

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

Sayısal İle, Tek. ve 2 mp/s Tem. Band
Sayısal Diz. Inc.

Yüksek Lisans Tezi

Sıtkı Öztürk

1988

Ref
EHM
246
1988

152
122

Elektrik

20000TL

YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ

SAYISAL İLETİŞİM TEKNİKLERİ ve 2 Mb/s TEMEL BAND
SAYISAL İLETİŞİM DİZGELERİNİN İNCELENMESİ

Yüksek Lisans Tezi

SITKI ÖZTÜRK

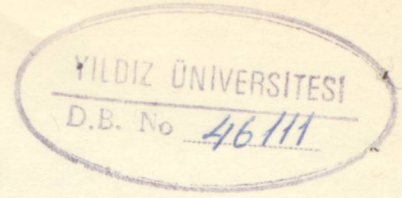
İstanbul — 1988

YILDIZ TEKNİK ÜNİVERSİTESİ
KÜTÜPHANE DOKÜMANTASYON
DAİRE BAŞKANLIĞI

Kot : R 152
: 122
Alındığı Yer : FEN BİL. ENS.
Tarih : 16.04.1992
Fatura : - - - - -
Fiyatı : 20.000. TL.
Ayniyat No : 1/2
Kayıt No : 48333
UDC : 621.3 378.242
Ek :



YILDIZ ÜNİVERSİTESİ
FEN BİLİMLERİ ENSTİTÜSÜ



SAYISAL İLETİŞİM TEKNİKLERİ ve 2 Mb/s TEMEL BAND
SAYISAL İLETİŞİM DİZGELERİNİN İNCELENMESİ

Yüksek Lisans Tezi

SITKI ÖZTÜRK



İstanbul — 1988

I Ç İ N D E K İ L E R

3.1	QPSK	31
3.2	Ayrıntılı teminler	32
	OZET	
	1.1 Taşıyıcının yeniden oluşturulması	32
	BOLUM 1	
	Giriş	1
1.1	Sayısal iletişim	4
1.1.1	Sayısal iletişimin gereksesi	4
1.2	Sayısal modülasyon	5
1.3	Radyolink dizgelerinde kullanılan terimler	7
1.4	Analog ile sayısal radyolink arasındaki farklar.	8
1.4.1	Tekrarlayıcılar ve yeniden üreticiler	8
1.4.2	Taşıyıcı-Gürültü oranı	10
1.5	Sayısal iletişim dizgeleri ile çözülebilecek sorunlar	11
1.5.1	Standartlılaştırma	11
1.5.2	Tayf ve band genişliği	12
4.2	BOLUM 2	
	Sayısal Radyo dizgelerinde modülasyon yöntemleri.	15
2.1	Modülasyon/Demodülasyon teknikleri	15
2.2	Modülasyon teknikleri	16
2.2.1	Modülasyon kategorileri	17
2.2.2	Modülasyon çeşitinin seçimine etki eden faktörler	19
2.3	Sayısal dizgeler'de doğrudan RF modülasyonu çeşitleri	20
2.3.1	İkili evre kaydırmalı anahtarlama (BPSK)	20
2.3.2	QPSK (4-PSK)	21
2.3.3	Offset QPSK (OQPSK)	23
2.3.4	Farksal QPSK (DQPSK)	24
2.3.5	Kısmi cevap anahtarlama (QPR)	25
2.3.6	QAM	27
2.3.7	Dolaylı modülasyon	28
	BOLUM 3	
	Sayısal Radyo dizgelerinde demodülasyon yöntemleri	30

3.1	QPSK demodülasyonu	31
3.2	Ayrıntılı tanımlar	32
3.2.1	Taşıyıcının yeniden oluşturulması	32
3.2.2	Karıştırıcılar	33
3.2.3	Hat sinyal arageçişleri	37
3.2.3.1	Kodlama	37
3.2.3.2	Sayısal karıştırıcı (scrambler)	39
3.2.3.2.1	Sayısal karıştırıcının prensibi ...	39
BOLUM 4		
	Temel band iletişim dizgeleri	41
4.1	Rastgele eşzamanlı işaretlerin spektral yoğunluğu	43
4.1.1	İkili sinyallerin spektrumu	44
4.1.2	İkili işaretlerin temel band spektral eşitliklerinin uygulamaları	51
4.1.3	NRZ sinyallerinin spektral yoğunluğu ...	52
4.2	Band sınırlı temel band dizgeleri	55
4.2.1	İdeal "Brick-Wall" süzgeci	55
4.2.2	Göz örüntüsü	58
4.3	Nyquist kuramları	60
4.3.1	Nyquist minimum-band genişliği kuramı ..	60
4.3.2	Nyquist artık simetri kuramı	62
4.3.3	ISI ve JITTER'sız Nyquist iletişim kuramı	65
4.4	Yanılğı olasılığı, P_e	70
BOLUM 5		
	2 Mb/s temel band sayısal iletişim biriminin incelenmesi	76
5.1	Temel band sayısal giriş (veriş) birimi	79
5.1.1	HDB-3/NRZ dönüştürücü	79
5.1.2	Data dengeleyici	81
5.1.3	Saat ayırma	81
5.1.4	Giriş-çıkış tamponu	82
5.1.5	PCM AIS alarmı	82
5.1.6	Sinyal alarm birimi ve alarm birleştirme.	82
5.1.7	Alarm geciktirme	83

5.1.8 Saat ve data seçme	84
5.1.9 AIS saat üretici	84
5.1.10 Sayısal karıştırıcı (Scrambler)	84
5.1.11 Temel band süzgeci	85
5.2 Temel band sayısal alış (çıkış) birimi	86
5.2.1 Temel band yükseltici ve karıştırıcı	86
5.2.2 Saat ayırma ve PLL	87
5.2.3 Gerilim denetimli kristal osilatör (VCXO).	89
5.2.4 Giriş-çıkış dağıtım tamponu	89
5.2.5 Alarm geciktirme, BER ve alarm birleştirme	89
5.2.6 AIS alarmı	91
5.2.7 Sayısal kod çözücü (Descrambler)	91
5.2.8 Saat ve data seçme	92
5.2.9 BER alarm belirleyici	92
5.3 Temel band alarm ve kanal aktarma denetim birimi	93
5.3.1 Öncelikli alarm kod çözücü	93
5.3.2 Alarm belirleyici	96
5.3.3 Manuel-Otomatik kanal aktarma	97
5.3.4 Kanal aktarma tamponu	98
5.3.5 NRZ/HDB-3 dönüştürücü ve hat çıkış devresi	98
5.4 Alarm çoklayıcı	99
5.4.1 saat üretici ve sayıcı	99
5.4.2 Paralel/Seri dönüştürme	101
5.4.3 Saat ve eşzamanlaşma bilgilerinin birleştirilmesi	101
BOLUM 6	
Sonuç	102

O Z E T

İletişim mühendisliği alanında yapılan çoğu yeni gelişmeler, sayısal yöntemlerin kullanımını artırmıştır. Sayısal işaret işlemede, sayısal çoğullama, sayısal anahtarlama ve sayısal iletişim teknikleri son zamanlarda büyük önem kazanmıştır. Modern iletişim dizgelerine, bu sayısal teknikler sürekli artarak uygulanmaktadır.

Bu tezde, 1.inci bölümde sayısal radyo dizgelerinde kullanılan bazı tanımlar verilmiştir. 2.nci ve 3.cü bölümlerde sayısal iletişim için, sayısal radyolinklerde modülasyon ve demodülasyon yöntemleri tanıtılmıştır.

4.ncü bölümde, temelband iletişim teknikleri tanıtılmıştır. Temelband iletişiminde, sıklıkla kullanılan, band etkinliği (verimi), işaret işleme yöntemleri ve modülasyon metodları anlatılmaktadır. Ayrıca, sayısal modülasyonda yanılgi olasılığı ve temelband sinyalinin iletişimi için uygun band genişliği gereksinimi açıklanmaktadır.

Son bölüm ise gerçekleştirilen dizgenin tanıtımını içermektedir.

A B S T R A C T

The overwhelming majority of new developments in the communications engineering field employ digital methods. Digital signal processing, digital multiplexing, digital switching and transmission techniques have a great of importance in nowadays. These techniques will have continually increasing applications in modern communications systems.

The subjects in chapters 1 through 3 are devoted for digital communication, modulation and demodulation techniques of the digital radiolink. Same basic terms for digital radio relay systems are given in the first chapter.

In the fourth chapter, baseband transmission techniques are introduced. The principles and performance characteristics of baseband transmission techniques that are frequently employed. Before dealing with bandwidth-efficient modulation techniques, the principles of the simplest baseband signal processing and modulation methods are mentioned. Also error rate performance for the various digital signalling techniques and the channel bandwidth requirements of the corresponding signals are examined.

The last chapter includes explanation of the realized system.

BÖLÜM: 1

GİRİŞ

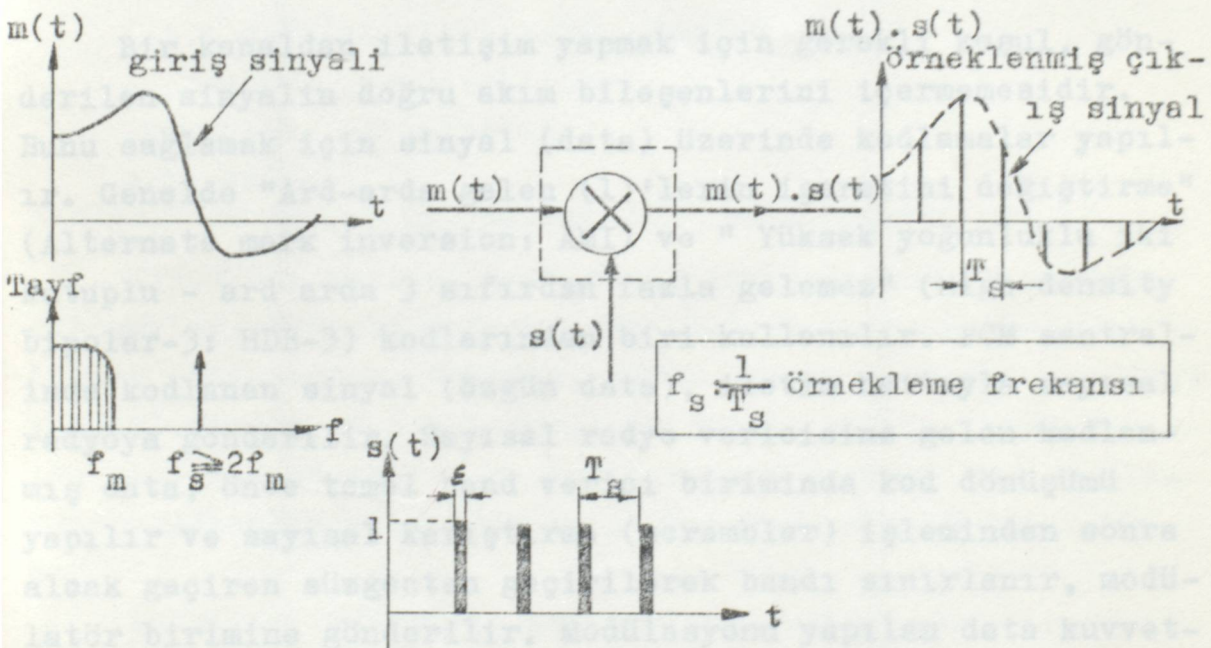
Son yıllarda, sayısal sinyal işleme teknolojisindeki hızlı gelişmeler, birçok alanda ve özellikle de telefon tekniğinde devrim yapmıştır. Bu gelişmelerde öncülüğü, 25-30 yıl öncesinin bilgisayar denetimli ve analog anahtarlı santralleri yapmıştır. Artan haberleşme trafiğine paralel olarak, santraller arası devrelere gereksinim artmıştır. Önceden kullanılan sistemlere döşenmiş kablolar, çoğu zaman bu gereksinimleri karşılayamamaktadır. Şehir şebekelerinde yeni kabloların döşenmesi, bu soruna çözüm getirememektedir.

Bu nedenle, çoğullama kanallı iletişim sistemlerine erişmek çok önemli bir hale gelmiştir. Darbe kod modülasyon (pulse kod modulation: PCM)'u, geliştirilmiş böyle bir dizgedir. Bu amaçla kullanılan dizgelerde zaman bölmeli çoğullama (time division multiplex: TDM) ve frekans bölmeli çoğullama (frequency division multiplex: FDM) yöntemleri kullanılır.

Kısaca, PCM'in büyük başarısı ve hızlı gelişmesi, dizgenin hem güncel problemleri çözmesi, hemde geleceğe yönelik bir yatırım olma özelliğinden kaynaklanmaktadır.

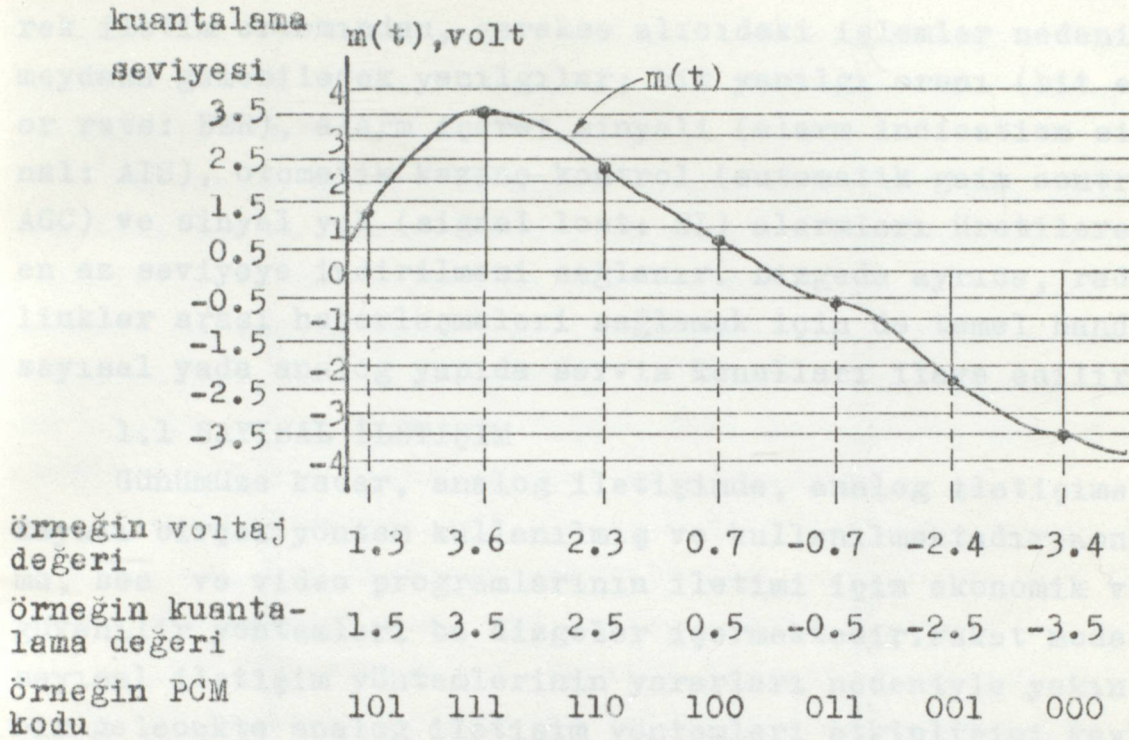
PCM santralleri, en az 30 abonelik yapılıdır. Abone santral arası analog iletişim, santral-santral arası ise sayısal iletişim ile sağlanır. PCM santralında analog bilgiler sayısal olarak oluşturulduktan sonra, aynı iletim ortamından 30 kanalı iletebilmek için, TDM çoğullama işlemi yapılır. TDM yönteminde, bir kanaldan alınan iki örnek arasındaki zaman aralığı (çerçeve) en az, dizgedeki kanal sayısı

kadar zaman dilimlerine ayrılır. Konuşma frekansı 0,3-3,4 kHz olarak alındığında ses bilgisinin anlaşılabilirliği bozulmamaktadır. Bu nedenle, telefon kanallarında maksimum konuşma frekansı f_m : 3,4 kHz alınır. Darbe genlik modülasyonu (pulse amplitude modulation: PAM) için, en az örnekleme frekansı $f_s \geq 2f_m$ olması gerektiğinden, her kanal f_s : 8 kHz ile örneklenir (şekil 1.1). PAM örnekleri gerilim düzeyine göre 8 bit'lik kod sözcükleriyle kodlanarak PCM işaret (data)'i elde edilir (şekil 1.2). Herbir konuşma kanalından 8kHzx8bit 64 kbit/s 'lik data akışı elde edilir. 30 aboneyi bir tek kanalda iletmek için, en az 30x64 kbit/s: 1920 kbit/s'lik data akışı gerekir. Zamandaşlaşma bitleri de ilave edilerek 2048 kbit/s 'lik data akışı 30 abonelik PCM santralında elde edilir.



Şekil 1.1 PAM 'ın elde edilmesi. Telefonda f_m : 3,4 kHz.

f_s : 8 örnek/s. T_s : 125 ms



Şekil 1.2 PAM'dan PCM' un kodlarının eldedilmesi.

Bir kanaldan iletişim yapmak için gerekli koşul, gönderilen sinyalin doğru akım bileşenlerini içermemesidir. Bunu sağlamak için sinyal (data) üzerinde kodlamalar yapılır. Genelde "Ard-arda gelen (1)'lerin işaretini değiştirme" (Alternate mark inversion: AMI) ve "Yüksek yoğunluklu iki kutuplu - ard arda 3 sıfırdan fazla gelemez" (High density bipolar-3: HDB-3) kodlarından biri kullanılır. PCM santralinde kodlanan sinyal (özgün data), iletim hattıyla sayısal radyoya gönderilir. Sayısal radyo vericisine gelen kodlanmış data, önce temel band verici biriminde kod dönüşümü yapılır ve sayısal karıştırma (scrambler) işleminden sonra alacak geçiren süzgeçten geçirilerek bandı sınırlanır, modülatör birimine gönderilir. Modülasyonu yapılan data kuvvetlendirilerek anten vasıtası ile iletim ortamına aktarılır.

Sayısal radyo vericisinden gönderilen modüle edilmiş data, sayısal radyo alıcısındaki demodülatör katında ayrıştırılarak temel band alıcı birimine iletilir. Burada, karıştırılmış data çözülerek (descrambler) özgün data elde edilir. Özgün data kodlanarak PCM santraline gönderilir. Ge-

rek iletim ortamından, gerekse alıcıdaki işlemler nedeniyle meydana gelebilecek yanlışlar; bit yanlış oranı (bit error rate: BER), alarm işaret sinyali (alarm indication signal: AIS), otomatik kazanç kontrol (otomatik gain control: AGC) ve sinyal yok (signal lost: SL) alarmları üretilerek, en az seviyeye indirilmesi sağlanır. Dizgede ayrıca, radyo-linkler arası haberleşmeleri sağlamak için de temel banda sayısal yada analog yapıda servis kanalları ilave edilir.

1.1 SAYISAL İLETİŞİM

Günümüze kadar, analog iletişimde, analog iletişime dayalı birçok yöntem kullanılmış ve kullanılmaktadır. Konuşma, ses ve video programlarının iletimi için ekonomik ve güvenilir yöntemleri bu dizgeler içermektedir. Fakat modern sayısal iletişim yöntemlerinin yararları nedeniyle yakın bir gelecekte analog iletişim yöntemleri etkinliğini kaybedecektir.

1.1.1 SAYISAL İLETİŞİMİN GEREKÇESİ

- Uygunluk, (compatibility)
 - Esneklik, (flexibility)
 - Ekonomiklik,
- yönlerinden sayısalın analoga göre üstünlükleri vardır.

UYGUNLUK: Sayısal modülasyon tekniklerindeki sürekli gelişmeler, değişik bilgi kaynaklarına uygulanabilirliğini artırmıştır. Örneğin, çoklu erişim (multiple access) yöntemlerinden, zaman bölmeli çoklamalı erişim (time division multiple access) v.b. Sayısal data formatı özel kodlamaya ve güvenlik açısından da şifrelemeye olanak tanımaktadır.

ESNEKLİK: Günümüzde kullanılan, sayısal modülasyon yöntemlerinin en belirgin özelliği, sayısal sinyalin tekrar üretilmesidir. Dataya gürültü karışmış olsa bile çok az bir yanlış ile alıcıda özgün data elde edilebilir. Bu nedenle günümüz ticari haberleşme uydularında da sayısala doğru bir yöneliş söz konusudur.

Esneklik, sayısal dizgelerin her bir alt dizgesi için

de geçerlidir. Çoğullama, depolama, yeniden üretme ve diğer işlevler, data bitleri, kelimeleri, paketleri ve öbekleri yardımıyla mümkün olmaktadır.

Sayısalın getirdiği diğer önemli bir esneklik, yanlış denetimi (error control)'dur. Bu denetim kullanıcıya yüksek güvenilirlik ve düşük yanlış oranlarının elde edilmesini sağlar. Sayısalın işlerliliği, kalitelilik, ayrıntıllılık (resolution), temizlik (purity) ve hızlı tepke süresi v.b. durumlarda üstün olmasına rağmen bazı durumlarda analog iletişim dizgeleri geçerliliğini korumaktadır.

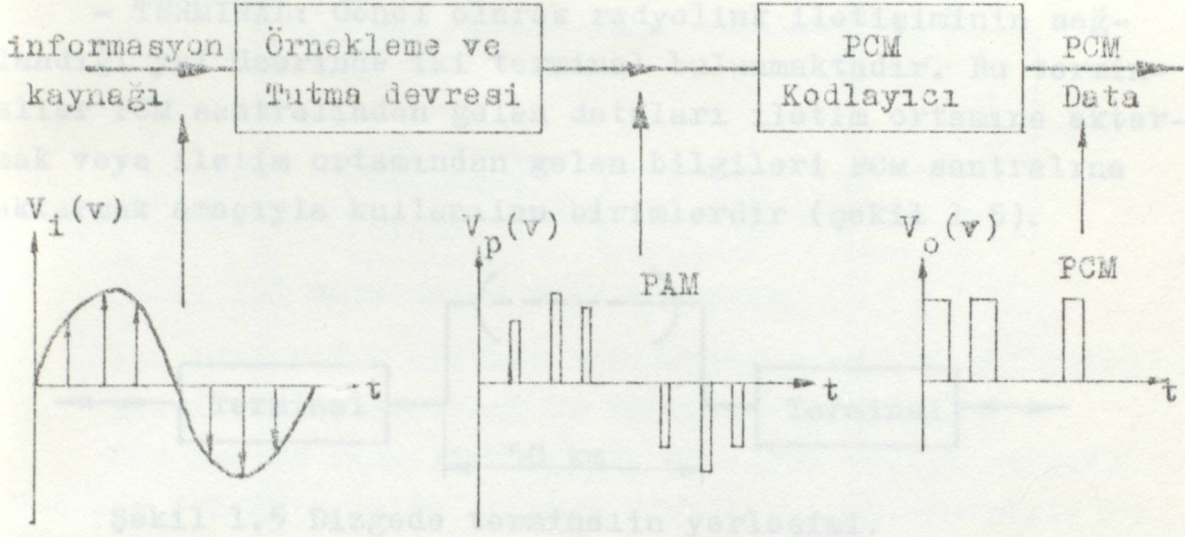
EKONOMİKLİK: Sayısal iletişim dizgelerinin analoga göre üstünlüğü, bir kısmının mikroişlemci, bellek ve MSI (medium scale integration) yapılarını içeren tümleşik devre teknolojisi kullanmasıdır. Sayısal dizgenin tasarımı daha da geliştirilerek, işlevlerin bütünleştirilmesine doğru bir yöneliş vardır, örneğin modem, kodlayıcı, kod çözücü, dönüştürücü ve süzgeçler v.b. Başlangıçta üretimin daha ekonomik olması için pahalı tasarım yöntemlerine gidiliyorsa da analog dizgelere nazaran kullanıcıya daha esnek ve uygun bir yapı sunmaktadır.

1.2 SAYISAL MODÜLASYON

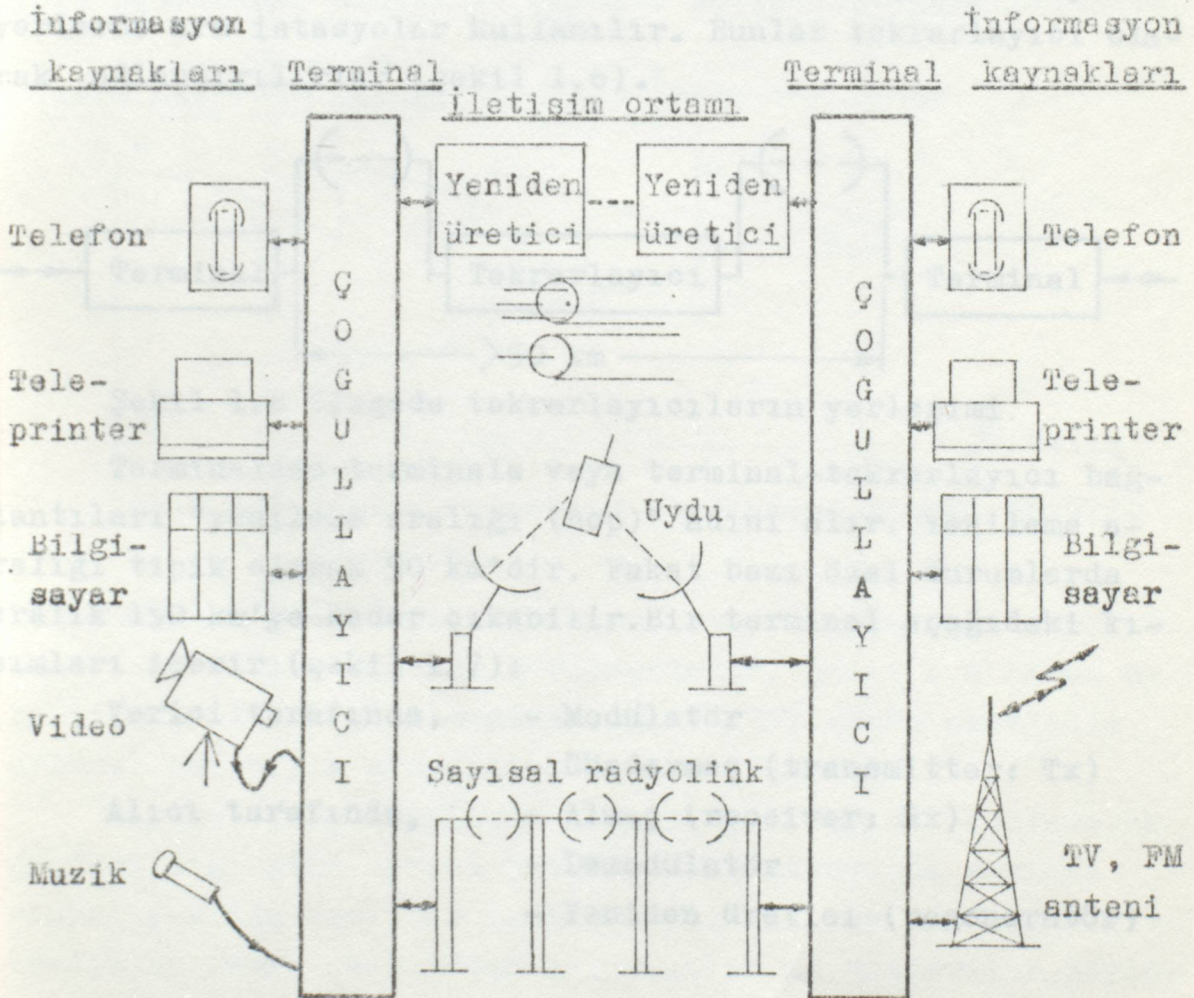
Analog sinyal, örneklenir, basamaklandırılır ve kodlanır. Bu kodlama yapısı PCM'dir (şekil 1.3). Kodlanmış birçok bilgi kaynakları örneğin, konuşma kanalları zamanında çoğullanarak gönderilir (şekil 1.4).

Sayısal iletişime doğru artan yöneliş, daha güvenilir ve ekonomik sayısal iletişim kanallarına gereksinimi artırmaktadır. Gönderilecek bilgi kaynakları sayısallaştırıldıktan (PCM) sonra, çoğullama işlemi yapılarak iletişim kanallarından gönderilir. Her bir bilgi kaynağı belirli bir frekans bölgesine taşındığından, iletimde herhangi önemli bir sorun çıkmaz.

Sayısal sinyallerin belirgin üstün avantajları, yeniden üretilmesi ve gürültüye karşı bağışıklı olmalarıdır.



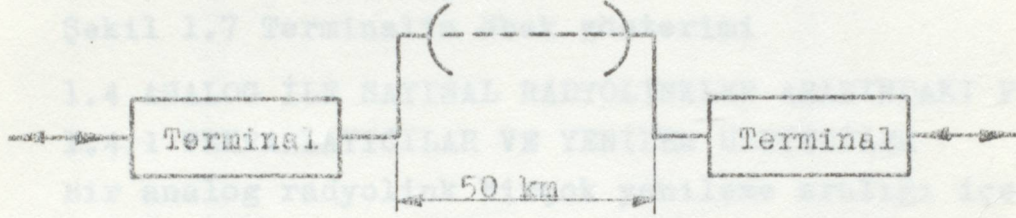
Şekil 1.3 Analog sinyalin sayısallaştırılması.



Şekil 1.4 iletişim durumları.

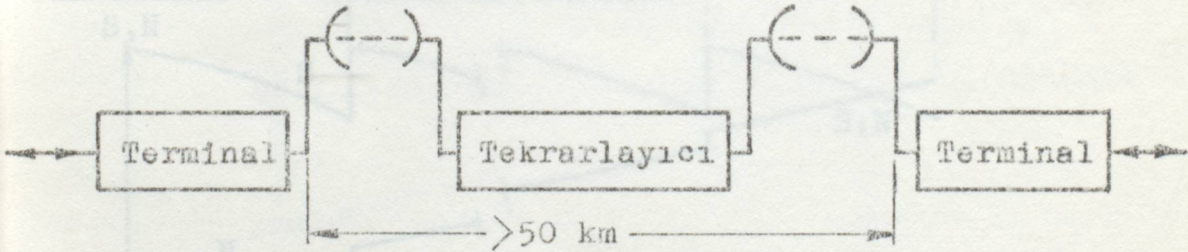
1.3 RADYOLINK DİZGELERİNDE KULLANILAN TERİMLER

- **TERMINAL**: Genel olarak radyolink iletişiminin sağlandığı yol üzerinde iki terminal bulunmaktadır. Bu terminaller PCM santralinden gelen dataları iletim ortamına aktarmak veya iletim ortamından gelen bilgileri PCM santraline aktarmak amacıyla kullanılan birimlerdir (şekil 1.5).



Şekil 1.5 Dizgede terminalin yerleşimi.

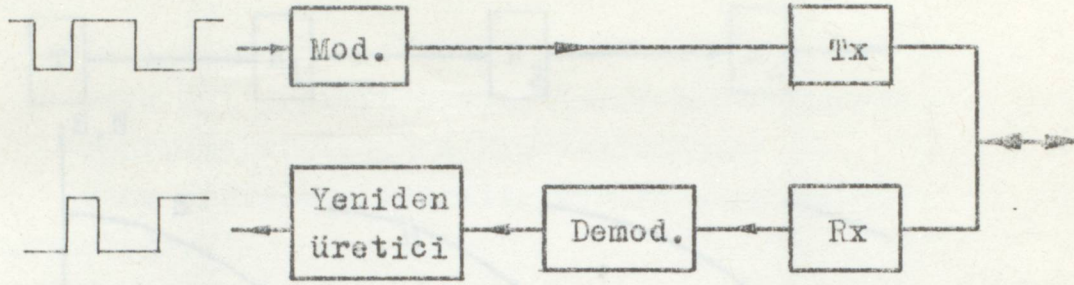
- **TEKRARLAYICI (Repeater)**: Terminaller arası uzaklık 50 km'yi geçtiğinde veya optik görüş (line of sight) olmayan yerlerde ara istasyolar kullanılır. Bunlar tekrarlayıcı olarak adlandırılırlar (şekil 1.6).



Şekil 1.6 Dizgede tekrarlayıcıların yerleşimi.

Terminalden-terminale veya terminal-tekrarlayıcı bağlantıları "yenileme aralığı (hop)" adını alır. Yenileme aralığı tipik olarak 50 km'dir. Fakat bazı özel durumlarda aralık 150 km'ye kadar çıkabilir. Bir terminal aşağıdaki kısımları içerir (şekil 1.7):

- | | |
|-------------------|---------------------------------|
| Verici tarafında, | - Modülatör |
| | - Göndermeç (transmitter: Tx) |
| Alici tarafında, | - Almaç (receiver: Rx) |
| | - Demodülatör |
| | - Yeniden üretici (regeneratör) |
- landıktan sonra gürültüden arındırılır ve gönderilir. Böylece gürültü kuvvetlenmez diye bir sorun söz konusu olmaz.

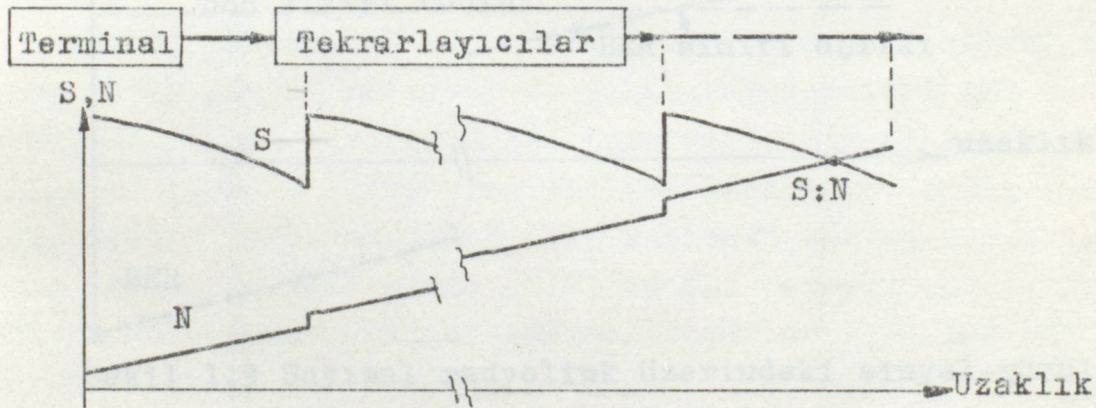


Şekil 1.7 Terminalin öbek gösterimi

1.4 ANALOG İLE SAYISAL RADYOLINKLER ARASINDAKİ FARKLAR

1.4.1 TEKRARLAYICILAR VE YENİDEN ÜRETİCİLER

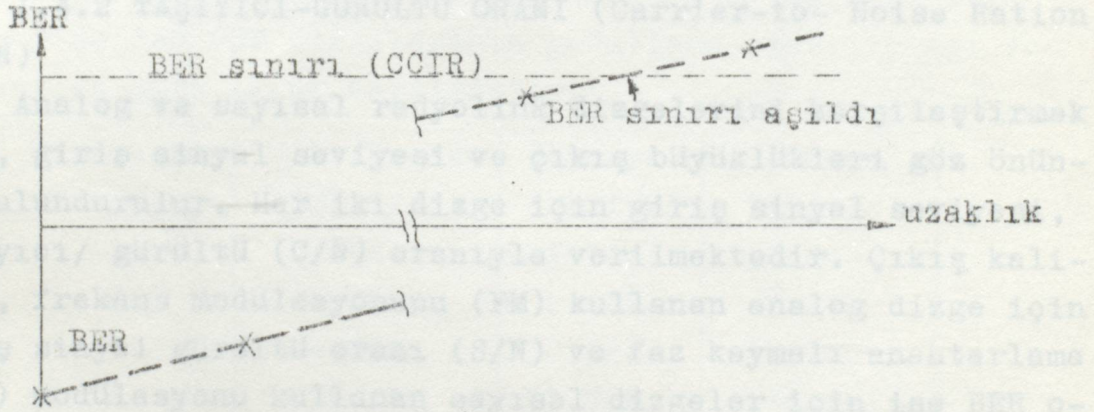
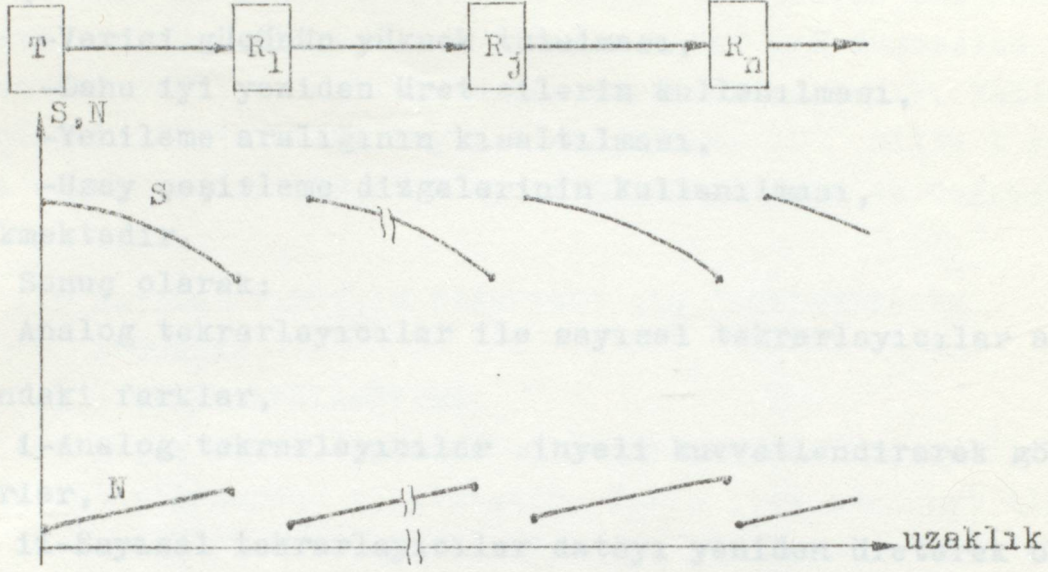
Bir analog radyolink birçok yenileme aralığı içerir. Her bir tekrarlayıcıda alınan sinyal kuvvetlendirilir ve yeniden gönderilir. Aynı zamanda sinyale karışmış olan gürültü de kuvvetlendirilerek gönderilir. Şekil 1.8'de link yolu üzerindeki sinyal ve gürültü seviyeleri görülmektedir.



Şekil 1.8 Analog radyolink üzerindeki sinyal gürültü düzeyleri.

Bazı yenileme aralıklarından sonra sinyal düzeyinin gürültü düzeyinin altına düştüğü görülmektedir. Şekil 1.8 biraz abartılmış olarak çizilmesine rağmen gürültünün uzaklıkla artması nedeniyle sinyalin kalitesi düşmektedir.

Sayısal radyolinklerde ise, sinyal, sayısal kodlanarak gönderildiği gibi ayrıca her bir ara istasyonda sayısal sinyal yeniden üretilir (Şekil 1.9). Yani sayısal kod algılandıktan sonra gürültüden arındırılır ve gönderilir. Böylece gürültü kuvvetlendirme diye bir sorun söz konusu olmaz.



