

152
36

Bilgisayar Kont. Tel. San. Tan.

A. Ömür Görmezler

1985

Ref
EHM
225
1986

Comp
✓

152
36



ALİ ÖMÜR GÖRMEZLER

51401

MASTER TEZİ

EK CİLT

ANALOG ŞEBEKE : İMLEŞİM ve YEREL ŞEBEKE

- 1 Analog şebekeye genel bakış
- 2 İmleşim : Genel bakış
- 3 Denetim imleri
- 4 Adres imleri
- 5 Ortak kanal imleşimi
- 6 Yerel şebeke
- 7 Abone döngüsünün tasarımı
- 8 İki-telli ve dört-telli iletim
- 9 Yerel kanal kümeleri (jonksiyonlar)
- 10 Deriştiriciler, Arabağlar

4.1 Analog Şebeke :

A.G. Bell'in telefonu icadından beri iletişim dizgeleri analog biçimde gelişedurmıştır. Bugünkü aşamada sadece telefon endüstrisine olan yatırımlar ABD'de yaklaşık 220 milyon telefon için 100 trilyon TL'sini bulmuştur. Telefon endüstrisinin çalıştırdığı insan sayısı 1 milyondur. Türkiye içinse bu istatistikler aşağıdaki çizelgelerde verilmiştir.

Uluslararası düzeyde standartlaşma için merkezleri İsviçre'de olan iki kuruluş vardır :

- 1) CCITT (Comité Consultative Consultative Internationale de Telephone et Telegraphe)
(telefon, telgraf, telex, veri iletimi donanımı)
- 2) CCIR (Comité Consultative Internationale de Radio)
(radyo spektrumu, radyo donanımı, arabağları)

Her iki kuruluş da Uluslararası Uziletişim Birliğinin (ITU) gözetim ve denetimindedir. ABD ve Kanada telefonda Bell Laboratuvarlarının standartlarını, radyo-da da FCC (Federal Communication Commission) standartlarını izler. Ancak Bell ve FCC ölçünleri ya CCITT, CCIR'ın ölçünlerinde ek madde olarak belirtilir ya da yakın bağdaşır niteliktedir.

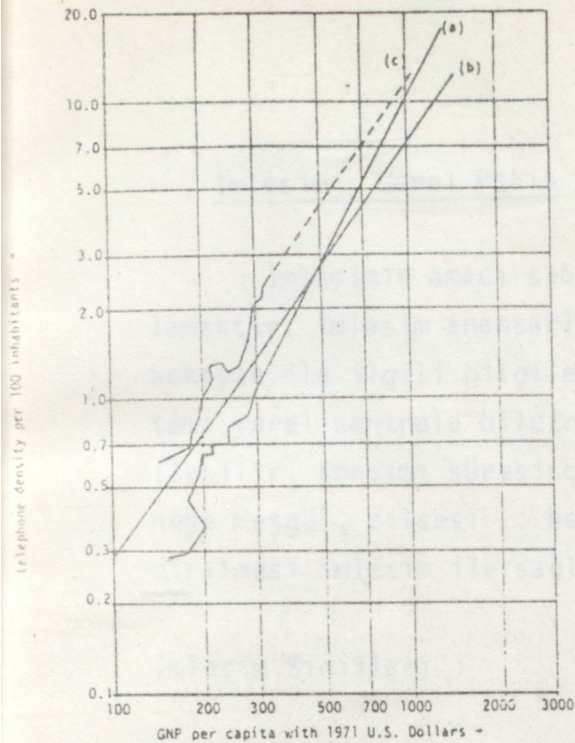


TABLE I
TELEPHONE DENSITY IN TURKEY OVER THE YEARS 1955-1974

Years	Number of Main Telephone Subscribers	Yearly Increase in Telephone Subscribers	Telephone Density	Yearly Increase in Telephone Density
1955	116 455	-----	0.484	-----
56	133 328	14.49	0.539	11.36
57	154 116	15.74	0.607	12.67
58	167 230	8.37	0.639	5.77
59	177 265	3.21	0.641	0.63
1960	180 030	4.21	0.646	0.93
61	191 287	6.25	0.689	6.16
62	195 367	2.13	0.664	3.77
63	199 451	2.09	0.657	1.07
64	210 183	5.38	0.674	2.54
1965	243 361	15.79	0.775	14.99
66	262 567	7.88	0.810	5.79
67	275 380	4.89	0.831	1.84
68	288 057	4.60	0.858	3.25
69	320 904	14.87	0.961	12.00
1970	374 981	13.93	1.069	10.70
71	426 377	13.10	1.177	11.14
72	473 462	11.04	1.275	8.32
73	531 367	12.25	1.385	8.67
74	595 254	12.70	1.500	8.30

TABLE II
UNSATISFIED DEMANDS IN TELEPHONE SERVICES OVER THE PERIOD OF 1968-1974

Years	Number of Customers Waiting for Telephone Installations	Yearly Rate of Increase %	Ratio of Satisfied Customers and Unsatisfied Demands
1968	215 552	-----	0.75
1969	264 919	22.90	0.60
1970	329 954	24.55	0.88
1971	359 354	8.91	0.84
1972	395 971	10.00	0.84
1973	403 000	2.10	0.74
1974	408 000	1.24	0.65

TABLE III
EXPECTED DEMAND FOR TELEPHONE SERVICES FOR THE PERIOD OF 1972-1995

Years	Potential Population in millions	Potential GNP per Capita using 1971 prices U.S. \$	Potential Telephone Demand	Potential Telephone Density (%)
1972	37.6	324	870 000	7.31
1977	42.3	414	1 379 000	3.26
1982	47.9	552	2 297 000	5.00
1987	54.1	737	4 004 000	7.36
1992	60.8	1050	7 196 000	11.95
1995	69.7	1293	10 432 000	18.00

