate / CIR) destekleme
 - Hız ve gecikmelerde verimi artıran acceleration, web-caching, spoofing ve pre-fetching gibi katma değerli özellikleri destekleme
 - Düşük işletme ve bakım masrafı

5.3.2 MF-TD-CA-MA tekniğinin tanımı ve özellikleri

Bu bölümde etkin, verimli, güvenli, kaliteli ve ekonomik servis sağlayan yeni erişim tekniği MF-TD-CA-MA'nın tanımı ve özellikleri ele alınacaktır. Yeni erişim tekniğinde MF, TDMA ve CDMA teknikleri yeni bir disiplinle birleştirilecek ve bu birleşime optimum uzay kesimi kapasite kullanımı sağlayan yeni özellikler ilave edilecektir.

İlk olarak TDMA-CDMA teknikleri birleştirilecektir. Daha sonra frekans toplama özellikli MF tekniği TDMA-CDMA birleşimine ilave edilecektir.

1.Faz

Farz edilsin ki bir TDMA uydu ağ sisteminde N adet UYT tanımlı olsun ve bu UYT'ler birbirleriyle haberleşme yapmak için N adet Zaman Dilimi (ZD) kullansın. Benzer biçimde bir CDMA uydu ağ sisteminde M adet UYT olsun ve bu UYT'lerin her biri M- uzunluklu bir PR dizisi kullanarak kendini tanımlasın.

Normalde bir TDMA uydu ağ sisteminde N adet ZD varsa bu ağda maksimum aktif N adet UYT vardır ve her bir ZD'de sadece bir adet UYT aktiftir. Şayet TDMA ile CDMA tekniklerini birleştirirsek CDMA uydu ağ sisteminde içindeki M adet UYT TDMA'in bir ZD'sinde aktif olabilir ve ilgili haberleşmeyi yapmak için tahsis edilen uzay kesimi kapasitesini bu M adet UYT aynı anda kullanabilir. Başka bir ifadeyle TDMA-CDMA birleşik uydu ağ sisteminde her bir ZD'de M adet UYT, toplamda ise $N \times M$ adet UYT haberleşme yapabilir.

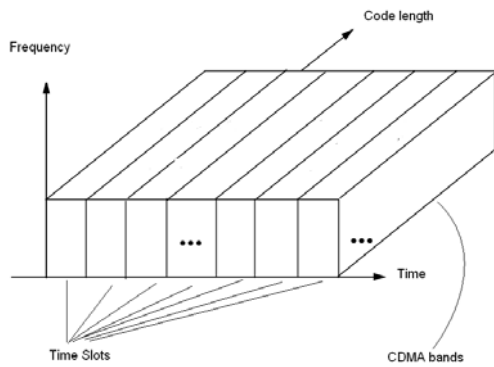
Sonuç olarak $N \times M$ adet UYT'nin TDMA-CDMA birleşiminin kullanıldığı bir uydu ağ sisteminde TDMA'in zaman dilimleri ve CDMA'in uzay kesimi kapasitesi kullanılarak ve teorik hiçbir problem olmaksızın haberleşme sağlanabilir. Böylece TDMA ve CDMA uydu ağ sistemlerinde yer alan UYT'lerin sayısı, TDMA-CDMA birleşimi sayesinde muazzam bir şekilde artırılabilir. Burada CDMA'in uzay kesimi kapasitesinin TDMA'in uzay kesimi kapasitesinden daha geniş olduğu uygulamalardaki pratik kullanım göz önüne alınarak kabul edilmiştir. Aşağıda sayısal bir örnek verilerek konunun daha iyi anlaşılması sağlanacaktır.

Örnek 1:

- Farz edilsin ki bir TDMA uydu ağ sisteminde 5 adet UYT ve bir CDMA uydu ağ sisteminde 10 adet UYT tanımlı olsun.

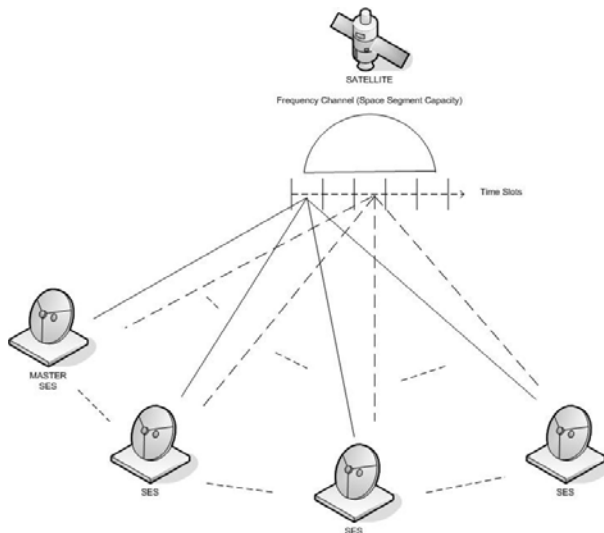
- Bu durumda TDMA-CDMA birleşiminden oluşan uydu ağ sistemi, TDMA'nın zaman dilimlerini ve CDMA'nın uzay kesimi kapasitesini kullanarak $5 \times 10 = 50$ UYT'nin birbirleriyle haberleşmesine imkân verir.
- Bu sonuca göre TDMA-CDMA birleşimiyle oluşan uydu ağ sisteminde kullanılan UYT sayısı TDMA'dan 10 kat ve CDMA'dan 5 kat daha fazladır.