Şekil 1.9 Sayısal radyolink üzerindeki sinyal-gürültü düzeyleri.

Yalnız burada bir sorun ortaya çıkmaktadır. Gelen sinyal yanlışsız olarak algılanabilecek mi? Algılamada oluşacak

yanılgı biti her an link üzerinde olacaktır. Bu nedenle kabul edilebilir bit yanlışlıkları için bit yanlışlıklar oranları (BER) tanımlanmıştır (sayısal mikrodalga dizgelerinde dizge işlerliliği ortalama yanlışlıklar olasılığı " $P_e:BER$ " ile ifade edilir). Sayısal link yolu üzerinde değişmez bir gürültü düzeyi elde edilmesine rağmen BER artar ve link boyunu sınırlamada bir faktör oluşturur. Dolayısıyla BER link yolu üzerinde denetlenmelidir. BER'in düşük tutulabilmesi

da görüldüğü gibi analog dizgede 20dB de bozulma çok fazla olmakta, sayısal dizgede ise 20dB'e kadar C/N düşmesine rağmen BER sabit kalmakta, bundan sonra artmaktadır. Yaklaşık olarak 20dB'e kadar sayısal dizgelerde 10^{10} bitte 1 yanlışlık vermektedir. BER, C/N'nin değişimine daha az bağımlıdır.

1.5 SAYISAL İLETİŞİM DİZGELERİ İLE ÇÖZÜLEBİLECEK SORUNLAR

1.5.1 STANDARTLILAŞTIRMA

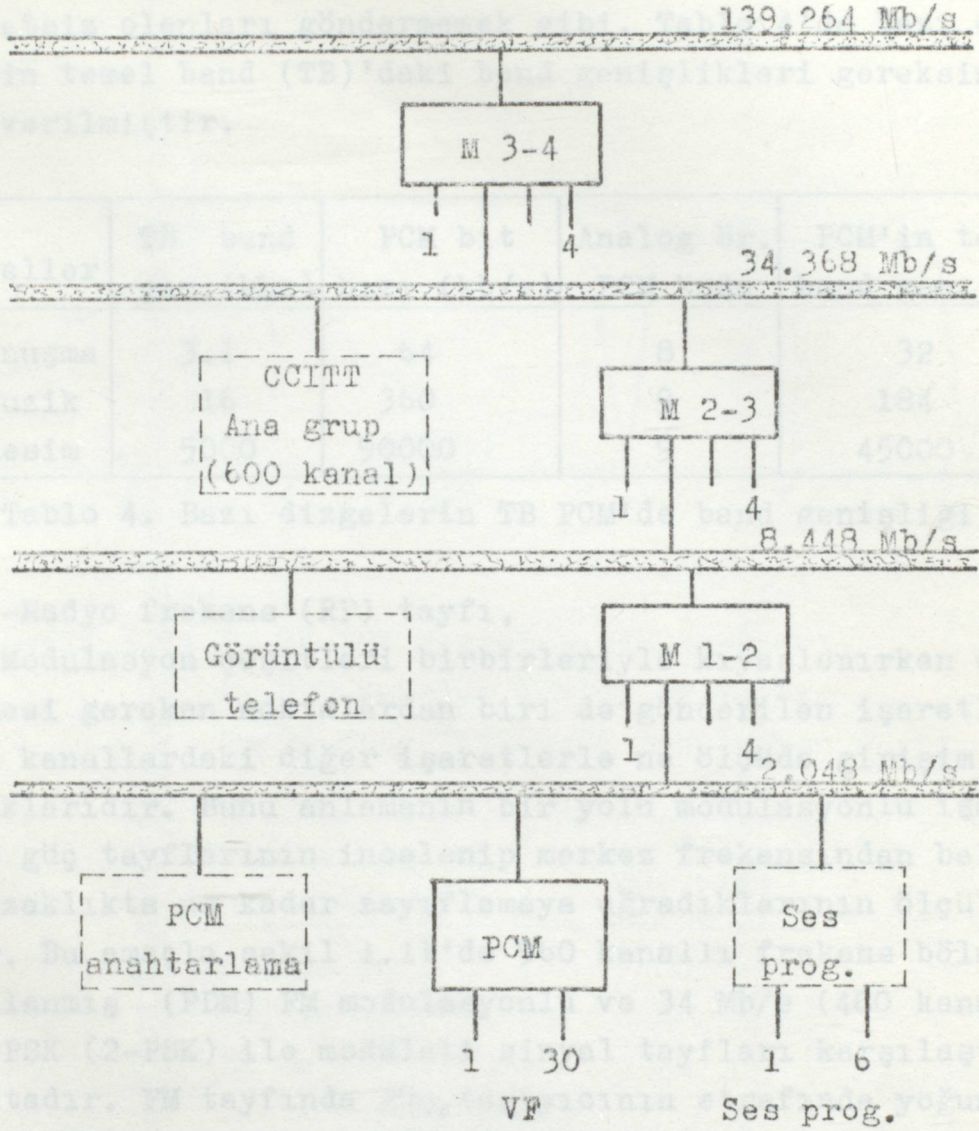
Ara geçiş devre (interface) sorunlarından kaçınabilmek için standartizasyona gidilmiştir. Tablo 1'de standart iletişim data akıları verilmiştir. Ayrıca, bir konuşma data akısı 64kbit/s olan PCM dizgesinde (sayısal santral) konuşma kanal kapasitesi standartları da tablo 2'de verilmiştir. Tablo 3'de ise PCM dizgelerinin çoğullama olasılıkları ve kullanılan data akısı verilmiştir.

Hiyerarşi Düze y no	U.S./Kanada (Mbit/s)	Japonya (Mbit/s)	Avrupa (Mbit/s)
1	1.544	1.544	2.048
2	6.312	6.312	8.448
3	44.736	32.064	34.368
4	274.174	97.728	139.264
5	-	396.200	560-840 (564.992)

Tablo 1 Standart iletişim data akıları.

Hiyerarşi Düze y no	PCM kanal kapasiteleri		
	U.S./Kanada	Japonya	Avrupa
1	24	24	24
2	96	96	120
3	672	480	480
4	4032	1440	1920
5	-	5760	7680-11520

Tablo 2 PCM standart kanal kapasiteleri.



Tablo 3 2.048Mb/s birincil PCM çoğullama dizgesine dayalı CCITT standart hiyerarşisi.

VF: 64 kb/s PCM konuşma kanalları

1.5.2 TAYF VE BAND GENİŞLİĞİ

- Band genişliği,

Kodlanmış sinyaller, özgün analog sinyal band genişliğinden daha fazla band işgal eder. Band genişliğini azaltacak birçok yöntem vardır. Örneğin, video sinyali için, video istatistikliğine dayanarak tahmine bağlı kodlama yöntemleri kullanılarak data akısının band genişliği azaltılabilir. Resim içerisindeki hareketli görüntü noktalarını göndermek,

hareketsiz olanları göndermemek gibi. Tablo 4'de bazı dizgelerin temel band (TB)'daki band genişlikleri gereksinimleri verilmiştir.

Sinyaller	TB band gen.(kHz)	PCM bit hızı (kb/s)	Analog ör. PCM kodu	PCM'in teorik band gen.(kHz)
Konuşma	3.1	64	8	32
Muzik	16	360	9	184
Resim	5000	90000	9	45000

Tablo 4. Bazı dizgelerin TB PCM'de band genişliği

-Radyo frekans (RF) tayfı,

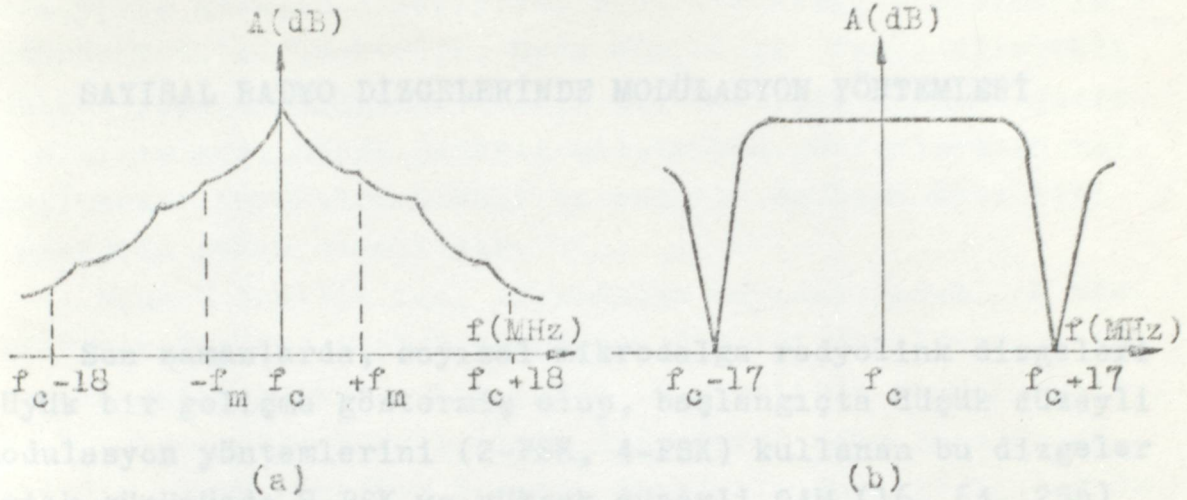
Modulasyon çeşitleri birbirleriyle kıyaslanırken dikkat edilmesi gereken noktalardan biri de gönderilen işaretlerin komşu kanallardaki diğer işaretlerle ne ölçüde girişim oluşturdıklarıdır. Bunu anlamamanın bir yolu modulasyonlu işaretlerin güç tayflarının incelenip merkez frekansından belli bir uzaklıkta ne kadar zayıflamaya uğradıklarının ölçülmesidir. Bu amaçla şekil 1.11'de 960 kanallı frekans bölmeli çoğullanmış (FDM) FM modulasyonlu ve 34 Mb/s (480 kanal)'lık BPSK (2-PSK) ile modüleli sinyal tayfları karşılaştırılmaktadır. FM tayfında güç, taşıyıcının etrafında yoğunlaşmıştır. PSK tayfında ise düzgün bir güç yoğunluğu vardır. Dolayısıyla her iki dizge için aşağıdaki sonuçlar söylenebilir.

- Aynı kanalda bu iki dizge iletildiğinde, FM sinyalleri PSK sinyalleri ile girişim yapmaz.

- PSK sinyalleri, FM sinyalleriyle girişim yapar.

- PSK sinyalleri, PSK sinyalleriyle girişim yapar.

- FM sinyalleri, FM sinyalleriyle girişim yapmaz. Tablo 5'de taşıyıcı, girişim (C/I) oranları verilmiştir.



Şekil 1.11 FM ve PSK dizgelerinin tayfları.

a- 960 kanallı FDM'li FM tayfı.

b- 34 Mb/s 'lık BPSK modülasyon tayfı.

Girişimi ölçülen modülasyon tayfı	C/I (dB)
PSK'da FM	0
PSK'da PSK	20
FM'de PSK	50

Tablo 5 Aynı kanaldan gönderilen modülasyon tayflarının girişim değerleri.

BÖLÜM: 2

SAYISAL RADYO DİZGELERİNDE MODÜLASYON YÖNTEMLERİ

Son zamanlarda, sayısal mikrodalga radyolink dizgeleri büyük bir gelişme göstermiş olup, başlangıçta düşük düzeyli modülasyon yöntemlerini (2-PSK, 4-PSK) kullanan bu dizgeler artık günümüzde 8-PSK ve yüksek düzeyli QAM (16, 64, 256) yöntemlerini kullanmaktadır.

Çok düzeyli QAM'ın kullanılmasına doğru yönelişin artmasına paralel olarak, yüksek düzeyli modülasyon yöntemleri kullanan radyolink dizgelerinin ve bu yöntemi gerçekleyecek donanımın gereksinimleri günün elektronik camiasına yeni araştırma alanlarını açtı. Bu araştırmalar sonucu iletişim teknolojisinde büyük gelişmeler kaydedildi.

2.1 MODÜLASYON / DEMODÜLASYON TEKNİKLERİ

Sayısal modülasyon tekniklerinin bir çok uygulama alanları vardır. Örneğin, optik görüşlü radyolinkte, uydu iletişiminde ve konuşma kanalları üzerinden data iletimi v.b. Yukarıda belirtilen yöntemlerin birbirlerine göre değerlendirilmesi üç yönden yapılmaktadır.

Birincisi, yüksek sayısal hızlara gereksinim nedeniyle, uygun donanıma gerek duyulması. Bit akıları 2 Mb/s'den 565 Mb/s'ye kadar çıkar. Bu kadar yüksek hızlardaki bit akılarını yüksek düzeyli modülasyon yöntemleri kullanarak göndermek donanımda kolaylıklar sağlar. Konuşma frekansındaki data modemlerinde ise, bit akısı 20 kb/s seviyesinde olduğundan yüksek düzeyli modülasyona gerek yoktur.

İkincisi, band genişliği ile güç etkinliğidir. Bu özellik dağılmış olan radyo frekans tayfının sınırlandırılması

ve yüksek düzeyli modülasyonlarda tayf etkinliğinin ve bunun sonucu olarak da güç etkinliğinin sağlanabilmesidir. Modern optik görüşlü dizgelerde, band etkinliği 4 b/s/Hz'in üstünde tutulabilmektedir. Uydu dizgeleri fazla ağırlıklı yükleme yapılamadığından dolayı güç üzerinde meydana getirilen sınırlama, düşük düzeyli modülasyon yöntemlerinin kullanılmasını gerektirmektedir. Bu nedenle de band etkinliği 1 b/s/Hz'e yakın olmaktadır.

Üçüncü özellik ise, mikrodalga sayısal radyolink dizgelerinin frekans seçici bozulmaya duyarlı olmalarıdır. Bu bozulma optik görüşte, çok yollu bozulmalarla meydana gelir. Bu bozulma, yüksek data akıllı dizgelerde daha önem kazanmaktadır. Buna karşılık konuşma frekanslı data iletişiminde, kanallar arası sacılmalar önemlidir. Fakat bozulma yoktur. Buna karşılık uydu linklerinde meteorolojik etkiler nedeniyle sinyal bozulmaları söz konusu olmasına rağmen bunlar nadiren meydana gelen saçılma türündeki olaylardır.

2.2 MODULASYON TEKNİKLERİ

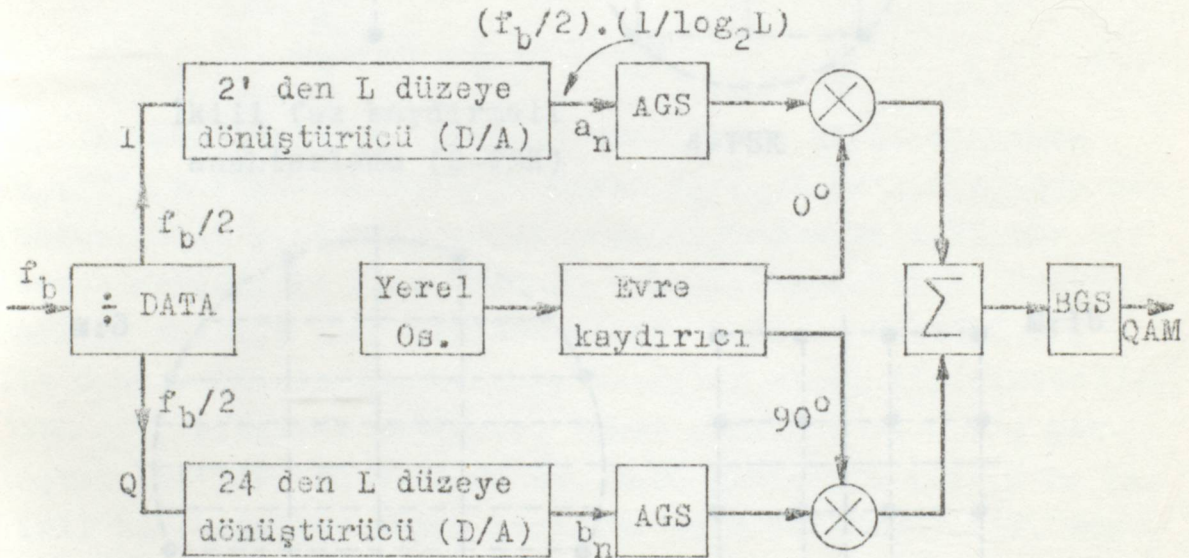
Sayısal işaretleri radyo frekanslı kanallardan iletmek için modülasyon işlemi gerekmektedir. Bu modülasyon işlemi analog olarak gerçekleştirileceğinden burada ele alacağımız dizgelerde bilgi işareti kesikli olup module edilen işaret sürekli. Şekil 2.1'de böyle bir M-düzeyli QAM (quadrature amplitude modulation) dizgesi öbek olarak verilmiştir. Dizgeye giren f_b Hz'lik data ikiye bölünerek I ve Q dataları elde ediliyor. Daha sonra her bir kanaldaki data, dizgenin M düzeyine göre, 2'den L düzey dönüştürücü içinde L düzeyli data elde edilir (Digital-Analog dönüştürücüde) ve LPF 'de bandı sınırlanarak yerel osilatörden gelen RF taşıyıcı işaretiyle module edilir.

Modülasyon işleminde RF taşıyıcısı, I ve Q kanallarındaki dataları 90° evre farkı ile module ederek, data analog bilgiye dönüşmüş, modüleli taşıyıcı elde edilir. I ve Q modulator çıkışları toplamı, BGS'den geçirilerek IF veya RF sinyali elde edilir. Modülatörün çıkış işlevi de 2.1 eşit-

liğı ile verilir. Burada $h(t)$, AGS ve BGS süzgeçlemeleri

$$S(t) : \left[\sum_n a_n \cdot h(t-nT) \right] \cdot \cos w_0 t + \left[\sum_n b_n \cdot h(t-nT) \right] \cdot \sin w_0 t \quad 2.1$$

sonuçunda elde edilen darbe şekillendiricilerin geçiş işlevi. Modüle edilmiş sinyal başka bir taşıyıcıya bindirilebilir (IF'dan RF'a geçiş). Daha sonra güç yükselteçlerinde kuvvetlendirilerek antenle radyolink ortamına verilir.



Şekil 2.1 M düzeyli QAM modülatörünün öbeği

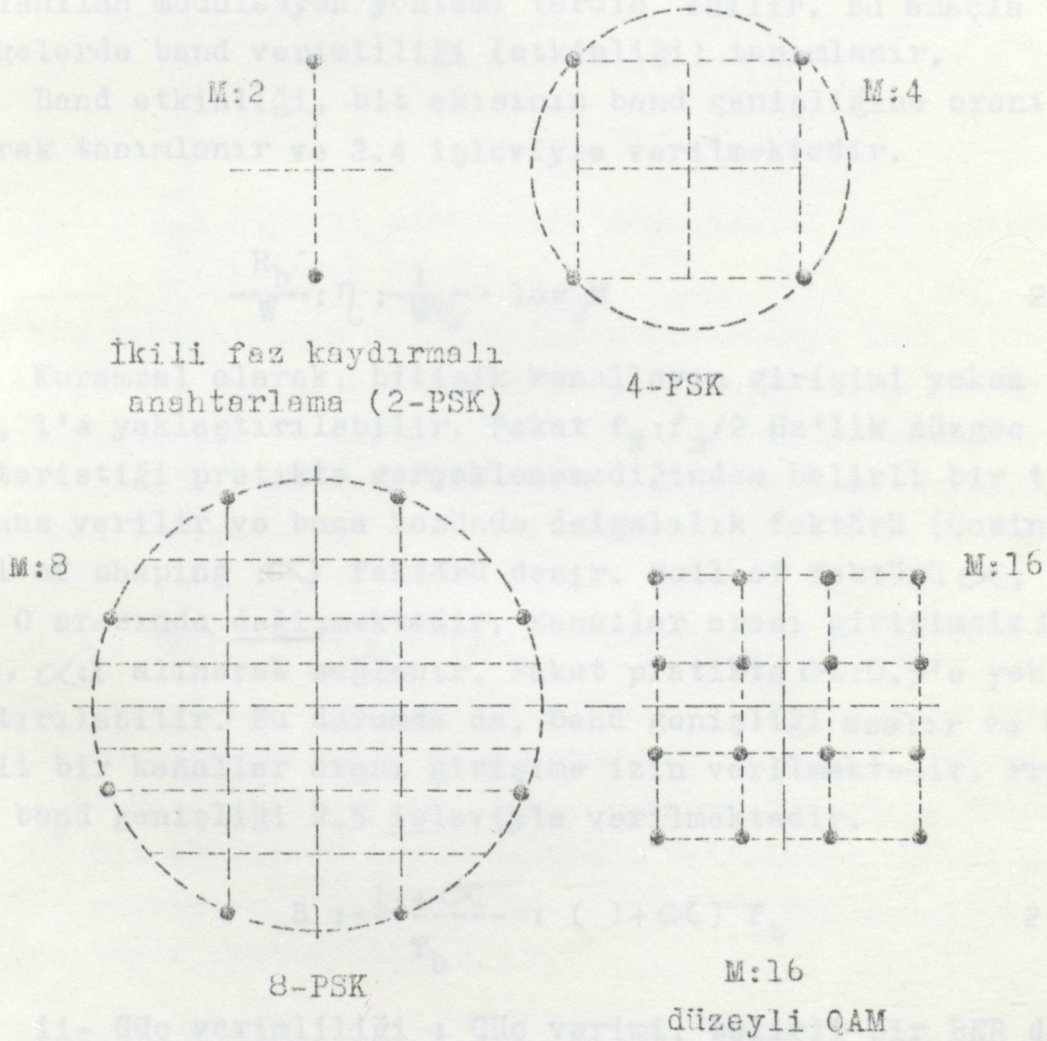
2.2.1 MODULASYON KATEGORİLERİ (ÇEŞİTLERİ)

Analog yapı içeren işaret, karmaşık sayı düzleminde 2.2 işlevi ile tanımlanır. Burada örneğin, a_n ve b_n 'ler

$$a_n + jb_n \quad 2.2$$

1'den M'ye kadar tek değerler alan 1, 3, ... (M-1) data düzeyleri iseler, modülasyon M-düzeyle genlik kaydırmalı anahtarlama (M-ASK) adını alır ve karmaşık düzlemin düşey ekseninde M nokta içerecek şekilde düzgün dağılırlar. Şimdi $a_n : \cos \theta_n$ ve $b_n : \sin \theta_n$ olsun. Herbir θ_n , M değerleri için $+180^\circ$ ile -180° arasında değerler alsın. Bu durumda dizge,

M- düzeyli faz kaydırmalı anahtarlama (M-PSK) adını alır ve karmaşık düzlemde birim çember üzerinde düzgün dağılımlı M nokta içerir. Son olarak, a_n için 1, 3, .. (M-1) ve benzer olarak b_n için de aynı değerler alınırsa bu modülasyon ise M-düzeyleli QAM (M-QAM) olur (şekil 2.2).



Şekil 2.2 M-düzeyleli QAM ve PSK modülasyonlu sinyalin evre ve genlikleri.

M-PSK ve M-QAM 'un iletim bit akıları 2.3 işlevi ile verilmektedir.

$$R_b = -\frac{1}{T_s} \log_2 M \quad \text{b/s} \quad 2.3$$

Bu işlevde bit akısı (hızı), sembol süresi ile doğrusal, düzey sayısı ile logaritmik olarak orantılır.

2.2.2 MODULASYON ÇEŞİTİNİN SECİMİNE ETKİ EDEN

FAKTÖRLER

i- Band verimliliği : Modülasyon türünün seçimine etki eden en büyük faktör band genişliğidir. Yani birim band genişliğinden gönderilen data akısı ne kadar fazla olursa kullanılan modülasyon yöntemi tercih edilir. Bu amaçla dizgelerde band verimliliği (etkinliği) tanımlanır,

Band etkinliği, bit akısının band genişliğine oranı olarak tanımlanır ve 2.4 işleviyle verilmektedir.

$$\frac{R_b}{W} : \eta : \frac{1}{W T_s} \cdot \log_2 M \quad 2.4$$

Kuramsal olarak, bitişik kanalların girişimi yoksa $W T_s$, 1'e yaklaştırılabilir. Fakat $f_N : f_s / 2$ Hz'lik süzgeç karakteristiği pratikte gerçekleştirilemediğinden belirli bir tolerans verilir ve buna kosünüs dalgalılık faktörü (Cosine roll of shaping : α) faktörü denir. Roll of faktörü α , 1 ile 0 arasında değişmektedir. Kanallar arası girişimsiz iletim, $\alpha : 1$ alınarak sağlanır. Fakat pratikte $\alpha : 0.5$ 'e yaklaştırılabilir. Bu durumda da, band genişliği azalır ve belirli bir kanallar arası girişime izin verilmektedir. Pratik band genişliği 2.5 işleviyle verilmektedir.

$$B : \frac{1 + \alpha}{T_b} : (1 + \alpha) f_b \quad 2.5$$

ii- Güç verimliliği : Güç verimi, belirli bir BER değerini sağlamak için alıcıda ihtiyaç duyulan güç miktarı ölçüsüdür.

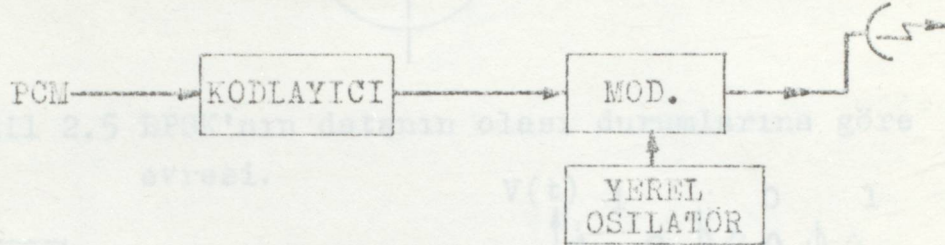
Gauss dağılımlı gürültü içeren sinyaller de BER, C/N'nin bir işlevi olarak belirlenir. Bunu yaparken de aşağıdaki varsayımlar dikkate alınır.

i- Tüm modülasyon düzeyleri eşit olasılıklıdır,

ii- Özgün data haritası oluşturmada Gray kodlaması yapmak.

iii- Farksal kodlama kullanmak.

2.3 SAYISAL DİZGELER'DE DOĞRUDAN RF MODULASYONU ÇEŞİTLERİ

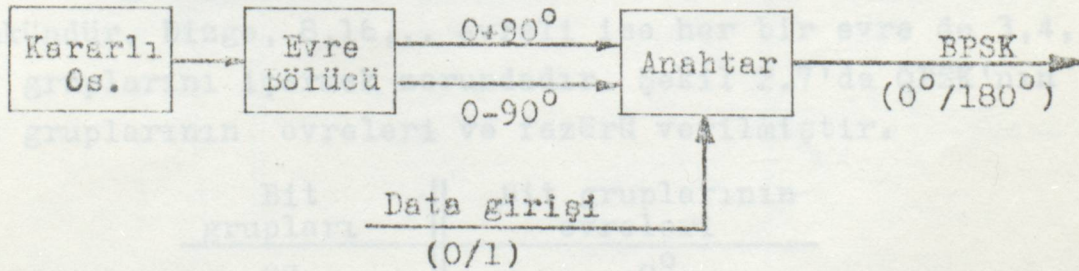


Şekil 2.3 Sayısal dizgelerde doğrudan RF modülasyonu prensib öbeği.

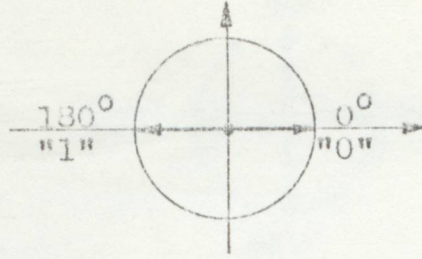
PCM santralinden gelen datalar kodlanarak modülatör birimini sürer. Ayrıca şekil 2.3'de görülen yerel osilatör, RF taşıyıcısıdır ve faz modülatörünü sürer. Bu tekniğin, IF tekniğini kullanmamasının nedeni, yüksek data akıllı bilgi kaynaklarına uygulanabilirliği ve dizgenin ucuz oluşudur.

2.3.1 İKİLİ EVRE KAYDIRMALI ANAHTARLAMA (BPSK)

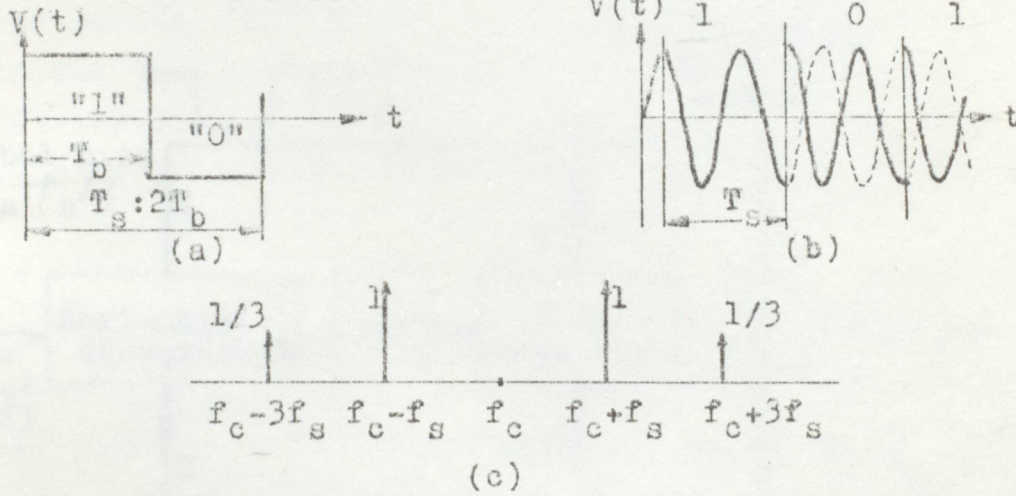
RF taşıyıcısı aracılığı ile M-düzeyleli data modülasyonlarından evre kaydırmalı anahtarlamanın en basit yöntemi BPSK (Bi-phase shift keying)'dir. Datanın 0-1 olası durumları 180° zıt evreli RF taşıyıcısı ile belirlenir. Şekil 2.4'de BPSK modülatörü, şekil 2.5'de evresi ve şekil 2.6'da ise frekans tayfı verilmiştir.



Şekil 2.4 BPSK modülatörünün prensib öbeği



Şekil 2.5 BPSK'nın datanın olası durumlarına göre evresi.

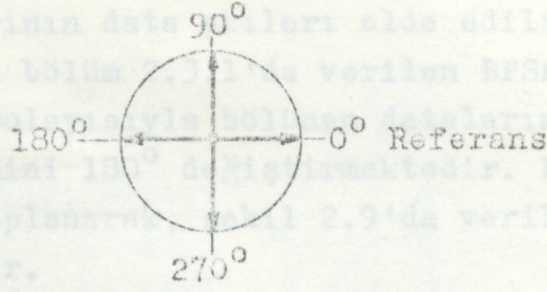


Şekil 2.6 BPSK modülatörünün, (a), modüle eden data, (b), modüle edilmiş RF taşıyıcısı, (c), modüle edilmiş taşıyıcının frekans tayfı.

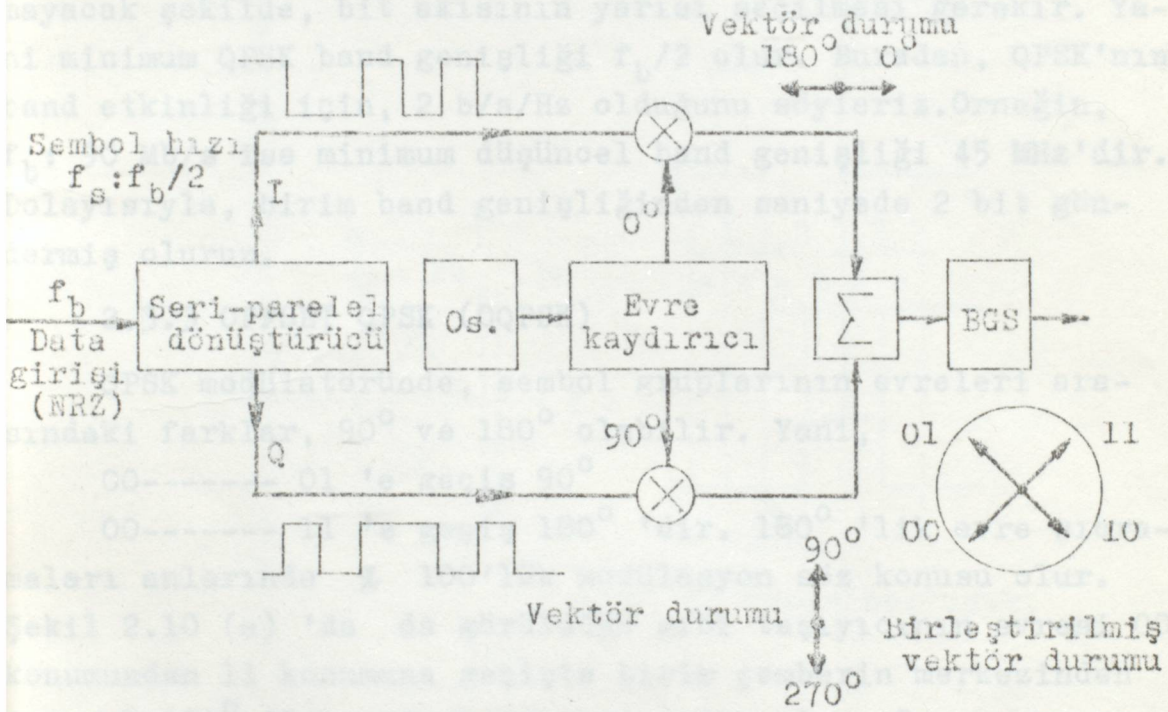
2.3.2 QPSK (4-PSK)

Taşıyıcı, bit akısına göre 4 farklı evre içerecek şekilde modüle edilir. Herbir evre belirli bit gruplarını kapsar. Eğer gruplanan bitler 2 bit içerirse 4 evre durumu mümkündür. Dizge, 8,16,... evreli ise her bir evre de 3,4,... bit gruplarını içermek zorundadır. Şekil 2.7'de QPSK'nın bit gruplarının evreleri ve fazörü verilmiştir.

Bit grupları	Bit gruplarının evreleri
00	0°
01	90°
10	180°
11	270°

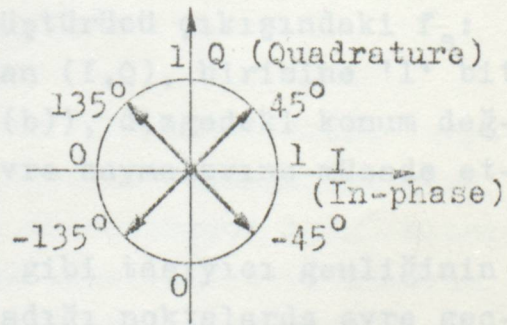


Şekil 2.7 QPSK'nın bit grupları ve evreleri.



Şekil 2.8 QPSK modülatörünün öbeği.

I	Q	Sembol evresi
0	0	-135°
0	1	+135°
1	0	-45°
1	1	+45°



Şekil 2.9 Şekil 2.8 'deki QPSK'nın sembol evreleri

Şekil 2.8 'de QPSK modülatörü öbek olarak verilmiştir. Giriş NRZ (non-return to zero) data akışı, ikiye böl-

ünerek I ve Q kanallarının data akıları elde edilir. I ve Q kanallarının herbiri bölüm 2.3.1'de verilen BPSK modülatörünü içermektedir. Dolayısıyla bölünen dataların herbiri RF taşıyıcısının evresini 180° değiştirmektedir. Daha sonra I ve Q kanalları toplanarak, şekil 2.9'da verilen 4 değişik evre meydana gelir.

Düşüncel Nyquist band geçiren süzgecin band genişliği semboller arası girişim (intersymbol interference: ISI) olmayacak şekilde, bit akısının yarısı seçilmesi gerekir. Yani minimum QPSK band genişliği $f_b/2$ olur. Buradan, QPSK'nın band etkinliği için, 2 b/s/Hz olduğunu söyleriz. Örneğin, f_b : 90 Mb/s ise minimum düşüncel band genişliği 45 MHz'dir. Dolayısıyla, birim band genişliğinden saniyede 2 bit göndermiş oluruz.

2.3.3 OFFSET QPSK (OQPSK)

QPSK modülatöründe, sembol gruplarının evreleri arasındaki farklar, 90° ve 180° olabilir. Yani,

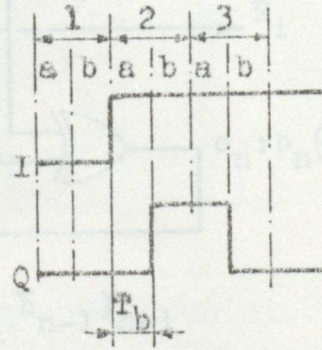
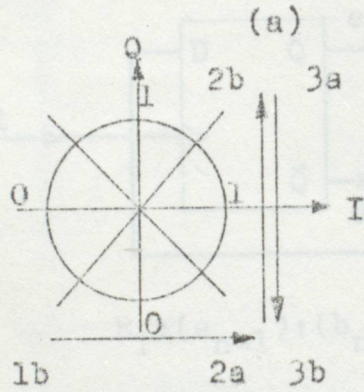
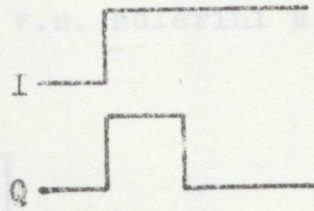
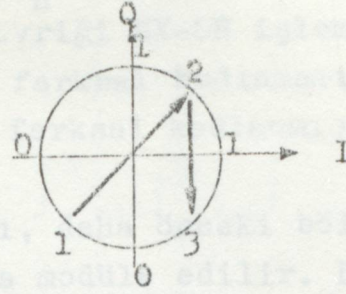
00----- 01 'e geçiş 90°

00----- 11 'e geçiş 180° 'dir. 180° 'lik evre sıcmaları anlarında % 100'lük modülasyon söz konusu olur. Şekil 2.10 (a) 'da da görüldüğü gibi taşıyıcının evresi 00 konumundan 11 konumuna geçişte birim çemberin merkezinden geçerek 180° 'lik evre kaymasına neden olur. Bu sorunu ortadankaldırmak için kullanılan yöntemlerden birisi, OQPSK modülasyon yöntemidir.

Bu yöntemde seri/paralel dönüştürücü çıkışındaki f_s : $f_b/2$ değişim hızlı data akılarından (I,Q), birisine '1' bit'lik offset verilerek (şekil 2.10 (b)), dizgedeki konum değişimleri hiçbir zaman 180° 'lik evre kaymalarına müsaade etmez.

Şekil 2.10 (b) 'de görüldüğü gibi taşıyıcı genliğinin 3 dB (0.707) değerine kadar zayıfladığı noktalarda evre geçişlerine OQPSK modülatörü müsaade etmektedir. Bu durumda % 30' luk bir modülasyon derecesi olmaktadır.

Bit anlari	Bit gruplari	Evresi
1	00	-135°
2	11	-45°
3	10	-45°
..	..	...
..	..	...