TABLE IV
EXPECTED GROWTH IN TELEX TERMINALS

Years	Number of Existing Telephone Subscribers	Number of Existing Telex Terminals	Yearly Increase in the No. of Telex Terminals %
1972	473 462	3950	-----
1977	960 000	6720	14.0
1982	1 864 000	13050	14.0
1987	3 549 000	24840	13.7
1992	6 725 000	47080	13.6
1995	9 877 000	69140	13.7

İmleşim : Genel Bakış

İmleşimin amacı şebeke içinde bir aboneyi bir diğeriyle bağlantı-
lamaktır. İmleşim anahtarlama düğümleri, aboneler ve uçlar arasında şe-
bekeyle ilgili bilgileri taşır. Sözgelimi önce abonenin hizmet is-
temi yerel santrale bildirilir ; daha sonra çağırılan abonenin adresi
iletilir. Konuşma süresince konuşma hattının denetlenmesi, çağırılan abo-
neye meşgûl, zil sesi .. benzeri geribildirimler, konuşmanın ücretlen-
dirilmesi imleşim ile sağlanır.

İmleşim Sınıfları :

a. Genel Sınıflama

- Abone imleşimi
- Santrallerarası imleşim

b. İşlevsel Sınıflama

- Görsel-işitsel
- Denetleyici
- Adresleme

c. Fiziksel Biçimler

- Vurumun süresi
- Vurum katışımları (Örn. IDO)
- İm sıklığı
- Sıklık katışımları
- Bir imin varlık ya da yokluğu
- İkili düğümler
- (DA için) Akımın yönü ve düzeyi

d. İletim Sınıflaması

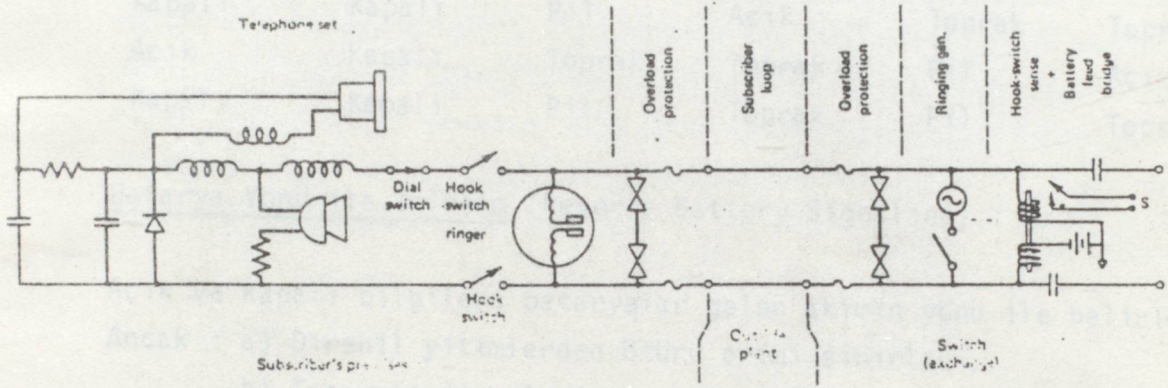
- Bant-içi
- Bant-dışı
- Üzgülenmiş kanaldan.

İşlevsel sınıflamayı açıklayalım :

<u>Denetleme</u>	- İleri denetim : yakala, tut, bırak (seize, hold, release) - Geri durum bildirme : boş ; meşgul ; kapatma (idle, busy, disconnect)
<u>Adres</u>	- Santral : döner gösterge, basma düğme, sayısal (rotarydial, push button, digital) - Yol bulma : kanal, jonksiyon (channel, trunk)
<u>Görsel-İşitsel</u>	- Uyarma : zil çalma, paging, ahize kalkık (ringing, paging, off-hook warning) - Hattın kurulması : çevir sesi, meşgul sesi, geri çalma (dial tone, busy tone, ring back)

Denetim İmleri

Amaç : Denetim imlerinin amacı bir bağlantı devresinin kullanımda olup olmadığını belirlemek, çalışma durumu hakkında bilgi vermektir. Örneğin çağıran abonenin hizmet istemi ya da konuşmayı bitirmesi, çağırılan abonenin ahizesinin yuvasında ya da yuva dışında olması denetim imleriyle öğrenilir. Denetim imleri sayesinde çağıran ve çağırılan aboneler arasında hattın sürekliliği sağlanır ; konuşma bitiminde hat başkasına verilebilmek üzere sökülür.



Şekil 4.1 E

atındaki imleşim

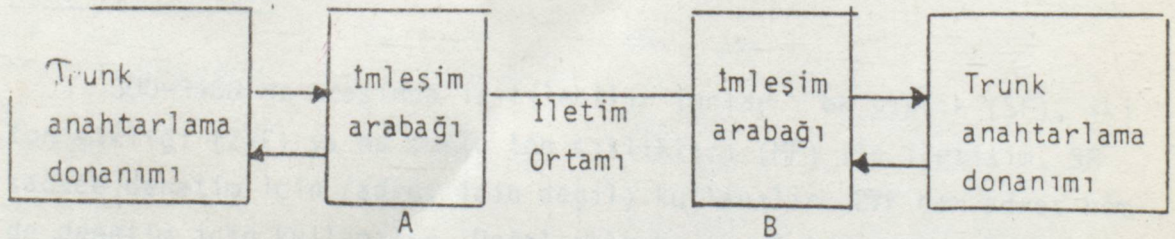
DA imleşimi

Şekil

En yaygın trunk denetimi

E-ucu : anahtarlama öbeğine im taşır

M-ucu : anahtarlayıcı arabağa im taşır



Şekil 4.2 E ve M imleşimi

Yön		A'nın çalışması		B'nin çalışması	
A B	B A	M-ucu	E-ucu	M-ucu	E-ucu
Açık	Açık	Toprak	Açık	Toprak	Açık
Kapalı	Kapalı	Pil	Açık	Toprak	Toprak
Açık	Kapalı	Toprak	Toprak	Pil	Açık
Kapalı	Kapalı	Pil	Toprak	Pil	Toprak

Batarya Yönü ile İmleşim (Reverse Battery Signaling) :

Açık ve kapalı bilgileri bataryalar gelen akımın yönü ile belirlenir.