Yeni erişim tekniğinin 1. fazı aşağıda gösterilmiştir.



Şekil 5.16. Yeni erişim tekniğinin 1.fazı TDMA-CDMA birleşimi

Yeni erişim tekniğinin 1. fazının yapılandırma şeması aşağıda verilmiştir.



Şekil 5.17. Yeni erişim tekniğinin 1. fazının yapılandırma şeması

Yukarıdaki şekilden de görüldüğü üzere TDMA-CDMA uydu ağ sisteminde önceden tanımlanmış UYT'ler, TDMA'nın zaman dilimlerini ve CDMA'nın uzay kesimi

kapasitesini kullanarak ve teorik hiçbir problem olmaksızın birbirleriyle haberleşme yapmaktadır.

2.Faz

Bu bölümde 1. fazda ele alınan TDMA-CDMA birleşimine FH tekniğini kullanan MF özelliği eklenecektir. FH tekniğini kullanan MF özelliği olmaksızın uydu ağ sistemindeki herhangi bir UYT başka bir UYT ile sabit frekanslı sadece bir taşıyıcı ile haberleşebilir. FH tekniğini kullanan MF özelliği sayesinde ise yukarı yöndeki (upstream) taşıyıcı frekansı bir çoğuşmadan diğerine geçebilir. Böylece uydu ağ sistemindeki herhangi bir UYT'nin tek ve özel bir kanala kilitlemesi yerine çok sayıda ve çeşitli, yukarı ve aşağı yönde (downstream) taşıyıcıları kullanarak işaret alış-verişi yapılması sağlanır.

FH tekniğini kullanan MF özelliğinin avantajları aşağıda sıralanmıştır.

- Boş zaman dilimi ve uzay kesimi kapasitesinin kullanımından dolayı daha verimli bant genişliği kullanımı
- Daha düşük güç ve anten çapından dolayı daha ucuz UYT kullanımı
- Aşağı ve yukarı yönlü taşıyıcılara anlık ve otomatik frekans tahsisinden dolayı ekstra ağ güvenilirliğinin sağlanması ve herhangi bir UYT'nin devre dışı kalması halinde son kullanıcıların bu durumdan etkilenmemesi
- Uydu ağ sistemindeki UYT'lerin çok sayıda ve çeşitli, yukarı ve aşağı yönde taşıyıcıları kullanarak işaret alış-verişi yapmasından dolayı ekstra ağ güvenlik/gizliliğinin sağlanması

Aşağıda sayısal örnekler vererek yeni erişim tekniğinin performansının daha iyi anlaşılması sağlanacaktır.

Örnek 2:

- Farz edilsin ki mesh topolojinin kullanıldığı bir TDMA uydu ağ sisteminde 500 adet UYT tanımlı olsun. Bu UYT'lerin her biri aynı frekans kanalı üzerinden başka bir UYT'ye göndermek üzere ortalama 1 Mbit verisi olsun.
- Bu ağ sisteminde 500 tane zaman dilimi (ZD) kullanılsın.
- Çerçeve zamanı (frame time) 1 saniye olsun ve her bir çerçeveye 500 ZD tahsis edilsin. Böylece her bir ZD'nin süresi $1/500 = 0.002$ sn = 2 msn olur.
- Her bir ZD'de gönderilecek ortalama veri 1 Mbit olsun.
- TDMA uydu ağ sisteminin toplam hızı = 1 Mbit / 2 msn = 500 Mbps
- UYT başına ortalama hız = 500 Mbps / 500 = 1 Mbps
- Bu sistemdeki UYT'lerin TPC FEC=3/4, QPSK modülasyon ve 1.2 Taşıyıcı Boşluk Faktörü (TBF/Carrier Spacing Factor (CSF)) kullandığı farz edilirse, kullanılan toplam bant genişliği (uzay kesimi kapasitesi/BW) ;

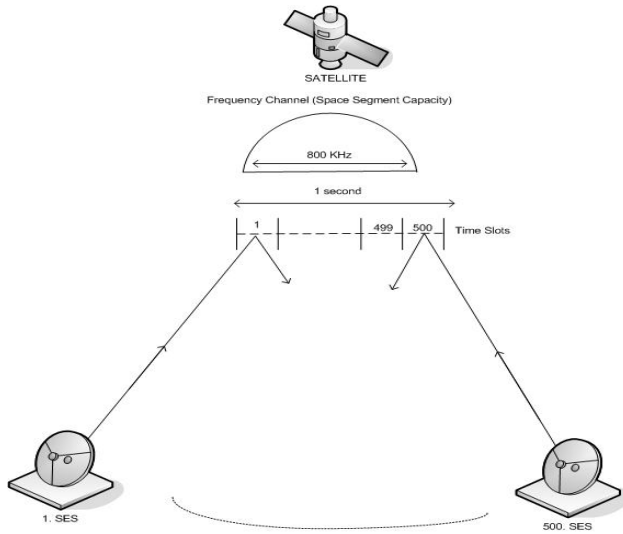
$$BW = (DR) * (1/FEC) * (MÇ) * (TBF)$$

$$BW = 1 * (1/0.75) * (1/2) * 1.2 = 800 \text{ KHz}$$

Bu eşitlikte DR; UYT başına ortalama veri hızını, MÇ ise modülasyon çarpanını belirtmektedir.