Q, T_b sonra başlıyor.

(b)

Şekil 2.10 QPSK'dan OQPSK'ya bit akılarının dönüşümü.

(a), QPSK bit akıları,

(b), QPSK'dan OQPSK'ya dönüşen bit akıları.

2.3.4 FARKSAL QPSK (DQPSK)

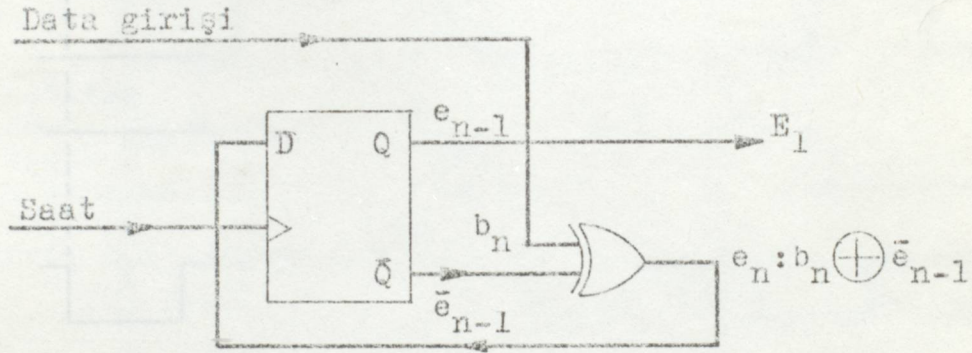
Bundan önceki bölümlerde geçen PSK yöntemlerinde sayısal sinyal, RF taşıyıcısının mutlak evre durumlarına göre modüle edilmişti. Yani, eşzamanlı demodülasyon için, alıcıda eşzamanlı taşıyıcıyı elde etmek gerekmektedir. Alıcıda bu sorundan kurtulmak amacıyla DQPSK yöntemi geliştirilmiştir. Bu yöntem, taşıyıcının evre durumlarından çok, evre sıracamalarını sezmektedir. Bu işlem, iki adımda gerçekleşir.

i- Bit akılarının farksal kodlanması,

ii- Farksal kodlanmış bit akılarının QPSK modülasyonu.

Farksal kodlama, şu anki bit (b_n) ile, önceki karşılaştırma sonucu elde edilen bitin evriği EX-OR işlemi uygulanarak elde edilir. Şekil 2.11'de farksal kodlamanın uygulama devresi ve şekil 2.12 'de ise farksal kodlanmış data akısı verilmiştir.

Farksal kodlanmış data akıları, daha önceki bölümlerde anlatılan herhangi bir modülasyonla modüle edilir. Bu modülasyon işlemine göre, DBSK, DQPSK v.s. adlarını alır.



$$E_1: (e_{n-1}) : (b_n \oplus \bar{e}_{n-1})_{n-1}$$

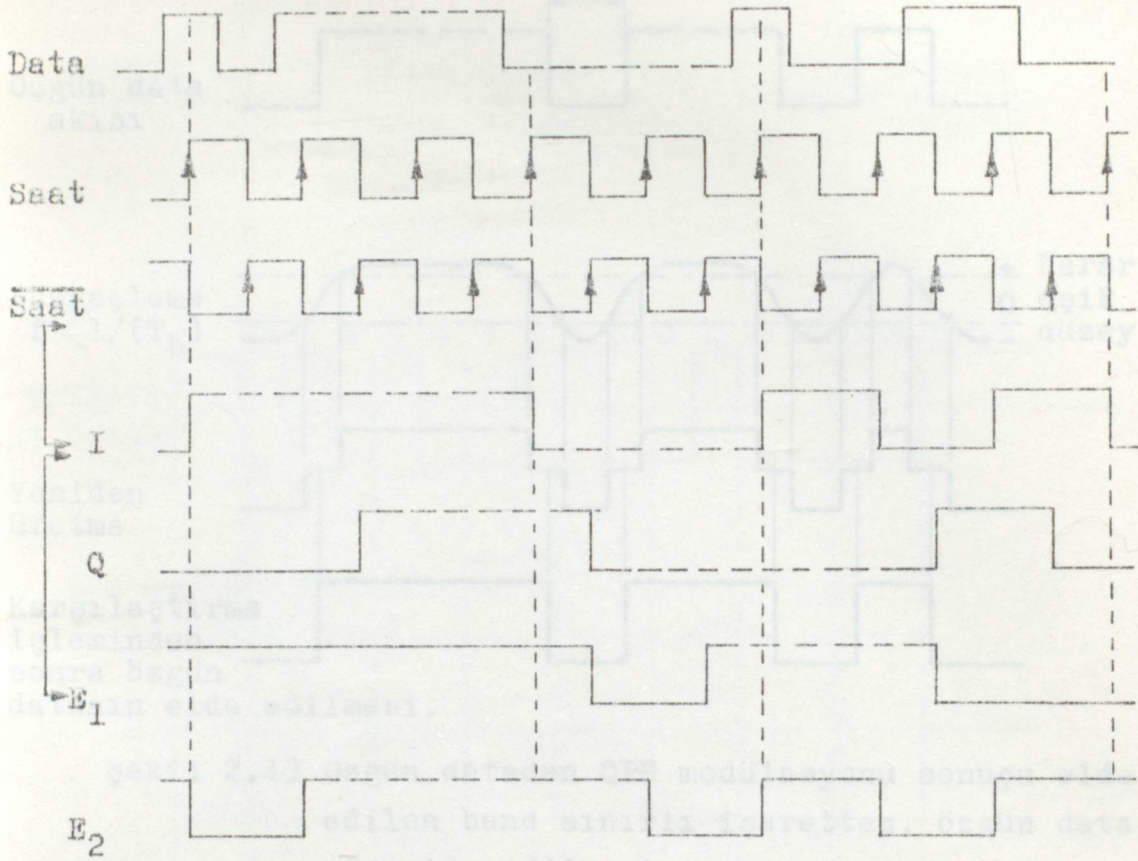
Şekil 2.11 Farksal kodlama devresi.

Farksal kodlamanın üstünlüğü, eşevreli olmayan sezicilerle sezilebilmesidir. Oysa evre kaydırmalı dizgelerde sezme işlemi yalnız eşevreli sezicilerle yapılır. DQPSK'nın dezavantajı kodlama ve kod çözme nedeniyle dizgeye eklenen karmaşıklılıktır. Ayrıca dizgede yanlış sezilen bit olduğunda bunu izleyen bitte yanlış olarak algılanır. Bu nedenle yanlışlar çift çift olur. Bundan dolayı farksal kodlama dizgelerinde yanlış oranı, evre kaydırmalı anahtarlama ya kıyasla daha büyüktür. Farksal kodlamanın band genişliği şekil 12 'den de görüldüğü gibi QPSK ile aynıdır.

2.3.5 KISMI CEVAP ANAHTARLAMASI

(PARTIAL RESPONSE KEYING : QPR)

Band azaltıcı yöntemlerden birisi de QPR'dir. QPR'nın



Şekil 2.12 Farksal kodlanmış QPSK modülatörünün, I ve Q kanallarının kodlanmış datalarının elde edilişi.

Özgün datadan elde edilmesi şekil 2.13'de verilmiştir. QPR, özgün datanın Nyquist frekansından daha az bir frekansla, sayısal sinyalin ön modülasyon süzgeçlemesi yapılarak elde edilir.

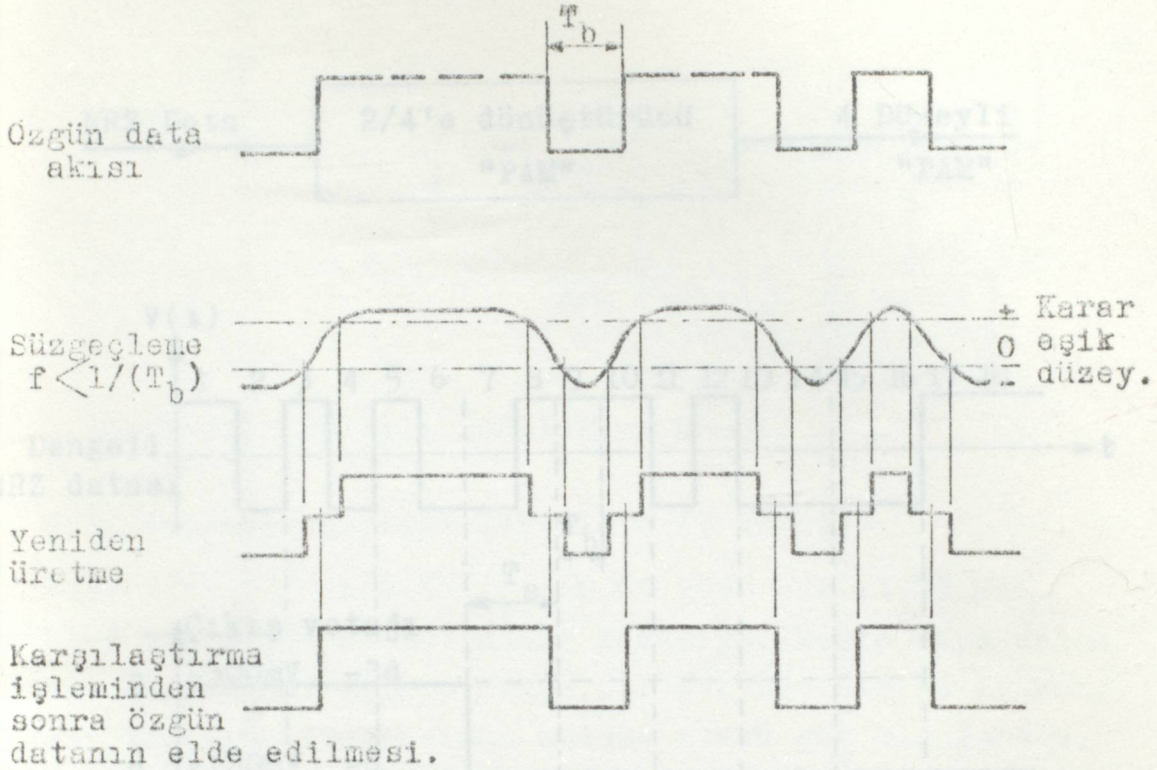
Bu şekilde yapılacak süzgeçleme, semboller arası girişimi (ISI) artıracığından, alıcı dizgede bu sorunun çözülerek özgün datanın elde edilmesi gerekir.

Önceki bölümlerde anlatılan 4-PSK (QPSK, OQPSK, QPSK) dizgelerinde pratik band genişliği,

$$BW: 0.65 f_b$$

olarak verilmişti. QPR dizgesinde ise pratik band genişliği,

$$BW: 0.45 f_b$$



Şekil 2.13 Özgün datadan QPR modülasyonu sonucu elde edilen band sınırlı işaretten, özgün data-nın elde edilmesi.

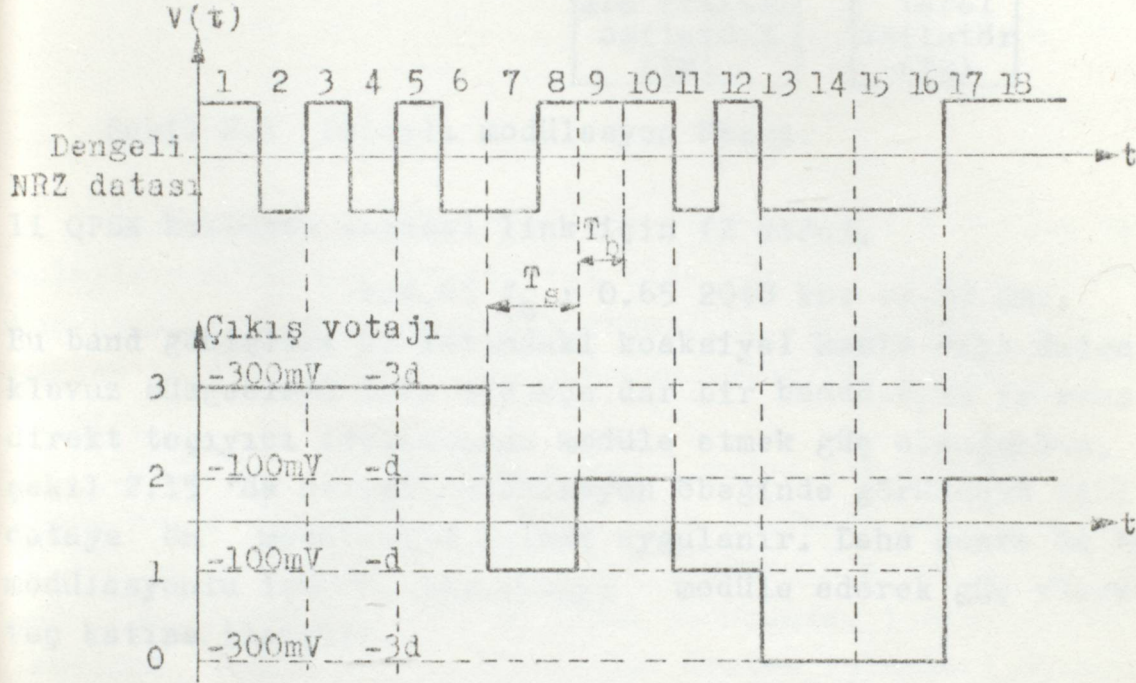
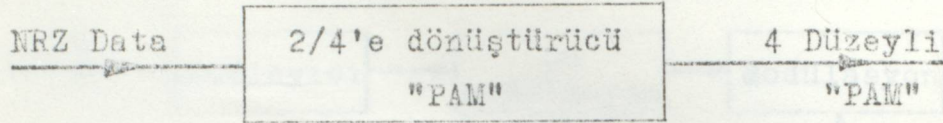
olarak alınır. Burada f_b , T_b işaretinin saat frekansıdır.

Alıcı tarafında semboller arası girişime engel olmak için genelde 3 düzeyli karşılaştırıcı kullanılır. Karşılaştırıcı çıkışından elde edilen şu andaki bit ile bir önceki bitin karşılaştırılmasıyla özgün data elde edilir.

2.3.6 QAM (QUADRATURE AMPLITUDE MODULATION)

Informasyon, modüle edilmiş sinyalin hem evresinde hemde genliğinde bulunduğu literatürde, genlik evre anahtarlaması (amplitude phase keying) adını da alır.

Şekil 2.1 'de verilen QAM modülatöründe görüldüğü gibi f_b özgün data akısı, I ve Q kanallarına $f_b/2$ olarak bölünür ve 2-L düzey dönüştürücülerine uygulanır. Şekil 2.14 'de 2-den 4'e düzey dönüştürücünün giriş datasına göre çıkış PAM dalga şekli verilmiştir. Elde edilen PAM bilgilerinin genliği ile RF taşıyıcısı modüle edilir. Daha sonra I ve Q



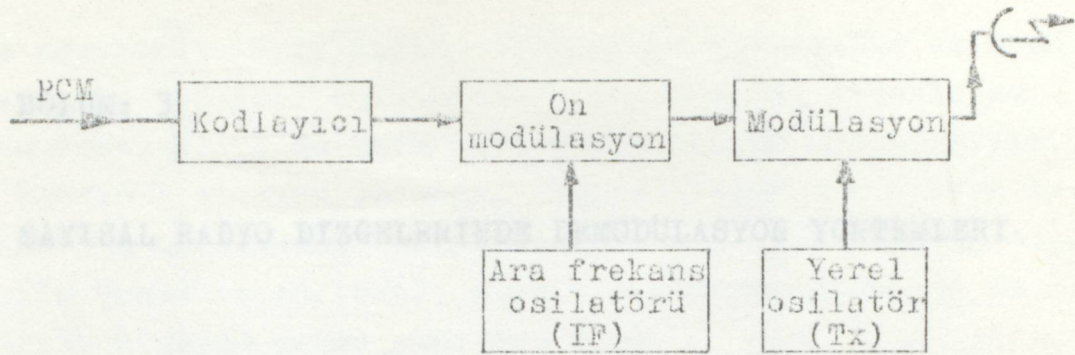
Şekil 2.14 NRZ datadan 4-düzeyli PAM işaretinin elde edilmesi.

kanalları birleştirilerek QAM modüleli taşıyıcı işaret elde edilmiş olur. Kuramsal olarak band etkinliği $M:16$ QAM'nın 4 b/s/Hz olmasına karşın gerçekleşen band etkinliği 3.7 b/s/Hz kadardır.

2.3.7 DOLAYLI MODÜLASYON

Doğrudan modülasyon için kullanılan ilkeler, dolaylı modülasyon içinde geçerlidir. Dolaylı modülasyon dizgelerinde tek fark, taşıyıcı frekansına ulaşmak için ön modülasyon işlemi yapılması yani, ara frekans işlemi yapılarak modülasyon işleminde kolaylık sağlamaktır (şekil 2.15).

Dolaylı modülasyon, genel olarak düşük kapasiteli dizgelere uygulanır. Doğrudan modülasyon ise, orta ve yüksek kapasiteli dizgeler için uygulanır. Örneğin, düşük kapasite-

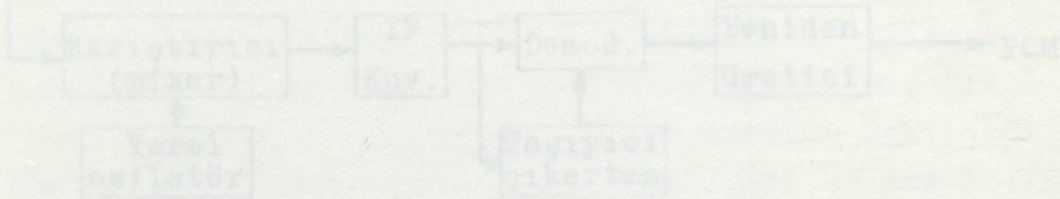


Şekil 2.1 Dolaylı modülasyon öbeği.

İi QPSK kullanan sayısal link için (2 Mb/s),

$$B: 0.65 f_b : 0.65 \cdot 2048 \text{ kHz} : 1.33 \text{ MHz.}$$

Bu band genişliği RF katındaki koaksiyel kablo veya dalga klavuz süzgeçleri için oldukça dar bir banttır. Bu frekans direkt taşıyıcı frekansında modüle etmek güç olduğundan, şekil 2.15 'de dolaylı modülasyon öbeğinde görüldüğü gibi dataya ön modülasyon işlemi uygulanır. Daha sonra bu ön modülasyonlu işaret, taşıyıcıyı modüle ederek güç yükselteç katına iletilir.



Şekil 3.1 Sayısal radyo alıcısının öbeği.

Sayısal iletişim işaretlerinin seslenmesinde başlıca iki yöntem kullanılır.

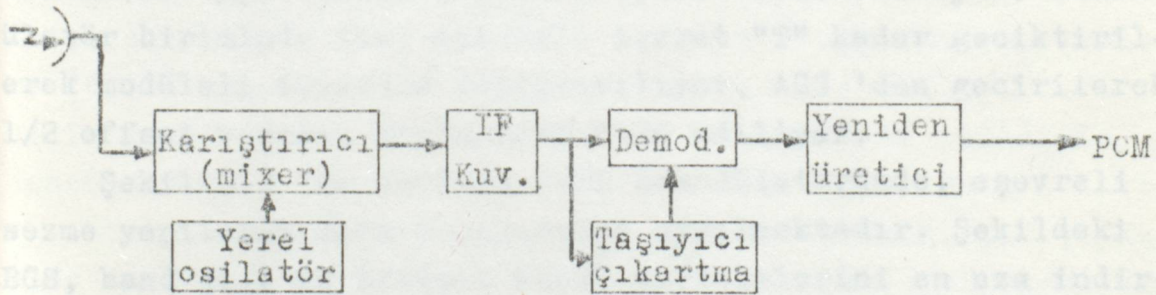
- i- Eşevreli sesme (ayrışmış sesme).
 - ii- Eşevreli olmayan sesme (ayrışmış olmayan sesme).
- Eşevreli sesme, alıcıda frekans ile eşleşme güdümüne göre

BÖLÜM: 3

SAYISAL RADYO DİZGELERİNDE DEMODÜLASYON YÖNTEMLERİ

Sayısal radyo göndermeğinde özgün dataya doğrudan veya dolaylı modülasyon uygulanarak elde edilen modüleli işaret, kuvvetlendirilerek radyolink aracılığı ile sayısal radyo almasına gelir. Almaçta demodülasyon işlemiyle özgün data elde edilir.

Şekil 3.1 'de görülen sayısal radyo almaçının öbeğinde, göndermeğinde uygulanan, dolaylı veya doğrudan modülasyon için bir seçim yapılmaz. RF işareti, almaçın yerel osilatör işaretiyle karıştırılır. Bu işlem sonucunda, işaret kuvvetlendirme, demodülasyon ve yeniden üretme işlemleri sırası ile uygulanır.



Şekil 3.1 Sayısal radyo almaçının öbeği.

Sayısal iletişim işaretlerinin sezilmesinde başlıca iki yöntem kullanılır.

- i-Eşevreli sezme (eşzamanlı sezme).
 - ii-Eşevreli olmayan sezme (eşzamanlı olmayan sezme).
- Eşevreli sezme, almaçta frekans ile evresi göndermeğinde-

kiyle eşzamanlı taşıyıcının bulunduğu varsayılır ve demodülasyon bu taşıyıcı kullanılarak yapılır. Bu nedenle bu yöntem eşevreli ya da eşzamanlı sezme olarak adlandırılır.

Eşevreli olmayan sezmede, almadaki taşıyıcının evre ve frekansının bilinmediği varsayılır ve eşevreli olmayan taşıyıcıyla demodüle edilerek, eşevreli olmayan sezme ya da eşzamanlı olmayan sezme yapılmış olur.

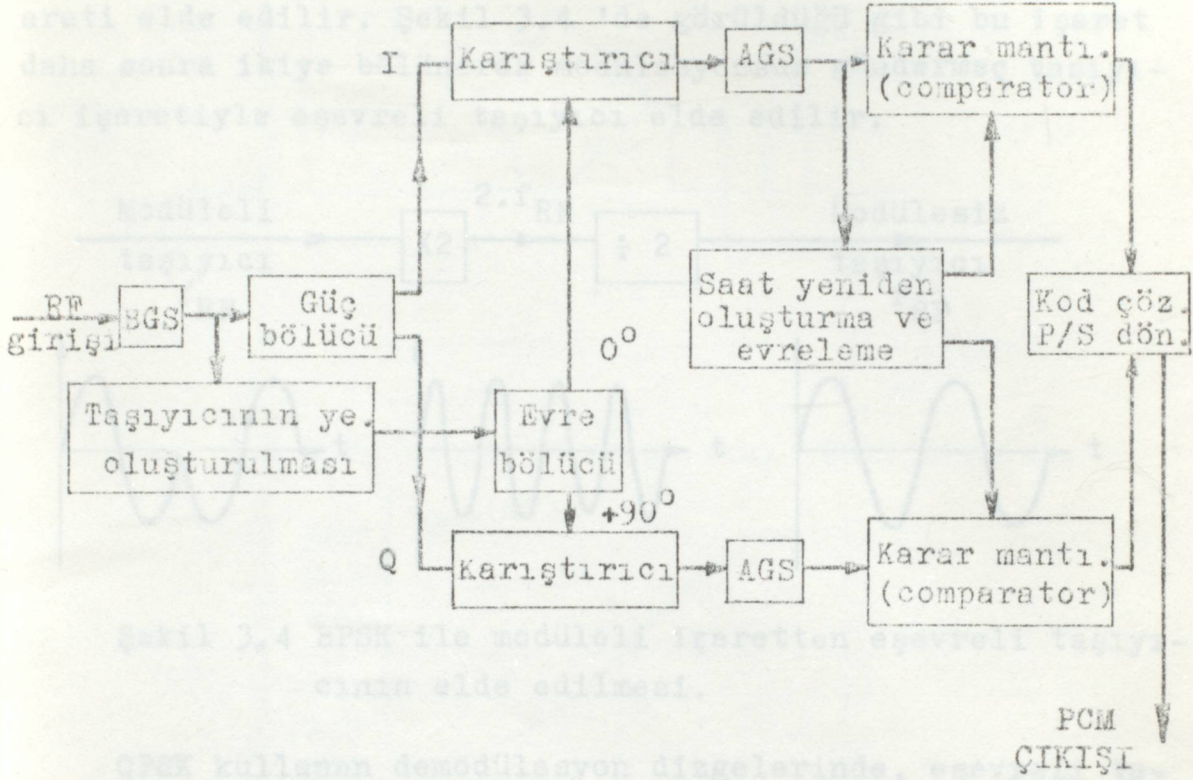
3.1 QPSK DEMODÜLASYONU

QPSK modülasyonunda modüleli işaret, özgün data taşıyıcının evresine göre değişmektedir. Demodülasyon için iki yöntem kullanılır.

i- Mutlak (absolute) PSK. Herbir sembol, mutlak evre durumlarıyla verilir. Dolayısıyla demodülasyon işleminde eşevreli sezme kullanılır.

ii- Farksal (türevsel) PSK. Eşevreli sezmeden kurtulmak için, özgün data kodlanarak ikinci bir data elde edilir. Kodlanmış bu data modüle edilerek göndermeçten gönderilir. Şekil 3.2 (a) 'da farksal modülatör ve (b) 'de ise demodülatör birimleri öbek olarak verilmiştir. Modülatör biriminde özgün data, "T" kadar geciktirilerek kodlanıyor ve PSK modülatörüne uygulanarak modüleli işaret elde ediliyor. Demodülatör biriminde ise, modüleli işaret "T" kadar geciktirilerek modüleli işaretle karıştırılıyor, AGS 'den geçirilerek 1/2 offset verilip özgün data elde ediliyor.

Şekil 3.3 'de verilen QPSK demodülatöründe, eşevreli sezme yapılarak data taşıyıcıdan ayrılmaktadır. Şekildeki BGS, band dışı ve bitişik kanal girişimlerini en aza indirir. Taşıyıcının yeniden oluşturulması birimi, göndermeçten gönderilen modüle edilmiş taşıyıcıdan, modülesiz referans taşıyıcısını üreterek, almadaki göndermeçin eşevreli çalışmasını sağlar yani, eşevreli sezme için gerekli olan yerel osilatör işareti elde eder. Güç bölücü birimi, modüleli giriş işaretini ikiye bölerek, I ve Q kanallarının işaretleri oluşturulur. Evre bölücü birimi, yerel osilatör sinyalini I ve Q kanalları için gerekli 0° ile 90° evreli işaretleri



Şekil 3.3 QPSK demodülatör öbeği.

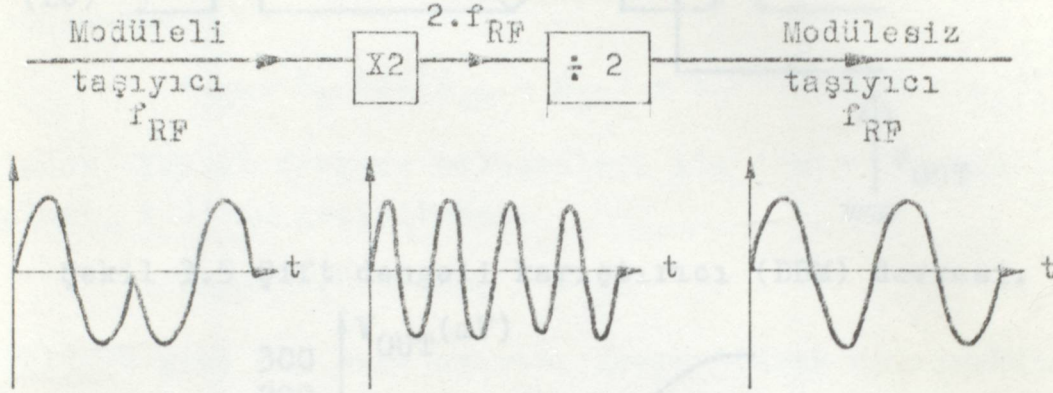
üretir. I,Q karıştırıcısında, modüleli işaret ile yerel osilatörden evresi kaydırılan işaretler karıştırılarak, AGS'den geçirildikten sonra karşılaştırıcılarda örneklenir. Karşılaştırmada örnekleme anları "saat oluşturma ve evreleme (clock recovery and phasing)" işareti ile sağlanır. Verinin gönderdiği her bir sembolün örneklenmesi nedeniyle, örnekleme hızı sembol hızına eşit olmalıdır. Bu hız bit akı hızının iki katıdır ($f_s:2f_b$). Karşılaştırıcı çıkışında elde edilen bit akıları kod çözme ve paralel/seri (p/s) dönüştürme işleminden sonra özgün data elde edilir.

3.2 AYRINTILI TANIMLAR

3.2.1 TAŞIYICININ YENİDEN OLUŞTURULMASI

Eşevreli sezme dizgelerinde eşevreli taşıyıcının elde edilmesi gerekmektedir. Bu amaçla BPSK eşevreli sezme dizgelerinde eşevreli taşıyıcının elde edilmesini örnek olarak ele alalım. BPSK ile modüle edilmiş işaretin frekansı

ikiye katlanarak, modülesiz iki kat frekanslı taşıyıcı işareti elde edilir. Şekil 3.4 'de görüldüğü gibi bu işaret daha sonra ikiye bölünerek modülasyonsuz gönderme taşıyıcı işaretiyle eşevreli taşıyıcı elde edilir.



Şekil 3.4 BPSK ile modüleli işaretten eşevreli taşıyıcının elde edilmesi.

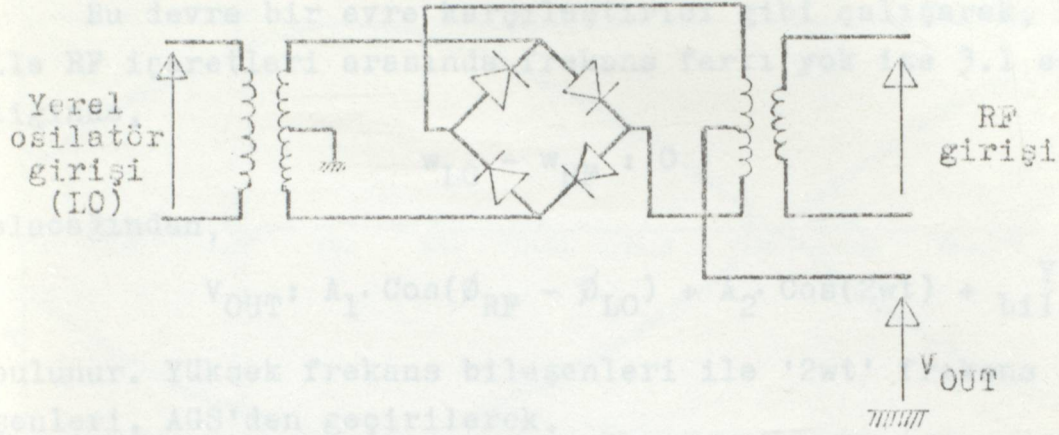
QPSK kullanan demodülasyon dizgelerinde, eşevreli taşıyıcının çıkarılması için, modüle edilmiş işaret "4" ile çarpılıp, "4" e bölünerek elde edilir. Daha sonra evre kilitleme çevrimi (phase locked loop:PLL) devresinden geçirilerek oluşan jitter'ler ortadan giderilir. Kararlı ve temiz bir referans taşıyıcısı elde edilir.

3.2.2 KARIŞTIRICILAR

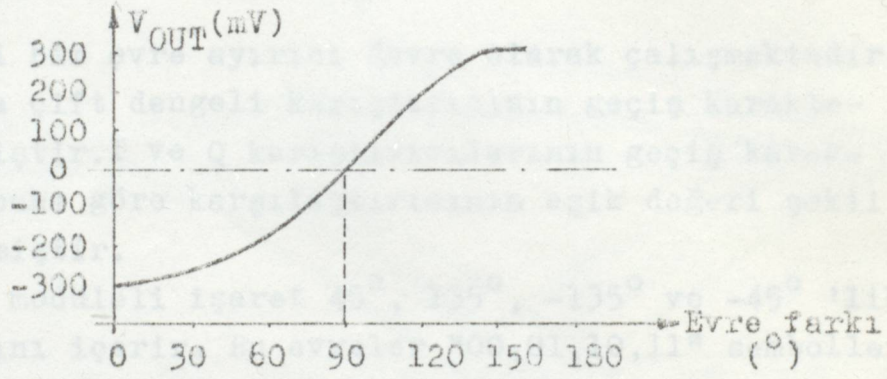
Çift dengeli karıştırıcılar, prensipte evre karıştırıcı olarak çalışmaktadır. Şekil 3.5 'de çift dengeli (double balanced mixer) karıştırıcı evre dedektörü verilmiştir. Evre dedektörü, yerel osilatör ile modüleli işaret arasındaki evre farkına göre bir doğru gerilim üretir.

Şekil 3.5 'deki çift dengeli karıştırıcının çıkışını aşağıdaki gibi yazabiliriz.

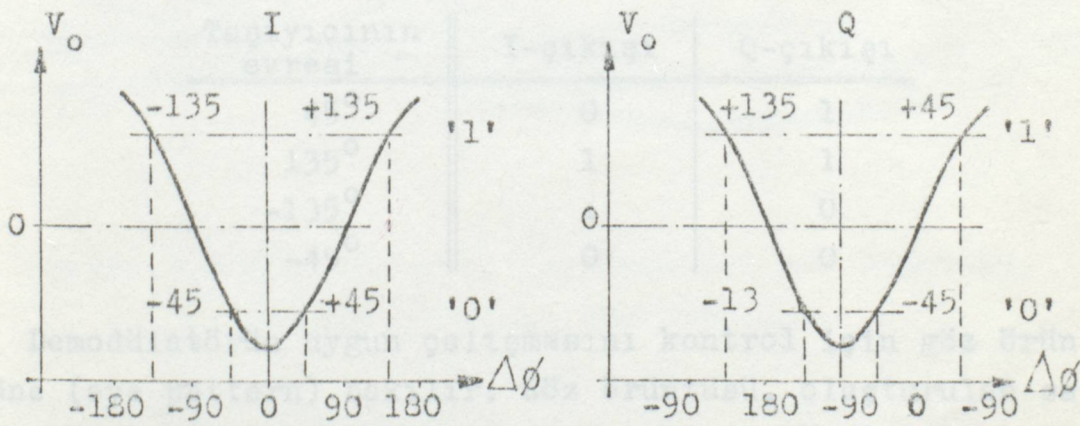
$$\begin{aligned}
 V_{OUT} = & A_1 \cdot \cos \left[(w_{LO} - w_{RF})t - (\phi_{LO} - \phi_{RF}) \right] \\
 & + A_2 \cdot \cos \left[(w_{LO} + w_{RF})t + (\phi_{LO} + \phi_{RF}) \right] \\
 & + \text{Daha yüksek frekanslı bileşenler}
 \end{aligned} \tag{3.1}$$



Şekil 3.5 Çift dengeli karıştırıcı (DBM) devresi.



Şekil 3.6 Çift dengeli karıştırıcının geçiş karakteristiği.



Şekil 3.7 I ve Q kanalındaki karıştırıcıların geçiş karakteristiği ve karşılaştırma devresinin eşik düzeyleri.

$\Delta\phi$: Eşevreli işaret ile QPSK modüleli işaret arasındaki evre farkı

Bu devre bir evre karıştırmacı gibi çalışarak, LO ile RF işaretleri arasında frekans farkı yok ise 3.1 eşitliğinde,

$$\omega_{LO} - \omega_{RF} : 0$$

olacağından,

$$V_{OUT} : A_1 \cdot \cos(\phi_{RF} - \phi_{LO}) + A_2 \cdot \cos(2\omega t) + \text{Y.F. bileşeni}$$

bulunur. Yüksek frekans bileşenleri ile '2wt' frekans bileşenleri, AGS'den geçirilerek,

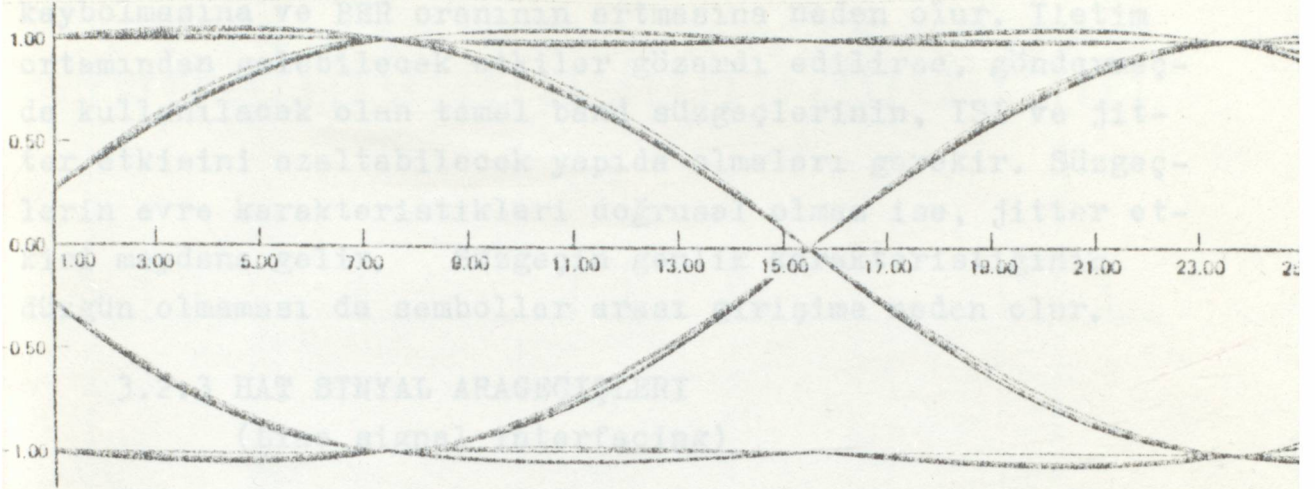
$$V_{OUT} : A_1 \cdot \cos(\phi_{RF} - \phi_{LO}) \quad 3.2$$

görüldüğü gibi bir evre ayırıcı devre olarak çalışmaktadır. Şekil 3.6 'da çift dengeli karıştırmacının geçiş karakteristiği verilmiştir. I ve Q karıştırmacılarının geçiş karakteristiği ve buna göre karıştırmacının eşik değeri şekil 3.7 'de verilmiştir.