Ancak : a) Direnç yitimlerden ötürü erimi sınırlı

b) Taşıyıcı dizgelerine uygulanamaz.

AA İmleşimi

Alçak Sıklık AA İmleşimi :

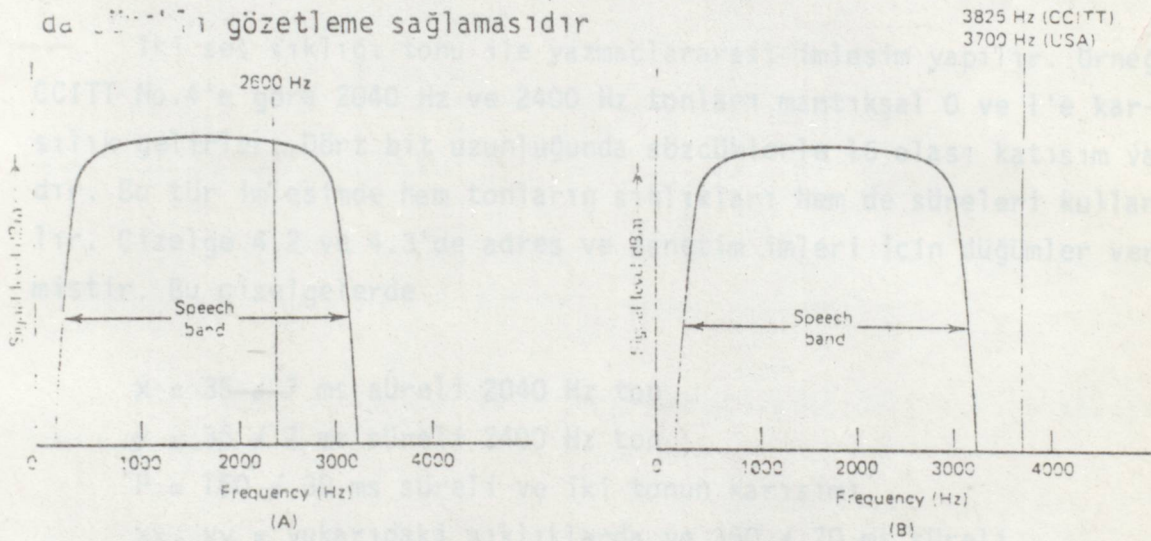
300 Hz'in altında ses enerjisi olmadığına göre bu sıklık bölgesinde imleşim yürütülebilir. Tipik olarak : 50, 80, 135, 200 Hz. gene taşıyıcı dizgelerinde kullanılamıyor çünkü LF bozunumu çok fazla. Pratikte 80-100 km için kullanılıyor.

Bant-İçi imleşim :

300-3400 Hz arasında işitilebilir tonlar. Tek sıklık (SF), iki ton sıklığı (2VF) ya da çoklu ton sıklıkları (MF) ile iletişim, SF sadece denetim için (adres için değil) kullanılır. 2VF hem adres hem de denetim için kullanılır. Doğallıkla bu tür imler sadece hat kurulurken ya da hat sökülürken kullanılabilir. Ses imleri belirli bir olasılıkla imleşim tonlarına öykünebilirler ve hat kazaen kesilmiş olur. (talkdown = premature activation)

Yüksek Sıklık AA İmleşimi :

3400 Hz'in üzerinde de ses enerjisi olmadığına göre bu sıklık bölgesinde de imleşim yürütülebilir. Kimi dizgelerde açık (on hook) durumu bir tonun varlığı, kimilerinde ise böyle bir tonun yokluğu ile belirlenir. Ayrıca mesaj bandı dışında kaldığımız için kazara kesilmeler olmaz. CCITT önerisi 3825 Hz'dir. Yüksek sıklık imleşimi telli iletimde değil de taşıyıcı dizgelerinde kullanılır. Bir diğer yararı da gözetleme sağlamasıdır.



Şekil 4.3 a) Bant-İçi b) Bant-dışı tek sıklıkla imleşim.

R-2 imleşimi (3825 Hz)

Devre Durumu	İleri yön	Geri yön	
Bos	Ton var	Ton var	(Idle)
Yakalama	Ton yok	Ton var	(Seized)
Yanıtlama	Ton yok	Ton yok	(Answered)
Geri açma	Ton yok	Ton var	(Clear Back)
Bırakma	Ton var	Ton var/yok	(Release)
Tıkanma	Ton var	Ton yok	(Blocked)

Çizelge 4.1 CCITT (3825 Hz) imleşim kuralları

4.4. Adres İmleşimi :

Adres imleri çağırın abonenin teker ya da basma düğmeli aygıtından başlayıp çağırılan aboneye değin sürer. Birden çok santral sözkonusu olduğunda adres imleri santrallar arasında da iletilecektir. Bu tür ilettime yazmaçlar arası imleşim (interregister signaling) de denir.