$$\text{UYT başına spektral verimlilik} = 1 \text{ Mbps} / 800 \text{ KHz} = 1.25 \text{ bps/Hz}$$

Bu örneğe ilişkin TDMA uydu ağ sistemi yapılandırma şeması aşağıda verilmiştir.

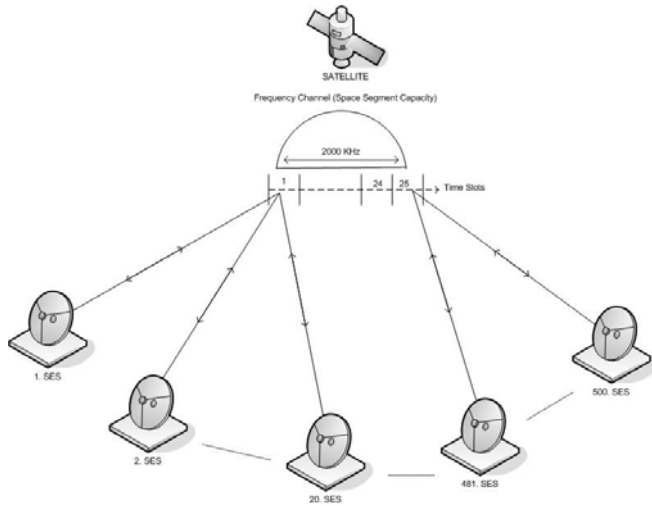


Şekil 5.18. Örnek 2 deki TDMA uydu ağ sisteminin yapılandırma şeması

Bu örnek için aşağıdaki faraziyelerle TDMA-CDMA birleşimi yapılmıştır.

- Farz edilsin ki bir TDMA'nın her bir ZD'si, TDMA-CDMA birleşimi sonrası 20 UYT tarafından kullanılsın. Bu durumda her bir UYT'nin 1 Mbitlik verisinin iletimi için 25 ZD yeterli olacaktır. Böylece 2 msn'lik her bir ZD'de, toplam $20 \times 1 \text{ Mbit} = 20 \text{ Mbit}$ veri göndermek mümkündür.
- Bu durumda TDMA-CDMA birleşiminden oluşan uydu ağ sisteminin toplam hızı $= 20 \text{ Mbit} / 2 \text{ msn} = 10000 \text{ Mbps}$ ve UYT başına ortalama hız $= 10000 \text{ Mbps} / 500 = 20 \text{ Mbps}$
- CDMA tekniğinin doğası gereği yayılı spektrum tekniği kullanıldığından uygulamalarda TDMA'dan daha geniş bant genişliği kullanılır. Bu örnek için CDMA bant genişliğinin ilgili parametreler ayarlanarak TDMA'nın bant genişliğinin 2.5 katı olduğu kabul edilsin. Bu durumda TDMA-CDMA birleşimi $2.5 \times 800 = 2000 \text{ KHz}$ uzay kesimi kapasitesi kullanır.
- UYT başına spektral verimlilik $= 20 \text{ Mbps} / 2000 \text{ KHz} = 10 \text{ bps/Hz}$
- Sonuç olarak bu örnekteki TDMA-CDMA birleşiminin spektral verimliliği TDMA'dan 8 kat daha iyidir.

Bu örneğe ilişkin TDMA-CDMA birleşiminden oluşan uydu ağ sisteminin yapılandırma şeması aşağıda verilmiştir.



Şekil 5.19. Örnek 2 deki TDMA-CDMA birleşiminden oluşan uydu ağ sisteminin yapılandırma şeması

Yukarıda verilen örnekte spektral verimlilik yönüyle TDMA-CDMA birleşimiyle muazzam bir sonuç elde edilmiştir. Bununla beraber TDMA bant genişliğinden daha yüksek bir kapasite kullanılmıştır. Aşağıda spektral verimliliği değiştirmeksizin / azaltmaksızın örnek 2 de verilen parametreleri optimize ederek daha düşük uzay kesimi kapasitesi kullanan bir örnek verilmiştir.