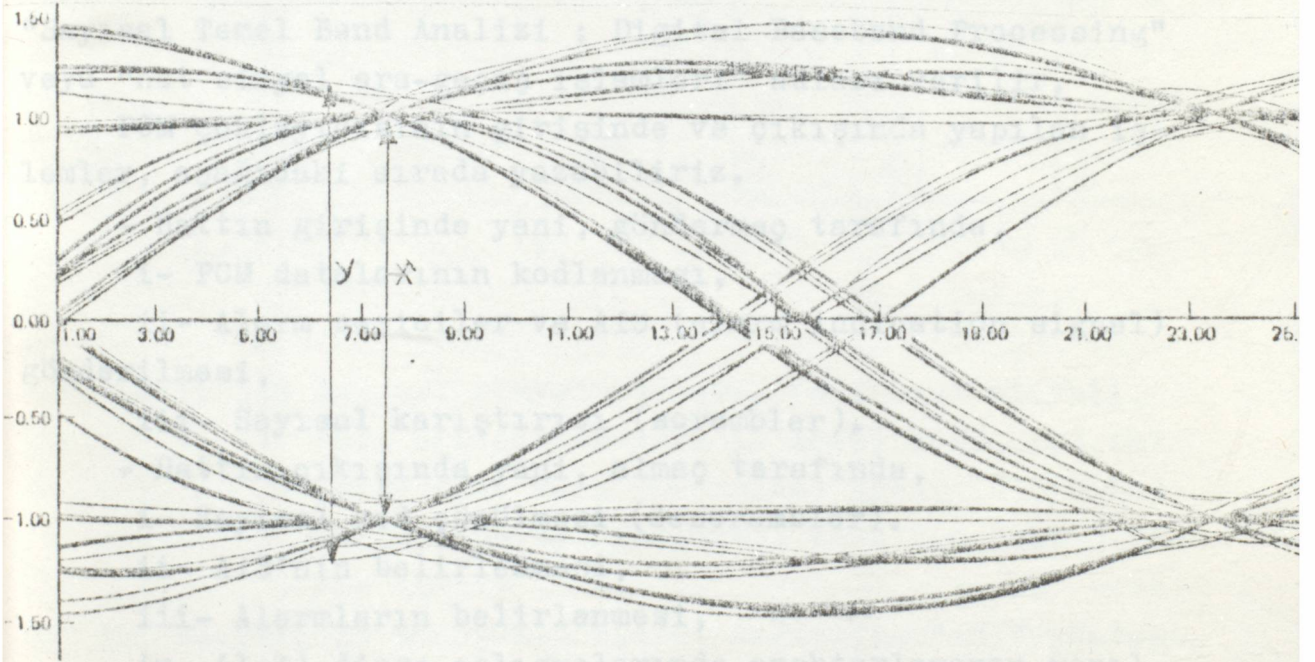
QPSK 'lı modüleli işaret 45° , 135° , -135° ve -45° 'lik evre durumlarını içerir. Bu evreler "00,01,10,11" sembollerine karşı gelmektedir. Şekil 3.7 'den evre durumlarına göre, karşı düşen kanalların sembol değerleri aşağıda çıkarılmıştır.

Taşıyıcının evresi	I-çıkışı	Q-çıkışı
45°	0	1
135°	1	1
-135°	1	0
-45°	0	0

Demodülatörün uygun çalışmasını kontrol için göz örüntüsüne (eye pattern) bakılır. Göz örüntüsü, oluşturulan saat, osiloskopun tetikleme girişine, yeniden üretilmiş bit akılarından birisi (I ya da Q) dikey girişine uygulanır. Buradan gözün açıklığı ile demodülatörün uygun olup olmadığına karar verilir. Göz örüntüsünden, işaretteki jitter ve semboller arası girişim (ISI) 'in etkileri incelenebilir.



(a)



(b)

Şekil 3.8 Göz örüntüsü. (a)-Düşüncel göz örüntüsü,
(b)-Uygulamadaki göz örüntüsü.

Göz açıklığı ölçütü olarak, $G: \frac{x}{y}$ 3.3

Semboller arası ölçütü olarak, $ISI: 20 \log G$ 3.4
bağıntısı verilir.

Şekil 3.8 'de örnekleme anları, $c(t-nT_b)$, T_b örnekleme
işareti dönemleridir. ISI ve jitter etkisi almaçda, saat
işaretinin elde edilmesinde zorlular çıkarır ve datanın

kaybolmasına ve BER oranının artmasına neden olur. İletim ortamından gelebilecek etkiler gözardı edilirse, gönderme- de kullanılacak olan temel band süzgeçlerinin, ISI ve jitter etkisini azaltabilecek yapıda olmaları gerekir. Süzgeçlerin evre karakteristikleri doğrusal olmaz ise, jitter etkisi meydana gelir. Süzgeçin genlik karakteristiğinin düzgün olmaması da semboller arası girişime neden olur.

3.2.3 HAT SINYAL ARAGEÇİŞLERİ

(Line signal interfacing)

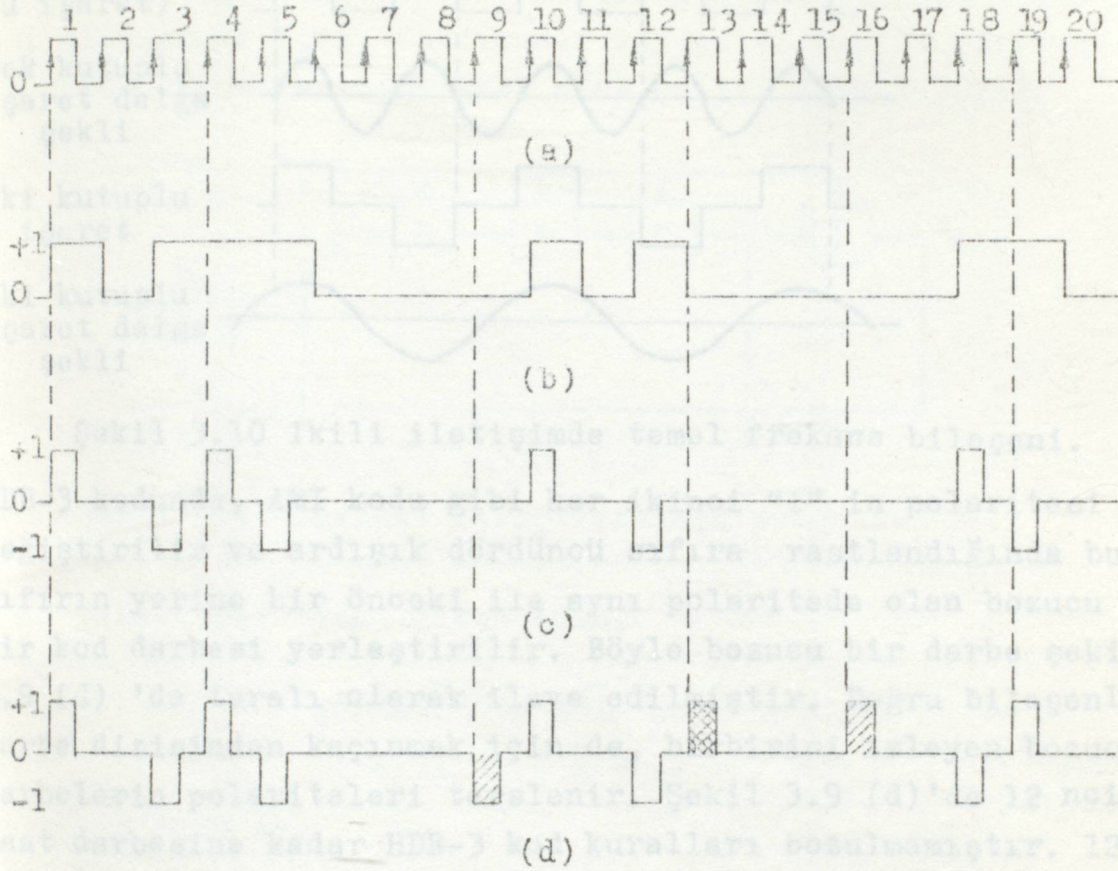
PCM çoklayıcı dizgesinden gelen sayısal işaret, bir takım işlemlerden geçirilerek modüle edilir. Bu işlemlere "Sayısal Temel Band Analizi : Digital Baseband Processing" veya "hat sinyal ara-geçiş işlemleri" adları verilir.

PCM çoklayıcısının girişinde ve çıkışında yapılan işlemler, aşağıdaki sırada yazabiliriz.

- Hattın girişinde yani, gönderme tarafında,
 - i- PCM datalarının kodlanması,
 - ii- Alarm seziciler ve AIS (alarm indication signal) gönderilmesi,
 - iii- Sayısal karıştırıcı (scrambler).
- Hattın çıkışında yani, alma tarafında,
 - i- Sayısal kod çözülmesi (descrambler).
 - ii- AIS'nin belirlenmesi,
 - iii- Alarmların belirlenmesi,
 - iv- (1+1) dizge çalışmalarında anahtarlamanın yapılması. Bu işlemleri önem sırasına göre inceleyelim.

3.2.3.1 KODLAMA

PCM santralinden, NRZ (non-return-zero) koduyla elde edilen bilgilerin kablo ile iletimi uygun değildir. Kablo ile iletimde mutlak koşul, kodun doğru gerilim bileşenlerinin bulunmamasıdır. Ayrıca band genişliğinin de azaltılması istenir. Bu özellikler ise şekil 3.9'dan da görüldüğü gibi NRZ koduyla sağlanamaz. Çünkü değişim aralığı, "0-1" düzeyleri arasındadır. Frekansı da saat işaretinin yarısıdır.



Şekil 3.9 Sayısal sinyal kodları. (a), saat sinyali,

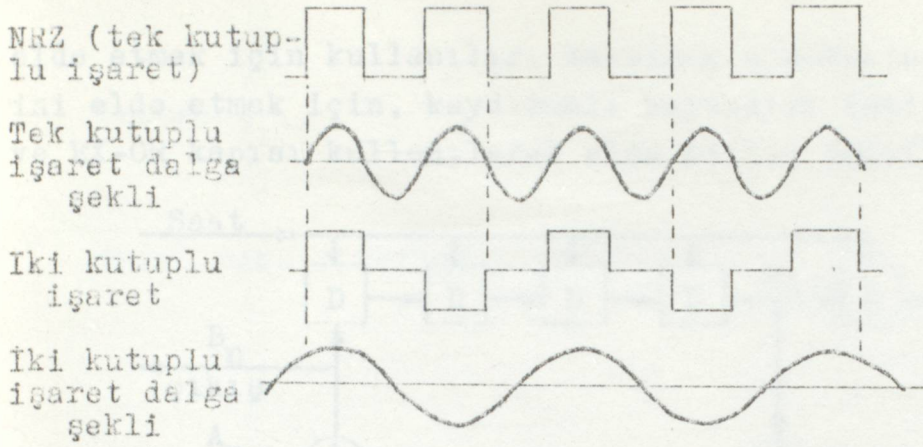
(b), NRZ (non-return to zero) kodu, (c), AMI

(alternate mark inversion) kodu, (d), HDB-3

(high density bipolar-3) kodu "en uzun 3 sıfır içerir".

Her iki özellik de dönüşümlü işaret değiştirme "AMI" yöntemiyle gerçekleşir. Bu yöntem de şekil 3.9 'da görüldüğü gibi her ikinci "1" düzeyinin işareti negatif yapılır. Çift kutuplu bu yöntem sayesinde, bit süresi NRZ koduna göre %50 artırılmış olur dolayısıyla, band genişliği %50 azaltılmış olur (şekil 3.10). Ayrıca işaret tayfı darbe biçiminden bağımsız olarak daima temel frekansı içerir.

HDB-3 kodlamada ise, ardışıl sıfırların sayısı azaltılır. Çok sayıda ardışık sıfır, özellikle birden çok zaman dilimi kullanan veri iletimi sürecinde oluşabilmektedir. Bu yöntemde en fazla "3" ardışıl sıfıra izin verilmektedir.



Şekil 3.10 İkili iletişimde temel frekans bileşeni.

HDB-3 kodunda, AMI kodu gibi her ikinci "1" in polaritesi değiştirilir ve ardışık dördüncü sıfıra rastlandığında bu sıfırın yerine bir önceki ile aynı polaritede olan bozucu bir kod darbesi yerleştirilir. Böyle bozucu bir darbe şekil 3.9 (d) 'de taralı olarak ilave edilmiştir. Doğru bileşenli darbe dizisinden kaçınmak için de, birbirini izleyen bozucu darbelerin polariteleri terslenir. Şekil 3.9 (d)'de 12 nci saat darbesine kadar HDB-3 kod kuralları bozulmamıştır. 12 nci saat darbesinden sonra "5" ardışık sıfır görülür. Bunların 4 ncüsü yerine bir önceki bozucu darbe negatif olduğundan, pozitif bir bozucu darbe ilave edilir. Fakat dikkat edilirse 16 ncı darbenin bozucu olmadığı ve aslında AMI kuralına uyduğu görülür. Bu nedenle dizideki ilk sıfırın yerine (13 ncü darbe) fazladan olarak ilave edilir. Bu darbe AMI kuralına uyduğu için 16 ncı darbenin bozucu olması sağlanır.

3.2.3.2 SAYISAL KARIŞTIRICI (SCRAMBLING)

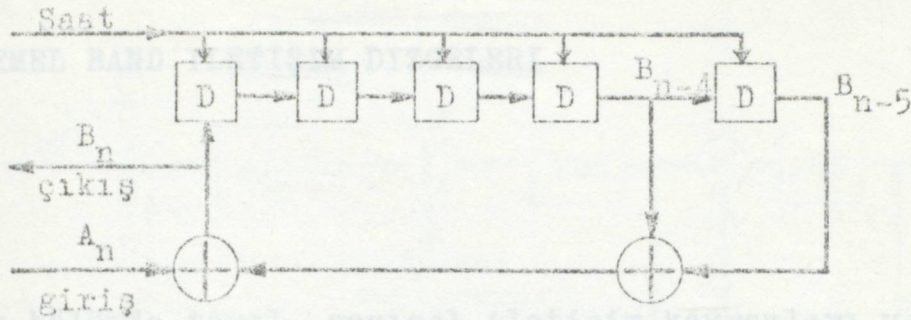
Sayısal radyo dizgelerinde, sayısal karıştırma iki amaç için kullanılır.

- i- Uzun süreli "1" ya da "0" datalarının gelmesi durumunda almaçta saatin yeniden üretilme olasılığını artırmak;
- ii- Modülasyon tayfının, üniform olmasını sağlamak.

3.2.3.2.1 SAYISAL KARIŞTIRICININ PRENSİBİ

Sayısal karıştırma, maksimum uzunluklu bit dizileri

elde etmek için kullanılır. Maksimum uzunluklu bit dizilerini elde etmek için, kaydırmalı kaydedici (shift register) ve EX-OR kapısı kullanılarak elde edilir (şekil 3.11).



Şekil 3.11 Sayısal karıştırıcının prensibi.

Şekil 3.11 'den çıkış için,

$$\begin{aligned} B_n &: A_n \oplus (B_{n-4} \oplus B_{n-5}) \\ &: A_n \oplus B_{n-4} \oplus B_{n-5} \end{aligned} \quad 3.5$$

ve giriş için de,

$$A_n: B_n \oplus B_{n-4} \oplus B_{n-5} \quad 3.6$$

eşitlikleri yazılır.

Maksimum uzunluklu diziler elde etmek için kaydırmalı kaydedicilerin EX-OR 'lanması gereken hücreler tablo 3.1'de verilmiştir.

Dizinin uzun. L	EX-OR'la bağ. hücre	Dizinin uzun. L	EX-OR'la bağ. hücre	Dizinin uzun. L	EX-OR'la bağ. hücre
2	1,2	13	1,10,11,13	24	1,18,23,24
3	1,3	14	1,5,9,14	25	1,23
4	1,4	15	1,15	26	1,21,25,26
5	1,4	16	1,5,14,16	27	1,23,26,27
6	1,6	17	1,15	28	1,26
7	1,7	18	1,12	29	1,28
8	1,5,6,7	19	1,15,18,19	30	1,8,29,30
9	1,6	20	1,18	31	1,29
10	1,8	21	1,20	32	1,11,31,32
11	1,10	22	1,22	33	1,21
12	1,7,9,12	23	1,19	34	1,8,33,34

Tablo 3.1 "L" uzunluklu dizi için K.K.'nin EX-OR'lanacak hücre grupları.

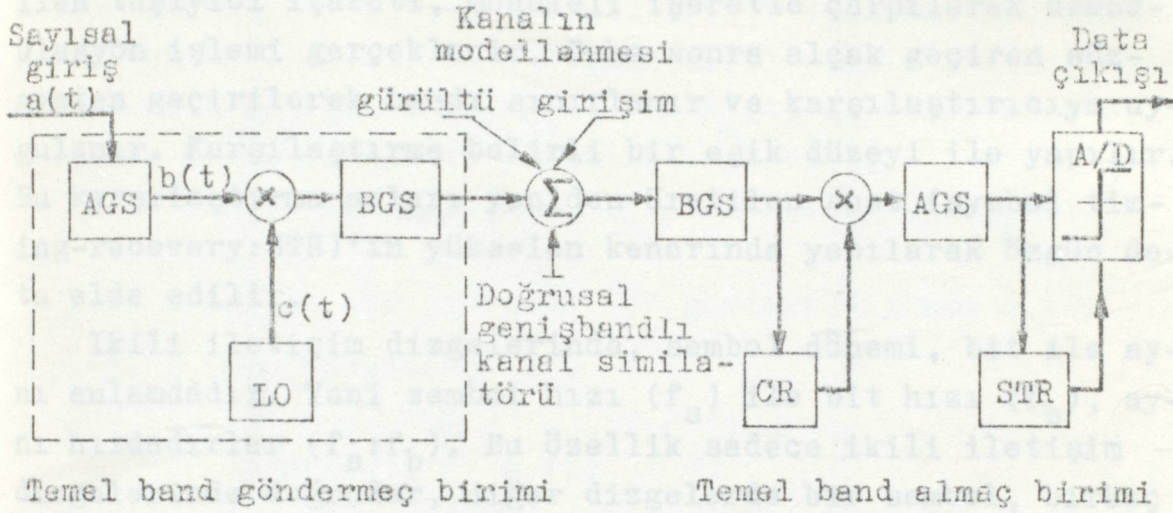
BOLUM: 4

TEMEL BAND İLETİŞİM DİZGELERİ

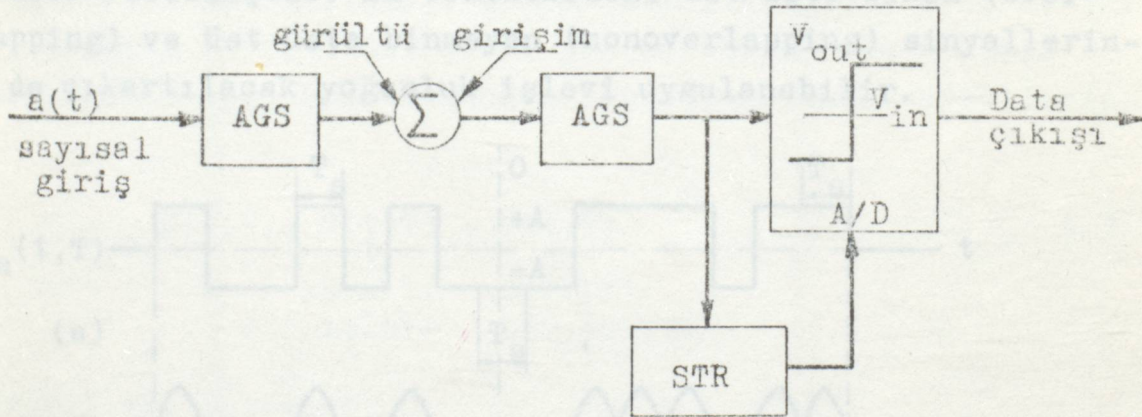
Bu bölümde temel, sayısal iletişim kavramları ve temel band iletişim teknikleri tanıtılacak. Temel band sinyalinin güç tayf yoğunluğu (power spectral density:psd)'nın fiziksel yorumunda veya gözlenmesinde, göz örüntüsü (eye diagram) ve etkin band genişliği kavramları kullanılır. Bu nedenle semboller arası girişim (intersymbol interference: ISI)'siz Nyquist kuramıyla, süzgeç sentezi ve süzgeçlerin denkleştirme teknikleri ve son bölümde de yanılgi olasılığı (P_e) incelenecektir.

Sayısal temel band (TB) dizgelerinde sinyal analizi 2 düzeyli olarak yapılır. Bunun yanında, M-düzeyle dizgelerde TB dizgelerine benzetilerek yorumlanabilir. Dizgenin tayf etkinliğı, başka bir ifade ile etkin band genişliğı (bandwidth efficiency), birim band genişliğinden gönderilen semboller ile (bits/second/hertz:b/s/Hz) ifade edilir. Örneğın, eğer 10 Mb/s akılı sayısal bilgi, 6 MHz band genişliğindeki kanalla gönderiliyorsa dizgenin tayf etkinliğı, $10\text{Mb/s}:6\text{MHz}:1.67$ b/s/Hz bulunur. Dolayısıyla birim band genişliğinden saniyede 1.67 sembol gönderebiliriz. Eşevreli sayısal modülasyon-demodülasyon (modem) dizgelerinde, modülasyon işleminde çoğunlukla TB dizgeleri kullanılır. Sayısal modem şekil 4.1'de ve TB dizgesi de şekil 4.2'de öbek olarak verilmiştir.

Şekil 4.1'de temel band işareti $a(t)$ 'nin tayfı alçak geçiren süzgeç ile sınırlanarak, band sınırlı $b(t)$ TB işareti elde edilir. Yerel osilatör (LO) işareti $c(t)$ ile $b(t)$



Şekil 4.1 Eşevreli sayısal modülatör-demodülatör (modem)'in öbek gösterimi. CR, taşıyıcıyı yeniden üreten birim. STR, saati yeniden üreten birim.



Şekil 4.2 Şekil 4.1'de verilen eşevreli modemin temel band birimi.

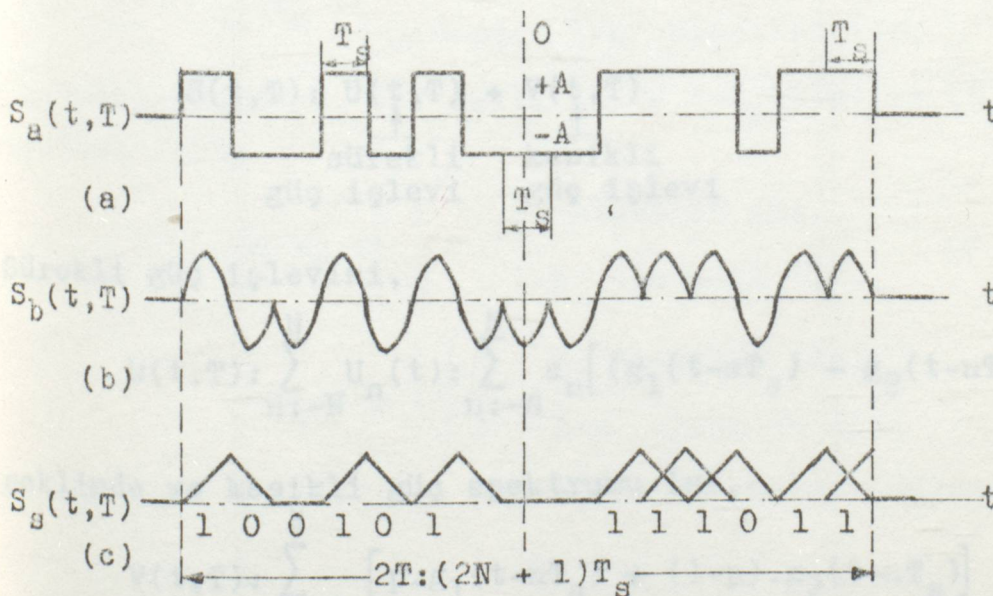
çarpılarak modüle edilir. Modüle edilen işaret band geçiren süzgeçten geçirilerek bandı sınırlanır. Doğrusal band genişli kanal gürültü kaynağı, dizgenin simulasyonu için kullanılır. Almaçda band geçiren süzgeç, band dışı gürültü ve

girişimleri yok eder. Alınan, eşvireli demodülasyon için taşıyıcı, modüleli işaretten yeniden elde edilir (CR). Üretilen taşıyıcı işareti, modüleli işaret ile çarpılarak demodülasyon işlemi gerçekleştirilir. Daha sonra alçak geçiren süzgeçten geçirilerek bant sınırlanır ve karşılaştırıcıya uygulanır. Karşılaştırma belirli bir eşik düzeyi ile yapılır. Bu karşılaştırma anları yeniden üretilen saat (symbol timing-recovery:STR)'in yükselen kenarında yapılarak özgün data elde edilir.

İkili iletişim dizgelerinde, sembol dönemi, bit ile aynı anlamdadır. Yani sembol hızı (f_s) ile bit hızı (f_b), aynı hızdadırlar ($f_s:f_b$). Bu özellik sadece ikili iletişim dizgelerinde doğrudur, diğer dizgelerde bir sembol, birkaç biti içerebilir.

4.1 RASTGELE EŞZAMANLI İŞARETLERİN SPEKTRAL YOGUNLUĞU

Aşağıda çıkarılacak spektral yoğunluk işlevleri PSK, MSK ve diğer TB modülasyon dizgelerinde de uygulanabilir. Şekil 4.3'de eşzamanlı rastgele $s(t,T)$ sinyallerinden örnekler verilmiştir. Bu örneklerdeki üst üste binen (overlapping) ve üst üste binmeyen (nonoverlapping) sinyallerine de çıkartılacak yoğunluk işlevi uygulanabilir.



Şekil 4.3 Eşzamanlı TB sinyalleri. (a), NRZ ve (b) birbirini örtmeyen, (c), birbirini örten sinyaller.

4.1.1 İKİLİ SINYALLERİN SPEKTRUMU

Şekil 4.3 'de $s(t,T)$, rastgele eşzamanlı sinyalin bir bölümü görüldüyor. $s(t,T)$ sinyali $-T < t < T$ arasında uzayıp gittiğini ve $2T:(2N+1)T_s$ olduğunu kabul edelim (N : tam sayı sabit). $s(t,T)$ işlevinin, $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ darbelerinden oluştuğunu kabul edelim ve olasılıklarınında ,

p , olasılık ile girişten "1" gönderildiğinde $g_1(t)$ ve

$1-p$, olasılık ile girişten "0" gönderildiğinde $g_2(t)$ meydana gelsin. Böylece,

$$S(t,T) = \sum_{n=-N}^N S_n(t) \quad 4.1$$

şeklinde yazılabilir. Buradan,

$$S_n(t) = \begin{cases} g_1(t-nT_s) & \text{"p" olasılığı ile,} \\ g_2(t-nT_s) & \text{"1-p" olasılığı ile} \end{cases} \quad 4.2$$

işlevlerini içermektedir. Çözümü kolaylaştırmak için $S(t,T)$ 'yi kesikli (ayrık: discrete) güç spektrumu ile sürekli (continuous) güç spektrumundan oluştuğunu kabul edebiliriz.

$$S(t,T) = \underbrace{U(t,T)}_{\substack{\text{sürekli} \\ \text{güç işlevi}}} + \underbrace{V(t,T)}_{\substack{\text{kesikli} \\ \text{güç işlevi}}} \quad 4.3$$

Sürekli güç işlevini,

$$U(t,T) = \sum_{n=-N}^N U_n(t) = \sum_{n=-N}^N a_n [g_1(t-nT_s) - g_2(t-nT_s)] \quad 4.4$$

şeklinde ve kesikli güç spektrumu ise,

$$V(t,T) = \sum_{n=-N}^N [p.g_1(t-nT_s) + (1-p).g_2(t-nT_s)] \quad 4.5$$

şeklinde yazabiliriz. 4.4 denkleminde " a_n " in değeri,

$$a_n : \begin{cases} 1-p & p \text{ olasılık ile,} \\ -p & 1-p \text{ olasılık ile,} \end{cases} \quad 4.6$$

bulunur. Şimdi bunun doğruluğunu ispatlayalım.

İSPAT:

4.4 ve 4.5 eşitliklerinin, sağ yanlarında ki ifadeler, $V(t,T)$ ve $U(t,T)$ seri toplamıdır. Bu eşitlikleri, 4.3 genel eşitliğinde yerine koyalım.

$$S(t,T) : \sum_{n=-N}^N a_n [g_1(t-nT_s) - g_2(t-nT_s)] + \sum_{n=-N}^N [pg_1(t-nT_s) + (1-p)g_2(t-nT_s)]$$

$$: \sum_{n=-N}^N [(a_n+p)g_1(t-nT_s) + (-a_n+1-p)g_2(t-nT_s)] \quad 4.7$$

4.6 eşitliğinden:

$$a_n : \begin{cases} 1-p & p \text{ olasılık ile,} \\ -p & 1-p \text{ olasılık ile,} \end{cases}$$

ve buradan,

$$-a_n : \begin{cases} -(1-p) & p \text{ olasılık ile,} \\ -(-p) & 1-p \text{ olasılık ile,} \end{cases}$$

yazılabileceğinden, 4.7 eşitliğinde $(-a_n+1-p)$ ve (a_n+p) katsayıları için,

$$a_n+p : \begin{cases} 1 & p \text{ olasılık ile,} \\ 0 & 1-p \text{ olasılık ile,} \end{cases}$$

$$-a_n+1-p : \begin{cases} 0 & p \text{ olasılık ile,} \\ 1 & 1-p \text{ olasılık ile,} \end{cases}$$

bulunur. 4.7 eşitliğinin sağ tarafını yeniden düzenlersek,

$$\begin{aligned}
S(t,T) &= \sum_{n=-N}^N \begin{pmatrix} 1, p \text{ olasılık ile} \\ 0, (1-p) \text{ olasılık ile} \end{pmatrix} g_1(t-nT_s) \\
&+ \sum_{n=-N}^N \begin{pmatrix} 0, p \text{ olasılık ile} \\ 1, (1-p) \text{ olasılık ile} \end{pmatrix} g_2(t-nT_s)
\end{aligned} \tag{4.8}$$

şeklinde yazılabilir. Bu son eşitliğe bakılırsa 4.1 ve 4.2 eşitliği ile aynıdır. Böylece,

$$U(t,T) + V(t,T) = \sum_{n=-N}^N S_n(t) = S(t,T) \tag{4.9}$$

olduğu ispatlanmış olur.

Şimdi $U(t,T)$ işaretinin spektral güç yoğunluğunu bulalım. Sürekli güç yoğunluğu $W_u(f)$, $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ işlevlerinin fourier dönüşümünü içerecektir.

$U(t,T)$ 'nin fourier dönüşümü,

$$U(f,T) = \int_{-\infty}^{\infty} U(t,T) e^{-j2\pi f t} dt \tag{4.10}$$

ile verilir. Fourier ters dönüşümünün ifadesi ise,

$$U(t,T) = \int_{-\infty}^{\infty} U(f,T) e^{j2\pi f t} df \tag{4.11}$$

şeklinde verilir. Dönemli işaretlerin $(-T < t < T)$, karesel ortalama değeri Parseval kuramıyla:

$$\frac{1}{2T} \int_{-T}^T U^2(t,T) dt = \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^{\infty} U^2(t,T) dt = \frac{1}{2T} \int_{-\infty}^{\infty} |U(f,T)|^2 df \tag{4.12}$$

$$= \int_0^{\infty} \frac{|U(f,T)|^2}{T} df = \int_0^{\infty} W_u(f,T) df \tag{4.13}$$

ile verilir. Burada $W_u(f,T)$,

$$W_u(f,T) = \frac{|U(f,T)|^2}{T} \tag{4.14}$$

şeklinde tanımlanır.

$$U(t) : \lim_{T \rightarrow \infty} U(t, T) \quad 4.15$$

ifadesinin spektral yoğunluğu, T , sonsuza yaklaştığında $W_u(f, T)$ 'nin limiti gibi tanımlanabilir. Bununla beraber birçok durumda bu ifadenin limiti yoktur. Fakat $|U(f, T)|^2$ ifadesinin ortalama değerinden hareketle limit oluşturulabilir. Rastgele süreçlerde, ortalama zaman üzerinden alınan $W_u(f)$, $S(t) : \lim_{T \rightarrow \infty} S(t, T)$ 'nin sürekli güç spektral yoğunluğunu temsil eder. Böylece,

$$W_u(f) : \lim_{T \rightarrow \infty} \frac{E\{|U(f, T)|^2\}}{T} : \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{E\{|U(f, T)|^2\}}{(2N+1)T_s/2} \quad 4.16$$

şeklinde ifade edilebilir. Burada $E\{.\}$ 'nin argümanının beklenen değerini gösterir. Başka bir yönden yaklaşarak aynı sonuca varabiliriz:

$U(t, T)$ 'nin fourier dönüşümü,

$$\begin{aligned} U(f, T) &= \sum_{n=-N}^N \int_{-\infty}^{\infty} a_n [g_1(t-nT_s) - g_2(t-nT_s)] e^{-j2\pi f t} dt \\ &= \sum_{n=-N}^N a_n e^{-j2\pi n T_s} [G_1(f) - G_2(f)] \end{aligned} \quad 4.17$$

Burada,

$$G_k(f) : \int_{-\infty}^{\infty} g_k(t) e^{-j2\pi f t} dt \quad k:1,2 \quad 4.18$$

ile verilmektedir. $U(f, T)$, fourier dönüşümünün mutlak değerinin karesi,

$$|U(f, T)|^2 : U(f, T) \cdot U^*(f, T)$$

olduğundan,

$$|U(f, T)|^2 : \sum_{m=-N}^N \sum_{n=-N}^N a_m a_n e^{j2\pi(n-m)T_s} [G_1(f) - G_2(f)] [G_1^*(f) - G_2^*(f)]$$

$$|U(f,T)|^2 = |G_1(f) - G_2(f)|^2 \sum_{m=-N}^N \sum_{n=-N}^N a_m a_n \cdot e^{j2\pi(n-m)T_s} \quad 4.19$$

şeklinde yazabiliriz. (*), ifadenin kompleks eşlenik değerini gösterir. Beklenen değeri bulunurken, a_m ve a_n rastlantı değişkenlerini gözüne alarak, $(a_m a_n)$ 'nin beklenen değerini bulmak yeterlidir.

$m:n$ için 4.6 eşitliğinden,

$$a_n^2 : \begin{cases} (1-p)^2 & f_1(a_n):p \text{ olasılığı ile,} \\ p^2 & f_2(a_n):1-p \text{ olasılığı ile} \end{cases} \quad 4.20$$

yazabiliriz. $m:n$ durumunda a_n^2 'nin beklenen değeri ise,

$$E\{a_n^2\} = \sum_k a_n^2 f_k(a_n) = (1-p)^2 \cdot p + p^2(1-p) : p(1-p) \quad 4.21$$

olur. $f_k(a_n)$, rastgele değişken a_n 'nin olasılık yoğunluk işlevidir. $E\{a_m a_n\}$ 'nin hesaplanması için 4.6 eşitliği kullanılarak, a_m ve a_n rastgele bağımsız değişkenleri için aşağıdaki olasılıklar bulunur.

$$a_m a_n : \begin{cases} (1-p)^2 & f_1(a_m a_n):p^2 & \text{birleşik olasılığı,} \\ p^2 & f_2(a_m a_n):(1-p)^2 & \text{birleşik olasılığı,} \\ -p(1-p) & f_3(a_m a_n):2p(1-p) & \text{birleşik olasılığı} \end{cases} \quad 4.22$$

ile bulunduğundan ve,

$$E\{a_m a_n\} = \sum_{k=1}^3 a_m a_n \cdot f_k(a_m a_n) \\ = (1-p)^2 \cdot p^2 + p^2(1-p)^2 + [-p(1-p)] \cdot 2p(1-p)$$

$$E\{a_m a_n\} : 0 \quad 4.23$$

görüldüğü gibi beklendik değerinin sıfır olduğundan, 4.19, 4.21 ve 4.23 eşitliklerinden,

$$E\{|U(f,T)|^2\} : |G_1(f) - G_2(f)|^2 \sum_{n=-N}^N p(1-p) \\ : (2N+1)p(1-p) \cdot |G_1(f) - G_2(f)|^2 \quad 4.24$$

elde edilir. 4.16 ve 4.24 eşitliklerinden $U(t)$ 'nin sürekli güç spektral yoğunluğu,

$$W_u(f) : \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{E\{|U(f,T)|^2\}}{(2N+1) \cdot T_s/2} : \lim_{N \rightarrow \infty} \frac{(2N+1)p(1-p) |G_1(f) - G_2(f)|^2}{(2N+1) \cdot T_s/2} \\ : 2p(1-p)f_s \cdot |G_1(f) - G_2(f)|^2 \quad 4.25$$

şeklinde bulunur. Spektral yoğunluğun sürekli kısmı, dikkat edilirse $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ sinyal bileşenlerinin fourier dönüşümleri arasındaki fark ile doğru orantılı olduğu görülür.

Şimdi de 4.3 eşitliğindeki $V(t,T)$, kesikli bileşeninin fourier dönüşümünü bulalım.

$V(t, -T_s) : V(t)$ olduğunu yani, $T_s : 1/f_s$ ile dönemli olan işlevi gösterdiğinden yazılabilir. $V(t)$ periyodik işlevinin fourier serisine açılımını aşağıdaki şekilde ifade edebiliriz.

$$V(t) : \sum_{n=-\infty}^{\infty} [pg_1(t-nT_s) + (1-p)g_2(t-nT_s)] \\ W(f) : \sum_{m=-\infty}^{\infty} C_m e^{j2\pi m f s t} : C_0 + \sum_{m=1}^{\infty} (C_m e^{j2\pi m f s t} + C_m^* e^{-j2\pi m f s t}) \quad 4.26$$

Burada,

$$C_m : \frac{1}{T_s} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} e^{-j2\pi m f s t} \sum_{n=-\infty}^{\infty} [pg_1(t-nT_s) + (1-p)g_2(t-nT_s)] dt$$

$$C_m: f_s \sum_{n=-\infty}^{\infty} \int_{-nT_s - T_s/2}^{-nT_s + T_s/2} [p g_1(t) + (1-p) g_2(t)] e^{-j2\pi m f_s (t - nT_s)} dt$$

$$: f_s [p G_1(m f_s) + (1-p) G_2(m f_s)] \quad 4.27$$

ile tanımlanmaktadır.

4.6 eşitliğinde ki $V(t)$ işlevi, doğru akım bileşeni ile f_s , frekansının harmoniklerinden oluşan serinin toplamından meydana gelmektedir. Harmoniklerin tepe değeri, $2|C_m|$ ve normalize edilmiş ortalama güç yani, 1Ω 'luk direnç uçlarında ölçülen güç " $[2|C_m|/\sqrt{2}]^2 : 2|C_m|^2$ " değerine eşittir.

Sonuç olarak, rastgele data,

$S(t): \lim_{T \rightarrow \infty} S(t, T) : \lim_{T \rightarrow \infty} [U(t, T) + V(t, T)]$ 'nın toplam spektral yoğunluk işlevi $W(f)$, 4.25 ve 4.27 eşitliklerinden aşağıdaki şekilde bulunur.

$W_s(f): W_u(f) + W_v(f)$
 $\downarrow$ doğru akım ve f_s 'in harmonik bileşeni
 $\downarrow$ sürekli bileşeni

$$W_s(f): 2f_s p(1-p) |G_1(f) - G_2(f)|^2 \quad \leftarrow \text{sürekli bileşeni}$$

$$+ f_s^2 [p G_1(0) + (1-p) G_2(0)]^2 \delta(f) \quad \leftarrow \text{dc bileşeni}$$

$$+ 2f_s^2 \sum_{m=1}^{\infty} [p G_1(m f_s) + (1-p) G_2(m f_s)]^2 \delta(f - m f_s) \quad \leftarrow \text{harmonikler}$$

4.28

4.28 işlevi, güç spektral yoğunluğunda notasyonların anlamı :

f_s : Sinyalin frekansı: Sembol hızı (ikili dizgelerde bit hızı ile sembol hızı eşittir, $f_b: f_s$)

$T_s: 1/f_s$: Birim sembol süresi.