İki Tonlu İmleşim :

İki ses sıklığı tonu ile yazmaçlararası imleşim yapılır. Örneğin CCITT No.4'e göre 2040 Hz ve 2400 Hz tonları mantıksal 0 ve 1'e karşılık gelirler. Dört bit uzunluğunda sözcüklerle 16 olası katışım vardır. Bu tür imleşimde hem tonların sıklıkları hem de süreleri kullanılır. Çizelge 4.2 ve 4.3'de adres ve denetim imleri için düğümler verilmiştir. Bu çizelgelerde

x = 35 $\pm$ 7 ms süreli 2040 Hz ton

y = 35 $\pm$ 7 ms süreli 2400 Hz ton

P = 150 $\pm$ 30 ms süreli ve iki tonun karışımı

xx, yy = yukarıdaki sıklıklarda ve 350 $\pm$ 70 ms süreli

Çizelge 4.2

Table 4.2 CCITT Signaling Code System No. 4

Digit	Number	Combination Elements			
		1	2	3	4
1	1	y	y	y	x
2	2	y	y	x	y
3	3	y	y	x	x
4	4	y	x	y	y
5	5	y	x	y	x
6	6	y	x	x	y
7	7	y	x	x	x
8	8	x	y	y	y
9	9	x	y	y	x
0	10	x	y	x	y
11 ^a operator code 11	11	x	y	x	x
12 ^a operator code 12	12	x	y	y	y
13 ^a code (see CCITT Rec. Q10b)	13	x	x	y	x
14 ^a ringing half-echo suppressor required	14	x	x	x	y
15 ^a total pulsing	15	x	x	x	x
16 ^a code	16	x	y	x	y

Çizelge 4.3

Table 4.3 CCITT No. 4 Line Signaling

Forward Signals	
Terminal seizing	P_x
Transit seizing	P_y
Numerical signals	As in Table 4.2
Clear forward	P_{xx}
Forward transfer	P_{yy}
Backward Signals	
Proceed to send	
Terminal	x
International transit	y
Number received	p
Busy flash	pX
Answer	pY
Clear back	P_x
Release guard	P_{yy}
Blocking	P_x (congestion)
Unblocking	P_{yy}

Çok-tonlu ve DTMF imleşim :

Yaygın santrallararası imleşim yöntemlerinden biri olan çok-tonlu imleşimde 5 ya da 6 sıklık ikişerli olarak kullanılır.

CCITT No.5 adresleme ve denetim imleri aşağıdaki sıklık katışımlarından oluşur.

Çizelge 4.4 CCITT No.5 kodu (adresleme)

İm	Sıklıklar	Açıklama
KP1	1100+1700	Sonuca ulaşan trafiği Transit trafiği
KP2	1300+1700	
1	700+ 900	
2	700+1100	
3	900+1100	
4	700+1300	
5	900+1300	
6	1100+1300	
7	700+1500	
8	900+1500	
9	1100+1500	
0	1300+1500	
ST	1500+1700	Vurum dizisinin sonu
Kod 11	700+1700	Kod 11 operatör
Kod 12	900+1700	Kod 12 operatör

Çizelge 4.5 CCITT No. 5 İmleşimi

Table 4.7 Line-signal Code CCITT No. 5

Signal	Direction	Frequency	Sending Duration	Recognition Time (ms)
Seizing	→	f_1	Continuous	40 ± 10
Proceed to send	←	f_2	Continuous	40 ± 10
Busy flash	←	f_2	Continuous	125 ± 25
Acknowledgment	→	f_1	Continuous	125 ± 25
Answer	←	f_1	Continuous	125 ± 25
Acknowledgment	→	f_1	Continuous	125 ± 25
Clear back	←	f_2	Continuous	125 ± 25
Acknowledgment	→	f_1	Continuous	125 ± 25
Forward Transfer	→	f_2	850 ± 200 ms	125 ± 25
Clear forward	→	$f_1 + f_2$	Continuous	125 ± 25
Release guard	←	$f_1 + f_2$	Continuous	125 ± 25

Table 4.6 CCITT No. 5 Code^a Showing Variations with R-1 Code

Signal	Frequencies (Hz)	Remarks
KP1	1100 + 1700	Terminal traffic
KP2	1300 + 1700	Transit traffic
1	700 + 900	
2	700 + 1100	
3-0	Same as Table 4.5	
ST	1500 + 1700	
Code 11	700 + 1700	Code 11 operator
Code 12	900 + 1700	Code 12 operator

Uçtanuca ya da Linktenlinke İmleşim :

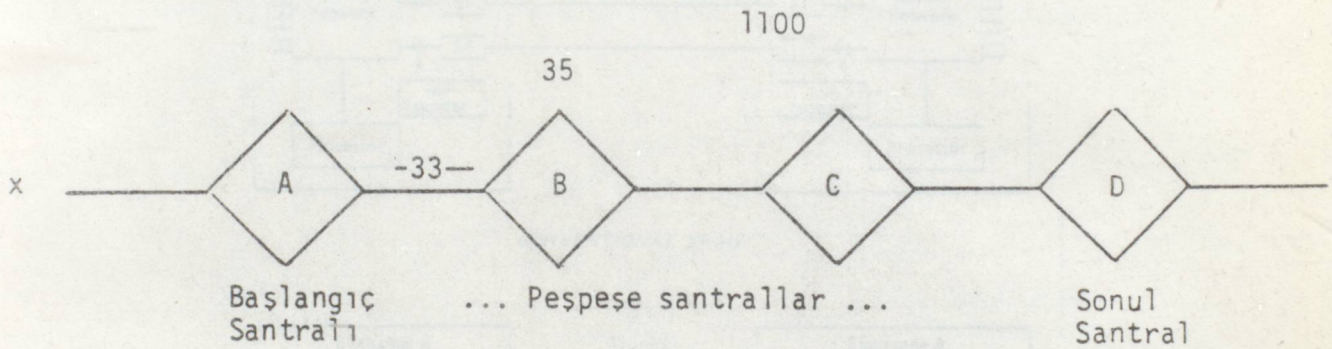
Kullanıcı açısından numarayı çevirme sonrası gecikme süresi önemlidir. Bu süre çevirmenin bitimi ile geri çalmanın başlangıcı arasında geçen zamandır. Geri çalma (ring back) çağırılan abonenin zil sesinin çağırın tarafından duyulmasıdır.

Şebeke yöneticisi açısından da çağırın abonedden çağırılan aboneye ses yolunun kurgulanmasında hem geçen süre hem de yazmaçların kullanılması, meşgul tutulma oranları önemlidir.