Örnek 3

- Farz edilsin ki TDMA-CDMA birleşiminin kullandığı bant genişliği 400 KHz olsun. Bu durumda her bir UYT 2000 KHz'i kullanarak 1 Mbit veri ilettiğinden 400 KHz'de 200 kbit veri iletir. Böylece 2 msn'lik her bir ZD'de toplam 20×200 kbit = 4 Mbit veri göndermek mümkündür.
- Bu durumda TDMA-CDMA birleşiminden oluşan uydu ağ sisteminin toplam hızı = $4 \text{ Mbit} / 2 \text{ msn} = 2000 \text{ Mbps}$ ve UYT başına ortalama hız = $2000 \text{ Mbps} / 500 = 4 \text{ Mbps}$
- UYT başına spektral verimlilik = $4 \text{ Mbps} / 400 \text{ KHz} = 10 \text{ bps/Hz}$
- Sonuç olarak bu örnekte; örnek 2 kullandığımız 2000 KHz bant genişliği yerine 400 KHz uzay kesimi kapasitesi kullanarak aynı spektral verim elde edilmiştir.

Bu örnekle elde edilen önemli sonuçlar aşağıda verilmiştir.

- Daha düşük uzay kesimi kapasitesi kullanımı

- Daha düşük uzay kesimi kapasitesi ve hızdan dolayı daha küçük güçlü ve anten çaplı daha ucuz UYT kullanımı

Bu bölümde aşağıdaki kabulleri yaparak bu örnekteki TDMA-CDMA birleşimine, FH tekniğini kullanan MF özelliğinin eklendiği yeni bir örnek ele alınacaktır.

Örnek 4

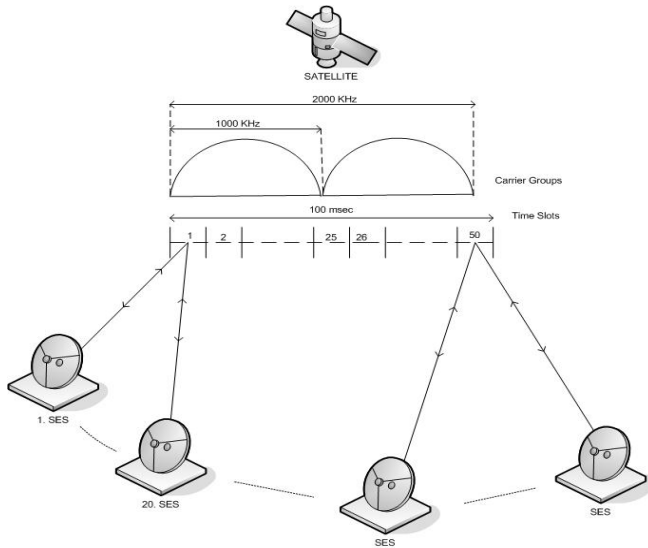
- Farz edilsin ki bir TDMA-CDMA birleşimi 2 adet frekans kanalından oluşan bir MF taşıyıcı grubu kullansın. Her bir frekans kanalı 1000 KHz'den oluşsun ve toplamda 2000 KHz uzay kesimi kullansın.
- Her bir frekans kanalında 25 ZD kullansın ve her bir ZD, 20 UYT arasında paylaşılsın. Bu durumda her bir çerçevenin süresi $25 \times 2 \text{ msn} = 50 \text{ msn}$ olur.
- Örnek 2 de her bir UYT 2000 KHz'i kullanarak 1 Mbit veri ilettiğinden bu örnekte kullanılan 1000 KHz'de 500 kbit veri iletir. Böylece 2 msn'lik her bir ZD'de toplam $20 \times 500 \text{ kbit} = 10 \text{ Mbit}$ veri göndermek mümkündür.
- Bu durumda MF-TDMA-CDMA birleşiminden oluşan uydu ağ sisteminin toplam hızı $= 10 \text{ Mbit} / 2 \text{ msn} = 5000 \text{ Mbps}$ ve UYT başına ortalama hız $= 5000 \text{ Mbps} / 500 = 10 \text{ Mbps}$
- UYT başına spektral verimlilik $= 10 \text{ Mbps} / 1000 \text{ KHz} = 10 \text{ bps/Hz}$
- Sonuç olarak bu örnekteki MF-TDMA-CDMA birleşiminin spektral verimliliği; TDMA'den 8 kat daha iyi, TDMA-CDMA birleşimininkiyle ise aynıdır.

MF-TDMA-CDMA birleşiminin TDMA-CDMA birleşimine üstünlüğü aşağıda verilmiştir.

- Aynı uzay kesimi kapasitesi kullanımına rağmen daha düşük hız kullanımı nedeniyle daha küçük güçlü ve anten çaplı daha ucuz UYT kullanımı
- Boş zaman dilimi ve uzay kesimi kapasitesinin dinamik ve otomatik olarak trasmisyon yapmak isteyen UYT'lere tahsis edilmesinden dolayı daha verimli bant genişliği kullanımı

- Uydu ağ sistemindeki UYT'lerin çok sayıda ve çeşitli yukarı ve aşağı yönde taşıyıcıları kullanarak işaret alış-verişi yapmasından dolayı ekstra ağ güvenlik/gizliliğinin sağlanması
- Aşağı ve yukarı yönlü taşıyıcılara anlık ve otomatik frekans tahsisinden dolayı ekstra ağ güvenilirliğinin sağlanması ve herhangi bir UYT'nin devre dışı kalması halinde son kullanıcıların bu durumdan etkilenmemesi
- Star, mesh ve hibrit topolojilerin MF-TD-CA-MA tekniğiyle birlikte sorunsuz ve verimli bir biçimde kullanımı

Bu örneğe ilişkin MF-TDMA-CDMA birleşiminden oluşan uydu ağ sisteminin yapılandırma şeması aşağıda verilmiştir.