$W_s(f)$: Toplam güç spektral yoğunluğa (sürekli ve ayırık spektral bileşenleri içerir).

$W_u(f)$: Güç spektral yoğunluğunun sürekli bileşeni.

$W_v(f)$: Güç spektral yoğunluğunun ayırık bileşeni, dc bileşeni de içerir.

$G_1(f)$: $g_1(t)$ 'nin fourier dönüşümü.

$G_2(f)$: $g_2(t)$ 'nin fourier dönüşümü.

m : Tamsayı sabit ($m:1,2,3$)

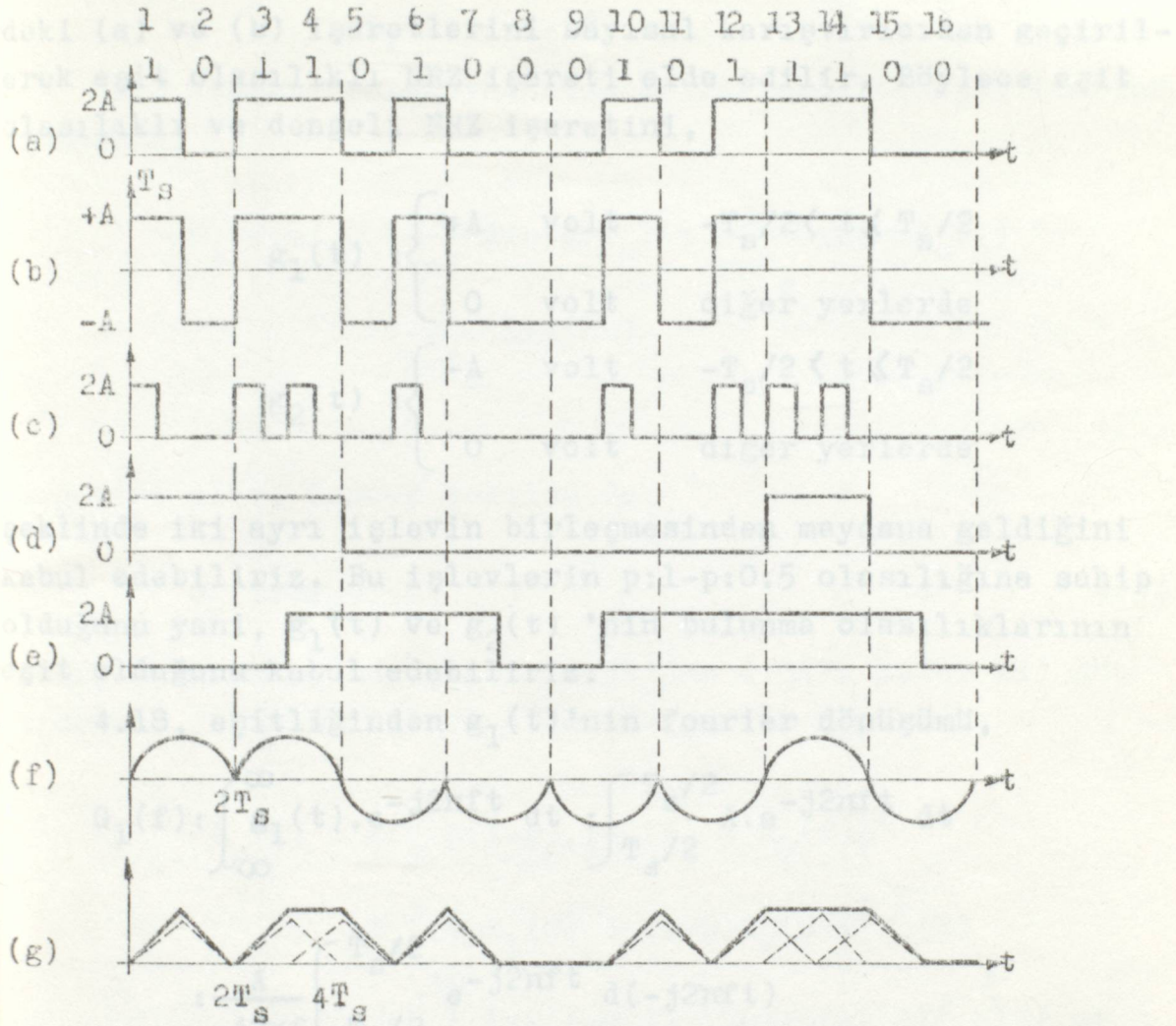
p : $g_1(t)$ 'nin bulunma olasılığı.

$1-p$: $g_2(t)$ 'nin bulunma olasılığı.

4.1.2 İKİLİ İŞARETLERİN TEMEL BAND SPEKTRAL EŞİTLİKLERİNİN UYGULAMALARI

Şekil 4.4 'de bazı temel band dalga şekilleri verilmektedir. Doğru akım bileşenli veya bileşensiz, sıfıra dönüşü olmayan NRZ işareti TB iletişim dizgelerinde ve modülasyon dizgelerinde çok kullanılır. Sıfıra dönüşü olan RZ (return-to-zero) işareti, genelde eş zamanlı çalışmayı sağlamak amacıyla kullanılır. 1/2 NRZ işaretleri (şekil 4.4 (c-d)), QM (quadrature-modulated) dizgelerinde kullanılır. Şekil 4.4 (d) işaretini elde etmek için, ardışıl NRZ işaretinden, tek sayılı bitlerin gerilim değerleri, ard ardı gelen iki sembol arasında tutulmasıyla oluşur. "e" işareti de aynı şekilde fakat, NRZ işaretinin çift sayılı bitlerin gerilimleri iki sembol arasında tutulur. $\pm \cos(\pi t/T_s)$ işareti ise minimum kaymalı anahtarlama (minimum shift keying: MSK) modülasyon dizgelerinde kullanılır. Şekil 4.4 (g)'de birbirini örten işaretler için, 4.28 eşitliği birbirini örtmeyen işaretlerde kullanıldığı gibi kullanılır. Şekilde birbirini örten işaretler kesik olarak gösterilmiş olup toplam işaret ise düz çizgi ile gösterilmiştir.

Kesikli spektral bileşen, işaret frekansı $f_s:1/T_s$ 'in tam katlarında görülür. İşaretlerin fourier dönüşümü $G_1(f)$ ve $G_2(f)$ (4.28 eşitliğine bak), f_s 'nin harmoniklerinde görülmez, dolayısıyla kesikli bileşeni spektral mf_s anları dışında içermez.



Şekil 4.4 Çeşitli TB işaretleri. (a), dc bileşenli NRZ (b), dc bileşensiz NRZ, (c), dc bileşenli RZ, (d), 1/2 NRZ (e), 1/2 NRZ, (f), 1/2 MSK, (g), birbirini örten işaretler. Kesikli çizgiler, ayrı ayrı birbirini örten işaretleri, sürekli çizgi ise toplam işareti göstermektedir.

4.1.3 NRZ SINYALLERİNİN SPEKTRAL YOGUNLUĞU

Eşit olasılıklı NRZ sinyallerinin güç spektral yoğunluğunun bulunmasında 4.28 eşitliğinin kullanıldığı gibi bu eşitlik ikili işaretlerin büyük bir bölümünde de kullanılabilir. Eş olasılıklı olmayan işaretler, sayısal karıştırıcı (scrambler) devrelerle eşit olasılıklı işaretlere dönüş-

türülerek, 4.28 eşitliğini yine kullanabiliriz. Şekil 4.4 deki (a) ve (b) işaretlerini sayısal karıştırıcıdan geçirilerek eşit olasılıklı NRZ işareti elde edilir. Böylece eşit olasılıklı ve dengeli NRZ işaretini,

$$g_1(t) : \begin{cases} +A & \text{volt} & -T_s/2 < t < T_s/2 \\ 0 & \text{volt} & \text{diğer yerlerde} \end{cases}$$

$$g_2(t) : \begin{cases} -A & \text{volt} & -T_s/2 < t < T_s/2 \\ 0 & \text{volt} & \text{diğer yerlerde} \end{cases}$$

şeklinde iki ayrı işlevin birleşmesinden meydana geldiğini kabul edebiliriz. Bu işlevlerin p:1-p:0.5 olasılığına sahip olduğunu yani, $g_1(t)$ ve $g_2(t)$ 'nin bulunma olasılıklarının eşit olduğunu kabul edebiliriz.

4.18, eşitliğinden $g_1(t)$ 'nin fourier dönüşümü,

$$G_1(f) : \int_{-\infty}^{\infty} g_1(t) \cdot e^{-j2\pi ft} dt : \int_{-T_s/2}^{T_s/2} A \cdot e^{-j2\pi ft} dt$$

$$: \frac{A}{-j2\pi f} \int_{-T_s/2}^{T_s/2} e^{-j2\pi ft} d(-j2\pi ft)$$

$$: \frac{A}{\pi f} \sin(\pi f T_s) \quad 4.31$$

elde edilir. Benzer şekilde $g_2(t)$ 'nin fourier dönüşümü de,

$$G_2(f) : \int_{-T_s/2}^{T_s/2} (-A) \cdot e^{-j2\pi ft} dt : -\frac{A}{\pi f} \sin(\pi f T_s) \quad 4.32$$

şeklinde bulunur. Bu sonuçlardan,

$$G_1(f:0) : G_1(0) : -G_2(f:0) : -G_2(0)$$

olduğundan, dolayısıyla aşağıdaki eşitliği yazabiliriz.

$$G_1(f) : -G_2(f)$$

NRZ işaret frekansının tam katlarında ($f:mf_s$), fourier dönüşümü,

$$G_1(f:mf_s) : \frac{A}{\pi f} \sin(\pi f T_s) : \frac{A}{\pi m f_s} \sin(\pi m f_s T_s) \\ : \frac{A}{\pi m f_s} \sin(\pi m) \\ : 0 \quad 4.33$$

değerini alır. Benzer şekilde de,

$$G_2(f:mf_s) : 0 \quad 4.34$$

olur. Bulunan bu sonuçları (4.31'den 4.34'e kadar ki) güç spektral yoğunluk işlevi 4.28 'de yerine koyarsak,

$$W_s(f) : 2f_s \cdot p(1-p) \cdot |G_1(f) - G_2(f)|^2 \\ + f_s^2 \cdot |pG_1(0) + (1-p)G_2(0)|^2 \delta(f) \\ + 2f_s^2 \sum_{m=1}^{\infty} |pG_1(mf_s) + (1-p)G_2(mf_s)|^2 \delta(f - mf_s)$$

$$W_s(f) : 2f_s p(1-p) \left| \frac{A}{\pi f} \sin(\pi f T_s) - \frac{-A}{\pi f} \sin(\pi f T_s) \right|^2 \quad \begin{matrix} \text{sürekli} \\ \text{bileşeni} \end{matrix} \\ \begin{matrix} +0 & \longleftarrow & \text{dc bileşeni} \\ +0 & \longleftarrow & \text{harmonikler} \end{matrix} \quad 4.35$$

$$: 2f_s \cdot 0,5 \cdot 0,5 \cdot \left(2 \frac{A}{\pi f} \sin \pi f T_s \right)^2 \\ : \frac{2A^2}{f_s} \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2 : 2A^2 T_s \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2 \quad 4.36$$

elde edilir. Buradan, şekil 4.3 (b)'de görülen dengeli NRZ rastgele işaretinin olasılığı da $p(+A):p(-A):0.5$ ise güç spektral yoğunluğu,

$$W_s(f): 2A^2T_s \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2 \quad 4.37$$

işleviyle verilir. Bu sonuç ile "4.28" işlevi karşılaştırıl-
ırsa, 4.37 işlevinin, dc bileşeni ve kesikli bileşeni içe-
mediği görülür. Spektralin ilk sıfırı $f:1/T_s:f_s$ 'de oluşur.
Dengeli NRZ işaretinin dc bileşeni sıfır olmasına karşın,
 $f:0$ da spektralin yoğunluğu $2A^2T_s$ gibi maksimum bir değere
erişir. Verilen bu eşitliklerin 12'lük dirençe göre normali-
ze edildiğine dikkat etmek gerekir. Normalize edilmemiş
4.37 işlevi ise,

$$W_s(f): \frac{2A^2T_s}{R} \left(\frac{\sin \pi f T_s}{\pi f T_s} \right)^2 \quad (W/Hz)$$

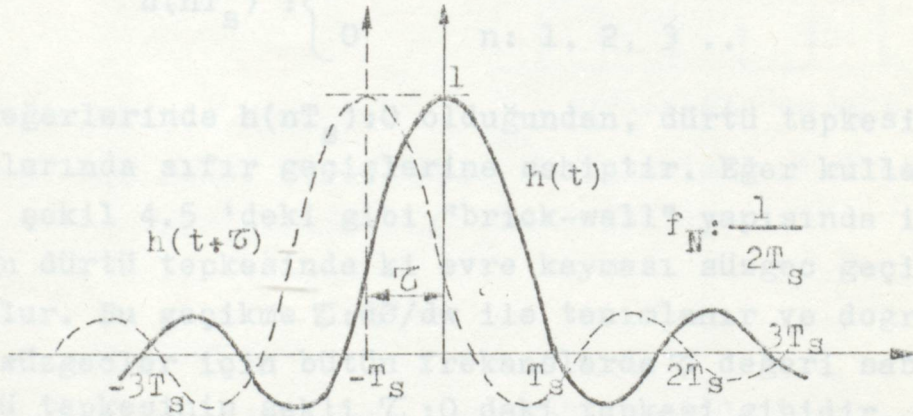
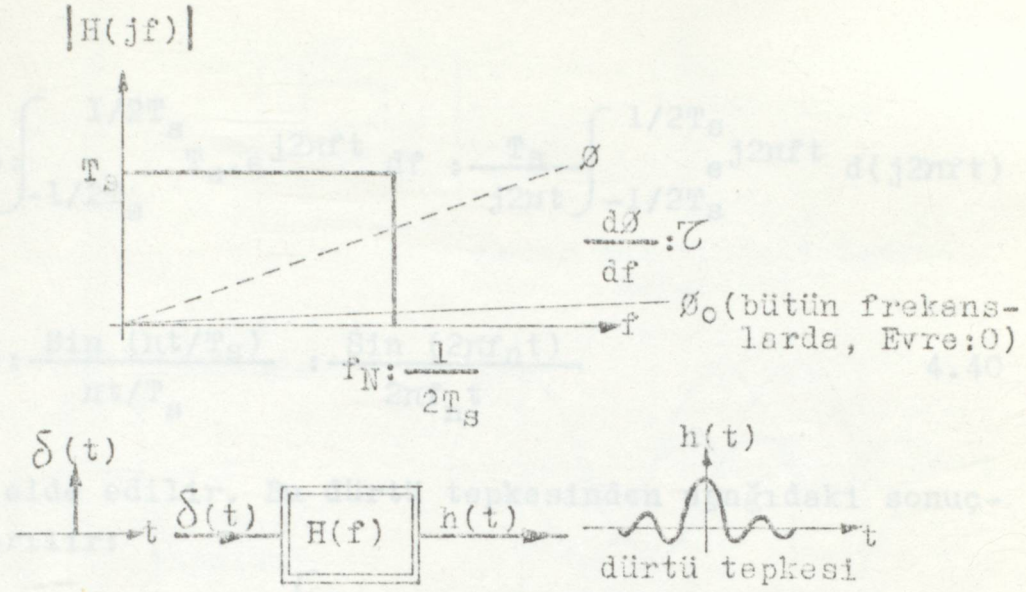
eşitliği ile verilir.

4.2 BAND SINIRLI TEMEL BAND DİZGELERİ

4.2.1 İDEAL "BRICK-WALL" SÜZGECLERİ

Eğer verilmiş bir band genişliği içerisinde , maksim-
um hızda data iletişimi isteniyor ise, band sınırlı sayı-
sal iletişim dizgesinin band sıkıştırma özelliği olmalıdır.
Band sıkıştırma etkinliği bilindiği gibi b/s/Hz ile ifade
edilmektedir. Orneğin şekil 4.4 'de görülen NRZ ve RZ işa-
retleri birer dikdörtgen işaret olup sonsuz band genişlik-
lidirler. Bu nedenle bandı sınırlanıp gönderilmesi gerekir.
Şimdi, ideal süzgeclemenin nasıl olması gerektiğini araştı-
ralım.

Şekil 4.5'deki geçiş işlevi,ideal "Brick-wall" süzgeç
modellemesi gibi düşünülebilir. Süzgecin kesim frekansı
 $f_N:1/2T_s:f_s/2$ olarak tanımlanıp, bu frekans "Nyquist frek-
ansı" olarak bilinir. Burada T_s , birim sembol süresidir ve
ikili dizgelerde sembol hızı , bit hızına eşittir ($T_s:T_b$).
M-düzeyleli dizgelerde ise sembol süresi, $T_s:T_b \cdot \log_2 L$, (M:L)
olarak tanımlanır.



Şekil 4.5 İdeal "Brick-wall" süzgecinin geçiş işlevi ve dürtü tepkesi.

Süzgecin dürtü tepkesi $h(t)$, ters fourier dönüşümü $H(f)$ ile verilir. $H(f)$ ise,

$$H(f) : \begin{cases} T_s & |f| \leq 1/2T_s \\ 0 & |f| > 1/2T_s \end{cases} \quad 4.38$$

ile tanımlandığından, buradan $h(t)$,

$$h(t) : \mathcal{F}^{-1}\{H(f)\} : \int_{-\infty}^{\infty} H(f) \cdot e^{j2\pi ft} df \quad 4.39$$

$$h(t) = \int_{-1/2T_s}^{1/2T_s} T_s \cdot e^{j2\pi f t} df = \frac{T_s}{j2\pi t} \left[e^{j2\pi f t} \right]_{-1/2T_s}^{1/2T_s} d(j2\pi f t)$$

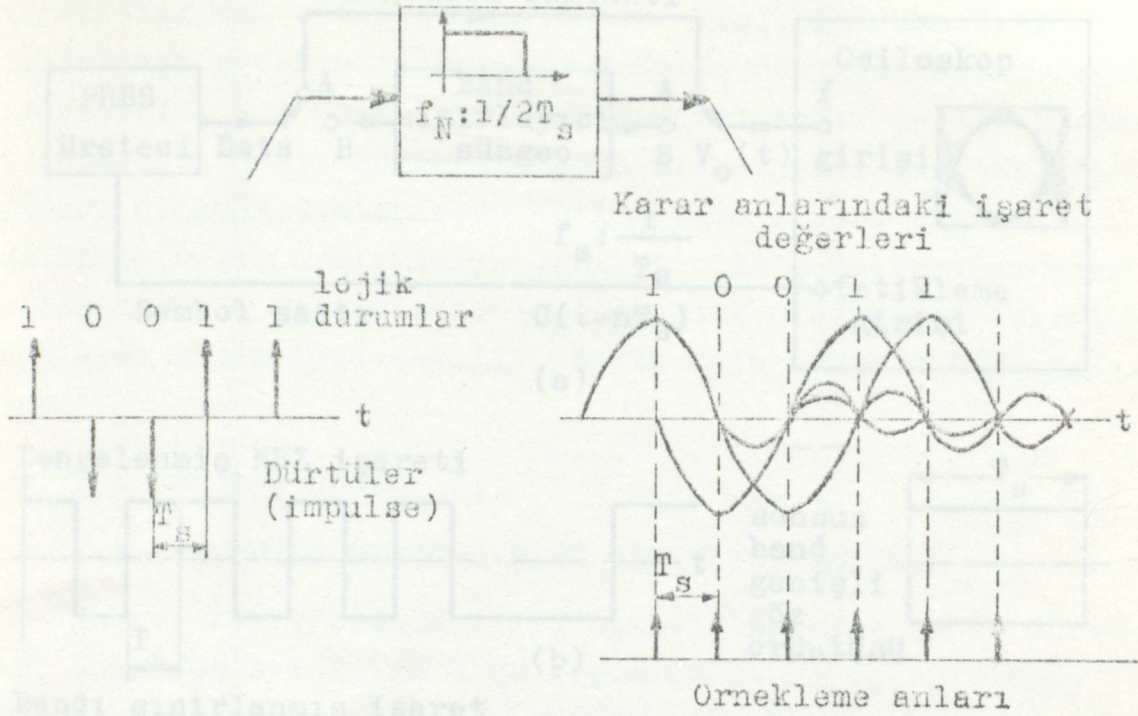
$$h(t) = \frac{\sin(\pi t/T_s)}{\pi t/T_s} = \frac{\sin(2\pi f_n t)}{2\pi f_n t} \quad 4.40$$

ifadesi elde edilir. Bu dürtü tepkesinden aşağıdaki sonuçlar çıkarılır:

$$h(nT_s) = \begin{cases} 1 & n:0 \text{ için} \\ 0 & n: 1, 2, 3 \dots \end{cases} \quad 4.41$$

$t:nT_s$ değerlerinde $h(nT_s):0$ olduğundan, dürtü tepkisi n 'nin tam katlarında sıfır geçişlerine sahiptir. Eğer kullanılan süzgeç, şekil 4.5 'deki gibi "brick-wall" yapısında ise süzgecin dürtü tepkesinde ki evre kayması süzgeç geçikmesi kadar olur. Bu geçikme $\tau: d\phi/d\omega$ ile tanımlanır ve doğrusal evreli süzgeçler için bütün frekanslarda τ değeri sabit olup dürtü tepkesinin şekli $\tau:0$ daki tepkisi gibidir. Dikkat edilirse süzgeç girişine, sonsuz küçük süreli $\delta(t)$ uygulanmasına karşın, tepkisi ise sonsuz süreli çıkmaktadır. Band

sınırlı süzgeç, dürtü tepkesini T_s kadar öteler. Dolayısıyla, giriş işaretini bozar. Tanımlanan dürtü tepkesinin kabul edilebilir özelliği, T_s 'nin tam katlarında sıfır geçişlerine sahip olmasıdır. $f_N:1/T_s$ kesim frekanslı "brick-wall" süzgecinden, eşzamanlı veya rastgele dürtüleri $f_s:1/T_s:2f_N$ hızında gönderilmesiyle algılamamanın olası olduğunu görürüz. Düşüncel olarak bu sembollerin herhangi birinin algılanması önceden gönderilen yada sonradan gelen dürtü örnekleriyle girişim olmaksızın elde edilebilir. Şekil 4.6'da görüldüğü gibi bu özellik semboller arası girişimsiz (ISI-free) iletişim olarak bilinir.

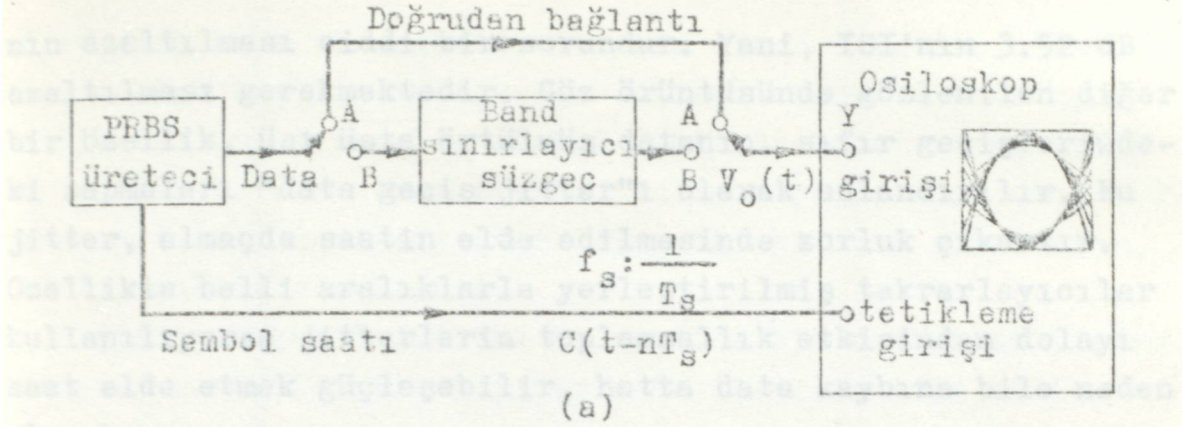


Şekil 4.6 Bandı sınırlanmış dürtülerin semboller arası girişimsiz (ISI-free) iletişimi.

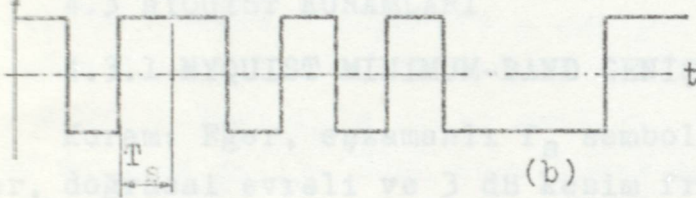
4.2.2 GÖZ ÖRÜNTÜSÜ

Süzgeçin etkinliği, göz örüntüsü ile belirlenir. Eğer şekil 4.7 'deki $V_0(t)$, işareti osiloskopun "Y" girişinden ve sembol saati $C(t-nT_s)$ ise, osiloskopun tetikleme girişinden uygulanırsa göz örüntüsü elde edilir. Eğer rastgele ikili sinyal (pseudo-random binary sequence: PRBS) üreticinin data çıkışı osiloskopun "Y" girişine ve üreticinin saati da osiloskopun tetikleme girişine uygulanırsa göz örüntüsü, sonsuz band genişli olarak elde edilir.

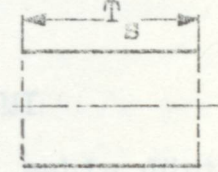
Şekil 4.8'de 4 ncü dereceden Butterworth süzgeçinin göz örüntüsü görülmüyor. Osiloskopa uygulanan PRBS üreticinin sembol hızı $f_s: 64 \text{ kb/s}$ ve süzgecin 3 dB kesim frekansı 26 kHz 'dir. Bu evre dengeleyicisiz süzgecin, örnekleme anlarında ISI'a göre, gözün açıklığı $2/3$ 'dür. ISI'sız durumdaki gibi, aynı karar düzeyini sürdürmek için sinyal seviyesi $1:2/3:3.52 \text{ dB}$ artırılmalıdır. Sistem mühendisleri için ISI'



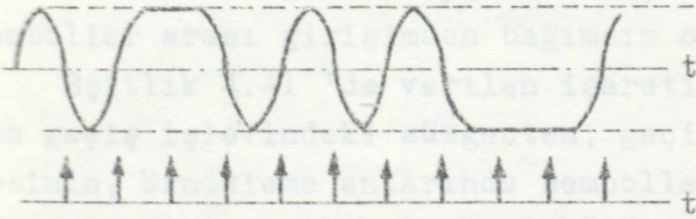
Dengelenmiş NRZ işareti



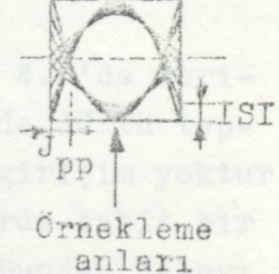
sonsuz band genişliği göz örüntüsü



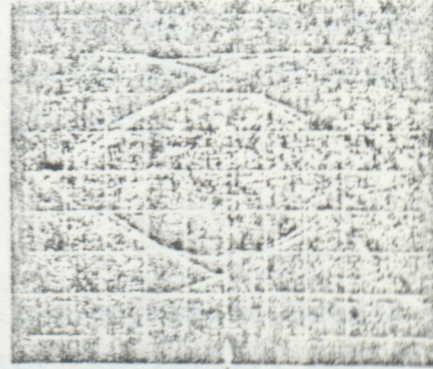
Bandı sınırlanmış işaret

Sembol saati (örnekleme anları) $C(t-nT_s)$

(c)



Şekil 4.7 Göz örüntüsünün ölçülmesi.



Örnekleme anı

Şekil 4.8 Dengelenmiş süzgeç ile ölçülmüş göz örüntüsü.

Kullanılan süzgeç, 4'ncü dereceden Butterworth süzgeci olup, 3 dB kesim frekansı 26 kHz'dir.

(a), sınırlandırılmış (sonsuz band genişliği),

(b), sınırlandırılmış, göz örüntüsü görüldüğü.

nın azaltılması ciddi bir sorundur. Yani, ISI'nın 3.52 dB azaltılması gerekmektedir. Göz örüntüsünde gözlenen diğer bir özellik, üst üste örtülmüş datanın, sıfır geçişlerinde-ki sapmaları "data geçiş jitter"ı olarak adlandırılır. Bu jitter, alıcıda saatin elde edilmesinde zorluk çıkartır. Özellikle belli aralıklarla yerleştirilmiş tekrarlayıcılar kullanılıyorsa jitterlerin toplamsallık etkisinden dolayı saat elde etmek güçleşebilir, hatta data kaybına bile neden olur.

4.3 NYQUIST KURAMLARI

4.3.1 NYQUIST MINIMUM-BAND GENİŞLİĞİ KURAMI

Kuram: Eğer, eşzamanlı f_s sembol/s hızına sahip dürtüler, doğrusal evreli ve 3 dB kesim frekansı $f_N: f_s/2$ olan "brick-wall" süzgecine uygulanırsa, dürtülerin tepkisi, semboller arası girişimden bağımsız olur.

Eşitlik 4.41 'de verilen işaretin, şekil 4.6'da verilen geçiş işlevindeki süzgecten, geçirildiğinde dürtü tepkesinin, örnekleme anlarında semboller arası girişim yoktur. Eğer, dizgenin genlik tepkisi bütün frekanslarda sabit bir değere sahip olursa, iletişimde ISI görülmez. Bundan dolayı şekil 4.6 'daki dizgenin, giriş işaretiyle süzgecin geçiş işlevinin fourier dönüşümlerinin çarpımından oluşan frekans domeni genlik tepkisi "1" e eşittir. Dolayısıyla buradan, çıkış genliğinin frekansa bağımlı olmadığı yani ISI olmayacağı kesindir. Eğer eşzamanlı giriş işareti,

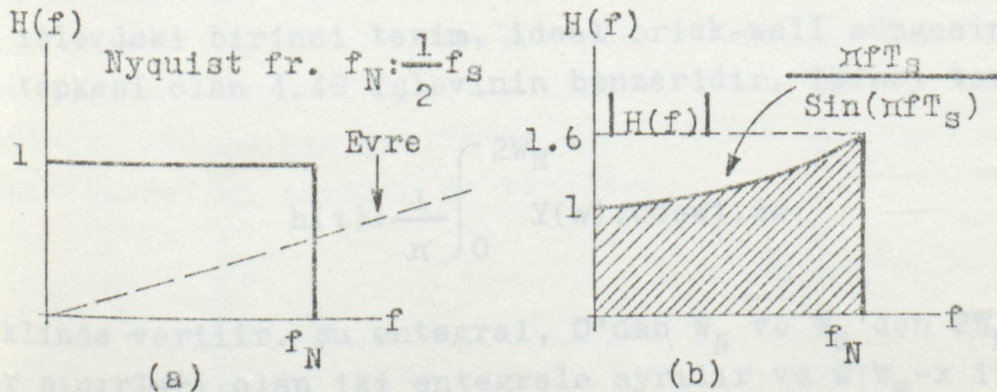
$$\sum_k A_k \cdot \delta(t - kT_s)$$

şeklinde değişiyor ise ISI-sız iletişim sağlanır. Burada A_k kesikli (discrete) rastgele değişkenin genliğidir. Örneğin A_k 'nın akışı, -3, -1, +1, +3 değerlerine sahip olabilir. Böyle 4-düzeyle bir TB dizgesinde her iletilen sembol 2 bit içerir. Eğer ideal "Brick-wall" süzgecinin 3 dB kesim frekansı $f_N: 2.5$ MHz ise bu kuramdan, gönderilecek sembol

$f_N: f_s/2: 5 \text{ Ms/s}$ olur. İkili iletişim dizgesi kullanılırsa her sembol bir bit içereceğinden, $f_b: 5 \text{ Mb/s}$ ve 4-düzeyli dizge kullanılırsa, her sembol 2 bit içereceğinden, $f_b: 10 \text{ Mb/s}$ 'lik data akısını iletir. Dolayısıyla genlik düzeylerinin artması, saniyede gönderilen bit akısını artırmakta, ISI'ya etki etmemektedir.

Şimdi de, şekil 4.4 (b)'de verilen NRZ datasının iletişiminde, semboller arası girişimsiz iletişim yapılabilme olasılıklarını araştıralım.

NRZ işaretinin fourier dönüşümü, Sinx/x şeklindedir. İdeal "Brick-wall" süzgecinin geçiş işlevi "1" e eşit olduğundan dizgenin frekans domenini genlik tepkisi Sinx/x şeklinde olur. Dolayısıyla çıkış genliği, frekansa bağımlı olup ISI meydana gelir. Bunu engellemek için, süzgecin çıkışına geçiş işlevi, x/Sinx olacak şekilde genlik dengeleyiciler ilave edilir. Böylece dizgenin çıkış genlik tepkisi, frekansdan bağımsız olup, ISI meydana gelmez. Böyle bir geçiş işlevi şekil 3.9 (b) 'de verilmiştir. Fakat verilen bu minimum band genişliğinde Nyquist süzgeci gerçekleştirilemez. Ancak sonsuz sayıda süzgeç bölümlerini birleştirerek ve bunların da toplam zayıflama eğimleri, sonsuz olmasıyla gerçekleştirilebilir. Bunu da gerçekleştirmek güç olduğundan, ISI'nın belirli bir oranına (örneğin, yaklaşık $0,5.P_e$) izin verilir. Bu amaçla Nyquist artık simetri kuramı (Nyquist's vestigial symmetry theorem) pratik süzgeç karakteristiklerinde kullanılır.



Şekil 4.9 Dürtü ve darbe iletişimi için minimum band genişlikli süzgeç geçiş işlevleri.

4.3.2 NYQUIST ARTIK SİMETRİ KURAMI

(NYQUIST'S VESTIGIAL SYMMETRY THEOREM)

Kuram: İdeal alçak geçiren süzgecin, kesim frekansına ilave edilen simetrisinin işlevi, $Y(w)$ olsun. Bu simetrik işlevin W_N frekansındaki simetrisi için,

$$Y(W_N - x) = -Y(W_N + x) \quad 0 < x < W_N \quad 4.43$$

işlevi verilip, burada $W_N = 2\pi f_N$ ile tanımlanmıştır.