Aboneden aboneye yolun nasıl kurulduğu (uçtanuca ya linktenlinke) bekleme süresini ve donanım kullanımını (register occupancy) ayrı ayrı etkiler.

Birden çok açılama merkezinin görev yaptığı uzun-erimli (long distance, toll) konuşmalarda, linkten-linke kurgulamada adres bilgisinin tümü bir santraldaki yazmaçtan bir ilerideki santralin yazmacına aktarılır. Bir ilerikinden doğrulanma alındısı geldikten sonra bir önceki santral o adrese özgülenmiş yazmaçlarını başka kullanımlara verebilir.

Uçtanuca adresleme yönteminde ise her bir ara açıklama merkezi arasında zorunlu olan en az bilgi iletilir ; bilgiyi parçalar halinde sunup konuşma yolunun kurulmasını yöneten çoğun abonenin ilk eriştiği santraldır (leading register). Her bir ara santralin bir sonrakine erişmek için sadece yerel erişim bilgisiyle beslendiği bu yöntemi bir örnekle somutlandıralım.

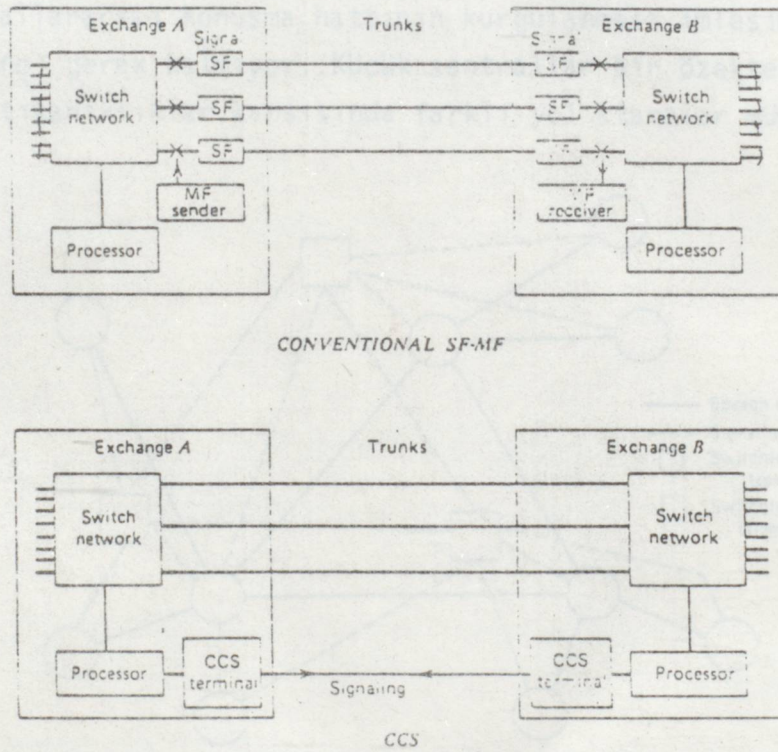


Numaramız 335 11 00 olsun.

- İlkin A santralına bu numara aboneden beslenir. A santrali bir jonksiyon hattı yakalayıp B'le iletişim kurar. B'den "gönder" mesajı gelince 33 gönderir.
- B bu sayıyı inceleyip bir hat yakalayıp C ile iletişim kurar. C şimdi A ile konuşabildiğine göre A'ya "gönder mesajını verir. A'da 35 gönderir.
- C 35'i inceleyip sonul santralla iletişim kurar. D, A ile de konuşabildiğine göre A, D'e "11 00" gönderir.
- D abone hattını bağlantılayıp A santralına "geri çalma, meşgul, bozuk..." gibi bilgileri iletir. Bu aşamada hat kurulmuş santrallerin adresleme yazmaçlarının görevleri bitmiştir.

4.5 Ortak Kanaldan İmleşim (CCITT. No6) :

Ortak Kanal İmleşim (Common Channel Signaling, CCS) yönteminde imleşimin mesaj kanallarında yer alması yerine, birçok kanala özgü imler ayrı bir ortak kanaldan yürütülmektedir. Geleneksel yöntemle ortak kanal yöntemi arasındaki farklar Şekil 4.4'te ayrıntılandırılmıştır.

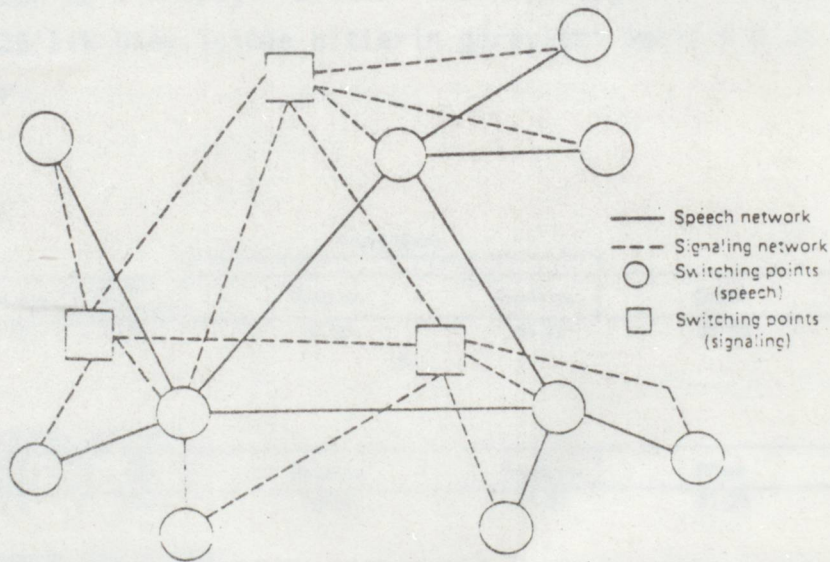


Şekil 4.4 a) Geleneksel imleşim b) Ortak kanaldan imleşim

Ortak Kanaldan İmleşimin Yararları :

- Kanal öbeklerinde (trunk) her bir hat için bir imleşim tesisi olacağına bir kanal öbeği için tek bir tesis kurulur.
- Bu kanala özgülenmiş veri modemi ile (dedicated data modem) ile ses karışmaları önlenmiş olur.