Şekil 5.20. Örnek 3 teki MF-TDMA-CDMA birleşiminden oluşan uydu ağ sisteminin yapılandırma şeması

Aşağıda bu örneğin MF-TDMA birleşimine uygulanmasıyla oluşan sonuçlar tartışılmıştır.

- MF-TDMA birleşimi 2 adet frekans kanalından oluşan bir taşıyıcı grubu kullansın. Her bir frekans kanalı 1000 KHz'den oluşsun ve toplamda 2000 KHz uzay kesimi kullansın.
- Her bir frekans kanalında 25 ZD kullansın ve her bir ZD 1 UYT tarafından kullansın. Bu durumda her bir çerçevenin süresi $25 \times 2 \text{ msn} = 50 \text{ msn}$ olur.

- Örnek 2 de her bir UYT 800 KHz'i kullanarak 1 Mbit veri ilettiğinden bu örnekte kullanılan 1000 KHz'de 1.25 Mbit veri iletir. Böylece 2 msn'lik her bir ZD'de toplam $1 \times 1.25 \text{ Mbit} = 1.25 \text{ Mbit}$ veri göndermek mümkündür.
- Bu durumda MF-TDMA birleşiminden oluşan uydu ağ sisteminin toplam hızı = $1.25 \text{ Mbit} / 2 \text{ msn} = 625 \text{ Mbps}$ ve UYT başına ortalama hız = $625 \text{ Mbps} / 500 = 1.25 \text{ Mbps}$
- UYT başına spektral verimlilik = $1.25 \text{ Mbps} / 1 \text{ MHz} = 1.25 \text{ bps/Hz}$
- Sonuç olarak bu örnekteki MF-TDMA birleşiminin spektral verimliliği; yeni erişim tekniğinkinden 8 kat daha kötüdür.
- Ayrıca yeni erişim tekniği ve MF-TDMA aynı uzay kesimi kapasitesini kullanmasına rağmen UYT başına ortalama hız yeni erişim tekniğinde 8 kat yüksektir.

Yeni erişim tekniği MF-TD-CA-MA'nın performansını TDMA ve MF-TDMA ile karşılaştıran ve yukarıdaki örneklerde elde edilen sonuçları özetleyen tablo aşağıda verilmiştir.

Tablo 5.1. MF-TD-CA-MA performansının TDMA ve MF-TDMA ile karşılaştırması

	Uzay Kesimi Kapasitesi (KHz)	UYT Başına Ortalama Hız (Mbps)	Spektral Verimlilik (bps/Hz)
TDMA	800	1	1.25
MF-TDMA	1000	1.25	1.25
MF-TD-CA-MA	1000	10	10

Yeni erişim tekniğinin avantajları ve mevcut erişim tekniklerine göre üstünlükleri aşağıda özet bir biçimde verilmiştir.

- Teorik herhangi bir limit ve problem olmaksızın uydu ağ sisteminde mevcut erişim tekniklerine göre daha fazla UYT tanımlama imkânı (Bkz. Örnek 1)
- Daha az uzay kesimi kapasitesi kullanımı (Bkz. Örnek 3)
- Daha iyi spektral verimlilik (Bkz. Örnek 3,4 ve Tablo 1)
- Düşük bant genişliği ve hızdan dolayı küçük güçlü ve anten çaplı daha ucuz UYT kullanımı (Bkz. Örnek 3)

- Boş zaman dilimi ve uzay kesimi kapasitesinin dinamik ve otomatik olarak trasmisyon yapmak isteyen UYT'lere tahsis edilmesinden dolayı daha verimli bant genişliği kullanımı
- Aşağı ve yukarı yönlü taşıyıcılara anlık ve otomatik frekans tahsisinden dolayı ekstra ağ güvenilirliğinin sağlanması ve herhangi bir UYT'nin devre dışı kalması halinde son kullanıcıların bu durumdan etkilenmemesi
- Star, mesh ve hibrit topolojilerin sorunsuz ve verimli bir biçimde kullanımı
- CDMA tekniğinin özelliklerini bünyesinde barındırmasından dolayı girişim, inter-modülasyon ve sezime karşı yüksek performans
- CDMA tekniğinin özelliklerini bünyesinde barındırmasından dolayı elektronik boğma, sönmüleme ve çok yollu bozmaya karşı yüksek performans

5.4. Sonuç

Bu bölümün girişinde uydu haberleşme servislerinde kullanılan çoklu erişim tekniklerine genel bir bakış yapıldı. Daha sonra sırasıyla tahsisli, bölmeli ve yeni nesil çoklu erişim teknikleri incelendi. Bölüm sonunda ise haberleşme uyduları üzerinde uzay kesimi kapasitesinin daha verimli kullanılmasını sağlayan yeni bir çoklu erişim tekniği tasarlandı ve bu tekniğin diğer kullanılan tekniklere göre üstünlükleri ve sağladığı avantajlar gösterildi.