İdeal brick-wall süzgecinin geçiş işlevine ilave edilen $Y(w)$, simetrik geçiş işlevi ve toplam dizgenin geçiş işlevi $Y_m(w)$ ile tanımlayalım. $Y_m(w)$,

$$Y_m(w) = \begin{cases} 1+Y(w) & |w| < W_N \\ Y(w) & W_N < |w| < 2W_N \end{cases} \quad 4.44$$

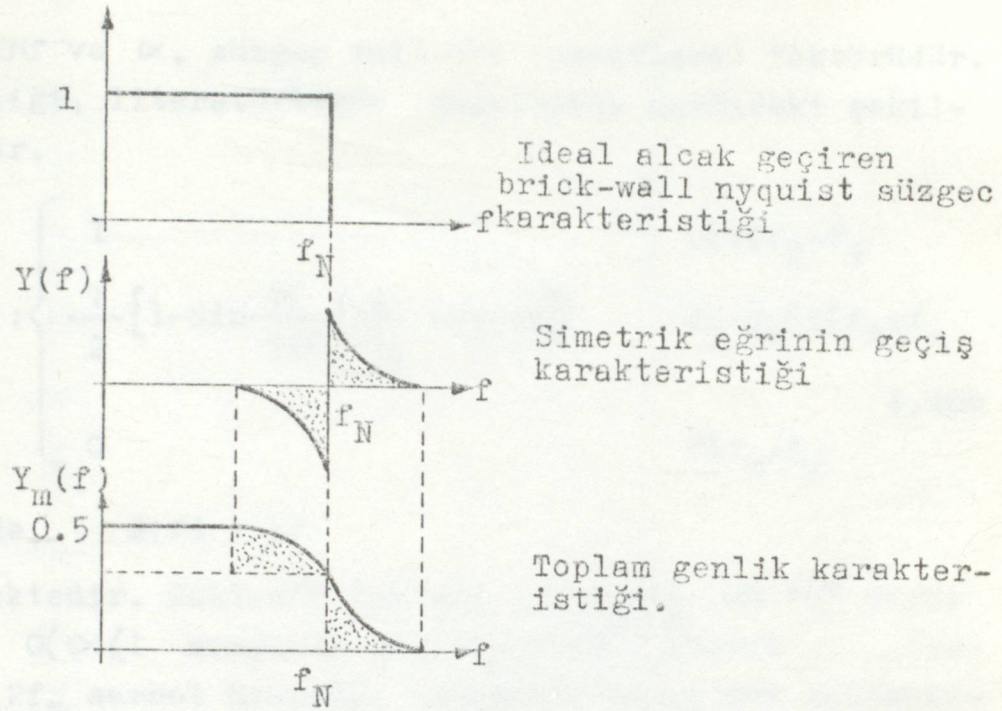
işleviyle verilip, şekil 4.10'da çizilmiştir. 4.44 eşitliğini yazarken süzgecin evresi, bütün frekanslarda sıfır olarak alınmıştır (yani, şekil 4.5'deki evre geçikmesi $\tau: d\phi/d\omega: 0$ 'dır). Bu nedenle, sonlu bir aralıkta dürtü tepkisini zaman ekseninde kaydırabiliriz. Dolayısı ile artık simetrikli süzgecin dürtü tepkisi $h_m(t)$ 'yi aşağıdaki şekilde yazabiliriz.

$$h_m(t) = \frac{\sin(2\pi f_N t)}{\pi t} + h(t) \quad 4.45$$

Bu işlevdeki birinci terim, ideal brick-wall süzgecinin dürtü tepkisi olan 4.40 işlevinin benzeridir. İkinci terim de,

$$h(t) = \frac{1}{\pi} \int_0^{2W_N} Y(w) \cdot \cos wt \cdot dw \quad 4.46$$

şeklinde verilir. Bu integral, 0'dan W_N ve W_N 'den $2W_N$ 'e kadar sınırları olan iki integrale ayrılır ve $w: W_N - x$ ile



Şekil 4.10 Nyquist artık simetri kuramı geçiş karakter-
istiği. $W_N: 2\pi f_N$

$w: W_N + x$ birinci ve ikinci entegrallerde sırasıyla konursa,

$$h(t) = \frac{2}{\pi} \sin W_N t \int_0^{W_N} Y(W_N - x) \sin x \, dx \quad 4.47$$

ifadesi elde edilir. Bu ifade de $\sin W_N t$ 'nin sıfır olduğu yerler, $m: 0, 1, 2, 3, \dots$ tamsayı sabit olmak üzere, mT_s (katların-
da olacaktır. Dolayısı ile $mT_s: 2\pi f_N t$ veya $t: m/2f_N$ nokta-
larında Sinüs sıfır geçişlerini içerir. Böylece yeniden dü-
zenlenmiş 4.45 dürtü tepkisi işlevi, $mT_s: m/2f_N$ sembol ara-
lıklarında sıfır geçişine sahiptir. Dolayısıyla nyquist ör-
nekleme anlarında ISI olmayacaktır. Bu artık simetrlili
nyquist süzgecinin genlik tepkisi (dürtü tepkisi) geçiş iş-
levi aşağıdaki şekilde de verilir.

$$|H(jw)| = \begin{cases} 1 & 0 \leq w \leq \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha) \\ \cos^2 \left\{ \frac{T_s}{4\alpha} \left(w - \frac{\pi(1-\alpha)}{T_s} \right) \right\} & \frac{\pi}{T_s}(1-\alpha) \leq w \leq \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha) \\ 0 & w > \frac{\pi}{T_s}(1+\alpha) \end{cases} \quad 4.48a$$

Burada, $w:2\pi f$ ve α , süzgeç roll-off (zayıflama) faktörüdür. 4.48a eşitliği, literatürlerde genellikle aşağıdaki şekilde veriliyor.

$$H(f) : \begin{cases} 1 & 0 < f < f_N - f_x \\ \frac{1}{2} \left[1 - \sin \frac{\pi}{2\alpha} \left[\frac{f}{f_N} - (1-\alpha) \right] \right] & f_N - f_x < f < f_N + f_x \\ 0 & f > f_N + f_x \end{cases} \quad 4.48b$$

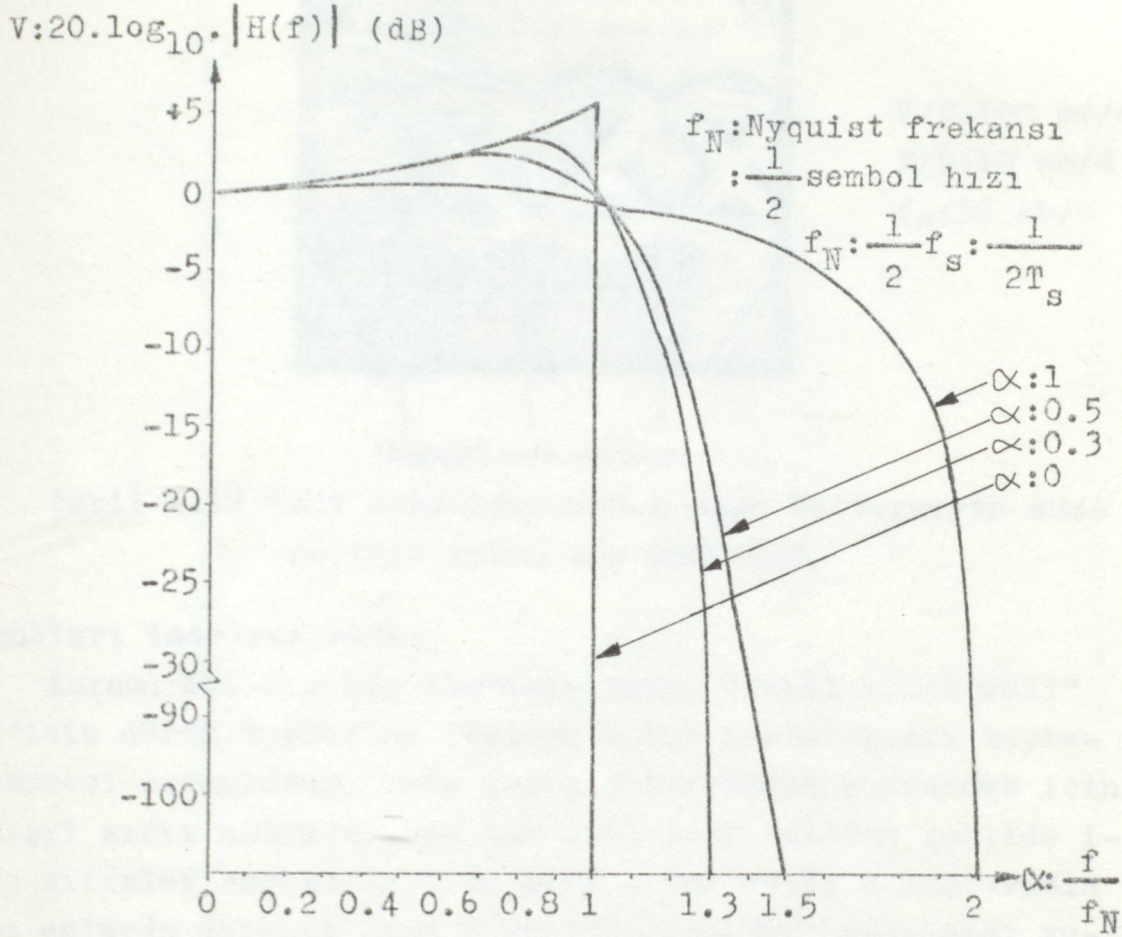
ve evresi de, $\phi(f) : kf$

ile değişmektedir. Roll-off faktörü, $\alpha : f_x/f_N$ ve "k" birer sabit olup $0 < \alpha < 1$ arasında değişmektedir. Pratik uygulamalarda $f_s : 1/T_s : 2f_N$ sembol hızında, eşzamanlı darbeleri kullanarak, 4.48 işlevi ile tanımlanan süzgeç karakteristiğine bir $x/\sin x$, şeklinde genlik dengeleyici eklenerek, ISI-sız iletişim sağlanır ve toplam dizgenin geçiş işlevi ise,

$$H(jw) : \begin{cases} \frac{wT_s/2}{\sin(wT_s/2)} & , 0 < w < \frac{\pi}{T_s} (1-\alpha) \\ \frac{wT_s/2}{\sin(wT_s/2)} \cos^2 \left\{ \frac{T_s}{4\alpha} \left[\frac{w - \pi(1-\alpha)}{T_s} \right] \right\} & , \frac{\pi}{T_s} (1-\alpha) < w < \frac{\pi}{T_s} (1+\alpha) \\ 0 & , w > \frac{\pi}{T_s} (1+\alpha) \end{cases} \quad 4.49$$

şeklinde tanımlanır.

Band genişliği roll-off (zayıflama) parametresi α 'nın değişik değerleri için genlik tepkeleri şekil 4.11 'de verilmiştir. Burada, $\alpha : 0$ değeri için, kuramsal minimum band genişliğinde yani, $f_N : 1/2T_s$ Nyquist kesim frekansına eşit süzgeç karakteristiği elde edilir. $\alpha : 0.5$ için, minimum band genişliğinin %50 fazlası (1.5 katı) ve $\alpha : 1$ için ise minimum band genişliğinin 2 katı band genişliği kullanılarak iletişim yapılır. Dolayısı ile α 'nın artışına paralel olarak ISI da azalacaktır. Pratikte kesim frekansında giriş genliğinin

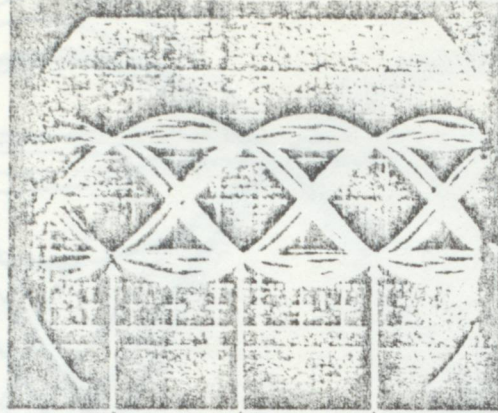


Şekil 4.11 Düşüncel süzgecin, geçiş işlevinin roll-off (α) faktörüne göre değişimi.

20 ile 50 dB arasında zayıflaması ISI-sız iletişim için yeterli görülmektedir. Teorik olarak, genlikdeki sonsuz zayıflamanın olduğu frekans, kesim frekansı olarak bilinir ve $f: (1+\alpha)f_N$ eşitliği ile verilir.

4.3.3 ISI VE JITTER'SIZ NQUIST İLETİŞİM KURAMI

Şekil 4.12 'de verilen göz örüntüsünde görüldüğü gibi, örnekleme anlarında ISI'nın çok az olduğunu fakat, data sıfır geçişlerinin aynı noktadan geçmediği görülür. Data sıfır geçişlerinin tepeden tepeye sapmaları sinyal geçiş jitter'i (J_{pp}) olarak tanımlanır. J_{pp} 'nin aşırı değerleri, sembollerin yeniden üretilmesinde yanlılgılara neden olur. Aşağıda verilen kuramda ISI ve jitter içermeyen iletişim



V/D:100 mV/d

T/D:10 us/d

f_s:32 kb/s

Örnekleme anları

Şekil 4.12 5nci dereceden $\alpha:0.6$ olan Butterworth süzgecinin çıkış göz örüntüsü.

koşulları incelenecektir.

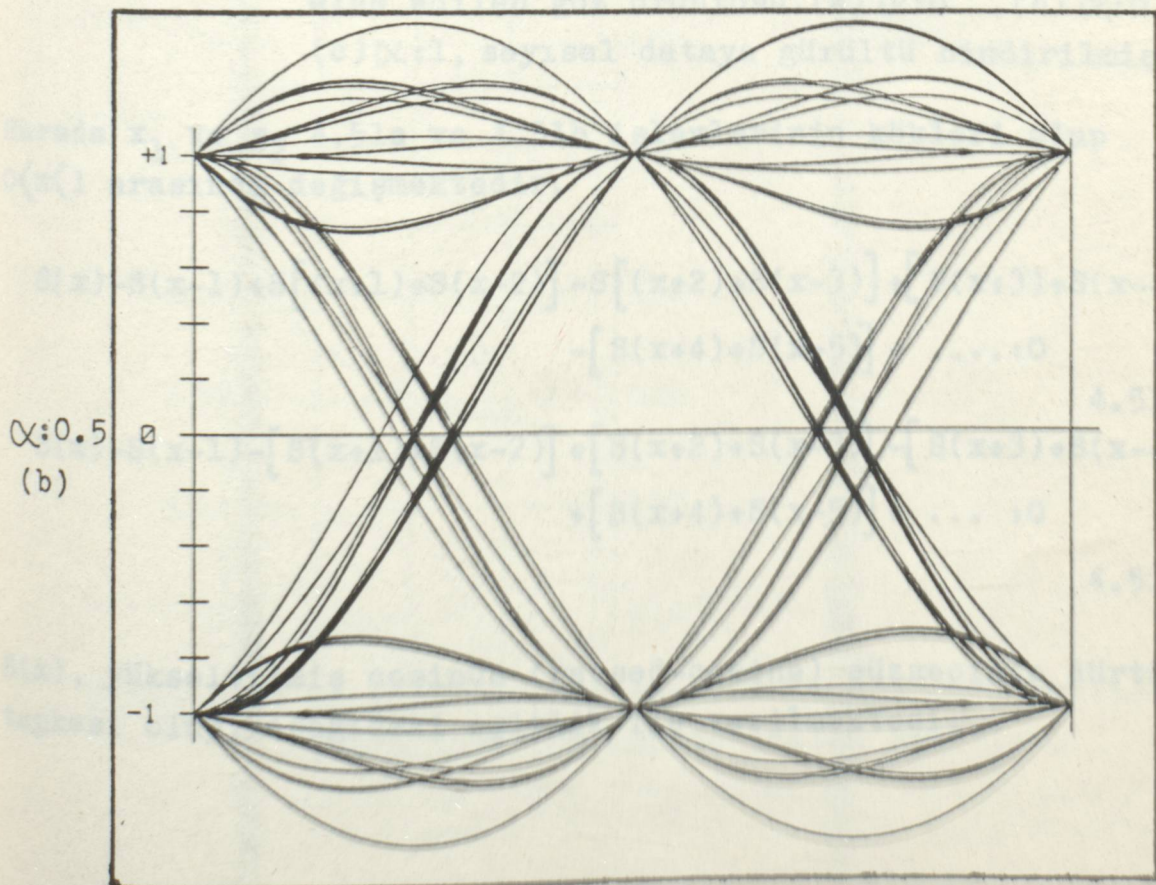
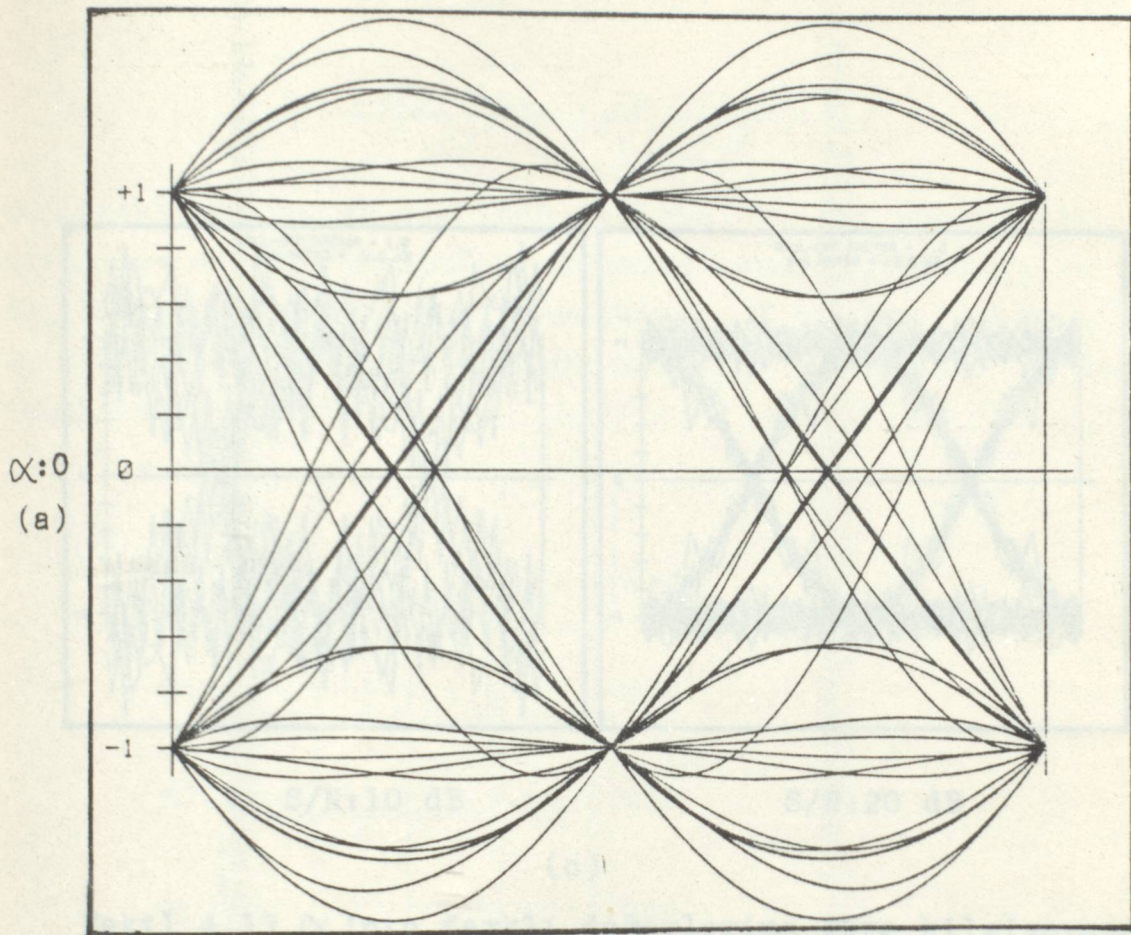
Kuram: ISI-sız bir iletişim için, "ideal brick-wall" AGS'inin dürtü tepkesine ilişkin sıfır noktalarının kaybedilmemesi zorunludur. Data geçiş jitterinden kurtulmak için ardışıl sıfır noktalarının tam aralarına gelecek şekilde ilave sıfırlar gereklidir. Bu gibi sıfır geçiş durumlarının aynı anlarda gelmesi için 4.48 işlevinde $\alpha:1$ yapılması yeterlidir.

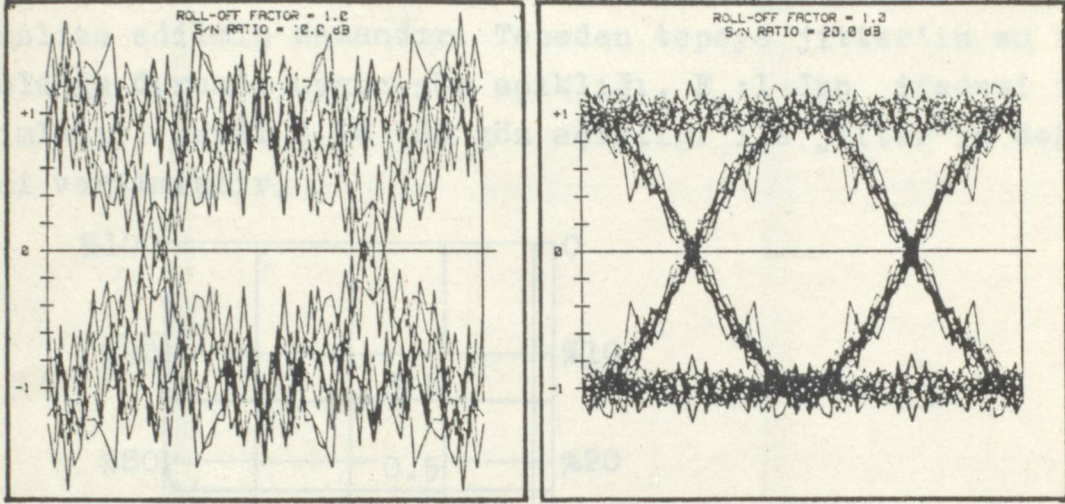
$$H(w) = \frac{1}{2} \left(1 + \cos \frac{w}{2W_N} \right) \quad 0 < w < 2W_N \quad 4.50$$

İyi tasarlanmış sayısal linklerde, data iletişiminde jitter nedeniyle ortaya çıkabilecek yanlış bir çok durumlarda ihmal edilebilir. ISI ve jitter-sız darbe iletişimi için kanalın, doğrusal birevreye ve darbe band genişliğinin 2 katı kadar minimum band genişliğine sahip olması istenir. Pratik uygulamalarda minimum band genişliğinde bir kanal kullanılmaz. Bu nedenle dizgede bit süresinin %20-30 'u arasında ki tepeden tepeye olan jitter'lere izin verilir. Şekil 4.13 de α roll-off faktörüne bağlı olarak data üzerindeki jitter etkisi verilmiştir. En kötü koşullarda tepeden tepeye jitter in değeri aşağıdaki ifade ile verilmektedir.

$$J_{pp} \text{ en kötü durumu: } (x_2 - x_1) \% 100$$

4.51





S/N:10 dB

S/N:20 dB

(c)

Şekil 4.13 α 'nın farklı değerlerine göre bilgisayarda elde edilen göz örüntüsü. (a) $\alpha:0$, (b) $\alpha:0.5$ (c) $\alpha:1$, sayısal dataya gürültü bindirilmiş.

Burada x_1 ve x_2 4.51a ve 4.51b işlevlerinin kökleri olup $0 < x < 1$ arasında değişmektedir.

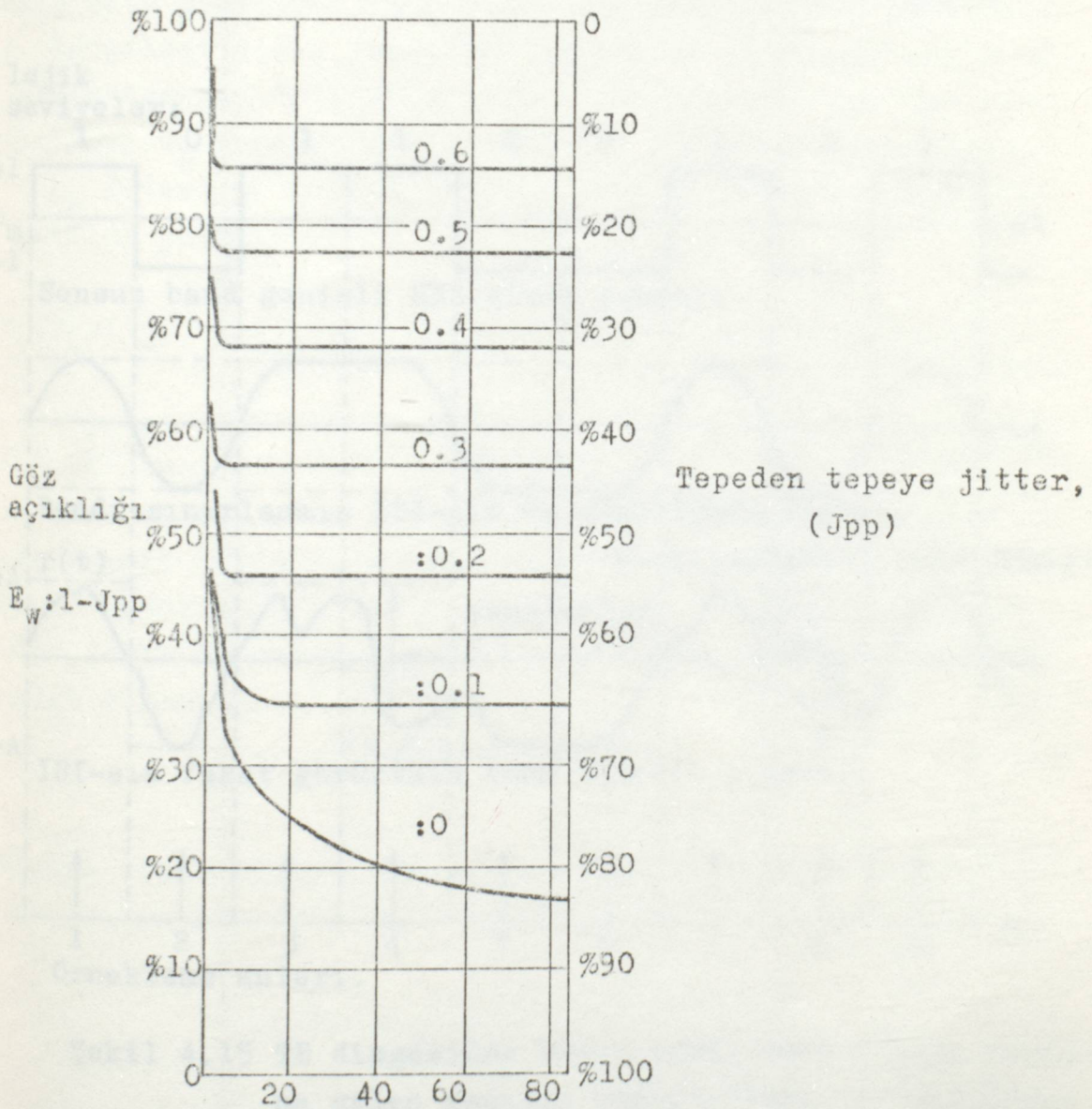
$$S(x) - S(x-1) + S[(x+1) + S(x-2)] - S[(x+2) + S(x-3)] + [S(x+3) + S(x-4)] - [S(x+4) + S(x-5)] + \dots : 0 \quad 4.51a$$

$$S(x) - S(x-1) - [S(x+1) + S(x-2)] + [S(x+2) + S(x-3)] - [S(x+3) + S(x-4)] + [S(x+4) + S(x-5)] + \dots : 0 \quad 4.51b$$

$S(x)$, yükseltilmiş cosinüs (raised-cosine) süzgecinin dürtü tepkisi olup, aşağıdaki eşitlik ile verilmektedir.

$$S(x) = \frac{\sin(\pi x)}{\pi x} \left(\frac{\cos(\alpha \pi x)}{1 - 4\alpha^2 x^2} \right) \quad 4.52$$

Bu ifadelerde $x:t/T$ şeklinde değişip, T , bit süresi ile normalize edilmiş zamandır. Tepeden tepeye jitter'ın en kötü olduğu durumda uygun göz açıklığı, $E_w:1-J_{pp}$ ifadesi ile tanımlanır. Şekil 4.14 'de göz açıklığı ile jitter'ın değişimi verilmiştir.

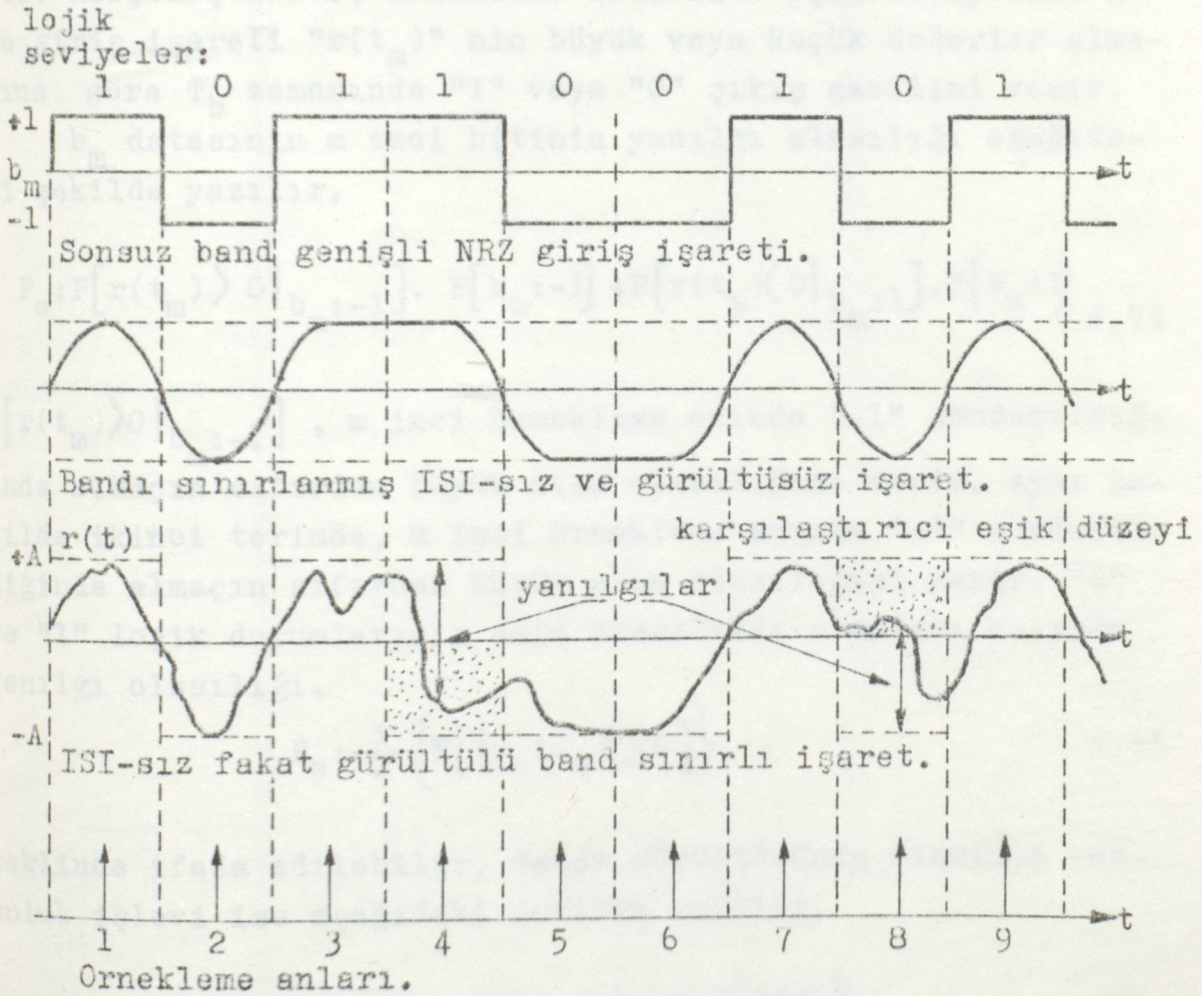


Şekil 4.14 En kötü durumda tepeden tepeye data iletişim jitter'ına müsaade edilen genişlik.

4.4 YANILGI OLASILIGI, P_e

Bu bölümde, ikili temel band dizgelerine ilave edilen beyaz gauss gürültü (additive white Gaussian noise: AWGN)' lü kanal modellerinin P_e , yanilgi olasılığının türetilişi verilecektir. Bu türetmede süzgeclemeden dolayı meydana gelebilecek ISI etkisi gürültüleri ihmal edilecektir.

Şekil 4.15'de rastgele eşit olasılıklı dengeli NRZ datasının yeniden üretilme olasılığı verilmiştir. Şekilde



Şekil 4.15 TB dizgesinde beyaz gürültüden dolayı meydana gelen yanilgi olasılıkları. (a) göndermeç süzgecinin girişindeki NRZ data, (b) almaçda süzgeclendikten sonra elde edilen ISI-sız ve gürültüsüz data, (c) almaçda süzgeçlenmiş ISI-sız fakat gürültülü data, (d) örnekleme anları.

4 ncü ve 8 inci örnekleme anlarında gürültü genliği, datanın genliğini, zıt polaritede aşarak yanılığlara neden olur.

m inci örnekleme anında süzgeçlenmiş datanın, karşılaştırmacı eşik seviyesindeki data için,

$$r(t_m): A_m + n_o(t_m) \quad t_m: (m+0.5)T_b, m: 0, 1, 2, \dots \quad 4.53$$

bağıntısı yazılabilir. Burada $A_m: \pm A$, ISI-sız durumda örneklelenmiş data genliğini ve $n_o(t_m)$, gürültü örneğini gösterirler. Karşılaştırmacı, örnekleme anlarında eşik seviyesine göre giriş işareti " $r(t_m)$ " nin büyük veya küçük değerler almasına göre T_b zamanında "1" veya "0" çıkış gerilimi verir.

b_m datasının m inci bitinin yanılığ olasıılığı aşağıdaki şekilde yazılır,

$$P_e: P[r(t_m) > 0 | b_m: -1] \cdot P[b_m: -1] + P[r(t_m) < 0 | b_m: 1] \cdot P[b_m: 1] \quad 4.54$$

$P[r(t_m) > 0 | b_m: -1]$, m inci örnekleme anında "-1" gönderildiğinde almaçın sıfırdan büyük alma olasılığını verir. Aynı şekilde ikinci terimde, m inci örnekleme anında "+1" gönderildiğinde almaçın sıfırdan küçük alma olasılığını verir. "0" ve "1" lojik durumlarının eşit olasılıklı olmaları halinde yanılığ olasıılığı,

$$P_e: \frac{1}{2} \left\{ P[|n_o(t_m)| > A] \right\} \quad 4.55$$

şeklinde ifade edilebilir. Gauss gürültüsünün olasılık yoğunluk işlevi ise aşağıdaki şekilde verilir.

$$p(v): \frac{1}{\sigma\sqrt{2}} e^{-(v-V_0)^2/2\sigma^2} \quad 4.56$$

σ :Gürültü geriliminin karesel ortalama değeridir, V_0 :Ortalama veya dc değeridir.

Böylece yanılığ olasıılığı için aşağıdaki işlev yazıla-

bilir. Burada $n_o(t_m)$ 'i, x olarak tanımlayalım.

$$P_e = \frac{1}{2} \int_{|x| > A} \frac{1}{\sqrt{2\pi N_T}} e^{-v^2/2N_T} dv$$

4.57

$$= \int_A^\infty \frac{1}{\sqrt{2\pi N_T}} e^{-v^2/2N_T} dv$$

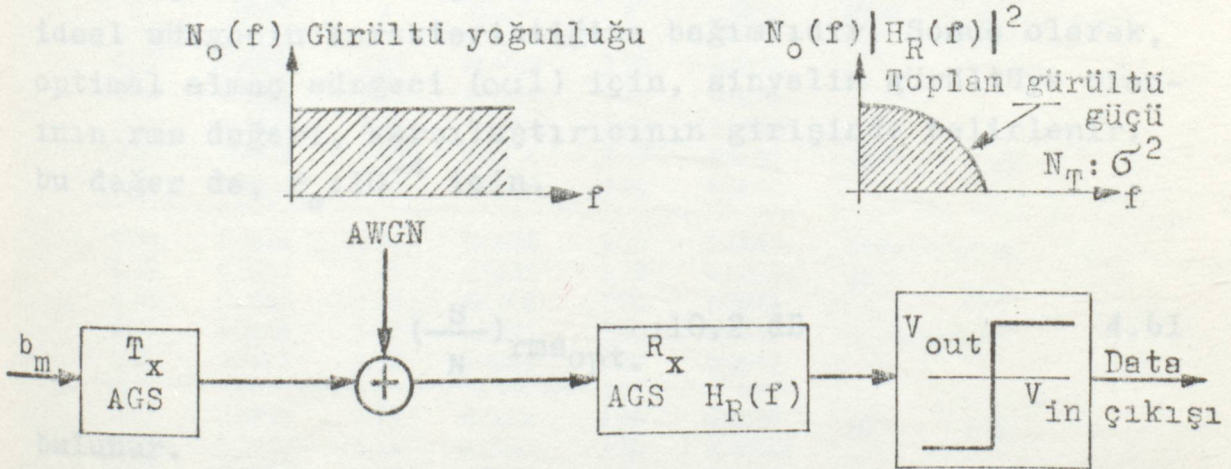
4.59

N_T , karşılaştırmacı girişinin eşik seviyesindeki toplam gürültü gücü yani $N_T: \sigma^2$ 'dir, ve

$$N_T = \int_0^\infty N_o(f) |H_R(f)|^2 df$$

4.58

işlevi ile verilir. Bu işlevde $N_o(f)$, tek taraflı gürültü yoğunluğunu ve $H_R(f)$, almaç süzgecinin normalize edilmiş geçiş işlevini gösterir. (Şekil 4.16)



Şekil 4.16 ikili temel band kanalında gürültü. Örnek-
leme anlarında data $+A$ ve $-A$ volta eşittir.
Gürültünün rms değeri σ voltur. Gürültü
band genişliği almaçda AGS ile sınırlanmış-
tır. Nyquist süzgecinde, ISI-sız iletişimde
toplam işaret gücü A^2 'ye eşittir.

$w: v\sqrt{N_T}$ şeklinde değişken dönüşümü yapılırsa 4.57 işlevi aşağıdaki şekile dönüşür.

$$P_e: \int_{\frac{A}{\sqrt{N_T}}}^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-w^2/2} dw : Q\left(\frac{A}{\sqrt{N_T}}\right) : Q\left(\frac{A}{\sigma}\right) \quad 4.59$$

Burada,

$$Q(y): \int_y^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-w^2/2} dw \quad 4.60$$

şeklinde tanımlanmıştır. Ayrıca $Q(y)$ işlevi tablolaştırılarak, tablo 4.1'de ve şekil 4.17'de çizilmiştir. Burada sıklıkla, referans noktası olarak $P_e:10^{-4}$ kullanıldığı gibi işaretin tepe değerinin, gürültünün rms değerine oranı olan $A/\sigma:3.7$ (yani 11.4 dB) 'de kullanılır. $P_e:10^{-4}$ için istenen işaretin rms değerinin, gürültünün rms değerine oranı ideal süzgecin karakteristiğine bağlıdır. Sonuç olarak, optimal almaç süzgeci ($\alpha:1$) için, sinyalin gürültüye oranının rms değeri, karşılaştırıcının girişinde belirlenir. bu değer de, $P_e:10^{-4}$ için,

$$\left(\frac{S}{N}\right)_{rms_{opt.}} : 10.2 \text{ dB} \quad 4.61$$

bulunur.

Tablo 4.1 $Q(x)$ ve $erfc(y)$ işlevleri :

Tanım:

$$Q(y): \int_y^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2} dz$$

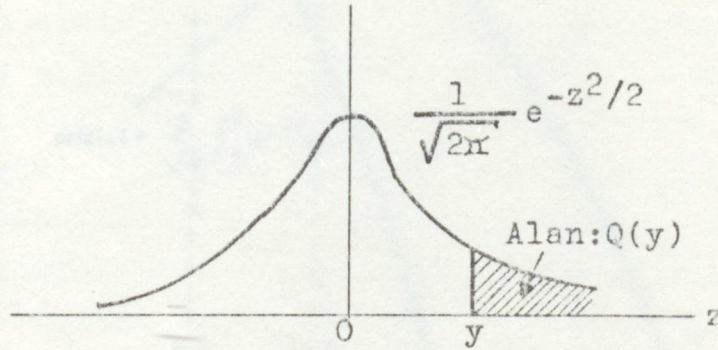
$$(1) P(X)_{\mu_X + y\sigma_X} : Q(y): \int_y^{\infty} \frac{1}{\sqrt{2\pi}} e^{-z^2/2} dz$$

$$(2) \quad Q(0) : \frac{1}{2} ; \quad Q(-y) : 1 - Q(y) \quad y \geq 0$$

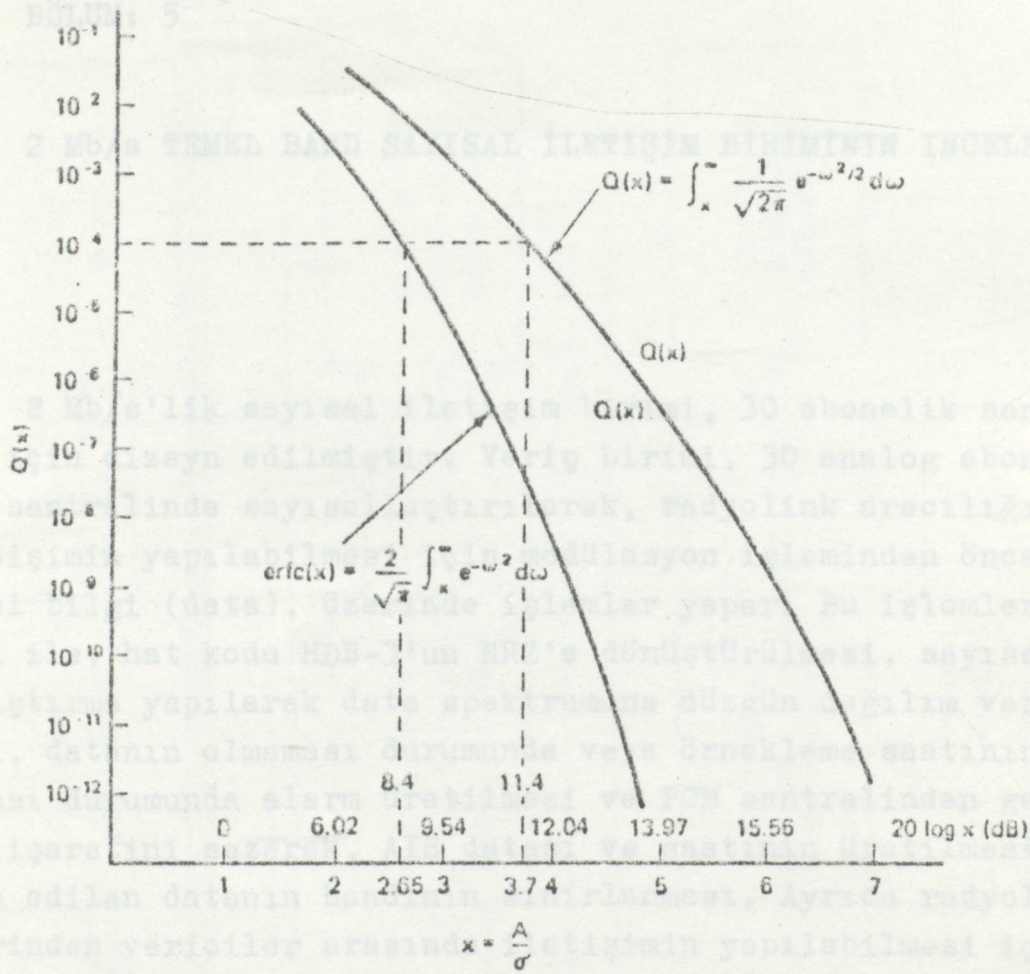
$$(3) \quad Q(y) \approx \frac{1}{y\sqrt{2\pi}} e^{-y^2/2} \quad y \gg 1 \text{ (yaklaşık } y > 4 \text{ değer-lerde kullanılır)}$$

$$(4) \quad \operatorname{erfc}(y) \triangleq \frac{2}{\sqrt{\pi}} \int_y^{\infty} e^{-z^2} \cdot dz : 2Q(\sqrt{2}y) \quad y > 0$$

$$(5) \quad \operatorname{erfc}(y) : 1 - \operatorname{erf}(y)$$



y	Q(y)	y	Q(y)	y	Q(y)	Q(y)	y
0.05	0.4801	1.05	0.1469	2.10	0.0179		
0.10	0.4602	1.10	0.1357	2.20	0.0139		
0.15	0.4405	1.15	0.1251	2.30	0.0107		
0.20	0.4207	1.20	0.1151	2.40	0.0082	10 ⁻³	3.10
0.25	0.4013	1.25	0.0156	2.50	0.0062		
0.30	0.3821	1.30	0.0968	2.60	0.0047		
0.35	0.3632	1.35	0.0885	2.70	0.0035	10 ⁻³	3.28
0.40	0.3446	1.40	0.0808	2.80	0.0026	2	
0.45	0.3264	1.45	0.0735	2.90	0.0019		
0.50	0.3085	1.50	0.0668	3.00	0.0013		
0.55	0.2912	1.55	0.0606	3.10	0.0010	10 ⁻⁴	3.70
0.60	0.2743	1.60	0.0548	3.20	0.00069		
0.65	0.2578	1.65	0.0495	3.30	0.00048		
0.70	0.2420	1.70	0.0446	3.40	0.00034		
0.75	0.2266	1.75	0.0401	3.50	0.00023	10 ⁻⁴	3.90
0.80	0.2119	1.80	0.0359	3.60	0.00016	2	
0.85	0.1977	1.85	0.0322	3.70	0.00010		
0.90	0.1841	1.90	0.0287	3.80	0.00007	10 ⁻⁵	4.27
0.95	0.1711	1.95	0.0256	3.90	0.00005		
1.00	0.1587	2.00	0.0228	4.00	0.00003	10 ⁻⁵	4.78



Şekil 4.17 Temel bant sinyalinin yanlış olasılık iş-

levi $P_e: f(S/N)$. A, sinyalin tepe değeri; σ ,

karşılaştırıcı eşiğindeki gürültünün rms değeri.