- c) CCS kanalına yetkisiz kullanıcılar erişemedikleri için şebekenin güvenliği artar.
- d) Daha hızlı açılanma ve bağlantılanma olanaklıdır çünkü kanal-içi imleşimde ancak santraller arası bağlantılar kuruldukça ilerlenebilmekte oysa CCS'de doğrudan uçtan uca erişilebilmektedir.
- e) Mesaj ve denetim şebekesini ayırmak olanaklı, böylece Şekil 4.5'de görüldüğü gibi özekselleşmiş bir şebeke denetleyicisi kullanılabilir; santrallerarası konuşma hattının kurgulanması imleşimine (call processing) gerek kalmıyor. Küçük santraller bir özekten yönlendiriliyorlar, tıkanıklıklar karşısında farklı yol atamalar mümkün.



Şekil 4.5 Ortak kanaldan imleşimde mesaj ve denetim şebekeleri.

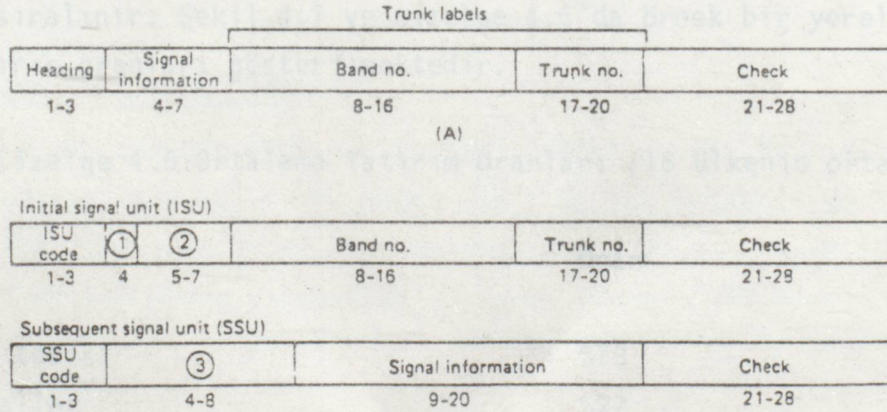
Ortak Kanaldan İmleşimin Zorlukları :

- 1) CCS kanalı birçok kanalın yükümlülüğünü taşıdığı için hem fiziksel yapı bakımından hem de hata denetimi açısından çok güvenilir olmak zorunda.
- 2) Bant-için imleşimde bir kanalın sağlığı otomatik olarak sınanmakta oysa CCS'de özel sınama yöntemlerine başvurulmalı.

- 3) Hattın kesilmesi (disconnect) bant-ıçi imleşimde çok kolay oysa CCIS'de daha zor.

Çevirsesi, geri çalma, meşgul sesi, yankı bastırıcıların açılıp kapatılma imleri bant-ıçi olmak zorunda, dolayısıyla bu imler için CCS kullanılamıyor.

Ortak kanaldan imleşimde belirli veri formatları kullanılır. En küçük format 28 bitlik im birimleridir (SU) ; bu pakette 20 tanesi bilgi biti, 8'i de hata deneti bitleridir. SU "gönder" "alındı" gibi kısa bildirimler için kullanılır ; adres sayamakları içinse 12 SU paketinden oluşan 12x28=336 bitlik kümeler kullanılır. 12'lik paketin son 28'lik öbeği "alındı" = acknowledgment" sözcüğüdür. Her bir 28'lik öbek içinde bitlerin görevleri Şekil 4.6'da sergilenmiştir.



Şekil 4.6 CCS'de birli ve çoklu imleşim birimleri.

4.6 Yerel Şebeke :

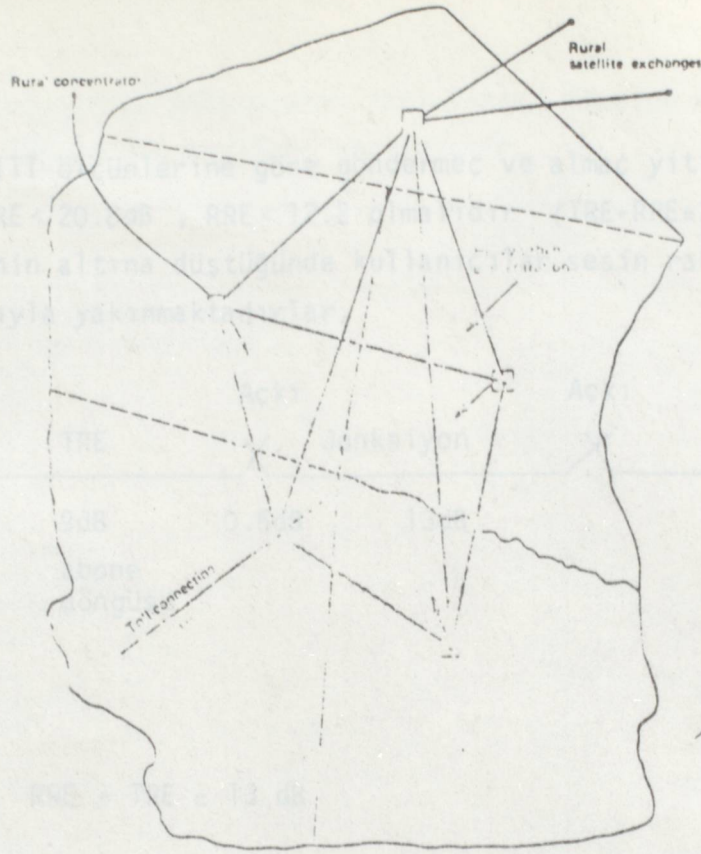
Yerel şebeke abone ile uzun-erimli Şebeke (tolı) arasında yer alan donanım ve yazılımdır. Yerel şebekeye abone döngüsü, yerel santraller, santraller arası bağlantılar (jonksiyon, trunk) ve CCITT tanımındaki birincil açıkılama merkezi (primary center) dahildir. Yerel Şebeke bir telefon sisteminin en pahalı yatırımını oluşturur ve genel yatırım ve harcamalar içindeki oranı %50 ila %70 arasında değişir. Dolayısıyla yerel şebekenin tasarımında ekonomik etmenler en basattır, yerel şebeke tasarımındaki diğer etmenler