BÖLÜM 6. SONUÇLAR VE ÖNERİLER

Maliyetleri son derece yüksek olan haberleşme uydularının uzay kesimi kapasitesinin verimli kullanılması günümüzün kaçınılmaz bir gerçeğidir. Bu amaçla, bilim adamları ve uydu haberleşme araştırmacıları özellikle hat kodları ve uydu çoklu erişim teknikleri üzerine çok sayıda çalışma yapmaktadırlar. Ayrıca mevcut modülasyon yapıları üzerinde iyileştirmeler yaparak uydu uzay kesimi kapasitesinin daha etkin ve optimum kullanımı üzerinde durmaktadırlar.

Bu çerçevede bu tezde uydu haberleşme sektöründe kullanılacak yeni bir hat kodu ve çoklu erişim tekniği geliştirilmiş ve sunulmuştur. Söz konusu hat kodu ve erişim tekniğinin mevcut durumda kullanılan diğer kod yapıları ve erişim tekniklerine göre üstün yanları tezin ilgili bölümlerinde gösterilmiştir. Ayrıca uydu haberleşme sektöründe çoğunlukla kullanılan modülasyon yapılarında yapılabilecek iyileştirmelerden bahsedilmiştir. Söz konusu yeni hat kodu ve erişim tekniği ile modülasyon yapılarındaki iyileştirmeler sayesinde uydu uzay kesimi kapasitesinin daha verimli ve etkin kullanılacağı gösterilmiştir.

Tez içinde;

- Haberleşme uyduları tarihçesi ve genel yapısı
- Haberleşme uyduları üzerinden sağlanan haberleşme hizmetleri
- Haberleşme uydularının diğer iletişim ortamlarından üstünlükleri
- Haberleşme uydularının bant genişliklerinin verimli kullanılmasının gerekliliği
- Temel işaret bilgisi ve işaret çeşitleri
- İşaretlerin birbirleri türünden gösterimi
- Gürültü kavramı
- Sayısal haberleşme sistemlerinin genel yapılandırması

- Sayısal haberleşme hat kodları
- Simgeler arası girişim ve spektral verimlilik kavramları
- Hat kodlarının gürültülü ortamda analizleri
- M-seviyeli hat kodlarının en genel halde analizi
- Haberleşme uyduları üzerinde uzay kesimi kapasitesinin daha verimli kullanılmasını sağlayan yeni bir ikili hat kodu, avantajları ve hata olasılık analizi
- Sayısal bant geçiren iletim
- Sayısal haberleşme modülasyon yapıları
- Modülasyon yapılarının gürültülü ortamda analizleri
- Haberleşme uyduları üzerinde uzay kesimi kapasitesinin daha verimli kullanılması için modülasyonlu işaretlerde yapılabilecek iyileştirmeler
- Uydu haberleşme servislerinde kullanılan çoklu erişim teknikleri
- Haberleşme uyduları üzerinde uzay kesimi kapasitesinin daha verimli kullanılmasını sağlayan yeni bir erişim tekniği

Ana başlıklarından oluşan bölümler, ayrıntılı ve özverili bir biçimde, akıcı ve yalın bir anlatımla ele alınmıştır.

İnanıyoruz ki bu tez haberleşme uyduları üzerinden daha fazla kullanıcıya hizmet sunmak ve uyduların uzay kesimi kapasitelerini daha verimli kullanmak üzerine gelecekte yapılacak çalışmalar için bir değer ve referans teşkil edecektir. Ülkemizde ve dünyada faaliyet gösteren uydu haberleşme alanındaki araştırmacılar, işletmeciler, üreticiler vb. paydaşlar için bir rehber niteliği taşıyacak ve ana kaynaklardan biri konumunda olacaktır.

Uydu uzay kesimi kapasitesinin daha etkin ve verimli bir biçimde kullanılmasına ilişkin bundan sonra çalışma yapacak kişi, kurum ve kuruluşlara önerilerimiz aşağıda verilmiştir.

- Uydu üzerinde kullanılan uzay kesimi kapasitesini azaltan ve spektral verimlilik yönlerinden etkin ve doyurucu olan M-seviyeli yeni hat kodları geliştirmeleri

- Mevcut durumda uydu üzerinden sağlanan haberleşme servislerinde kullanılan hata bulma düzeltme teknikleri ve modülasyon türlerinde iyileştirmeler yapmaları, yeni türler geliştirmeleri
- Uydu uzay kesimi bant genişliğini kullanıcılar arasında optimum trafik paylaşımıyla kullandıran ve mevcut uydu erişim teknikleri ile karşılaştırıldığında Bit/Hz verimliliği yönüyle daha üstün olan yeni bir erişim teknikleri geliştirmeleri
- Geliştirilen hat kodu, erişim tekniği yada modülasyon yapılarının pratik olarak kullanım imkanının olması
- Söz konusu çalışmalarda bu tezi kaynak ve/veya referans olarak kullanmaları

Yukarıda bahsedilen önerilerin dikkate alınmasıyla yapılacak çalışmalar sonucunda haberleşme uyduları uzay kesimi kapasiteleri üzerinden daha çok kullanıcıya; daha etkin, daha verimli, daha kaliteli ve daha ekonomik servis sunulması imkânı sağlanmış olacaktır.