BÖLÜM: 5

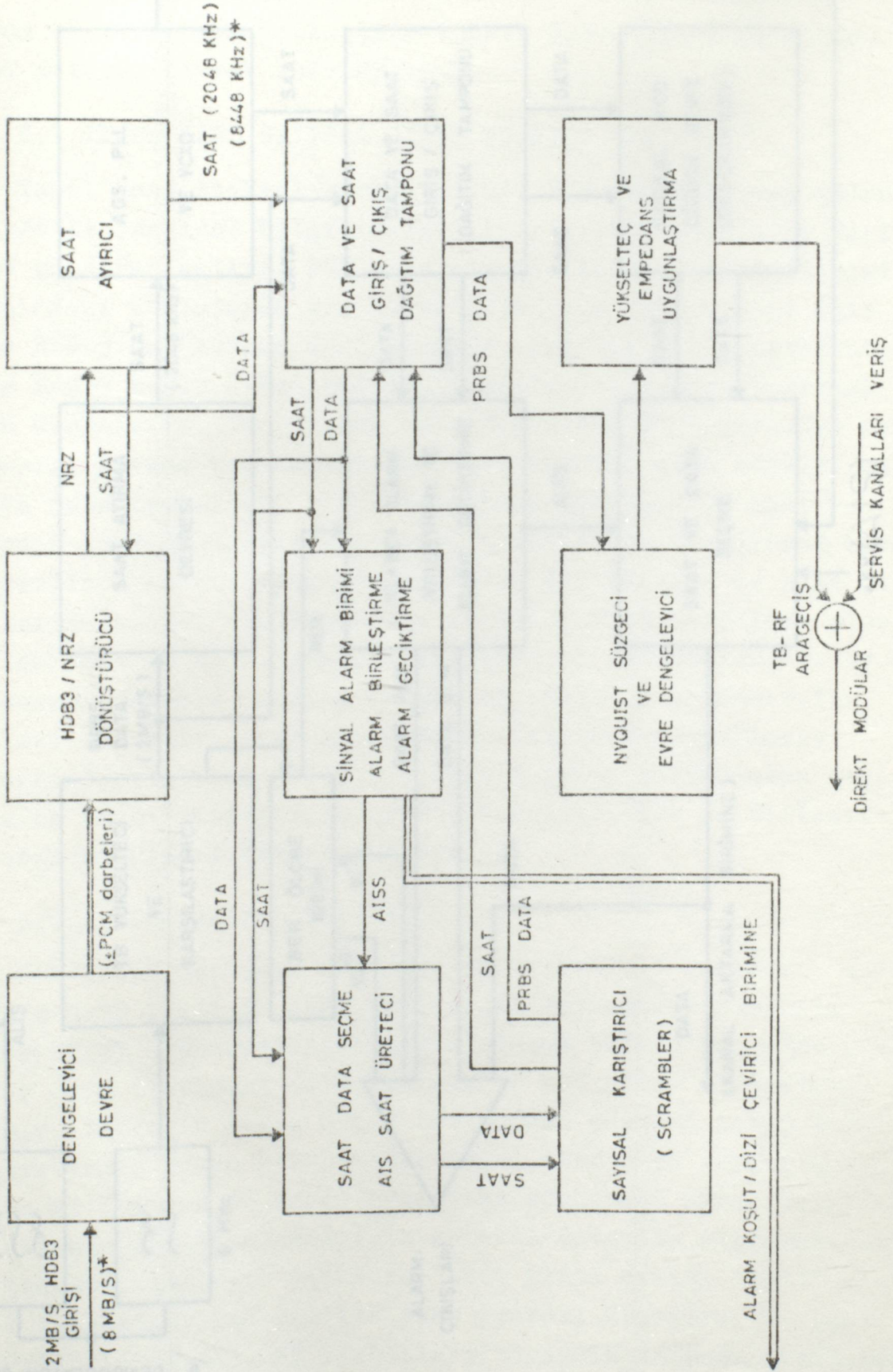
2 Mb/s TEMEL BAND SAYISAL İLETİŞİM BİRİMİNİN İNCELENMESİ

2 Mb/s'lik sayısal iletişim birimi, 30 abonelik santral-
lar için dizayn edilmiştir. Veri birimi, 30 analog abonenin
PCM santralinde sayısallaştırılarak, radyolink aracılığı ile
iletişimin yapılabilmesi için modülasyon işleminden önce sa-
yısal bilgi (data), üzerinde işlemler yapar. Bu işlemler sı-
rası ile, hat kodu HDB-3'un NRZ'e dönüştürülmesi, sayısal
karıştırma yapılarak data spektrumuna düzgün dağılım veril-
mesi, datanın olmaması durumunda veya örnekleme saatinin ol-
maması durumunda alarm üretilmesi ve PCM santralinden gelen
AIS işaretini sezerek, AIS datası ve saatinin üretilmesi,
elde edilen datanın bandının sınırlanması. Ayrıca radyolink
üzerinden vericiler arasında iletişimin yapılabilmesi için
servis kanalları ilave edilerek, bandı sınırlanan data ile
birleştirilerek modülatör katına gönderilir (şekil 5.1).

Alış birimi şekil 5.2 de görüldüğü gibi, modülatör
katından gelen servis+data bilgisini ayrıştırarak, servis ka-
nalı bilgisi ve temel band bilgisi elde edilir. Elde edilen
temel band bilgisinden, data yeniden üretilir aynı zamanda
data örnekleme saati de üretilir. Daha sonra, sayısal karış-
tırılmış data çözülür (descrambler). Datanın elde edilememesi
durumunda AIS işareti ve saati üretilir. Ayrıca yanlış oranı
"BER" alarmları ve diğer alarmlar oluşturulur. Elde edilen
data, NRZ/HDB-3 kod dönüşümü yapılarak PCM santraline gönde-
rilir.

Elde edilen alarmların önceliğine göre, temel band kanal-
larını yedekleme işlemini yapabilmek içinde ayrıca alarm ak-

SEKİL 1: TEMEL BAND VERİCİ BİRİMİ



tarma kartı dizayn edilmiştir (şekil 5.3). Şimdi bu birimleri detaylı olarak inceleyelim.

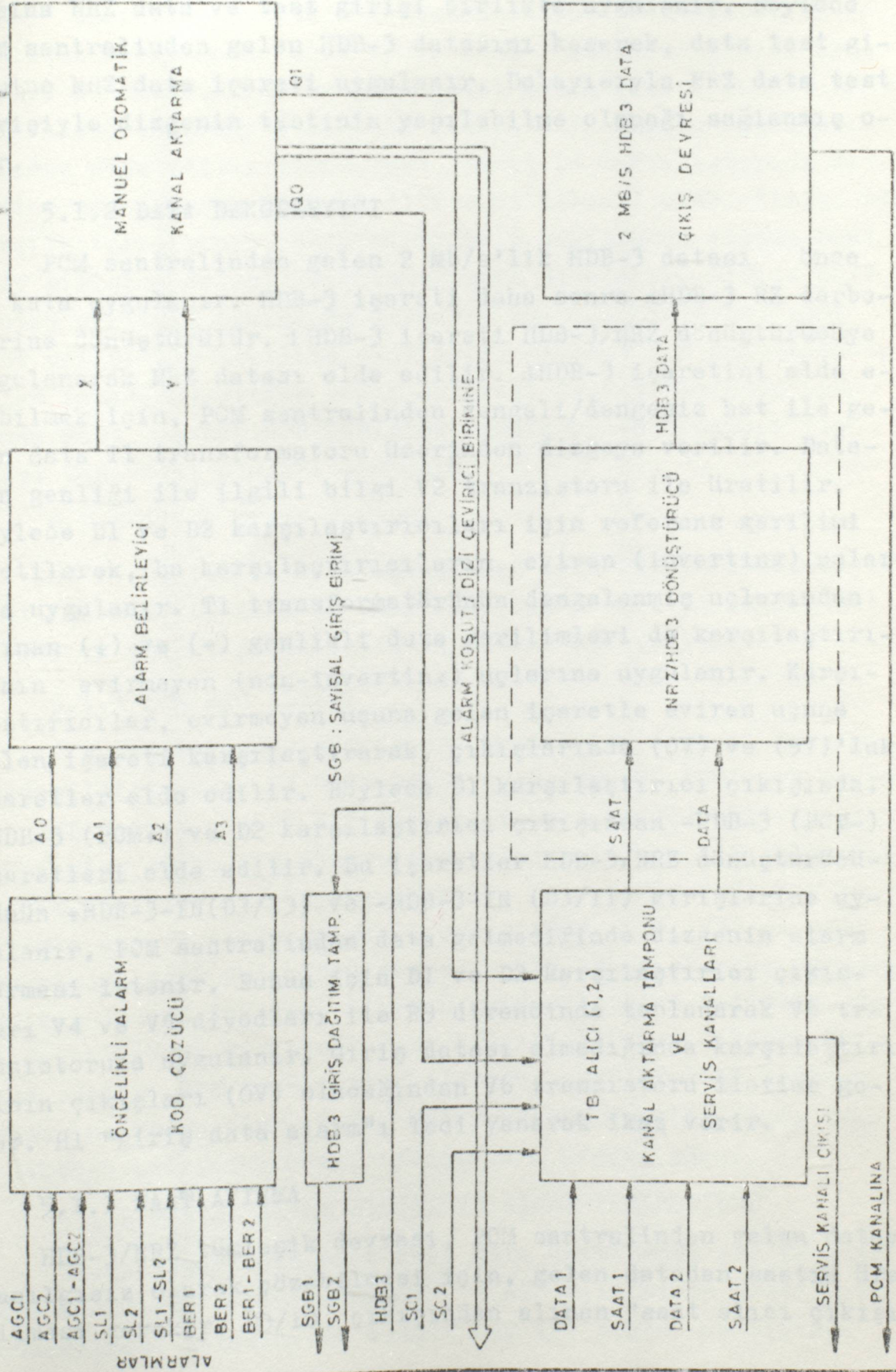
5.1 TEMEL BAND SAYISAL GİRİŞ (VERİŞ) BİRİMİ

Temel band sayısal giriş birimi, PCM santralinden gelen 2 Mb/s'lik sayısal bilgi (data)'yi işleyerek modülatör birimine gönderen kattır. PCM santrali ile sayısal giriş birimi arasındaki kablolarda güç kaybının en aza indirilmesi için data HDB-3 hat koduna dönüştürülür. Sayısal giriş biriminde önce HDB-3 kodlu bilgi hat zayıflamalarını en aza indirmek için dengelenir. Dengelenen data HDB-3/NRZ dönüştürücüye uygulanır. Burada hem data hemde saat işareti elde edilir. Saat ve data işaretleri giriş tamponuna uygulanarak saat ve datanın yokluğunda gerekli alarm bilgileride üretilerek birleştirilir. Datanın yokluğunda (+5V) AIS bilgisi ve saat olmaması durumunda ise AIS saati seçilir. Data seçiciden elde edilen saat ve data, sayısal karıştırıcı (scrambler)'ya uygulanarak datanın bandına düzgün bir dağılım kazandırılır. Sayısal karıştırıcıdan gelen PRBS (pseudo-random-binary sequence) data roll-off'u 0.5 olan Nyquist süzgecinden geçirilerek bandı sınırlanır, servis kanalları ile de birleştirilerek modülatör katına gönderilir.

5.1.1 HDB-3/NRZ DÖNÜŞTÜRÜCÜ

HDB-3/NRZ dönüşümü D3 tümleşik devresiyle sağlanır. 2 ve 8 Mb/s data iletişim uygulamalarında kullanılan tümleşik devre, CCITT standartlarına uygun olarak 50Kb/s'den 10Mb/s'ye kadar data iletişimi için kodlama ve kod çözme olanakları vardır. Tümleşik devre HDB-3 hat kodunu çözmesi için, PCM santralinden gelen HDB-3 kodlu data, +HDB-3 ve -HDB-3 şeklinde RZ (return to zero) işaretine dönüşmesi gerekir. Ayrıca datanın oluşturulması için gerekli data ile eşzamanlı saat işareti, tümleşik devrenin "saat alıcı çıkışı (CKR)"ındaki işaretten 2048 kHz'lik saat işareti üretilir. Bu saat işareti ile +HDB-3, RZ işaretleri tümleşik devrede çözülerek NRZ datası elde edilir. Elde edilen data işareti D8D NOR ka-

ŞEKİL 3 : TEMEL BAND ALARM BİRİMİ VE KANAL AKTARMA
(1.1)
(SAYISAL DENETİM BİRİMİ)



pisına NRZ data ve test girişi birlikte uygulanır. Böylece PCM santralinden gelen HDB-3 datasını keserek, data test girişine NRZ data işareti uygulanır. Dolayısıyla NRZ data test girişiyle dizgenin testinin yapılabilme olanağı sağlanmış olur.

5.1.2 DATA DENGELİYİCİ

PCM santralinden gelen 2 Mb/s'lik HDB-3 datası önce bu kata uygulanır. HDB-3 işareti daha sonra $\pm$ HDB-3 RZ darbelerine dönüştürülür. $\pm$ HDB-3 işareti HDB-3/NRZ dönüştürücüye uygulanarak NRZ datası elde edilir. $\pm$ HDB-3 işaretini elde edebilmek için, PCM santralinden dengeli/dengesiz hat ile gelen data T1 transformatoru üzerinden dizgeye verilir. Data'nın genliği ile ilgili bilgi V2 tranzistoru ile üretilir. Böylece D1 ve D2 karşılaştırıcıları için referans gerilimi üretilerek, bu karşılaştırıcıların eviren (inverting) uçlarına uygulanır. T1 transformatörünün dengelenmiş uçlarından alınan (+) ve (-) genlikli data gerilimleri de karşılaştırıcının evirmeyen (non-inverting) uçlarına uygulanır. Karşılaştırıcılar, evirmeyen uçuna gelen işaretle eviren uçuna gelen işareti karşılaştırarak, çıkışlarında (0V) ve (5V)'luk işaretler elde edilir. Böylece D1 karşılaştırıcı çıkışında, $\pm$ HDB-3 (PCM+) ve D2 karşılaştırıcı çıkışından -HDB-3 (PCM-) işaretleri elde edilir. Bu işaretler HDB-3/NRZ dönüştürücüsünün $\pm$ HDB-3-IN(D3/13) ve -HDB-3-IN (D3/11) girişlerine uygulanır. PCM santralinden data gelmediğinde dizgenin alarm vermesi istenir. Bunun için D1 ve D2 karşılaştırıcı çıkışları V4 ve V5 diyodları ile R9 direncinde toplanarak V6 tranzistoruna uygulanır. Giriş datası olmadığında karşılaştırıcının çıkışları (0V) olacağından V6 tranzistoru iletime geçer. H1 "giriş data alarm"ı ledi yanarak ikaz verir.

5.1.3 SAAT AYIRMA

HDB-3/NRZ tümlegik devresi, PCM santralinden gelen datayı yanlışsız olarak çözebilmesi için, gelen datadan saatin üretilmesi gerekir. D3/10 çıkışından alınan "saat alıcı çıkışı

(CKR)" işaretinden data ile eşzamanlı saat üretilerek D3 tümleşik devresinin "saat alıcı (CRX)" girişine (D3/4) uygulanır. D3 tümleşik devresinin "saat alıcı çıkışı (CKR)" D3/10 kollektörü 2048 kHz'e akordlu rezonans devresine uygulanır. Buradan elde edilen sinüzoidal işaret D4 karşılaştırıcı devresine uygulanarak 2048 kHz'lik saat işareti elde edilir. D4 karşılaştırıcısının, D4/6 evrilmemiş çıkışından alınan saat D3/5 girişine datayı örneklemek için uygulanır. Ayrıca D4/7, saatın evrilmiş çıkışı da alınarak D8C NOR kapısına, saat test girişi ile birlikte uygulanır. Böylece PCM santralinden gelen datadan üretilen saati keserek, test girişinden uygulanan saat ve D8D NOR kapısına uygulanan test datası ile dizge içi, test olanağı sağlanır.

5.1.4 GİRİŞ-ÇIKIŞ TAMPONU

D3 ve D4 tümleşik devrelerinden elde edilen NRZ data ve saat işareti, D5 dağıtım tamponuna uygulanır. Bu tampon hat sürücü ve işaret şekillendirici olarak kullanılır.

5.1.5 PCM AIS ALARMI

PCM santralından AIS (alarm indication signal) bilgisi gönderildiği zaman, D3 "HDB-3/NRZ dönüştürücü" tümleşik devresi, NRZ datası olarak "1" düzeyli işaret ve 2048kHz'lik AIS saati elde eder. PCM santralının gönderdiği bu AIS bilgisini "Alarm birimi" algılayamayacaktır. Bu nedenle "PCM AIS Alarm birimi" dizayn edilmiştir. Bu birim, C44, V19, V20 ve C45'den oluşan tepe dedektörü devresi, V15 tranzistorunu sürerek H2 ikaz ledini yakarak, alarmin gönderildiğini belirtir. Tepe dedektörünün girişinde data bilgisi "1" ise çıkışta "0" elde edilir. V15 tranzistoru ilettime, sürülerek H2 ledinin yanmasına neden olur. Data, NRZ şeklinde üretildiğinde tepe dedektörü çalışacağından, tranzistoru kesime sürer.

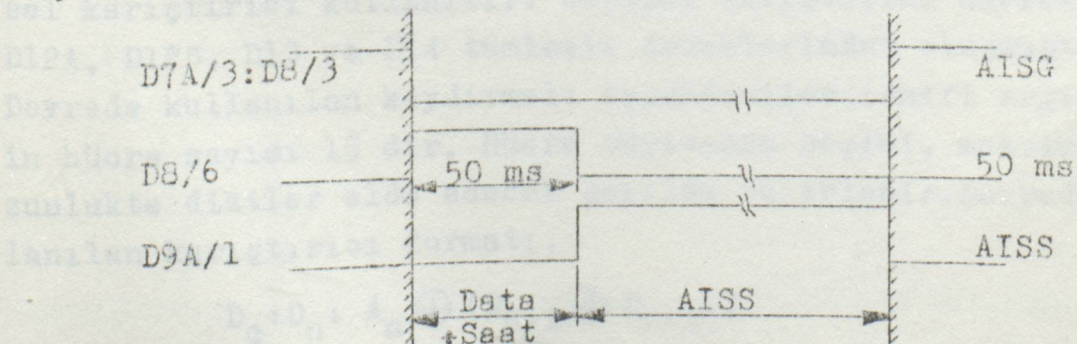
5.1.6 SİNYAL ALARM BİRİMİ VE ALARM BİRLEŞTİRME

Dizge tarafından saat veya data üretilemez ise saat ve data alarmları oluşacağından, AIS bilgisinin üretilerek gönderilmesi gerekir. Bu amaçla her iki alarm bu birimde

birleştirilir. Saat ve data gelmediği zaman, V9 ve V10 tranzistörleri kesime sürülür. C15 ve C17 sığaçları R25 ve R27 dirençleri üzerinden dolmaya başlar. Sığaçların uçlarındaki gerilim D6B ve D6A schmitt-trigger yapıları NAND kapılarının eşik gerilimine (≈1.7V) eriştiğinde çıkışta "0" düzeyli bilgi elde edilir. Bu bilgi V11 ve V13 tranzistörlerini sürerek H3 "data alarmı" ve H4 "saat alarmı" bilgilerini gösterirler. Herhangi bir alarmın olması durumunda AISS (alarm indication signal switch) işareti oluşturmak için, her iki alarm işareti, D6C, D12C, D12D kapıları ile birleştirilir. D7A ve D7B kapılarından oluşturulan R-S flip-flop (F/F)'u ile kararlı alarm bilgisi AISG (alarm indication signal generator) üretilir. AISS işaretini üretmek için "alarm geciktirme birimine" gönderilir.

5.1.7 ALARM GECİKTİRME

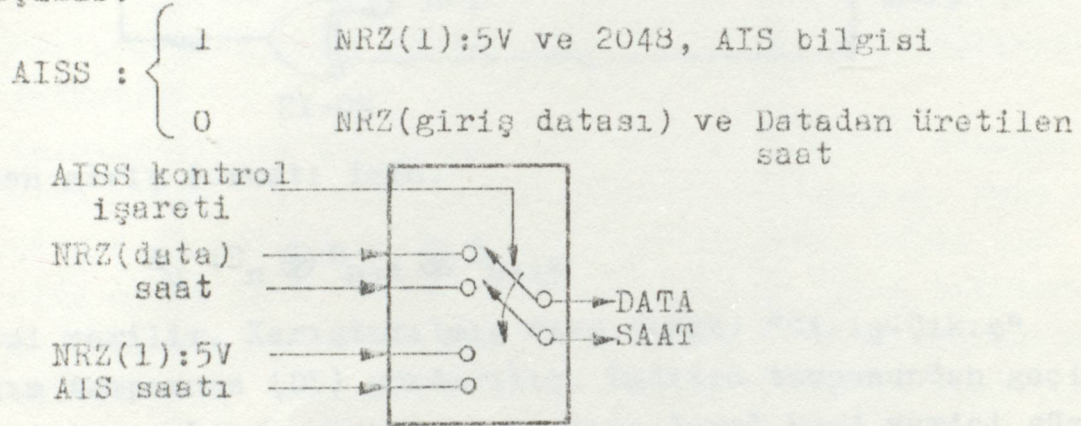
NRZ data veya saatin olmaması durumunda, alarm birleştirme katındaki R-S F/F'unun D7A, çıkışı "0" düzeyine iner. D8 tümleşik devresinden oluşmuş monostable geciktirme devresini tetikler (D8/3). Alarm olduğu ilk 50ms'de AISS bilgisi "0" düzeyinde tutulur. Bu süre içerisinde NRZ data ve saat işareti gönderilir. 50ms içerisinde alarm kesilmezse NRZ data yerine "5V" ve alarm saat işareti (2048 kHz) gönderilmesi için "saat ve data seçme" birimine "0" düzeyli bilgi gönderilir (D11/1). Data ve saat her ikisinde olduğu anda "1" düzeyli bilgi üretilerek D11/1 girişine uygulanır ve giriş datası ile saati seçilir. Şekil 5.1'de alarm geciktirmenin oluşumu verilmiştir.



Şekil 5.1 Alarm geciktirme dalga şekilleri.

5.1.8 SAAT VE DATA SEÇME

Giriş datası olmaması durumunda, dizgede alarm işareti oluşturulur. Çıkış data ve saati olarak AIS işareti ve saati üretilerek gönderilir. Bu iki farklı çıkış bilgisini D11 tümleşik devresitarafından AISS işareti ile aşağıdaki şekilde seçilir.



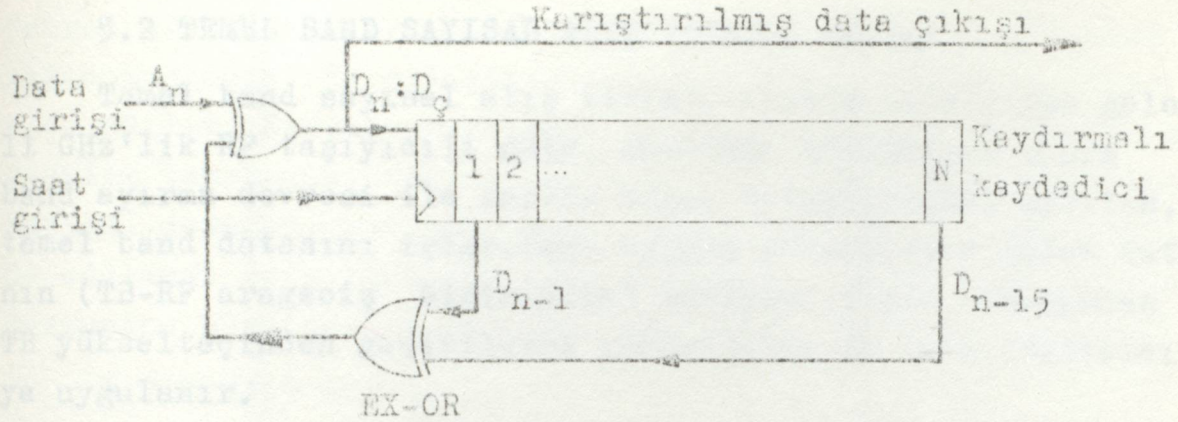
5.1.9 AIS SAAT ÜRETECI

D16A tümleşik devresi, 8192kHz'de salınım yapan kristalli bir osilatör tümleşik devresidir. 8192 kHz'lik işaret 2048 kHz'lik AIS saatını oluşturmaya için D17 tümleşik devresi ile 4'e bölünür. Böylece AIS saati elde edilir. AIS saatinin, saat veya data alarmı olduğu anda üretilmesi için AISG işaretinin evriği ile D17/1-13 "CLEAR" girişleri kontrol edilir. Elde edilen saat işareti D11 data seçici tümleşik devresine gönderilir.

5.1.10 SAYISAL KARIŞTIRICI (SCRAMBLER)

Sayısal banda, düzgün bir dağılım verebilmek için sayısal karıştırıcı kullanılır. Sayısal karıştırıcı devresi D12A, D12B, D13 ve D14 tümleşik devrelerinden oluşmuştur. Devrede kullanılan kaydırmalı kaydediciler (shift register)'in hücre sayısı 15 dir. Hücre sayısının seçimi, maksimum uzunlukta diziler elde edecek şekilde belirlenir. Devrede kullanılan karıştırıcı formatı,

$$D_n: D_n: A_n \oplus (D_{n-1} \oplus D_{n-15})$$



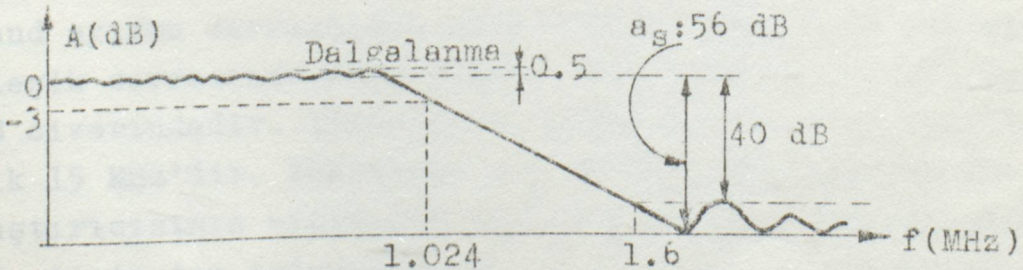
buradan giriş formatı için,

$$A_n : D_n \oplus D_{n-1} \oplus D_{n-15}$$

ifadesi verilir. Karıştırılmış data (PRBS) "Giriş-Çıkış" dağıtım tamponuna (D5) gönderilir. Dağıtım tamponundan geçirilen datanın bandı sınırlandırılması için temel band verici süzgecine uygulanır.

5.1.11 TEMEL BAND SUZGECİ

Temel band verici süzgeci, temel band işaretini sınırlandırarak servis kanalları ile birleştirilmesine olanak sağlar. Verici süzgeci, alçak geçiren yapıda olup, genlik tepkisi şekil 5.2'de verilmiştir. Geçirme bandındaki dalgalanması 0.5 dB kadardır. Evre karakteristiği ise 1.6 MHz'e kadar yaklaşık olarak doğrusaldır. Giriş ve çıkış empedansları 75 ohm'dur. Evre karakteristiğindeki doğrusallığı artırarak jitter'ın azaltılması ve genlik tepkesinin doğrusallığının artırılmasıyla ISI etkisinin azaltılması için, süzgeç çıkışına evre dengeleyici ilave edilmiştir. Böylece ISI ve jitter en aza indirilmiştir.



Şekil 5.2 Temel band verici süzgecinin genlik tepkisi.

5.2 TEMEL BAND SAYISAL ALIŞ (ÇIKIŞ) BİRİMİ

Temel band sayısal alış birimi, iletim ortamından gelen 11 GHz'lik RF taşıyıcılı data, demodüle edildikten sonra band ayırma devresi ile servis kanal bilgilerinden ayrılan, temel band datasını işler. Band ayırma süzgecinden gelen data-nın (TB-RF arageciş biriminden) seviyesi düşük olduğundan TB yükselteçinden geçirilerek yükseltilir ve karşılaştırmacıya uygulanır.

Karşılaştırmacı çıkışında elde edilen PRBS-NRZ datadan saat elde etmek için saat ayırma devresi kullanılır. Saat ayırıcıdan elde edilen saat jitter içerdiğinden, temiz bir saat elde etmek için, evre kilitlemeli döngü (PLL) üzerinden VCXO (voltage kontrollü osilator), datadan elde edilen saate kilitlenir. VCXO yardımıyla elde edilen jittersiz saat işareti ve PRBS data giriş-çıkış dağıtım tamponuna uygulanır. Tampon çıkışında data şekillendirilerek sayısal kod çözücüye (descrambler) uygulanır. Ayrıca datanın olmaması durumunda gerekli olan alarm işaretleri üretilir. Alarm birleştirme ve geçiktirme devreleri yardımıyla gerekli AISS anahtarlama işareti elde edilir. Sayısal kod çözücüden elde edilen NRZ data ve saat işareti, alarm durumları da gözönüne alınarak, data seçici biriminden secilerek, kanal aktarma (sayısal denetim) birimine gönderilir.

İletim yanılğı oranını belirleyebilmek için BER ölçme düzeneği ile BER alarm durumları belirlenir. Bu alarm durumu ve diğer SL (Signal Loss) alarmı anahtarlama birimine verilerek kanal aktarma işlevi yerine getirilir.

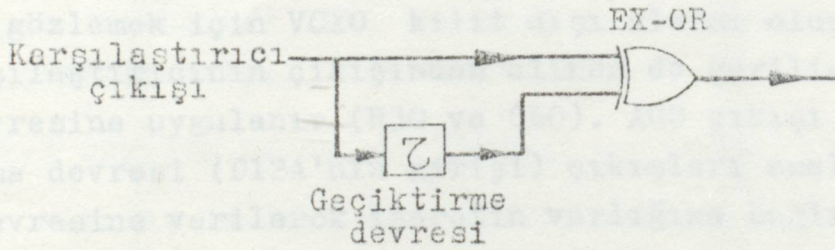
5.2.1 TEMEL BAND YÜKSELTECİ VE KARŞILAŞTIRICI

Band ayırma devresinden elde edilen temel band işareti D2 tümleşik devresinde yükseltilir. Yükseltecin kazancı yaklaşık 8 civarındadır. Yükselteçin birim kazanç band genişliği yaklaşık 15 MHz'dir. Yükselteç çıkışındaki göz işareti D26 karşılaştırmacısının evirmeyen girişine verilir. Karşılaştırma göz işaretinin tam ortasında olması için, karşılaştırmacısının

eviren girişi R80 trimpotu ile $\pm 5\text{V}$ olt arasında ayarlanarak sağlanmaktadır. Karşılaştırıcının çıkışından PRBS-NRZ data elde edilir. Karşılaştırıcının evirmeyen çıkışı giriş-çıkış dağıtım tamponuna, sayısal kodunun çözülmesi için gönderilir. Sayısal datanın, kodunun çözülmesi için eşzamanlı saatın elde edilmesi için PRBS-NRZ data kullanılır. Data saat ayırma devresine uygulanarak data ile eşzamanlı saat elde edilir.

5.2.2 SAAT AYIRMA VE PLL

Karşılaştırıcı çıkışında elde edilen PRBS-NRZ datası τ kadar geciktirilir. Şekil 5.3 de öbek şeklinden de görüldüğü gibi karşılaştırıcının çıkışı ile geciktirilen data EX-OR kapısında karşılaştırılır. Böylece data temel harmonik civarına yoğunlaştırılır. Bu işlemin sonucunda elde edilen

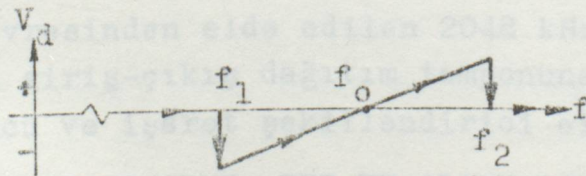


Şekil 5.3 Datanın saat frekansında yoğunlaştırılması için gerçekleştirilen öbek yapısı.

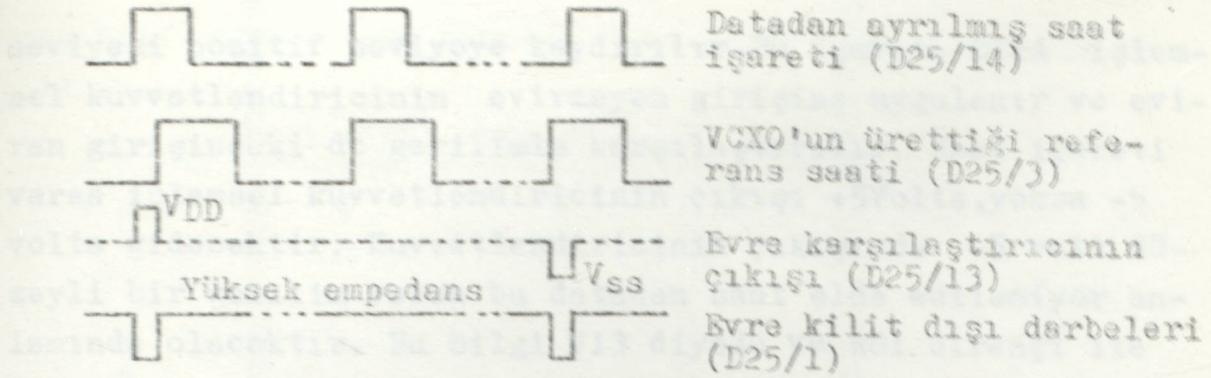
data, V1 ve V2 tranzistorlarından oluşmuş devreye uygulanır. V1 tranzistorunun oluşturduğu yükselteç, emetör montajlı olup, V2'nin devresine empedans uygunluğu sağlar. Kollektörü 2048 kHz'e akordlu V2 tranzistorunun oluşturduğu yükselteğin çıkış direnci çok büyüktür. Dolayısı ile akord devresinin sönüm katsayısını, rezonans devresinin direnci belirler. Devrenin iyilik katsayısı da rezonans devresinin direnç değerine bağlı olur. V2 tranzistorunun kollektöründen elde edilen 2048 kHz'lik işaret D27 karşılaştırıcı devresine uygulanır. Karşılaştırıcı çıkışında 2048 kHz'lik jitterlı saat işareti elde edilir. Saatteki bu jitterı gidermek için D12, D13 ve D25 tümleşik devrelerinden oluşan, AGS, analog anahatar ve evre karşılaştırıcılarına, kısaca PLL devresine uygu-

lanır. Evre karşılaştırıcı D25 tümleşik devresi, VCXO dan gelen 2048 kHz'lik (D25/3) ve saat ayırıcı biriminden (D27/6), alınan saat işaretini karşılaştırarak evre farkına bağımlı bir dc gerilim üretir (D25/13). D25 tümleşik devresi CMOS PLL (complementary MOS-phase locked loop) olmasına rağmen tümleşik devrenin yalnızca evre karşılaştırma birimi kullanılmıştır. Çalışması şekil 5.4'de görüldüğü gibi giriş darbelerinin pozitif kenarında karşılaştırılırlar. Bu fark işaretine göre dc bir gerilim üretilir. Eğer evre karşılaştırıcının referans girişinden VCXO'nun evresi geri ise çıkışta pozitif bir gerilim, VCXO'nun evresi ileri ise negatif bir gerilim üretir. Evreler eşit ise tümleşik devrenin çıkışı yüksek empedansa çekilerek, çıkıştan yalıtılır. Tümleşik devrenin evre kilit dışı darbeleri (D25/1) ile VCXO'nun kilitlenmesini gözlemek için VCXO kilit dışı alarmı oluşturulur. Evre karşılaştırıcının çıkışından alınan dc gerilim darbeleri AGS devresine uygulanır (R30 ve C60). AGS çıkışı ile saat algılama devresi (D12A'nın girişi) çıkışları analog anahtarlama devresine verilerek işaretin varlığına bağlı olarak VCXO'nun denetim gerilimi sağlanır. Saat ayırıcı çalışmıyorsa VCXO kendi serbest frekansında salınır. Eğer işaret varsa VCXO, gelen saat işaretine kilitlenir. Serbest salınım frekansı R24 trimpotu ile ayarlanır.