- Coğrafi yayılım
- Nüfus ve telefon yoğunluğu
- Kullanım örüntüleri : ev ve işyeri telefonları
- Santrallerarası bağlantı türü
- İmleşim ve iletim tekniği

olarak sıralınır. Şekil 4.7 ve çizelge 4.6'da örnek bir yerel şebekeye, le, yatırım oranları gösterilmektedir.

Çizelge 4.6 Ortalama Yatırım Oranları (16 ülkenin ortalaması)

Madde	Oran
Abone tesisi	%13
Santraller	%27
Uzun-erimli jonksiyon	%23
Arsa, bina	%10
(outside plan for local network)	%27



Şekil 4.7 Bir yerel şebeke örneği.

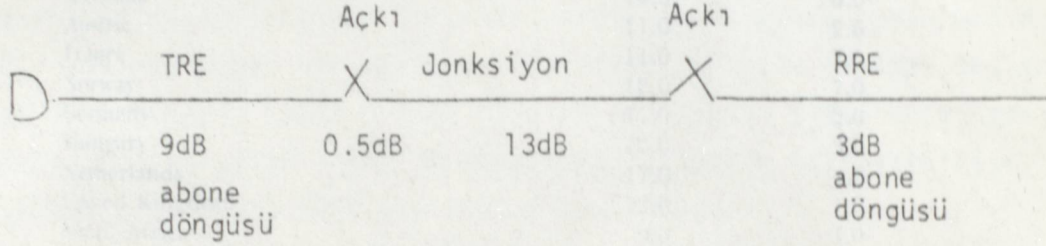
4.7 Abone Döngüsünün Tasarımı :

Abone döngüsü aboneden başlayıp yerel santralda sona eren tel çifti olarak tanımlanır. Bu döngü -48 V DA ile beslenir ve DA sıklık yöresinde ayrıca şu imleri de geçirmelidir : DA akımın kesilip açılmasıyla iletilen adres sayamakları, hizmet istemi (off hook), AA zil çaldırma.

Abone döngüsünün erimi bir yöreye sınırlıdır ; başat sınırlayıcı etmenler cılızlaşma limiti ve imleşim limitidir. Amaç kullanıcının sesi yeterince iyi işitebilmesi olduğuna göre cılızlaşma oranları hem öznel hem de nesnel ölçütlere göre belirlenir. Öznel ölçü telefon aygıtına özgü desibel türünden cılızlaşma duygusudur ; nesnel ölçü ise oradaki şebekede bir uçtan öbürüne karşılaşılan yitimlerdir.

Aygıtı özgül ve öznel olarak değerlendirilen yitimler ITU gözetiminde İsviçre'deki NOSFER laboratuvarında bir dayanak standardıyla karşılaştırmalı olarak yapılan ölçümlerle saptanır. Aygıtın göndermes kısmının yitimleri dayanak göndermec eşdeğeri (Transmit Reference Equivalent, TRE) ve almaç kısmında da dayanak almaç eşdeğeri (Receive Refe-

CCITT ölçünlerine göre göndermeç ve almaç yitimlerinin üst sınırları $TRE < 20.8\text{dB}$, $RRE < 12.2$ olmalıdır ($TRE+RRE=33\text{dB}$). Öte yandan ORE 6dB 'nin altına düştüğünde kullanıcılar sesin rahatsız edici denli gür olmasıyla yakınmaktadırlar.



Örnek

Almanya : $RRE + TRE = 13\text{ dB}$

33 dB'lik ORE yitimine 20 dB var. 0.91 mm'lik kablo kullanıldığında (0.71dB/km yitim), abone döngüsünün en uzun

$$20/0.71 = 29.5\text{ km}$$

olabileceği anlaşılr.

Abone döngüsünü uzatmak için ya daha kalın tel, ve ara yükselteçleri kullanılmalı ya da taşıyıcı dizgelerine başvurulmalıdır.

İmleşim Limiti :

Abonenin DA akımının santrali uyarıp hat isteyebilmesi için yeterince kuvvetli olması gerekli. İlk sınırlama direnç gerilim düşümünden kaynaklanıyor. Çoğu santraller için hat direnci 1200-1800 Ω arası. Bakır iletkenler için

$$R_{dc} = \frac{0.1095}{d^2} \quad (d \text{ tel çap})$$

rence Equivalent, RRE) olarak tanımlanır. Çizelge 4.7'de değişik Ülkelere göre TRE ve RRE sayıları verilmiştir.

Country	Sending (dB)	Receiving (dB)
With limiting subscriber lines and exchange feeding bridges		
Australia	14.0 ^a	6.0 ^a
Austria	11.0	2.6
France	11.0	7.0
Norway	12.0	7.0
Germany	11.0	2.0
Hungary	12.0	3.0
Netherlands	17.0	4.0
United Kingdom	12.0	1.0
South Africa	9.0	1.0
Sweden	13.0	5.0
Japan	7.0	1.0
New Zealand	11.0	0.0
Spain	12.0	2.0
Finland	9.5	0.9
With no subscriber lines		
Italy	2.0	-5
Norway	3.0	-3
Sweden	3.0	-3
Japan	2.0	-1
United States (loop length 1000 ft, 83 Ω)	5.0	-1 ^b

Çizelge 4.7 Değişik Ülkelerde eşdeğer yitimler.