KAYNAKLAR

- [1] GARG, V.K., WILKES, J.E., Wireless and Personal Communications Systems, Upper Saddle River, NJ, Prentice Hall PTR, 1996
- [2] KAVEH, P.K., LEVESQUE, A.H., Wireless Information Networks, New York, John Wiley&Sons, Inc, 1995
- [3] MAHLE, C.E., GELLER, B.D., POTUKUCHI, J.R., HYDE, G., Aerospace and Electronic Systems Magazine, IEEE Volume 3, Issue 11, November 1988, pp.:3 – 10
- [4] AKDOĞAN, M.R., KÖKLÜKAYA E., “A Novel Line Code Achieving More Efficient and Effective Usage of Space Segment Capacity on Communication Satellites”, Proceeding of MM-CNIT 2007, Amman, Jordan, December 2007, pp.: 63-68
- [5] DE GAUDENZI, R., ELIA, C., VIOLA, R., Selected Areas in Communications, IEEE Journal on Volume 10, Issue 2, Feb. 1992, pp.:328 – 343
- [6] http://en.wikipedia.org/wiki/Line_code, Nisan 2008
- [7] MENYENNETT, C., BOTHA, L., FERREIRA, H.C., Communications and Signal Processing, 1991. COMSIG 1991. Proceedings. South African Symposium on 30 Aug. 1991 pp.:138 – 143
- [8] <http://en.wikipedia.org/wiki/Coding>, Nisan 2008
- [9] ŞAFAK, M., Digital Video Broadcasting An Overview, Sayısal Yayıncılık Paneli, İstanbul, 2006
- [10] BURAN, H., Türkiye’de Sayısal Radyo-TV Yayınları, <http://www.broadcasterinfo.net/37/>, Mayıs 2008
- [11] <http://en.wikipedia.org/wiki/Modulation>, Mayıs 2008
- [12] PUENTE, J.G., SCHMIDT, W.G., WERTH, A.M., Proceedings of the IEEE Volume 59, Issue 2, February 1971 pp.:218 – 229
- [13] SEBA, V., MODLIC, B., ELMAR, 2005. 47th International Symposium 8-10 June 2005, pp.:339 – 344

- [14] http://www.panamsat.com/customer_support/satellite-communication-basics.pdf, Temmuz 2008
- [15] Türk Telekom A.Ş. Uydu Haberleşme ve Yönetim Dairesi Başkanlığı Uydu Haberleşmeye Giriş, 1.Bölüm, 1999.
- [16] http://en.wikipedia.org/wiki/Analog_signal, Temmuz 2008
- [17] http://en.wikipedia.org/wiki/Nyquist%E2%80%93Shannon_sampling_theorem, Temmuz 2008
- [18] http://en.wikipedia.org/wiki/Nyquist%E2%80%93Shannon_sampling_theorem#Critical_frequency, Temmuz 2008
- [19] <http://en.wikipedia.org/wiki/Baseband>, Temmuz 2008
- [20] HAYKIN, S., Communication Systems, 4th Edition, John Wiley & Sons, 2001.
- [21] <http://www.metu.edu.tr/cgi-bin/sozluk/turing/sozluk?query=in+phase>, Ağustos 2008
- [21] http://en.wikipedia.org/wiki/White_noise, Ağustos 2008
- [23] http://en.wikipedia.org/wiki/Orthogonal_functions, Ağustos 2008
- [24] http://en.wikipedia.org/wiki/Non-return-to-zero#Unipolar_Non-Return-to-Zero_Level, Ağustos 2008
- [25] <http://en.wikipedia.org/wiki/Return-to-zero>, Ağustos 2008
- [26] http://www.atis.org/tg2k/_alternate_mark_inversion_signal.html, Ağustos 2008
- [27] http://en.wikipedia.org/wiki/Alternate_Mark_Inversion, Ağustos 2008
- [28] http://en.wikipedia.org/wiki/Manchester_Code, Ağustos 2008
- [29] http://en.wikipedia.org/wiki/Intersymbol_interference, Ağustos 2008
- [30] http://en.wikipedia.org/wiki/Spectral_efficiency, Ağustos 2008
- [31] http://en.wikipedia.org/wiki/Duobinary_signal, Ağustos 2008
- [32] PROAKIS, J.G, Digital Communications, 4th Edition, Mc Graw Hill, 2001.
- [33] BOTHA, L., FERREIRA, H.C., WHALLEY, M., Electronics Letters,

Volume 26, Issue 24, 22 November 1990, pp.:1989 – 1990.