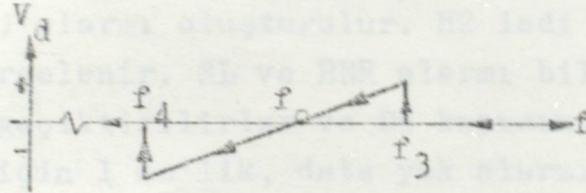
Giriş frekansı VCXO'nun frekansından küçük ise AGS oluşan yanılgi gerilimi aşağıdaki gibidir. Giriş frekansı (jitterli saatin frekansı)'ını VCXO, f_1 frekansında yakalar ve yavaş yavaş frekans yükseldikçe yanılgi gerilimide yön değiştirir. f_2 frekansında VCXO kilit dışı kalır ve serbest frekansında



salınım yapar. Eğer giriş frekansı VCXO'den büyük ise yanılgi gerilimi AGS'de aşağıdaki şekilde olur. Giriş frekansı yavaş yavaş azalırken f_3 frekansında VCXO yakalar. Giriş fre-



Şekil 5.2 PLL tümleşik devresinin çıkış dalga şekli.



kansı f_4 'e düştüğünde VCXO 'ü kilit dışı kalır. Böylece bu yanılğı gerilimleriyle VCXO denetlenir.

5.2.3 GERİLİM DENETİMLİ KRİSTAL OSİLATÖR (VCXO)

Bu osilator devresi 8192 kHz'de salınım yapar. Frekans kayması, kapasitif diyodların (V3 ve V30) kutuplama gerilimleri D13 tümleşik devresinden gelen analog işaret ile önlenir. V4 tranzistörü ile gerçekleştirilen bu osilatör devresinden elde edilen 8192 kHz'lik sinüzoidal işaret D14 karşılaştırıcısından geçirilerek 8192 kHz'lik kare dalga işareti elde edilir. Bu işaret D15 tümleşik devresinde 4'e bölünerek 2048 kHz'lik jittersiz saat işareti elde edilir.

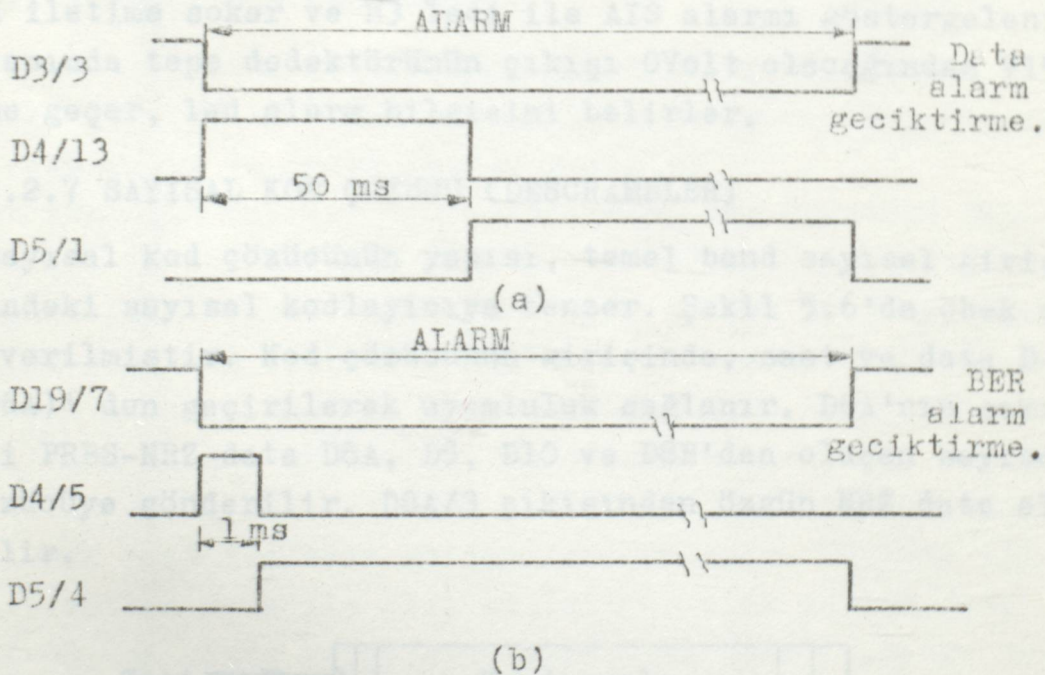
5.2.4 GİRİŞ-ÇIKIŞ DAĞITIM TAMPONU

D26 tümleşik devresinden elde edilen PRBS-NRZ data ve D15 tümleşik devresinden elde edilen 2048 kHz'lik jittersiz saat işareti D1 giriş-çıkış dağıtım tampionuna verilir. Bu devre, hat sürücü ve işaret şekillendirici olarak kullanılır.

5.2.5 ALARM GECİKTİRME, BER VE ALARM BİRLEŞTİRME

Saat ayırma devresinden elde edilen jitterlı saat işareti, C16, V6, C18 ve R26 dan oluşan tepe dedektörü ile gerilim

seviyesi pozitif seviyeye kaydırılır. Bu işaret, D12A işlemsel kuvvetlendiricinin evirmeyen girişine uygulanır ve eviren girişindeki dc gerilimle karşılaştırılır. Saat işareti varsa işlemsel kuvvetlendiricinin çıkışı +5Volta, yoksa -5 volt gidecektir. Kuvvetlendiricinin çıkışında -5 volt düzeyli bir gerilim varsa bu datadan saat elde edilemiyor anlamında olacaktır. Bu bilgi V13 diyodu ve R81 direnci ile +5 volt ile 0 volt düzeyine dönüştürülür. Daha sonra D8C ve D8D karşılaştırıcıları ve D3A, D3B den oluşan RS F/F devresi ile saat bilgisi birleştirilerek data yok (synchronization loss:SL) alarmı oluşturulur. H2 ledi ile de bu "SL" alarmı göstergelenir. SL ve BER alarmı bilgileri D4 tümleşik devresinde geciktirilirler ve D5 kapısında birleştirilirler. BER alarmı için 1 ms'lik, data yok alarmı içinde 50 ms'lik geciktirme yapılır. Şekil 5.5'de zaman geçikmelerinin dalga şekilleri verilmiştir.



Şekil 5.5 Sinyal geciktirme dalga ilişkileri. (a) 50 ms, (b) 1 ms 'lik geciktirme dalgaları.

D5C NOR kapısı ile geciktirilerek birleştirilen, data ve BER alarm işaretleri ile AISS işaretinin oluşumu aşağıda verilmiştir. AISS işareti datanın olmaması durumunda AIS

işaretini seçmek için saat ve data seçme (D7) devresine uygulanır.

SL(D5/1)	BER(D5/4)	AISS(D5/10)
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

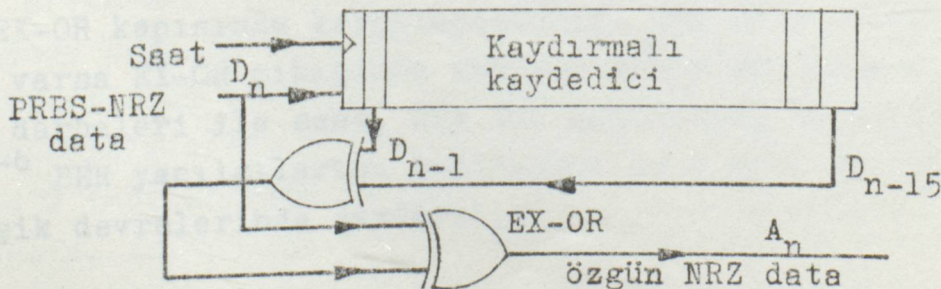
AISS : $\begin{cases} 1, & \text{Alarm yok,} \\ 0, & \text{Alarm var.} \end{cases}$

5.2.6 AIS ALARMI

Sayısal kod çözücü çıkışında (D8/3) sürekli "1" elde ediliyorsa bu AIS alarmı var anlamındadır. Bu alarm C69, V16 ve C70'den oluşan tepe dedektörü ile seçilerek V15 tranzistorunu ilettime sokar ve H3 ledi ile AIS alarmı göstergelenir. Alarm anında tepe dedektörünün çıkışı 0Volt olacağından V15 ilettime geçer, led alarm bilgisini belirler.

5.2.7 SAYISAL KOD ÇÖZÜCÜ (DESCRAMBLER)

Sayısal kod çözücünün yapısı, temel band sayısal giriş birimindeki sayısal kodlayıcıya benzer. Şekil 5.6'da öbek olarak verilmiştir. Kod çözücünün girişinde, saat ve data D-F/F (D6A)' dan geçirilerek uyumluluk sağlanır. D6A'nın çıkışındaki PRBS-NRZ data D8A, D9, D10 ve D8B'den oluşan sayısal kod çözücüye gönderilir. D8A/3 çıkışından özgün NRZ data elde edilir.



Şekil 5.6 Sayısal kod çözücü (descrambler)

5.2.8 SAAT VE DATA SEÇME

D7 tümleşik devresinden oluşan birim saat ve data seçme işlevini gerçekleştirir. Saat ve datanın olmaması durumlarında meydana meydana gelen AISS bilgisi ile AIS datası seçilerek PCM santralına gönderilir. PLL devresi VCXO'a kilitlenmiyorsa VCXO serbest salınım yaparak gelen datayla eşzamanlı olmayan 2048 kHz'lik saat bilgisi üretmektedir (AIS saati). Dolayısıyla saatin seçilmesinden ziyade AIS datasının seçilmesi söz konusudur. Bu işlevde D6C/10 çıkışından elde edilen AISS bilgisi ile D7 tümleşik devresi kontrol edilerek AIS datası olarak "+5 Volt" u PCM santralına göndermek için seçilir.

$$\text{AISS} : \begin{cases} 1 & \text{Özgün data + Saat} \\ 0 & +5 \text{ Volt(data) + AIS saati} \end{cases}$$

5.2.9 BER ALARM BELİRLEYİCİ

Dizgede meydana gelebilecek yanlışları belirleyen bir birimdir. 10^{-3} ve 10^{-6} BER yanlışları belirlenerek, dizgeye alarm verilir ve yedek kanala geçilir.

D2 tümleşik devresi ile yükseltilecek göz örüntüsü BER biriminde R61 ve R62 gerilim bölücü ile D30 karşılaştırıcısına uygulanır. Saat ayırma biriminden elde edilen saat ve eşzamanlılığı sağlamak için D34A tümleşik devresine uygulanarak daha sonra datanın sayısal kodu çözülmek için D33B, D31, D32 ve D33A 'dan oluşan sayısal kod çözücüye gönderilir. Buradan elde edilen özgün NRZ data D34 ve D35 tümleşik devresinden geçirilerek saat ile evre geçikmeleri önlenir. Böylece BER'den elde edilen data ile alış biriminden elde edilen data, D33C EX-OR kapısında karşılaştırılır. İki data arasında farklılık varsa EX-OR çıkışında yanlış darbeleri oluşur. Bu yanlış darbeleri ile saat, D24 AND kapısından geçirilerek 10^{-3} ve 10^{-6} BER yanlışlarını belirlemek için D16A ve D17A sayıcı tümleşik devrelerinde saydırılır.

5.3 TEMEL BAND ALARM VE KANAL AKTARMA DENETİM BİRİMİ

Bu birim işlevsel olarak üç birimden oluşmuştur.

Birincisi, öncelikli alarm durumlarına göre, alarmların kodu çözülür. Kodu çözülmüş alarm bilgileri ile kanal anahtarlama bilgileri üretilir. Sayısal çıkış birimlerinin her ikisinde de (esas ve yedek kanal) alarm yoksa, manuel olarak anahtarlamaya izin verilir. Kanal aktarması yapılırken hangi kanala anahtarlama yapılmışsa o kanala sit servis kanal bilgisi iletilir. 1+1 (E+Y) çalışma şekil 5.6A'da verilmiştir.

İkincisi, temel band sayısal çıkış biriminden gönderilen kanal aktarma, saat ve özgün data kullanılarak NRZ/HDB-3 dönüştürücü ile PCM santraline gönderilecek çıkış datası oluşturulur.

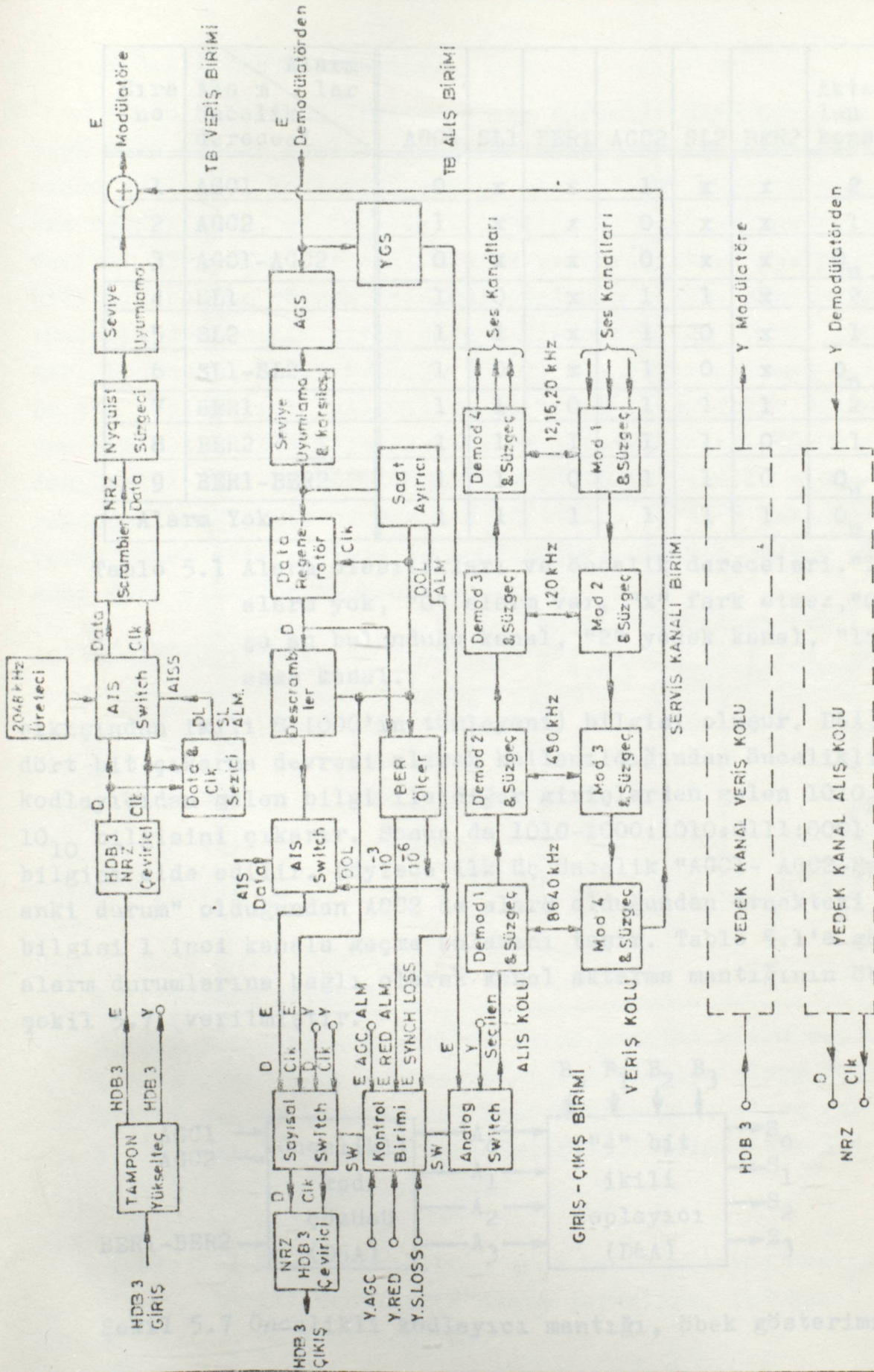
Üçüncüsü, PCM santralinden gelen HDB-3 datasını sayısal giriş birimine (esas ve yedek kanal) aktarmada kullanılan HDB-3 giriş dağıtım tamponudur.

5.3.1 ÖNCELİKLİ ALARM KOD ÇÖZÜCÜ

Alarm durumlarının öncelikleri aşağıdaki tabloda verilmiştir. Burada,

AGC1:Esas alıcı kanal (Otomatik kazanç denetim alarmı)
 AGC2:Yedek " " (" " " ")
 SL1 :Esas alıcı kanal sinyal (data+saat) yok alarmı
 SL2 :Yedek " " " (") " "
 BER1:Esas alıcı kanal BER (bit error rate) alarmı
 BER2:Yedek " " " (" " ") "

Öncelik dereceleri ise, AGC, SL ve BER sırasındadır. Tablo 5.1'den de görüldüğü gibi esas kanalda alarm olduğunda yedek kanal devreye girecektir. Her iki kanalda da alarm olduğunda bulunduğu kanalda kalacaktır. Bunun için D1, D2, D3 ve D4 kapıları ile D5 öncelikli kodlayıcı tümleşik devresinden oluşan öncelikli alarm kod çözücü birimi kullanılmaktadır. Örneğin, 2 inci kanalda çalışıldığını ve AGC2 alarmı geldiğini düşünelim. Bu durumda D2B/6 çıkışı sıfır olacak ve D5A tümleşik devresinin 2inci öncelikli girişini kontrol ettiğinden

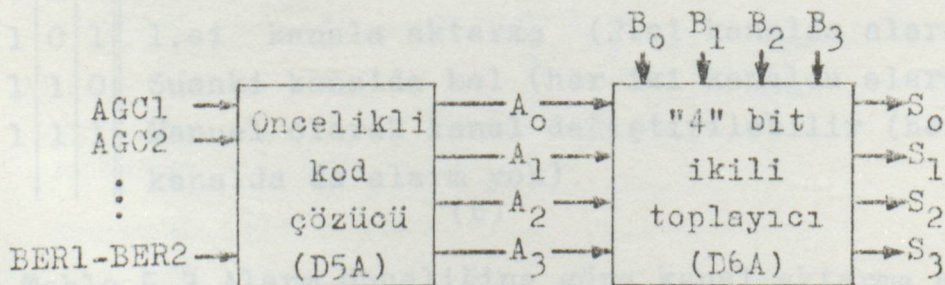


SEKİL- 1:1 ÇALIŞMA ŞEKLİ İÇİN TERMİNAL TB TEÇHİZATININ BLOK DİYAGRAMI

Sıra no	Alarm- lar Öncelik derecesi	AGC1	SL1	BER1	AGC2	SL2	BER2	Aktar- lan kanal
1	AGC1	0	x	x	1	x	x	2
2	AGC2	1	x	x	0	x	x	1
3	AGC1-AGC2	0	x	x	0	x	x	Q_n
4	SL1	1	0	x	1	1	x	2
5	SL2	1	1	x	1	0	x	1
6	SL1-SL2	1	0	x	1	0	x	Q_n
7	BER1	1	1	0	1	1	1	2
8	BER2	1	1	1	1	1	0	1
9	BER1-BER2	1	1	0	1	1	0	Q_n
	Alarm Yok	1	1	1	1	1	1	Q_n

Tablo 5.1 Alarm olasılıkları ve öncelik dereceleri. "1" alarm yok, "0" alarm var, "x" fark etmez, " Q_n " şu an bulunduğu kanal, "2" yedek kanal, "1" esas kanal.

çıkışından ikili 8(1000'in tümleyeni) bilgisi oluşur. D6A, dört bit çıkarma devresi olarak kullanıldığından öncelikli kodlayıcıdan gelen bilgi ile diğer girişlerden gelen 1010_2 : 10_{10} bilgisini çıkarır. Sonuç da $1010-1000:1010+0111:0001$ bilgisi elde edilir. Böylece ilk üç öncelik "AGC1- AGC2-Şu anki durum" olduğundan AGC2 de alarm olduğundan örnekteki "1" bilgisi 1 inci kanala geçme anlamını taşır. Tablo 5.1'e göre alarm durumlarına bağlı olarak kanal aktarma mantığının öbeği şekil 5.7 verilmiştir.



Şekil 5.7 Öncelikli kodlayıcı mantığı, öbek gösterimi

5.3.2 ALARM BELİRLEYİCİ

Tablo 5.1'de belirtilen alarm durumlarından herhangi biri veya birden fazlası olduğu anda, öncelik kodlayıcısında kodlanır. Kodlayıcı çıkışı aktif "LOW" düzeyinde çıkış verdiğinden, en öncelikli AGC1'i 0110 olarak, en az öncelikli BER1-BER2 'yi 1111 olarak kodlayacaktır. Kodlanmış bilginin kodunu çözmek için kullanılan D7 (BCD- dönüştürücü) tümleşik devresinin giriş data değişim aralığı (0000), (1001) dir. Kodlanmış bilgi aralığı (0000)'dan başlatabilmek için D6 tam toplayıcısı kullanılır. Bu toplayıcıda ikiye tümleyen aritmetiği ile sayısal kodlanmış data aralığı (0000)'dan başlatılır. D7 BCD- ondalık dönüştürücü ile 10 alarm durumundan hangisinin olduğu belirlenir. X, Y, Z çıkışlarını veren kanal aktarma denetim mantığı; belirlenmiş, alarm durumuna göre çıkışlarını konumlandırır.

AGC1	SL1	BER1	1.nci Kanal "X"	AGC2	SL2	BER2	2.ci Kanal "Y"	AGC1 + AGC2	SL1 + SL2	BER1 + BER2	3. Kanal "Z"
0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0
0	1	0	0	0	1	0	0	0	1	0	0
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.	.
1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1

(a)

X	Y	Z	KANAL AKTARMA
0	1	1	2.nci kanala aktarma (1.ci kanalda alarm var).
1	0	1	1.ci kanala aktarma (2.ci kanalda alarm var).
1	1	0	Şuanki kanalda kal (her iki kanalda alarm var).
1	1	1	Manuel olarak kanal değiştirilebilir (her iki kanalda da alarm yok).

(b)

Tablo 5.2 Alarm önceliğine göre kanal aktarma mantığı.

(a) Kanalların alarm durumları, (b) kanal aktarma mantığı.

Her bir Tablo 5.2 (a)'daki X ve Y işlevlerini D8A ve D8B, AND kapıları gerçeklemektedir. Z işlevi bir önceki konumda kaldığından D7'nin bu çıkışları boş bırakılmıştır. Tablo 5.2 (b)'de 3.cü satırın (alarm yok) işlevini D7/11 çıkışının sıfıra gitmesiyle sağlanır. Kanal aktarma D9C ve D9D'den oluşan R-S F/F'u ile gerçekleştirir. X ve Y girişine F/F' un çıkış işlevi tablo 5.3 de verilmiştir.

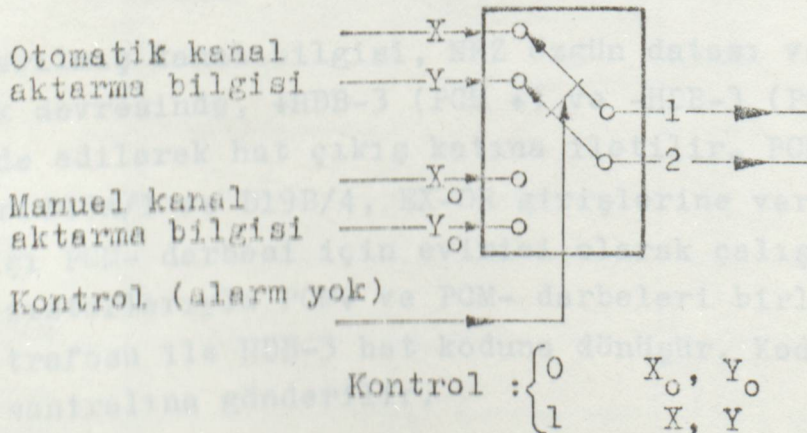
X	Y	R	S	Q_n	$\bar{Q}_n$	
1	1	1	1	Q_{n-1}	$\bar{Q}_{n-1}$	Bulunduğun kanalda kal.
0	1	0	1	1	0	2.ci kanala aktarma,
1	0	1	0	0	1	1.ci kanala aktarma.

Tablo 5.3 R-S F/F'un giriş-çıkış'ına göre kanal aktarma durumları.

Eğer heriki kanalda da alarm yok ise manuel anahtarlama etkin olabilir. Diğer durumlarda tablo 5.3'deki durumlar geçerli olacaktır.

5.3.3 MANUEL-OTOMATİK KANAL AKTARMA

D9C ve D9D kapılarından elde edilen otomatik kanal aktarma bilgisi ve manuel kanal aktarma bilgisi D16A tümleşik devresi ile seçilirler. Şekil 5.8'de kanal seçme bilgisi ile kanal seçimi öbek olarak gösterilmiştir.

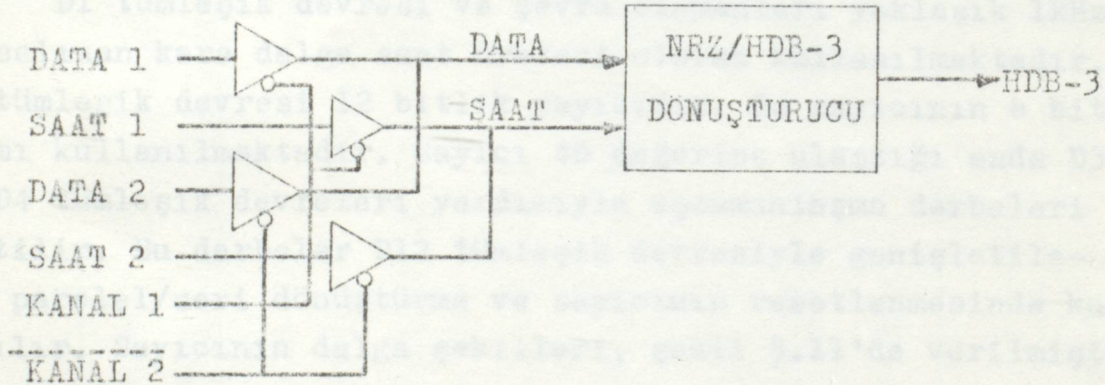


Şekil 5.8 Kanal seçme bilgisinin elde edilmesinin öbeği.

Her iki kanalda da alarm yoksa D7/11 tümleşik devresinin çıkışı "0" düzeyinde olacağından D16/6-10 tümleşik devresinin manuel kanal aktarma bilgileri seçilecek. Eğer D7/11 çıkışı "1" düzeyinde ise D16/4-12 tümleşik devresinin otomatik kanal aktarma bilgileri seçilecektir. Otomatik kanal aktarma bilgisi, H1 ve H2, manuel kanal aktarma bilgisi H3 ve H4 ledleriyle belirlenmektedir.

5.3.4 KANAL AKTARMA TAMPONU

Kanal aktarma bilgileri D16/7-9 tümleşik devresinin çıkışından alınarak, D15 tümleşik devresinde kanal aktarma yapılır. Kanal aktarma tamponunun öbeği şekil 5.9'da verilmiştir.



Şekil 5.9 Anahtarlama bilgisi ile kanalların aktarılması.

5.3.5 NRZ-HDB-3 DÖNÜŞTÜRÜCÜ VE HAT ÇIKIŞ DEVRESİ

Aktarılmış kanal bilgisi, NRZ özgün datası ve saati D18 tümleşik devresinde, +HDB-3 (PCM+) ve -HDB-3 (PCM-) darbeleri elde edilerek hat çıkış katına iletilir. PCM+ ve PCM- darbeleri D19A/1 ve D19B/4, EX-OR girişlerine verilir. D19B/6 çıkışı PCM- darbesi için evirici olarak çalışır. V5 ve V6 tranzistörleriyle PCM+ ve PCM- darbeleri birleştirilerek T1 trafosu ile HDB-3 hat koduna dönüşür. Kodlanmış data PCM santralına gönderilir.

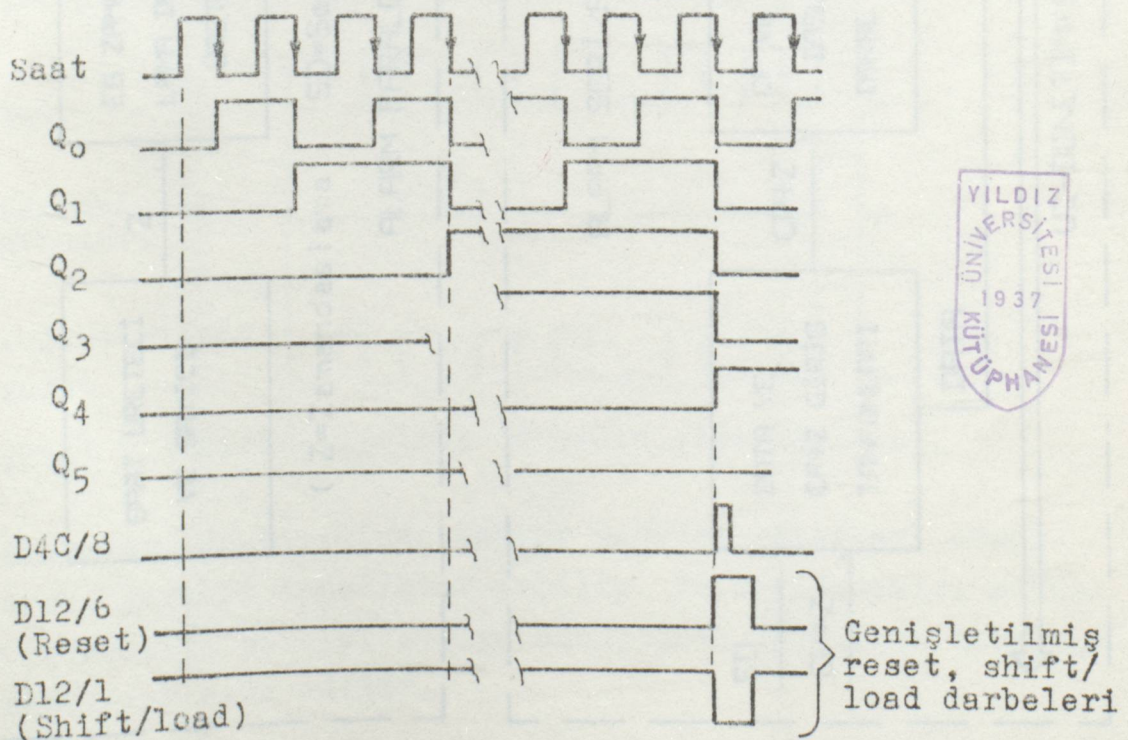
5.4 ALARM ÇOKLAYICI

Bu birim, sayısal radyo dizgesinde oluşturulan alarm sinyallerinin, radyo uç birimine gönderilmesi için kullanılır. 1+1 (esas kanal + yedek kanal) çalışma modunda toplam 48, 1+0 (esas kanal) çalışma modunda da toplam 24 alarm oluşmaktadır.

5.4.1 SAAT ÜRETECI VE SAYICI

Bu çoklama birimi, 1+1 çalışma modu esas alınarak tasarlandığı için toplam 48 alarm durumunu kapsamaktadır. 48 adet paralel alarm girişinin seviye dönüştürmek için gereken eşzamanlaşma işareti, saat üretici yardımıyla sayıcıdan elde edilir. Şekil 5.10'da alarm çoklayıcı birimi öbek olarak verilmiştir.

D1 tümleşik devresi ve çevre elamanları yaklaşık 1kHz' de salınan kare dalga saat üretici olarak kullanılmaktadır. D2 tümleşik devresi 12 bitlik sayıcıdır. Bu sayıcının 6 bitlik kısmı kullanılmaktadır. Sayıcı 48 değerine ulaştığı anda D3 ve D4 tümleşik devreleri yardımıyla eşzamanlaşma darbeleri üretilir. Bu darbeler D12 tümleşik devresiyle genişletilerek paralel/seri dönüştürme ve sayıcının resetlenmesinde kullanılır. Sayıcının dalga şekilleri, şekil 5.11'de verilmiştir.

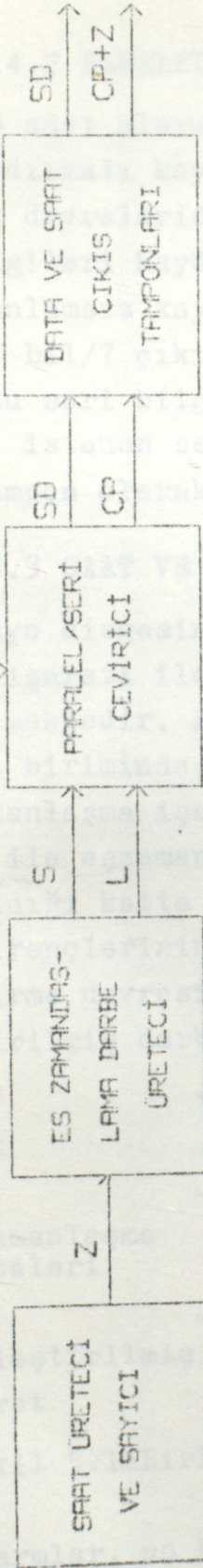


Şekil 5.11 Sayıcının ürettiği darbe şekilleri.



ALARMLAR (DATA)

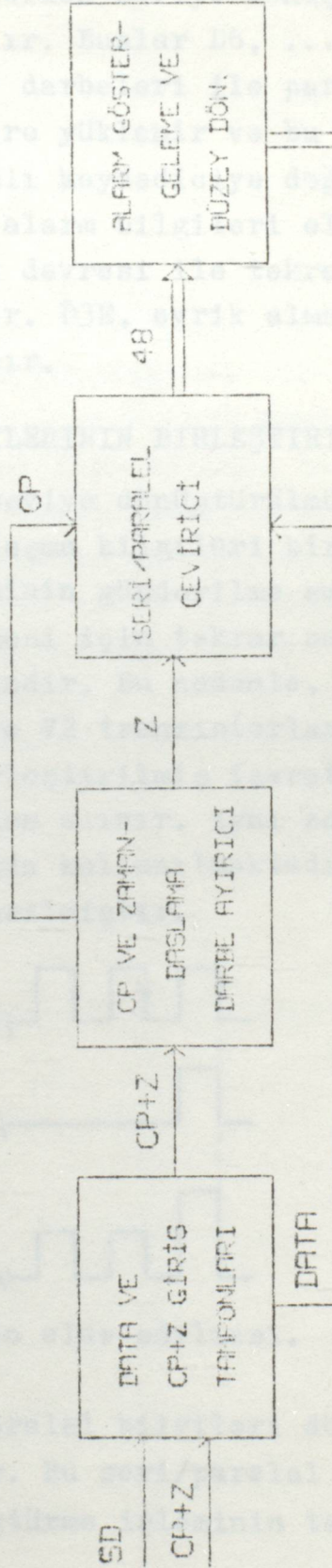
48



(Z=Zamandaslama SD=Seri Data CP=Saat S=Ötelenme L=Yükleme)

ALARM PARALEL/SERI CEVIRICI (ALARM COKLAYICI)

ALARM SERI/PARALEL CEVIRICI (ALARM COZUCU)



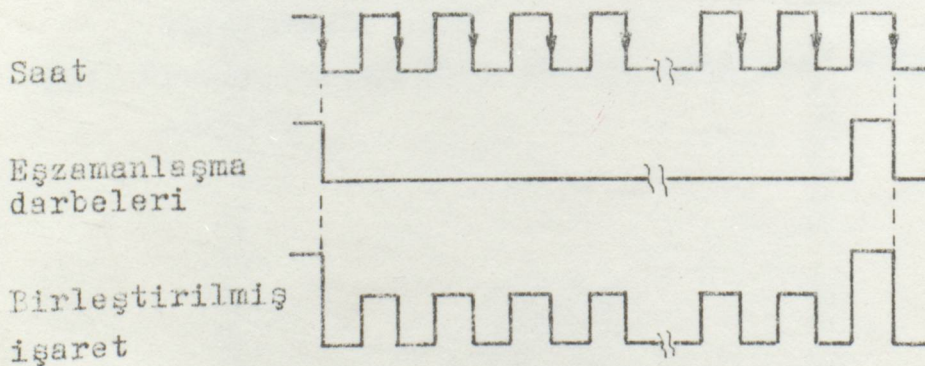
UI-DENETİM (SUPERVISORY) BİRİMİNE

5.4.2 PARELEL/SERİ DÖNÜŞTÜRME

48 adet alarm bilgilerini paralelden seriye dönüştürmek için kaydırmalı kaydediciler kullanılır. Bunlar D6, ... D11 tümleşik devreleridir. Yükleme (load) darbeleri ile paralel alarm bilgileri kaydırmalı kaydedicilere yüklenir ve bu bilgiler en anlamsız kaydediciden en anlamlı kaydediciye doğru ötelenir. D11/7 çıkışından evrik seri alarm bilgileri elde edilir. Bu seri bilgiler, D3E tümleşik devresi ile tekrar evrilerek, istenen seri data elde edilir. D3E, evrik alma dışında tampon olarak da kullanılmaktadır.

5.4.3 SAAT VE EŞZAMANLAŞMA BİLGİLERİNİN BİRLEŞTİRİLMESİ

Radio dizgesinden uç birimine, seviye dönüştürülmüş data ve saat işareti ile birlikte eşzamanlaşma bilgileri birlikte gönderilmektedir. Eşzamanlaşma bilgisinin gönderilme amacı radyo uç biriminde, alarmların çözülmesi için tekrar sayıcı ve eşzamanlaşma işaretini üretmek içindir. Bu nedenle, saat işareti ile eşzamanlaşma işareti V1 ve V2 tranzistorlarının kullanıldığı katta birleştirilir. Birleştirilmiş işaret R6 ve R7 dirençlerinin ortak noktalarından alınır. Aynı zamanda birleştirme devresi hat sürücü olarakda kullanılmaktadır. Birleştirilmiş darbe şekil 5.11'de verilmiştir.



Şekil 5.11 Birleştirilmiş darbenin elde edilmesi.

Alarmlar, uç biriminde tekrar paralel bilgileri dönüştürülerek, gerekli denetimler yapılır. Bu seri/paralel dönüştürme işlemleri, paralel/seriye dönüştürme işleminin ters işlemi yapılarak elde edilir.

BÖLÜM: 6

S O N U Ç :

- 2) Proakis John G. "Digital Communications" 2nd Edition, McGraw-Hill Book Company, 1983
- 3) Bhargava Vijay K. , Muehlethaler David , Nalluri Robert and Nussli Peter P. "Digital Communications By

PTT'nin istekleri doğrultusunda TELETAŞ R/L Araştırma grubu tarafından geliştirilmekte olan 2 ve 8 Mb/s sayısal Radyo projesi şu anda laboratuvar prototipi halinde çalıştırılmıştır. Daha ileride üretim prototipi hazırlanacak ve satışa uygun hale getirilecektir. Dizgenin ikinci, üçüncü aşamalarında gerek temel bandda gerekse radyo kısımlarında bazı değişikliklerin yapılması kaçınılmaz olsa da, temel mantık zincirinde herhangi bir değişiklik olması beklenmemektedir. Temel bandda yapılan çalışmalar ileride gerçekleştirilecek olan 2 ve 8 Mb/s QPSK radyosu için bir temel teşkil edecektir.

- 9) Seal Rudolf, "Handbook of Filter Design" AEC-Telefunken, 1979
- 10) "Phase-Locked Loop Design Articles" MOTOROLA, AR254/D