- [34] CHASIA, H., “Satellites and Developing Countries”, Communications Magazine, IEEE Volume 33, Issue 9, September 1995, pp.:110 – 112.
- [35] <http://www.fsktm.upm.edu.my/~hakim/sak5306/present/vsat.ppt#283,19>, PAMA (Pre-Assigned Multiple Access), Ekim 2008
- [36] <http://www.fsktm.upm.edu.my/~hakim/sak5306/present/vsat.ppt#284,20>, DAMA (Demand Assigned Multiple Access) , Ekim 2008
- [37] <http://en.wikipedia.org/wiki/FDMA>, Ekim 2008
- [38] http://en.wikipedia.org/wiki/Time_Division_Multiple_Access, Ekim 2008
- [39] MERMELSTEIN, P., JALALI, A., LEIB, H., Communications, 1993. ICC 93. Geneva. Technical Program, Conference Record, IEEE International Conference on Volume 2, 23-26 May 1993 pp.:863 – 867
- [40] LEE, C.G., LEE HO, H., KIM DAE, Y., KIM WHAN, J., JUNG WON, H., Communications, 2000. ICC 2000. 2000 IEEE International Conference on Volume 3, 18-22 June 2000, pp.:1774 – 1777
- [41] <http://en.wikipedia.org/wiki/CDMA>, Kasım 2008
- [42] HACCOUN, D., LEFRANCOIS, S., MEHN, E., Electrical and Computer Engineering, 1996. Canadian Conference on Volume 1, 26-29 May 1996 pp.:32 – 35
- [43] <http://www.fsktm.upm.edu.my/~hakim/sak5306/present/vsat.ppt#285,21>, CDMA (Code Division Multiple Access), Kasım 2008
- [44] http://en.wikipedia.org/wiki/Spread_spectrum, Kasım 2008
- [45] RODDY, D., Satellite Communications, The Geostationary Orbit, Chapter 3, 4th Edition, Mc Graw Hill, 2001.
- [46] http://en.wikipedia.org/wiki/Spread_spectrum#Commercial_use, Kasım 2008
- [47] KOHNO, R., MEIDAN, R., MILSTEIN, L.B., “Spread Spectrum Access Methods for Wireless Communications”, In IEEE Communications Magazine, pp. 58-67, January 1995.
- [48] http://en.wikipedia.org/wiki/Direct-sequence_spread_spectrum, Kasım 2008
- [49] http://en.wikipedia.org/wiki/Frequency-hopping_spread_spectrum, Kasım 2008

- [50] SHAH, A., “Software Based Implementation of a Frequency Hopping Two Way Radio”, BSc thesis, Department of Electrical and Computer Science Engineering, Massachusetts Institute of Technology, May 1997
- [51] <http://www.ferret.com.au/articles/z1/view.asp?id=91485>, Aralık 2008
- [52] United States Air Force. Milsatcom-Milstar Program. <http://www.laafb.af.mil/SMC/MC/milstar.html>, Aralık 2008
- [53] http://www.idirect.net/cs/news/white_papers, Aralık 2008
- [54] Technical bulletins and documentations of manufacturer firms of satellite communication systems, iDirect, NDSatcom, Viasat, Nera, Alcatel, HNS, Gilat, Shiron, EMS and Advantech

ÖZGEÇMİŞ

1974 Ankara doğumlu olan Mustafa Reşit Akdoğan 1995 yılında İstanbul Teknik Üniversitesi SMF Elektrik-Elektronik Mühendisliği bölümünden mezun oldu. 1998 yılında MEB Yurtdışı Lisansüstü Sınavında Türkiye 64.sü olarak ABD'nin Georgia Üniversitesinde doktora yapma ve Boğaziçi Üniversitesinde öğretim görevlisi olma hakkını elde etti. Aynı yıl Sakarya Üniversitesinin Elektrik-Elektronik Mühendisliği Bölümünde Yüksek Lisans Eğitimini tamamladı. " A Novel Line Code Achieving More Efficient and Effective Usage of Space Segment Capacity on Communication Satellites" ve "A New Multiple Access Technique Achieving Optimum Usage of Satellite Space Segment Capacity " isimli makaleleri uluslararası konferanslarda sunulmak ve yayınlanmak üzere kabul edildi. İş hayatına Türk Telekom Uydu Haberleşme Merkezinde başladı. 2004 yılında Türksat A.Ş'nin kuruluşunda aktif olarak görev aldı. Türksat A.Ş'de farklı pozisyonlarda yöneticilik görevleri yaptı. Ulusal ve uluslar arası pek çok projede çalıştı. TRT ve Özel televizyon kanallarının birlikte kurduğu Anten A.Ş.'ye Genel Müdür olarak seçildi. Halen Çalık Holding bünyesinde Arnavutluk Telekom Sh.a'da üst düzey yönetici olarak çalışmaktadır. Evli ve 3 çocuk babası olan Mustafa R. Akdoğan iyi derecede İngilizce bilmektedir.