Ara şebekede oluşan yitimler aygıt yitimlerine toplanarak eklenir. Uçtanuca dayanak eşdeğer yitim (overall reference equivalent) en çok 33 dB olabilmektedir ;

Çizelge 4.8'de dB olarak ORE yitimleri (aygıt+şebekenin) ve öznel etkileri verilmiştir.

Çizelge 4.8 ORE ve başarısız konuşma (%)

ORE	%
40	33.6
36	18.9
32	9.7
28	4.2
24	1.7
20	0.67
16	0.228

formülü geçerli. Tel tipi ve uzunluğu böylece belirleniyor.

İkinci bir sınırlama direnç, sığaç, ırgiteç etkilerinden kaynaklanıyor. Tel kalınlıklarına için km başına yitim çizelgeleri mevcut.

Abone döngüsünü uzatmanın bir başka yolu da (daha kalın tel ya da yükselteç kullanmanın ötesinde) ırgitil yüklemeye başvurmaktır. İrgitil yükleme diğer bir deyişle belirli aralıklarla dizisel bağlantılanan ırgiteçlerin amacı 0-3000 Hz arasında iletim yitimlerini azaltmaktır ; buna karşılık 3 KHz'in ötesindeki yitimler çok fazlalaşır. Tipik yükleme aralıkları 1000 ila 1800 m arasındadır.

Abone döngüsünün tasarımında diğer etmenler bölgenin telefon yoğunluğu, ve aygıtların yerel santrallara uzaklığıdır. Bir yerel santral yöresinin (exchange area) büyüklüğü ürettiği trafik ile de ilgilidir ve CCITT'nin önerdiği trafik yoğunluğu aşağıda verilmiştir.

Çizelge 4.8 Doruk saate abone hatlarının doluluk oranı

Abone Tipi	Trafik yoğunluğu (erlang)
Konut	0.01-0.04
İşyeri	0.03-0.06
PABX	0.1 -0.6
Paralı	0.07

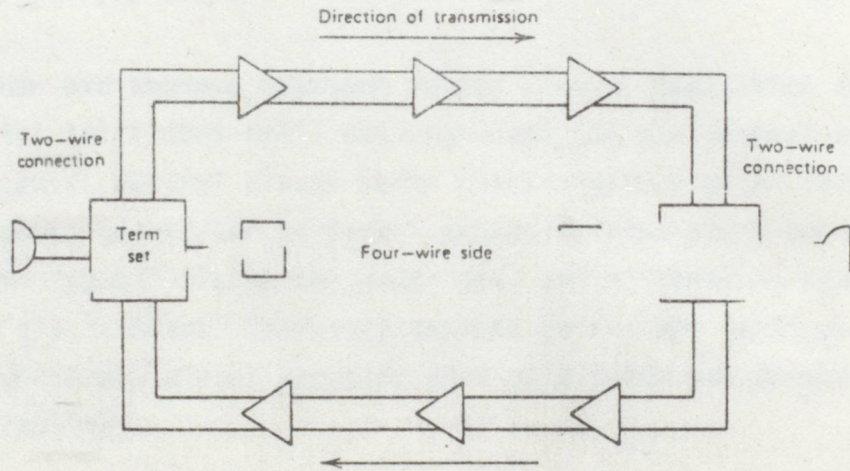
Öte yandan 10000 abonelik çevre benimsenmiş bir boyuttur ve gelişmiş ülkelerin yerleşim yoğunluklarına karşılık düşer. Ayrıca çok kullanılan 7-sayamaklı numaralar için de (örn. 782-4539) ilk üç rakam yerel santrali, son dört rakam da yerel şebekedeki aboneyi belirler.

4.8 İki-telli ve dört-telli iletim :

Bir telefon konuşmasının karşı yönlerdeki imleri aynı ortam

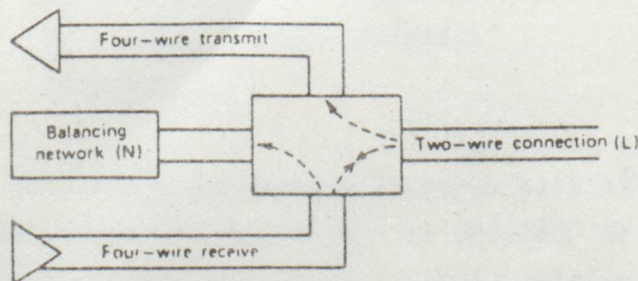
üzerinde iletildiğinde iki telli iletimden söz etmekteyiz.

Öte yandan taşıyıcı ve radyo dizgelerinde bir konuşmanın karşı yönlerdeki imleri farklı ortamlardan iletilirler. Böylece gönderme yönünde iki tel, alma yönünde de iki tel kullanılmaktadır. Ancak telefon aygıtı dört telli şebekeye daima iki tel ile bağlanacağından arada bir iki tel/dört tel dönüşümleri meydana gelir.



Şekil 4.8 Uzun-erimli telefon bağlantısı.

Dört telli iletimin nedeni Şekil 4.8'de görüldüğü gibi yönlü yükselteçler, ve çokkanallı taşıyıcı dizgelerin tek yönlülüğüdür. İki telli-dört telli dönüştürücüsü bir transformatör olup Şekil 4.9'daki özelliklere sahiptir.



Şekil 4.9 Bir karma transformatörün işleyişi

Bu transformatöre dört tel çifti bağlantılır ; iki çifti gidiş ve geliş yönlerindeki telleri diğer ikisi de telefon bağlantısı ile dengeleyici RC devresidir. Bu karma transformatör gönderme ve alma yönleri arasındaki im akısını tıkar ; böylece gelen im yarısı telefon aygıtına yarısı da dengeleyici devreye olmak üzere ikiye bölünür ; telefon aygıtından gelen im de yarısı gönderme yarısı alma yönünde olmak üzere ikiye bölünür. Güç bölünmesinden ötürü bir karmada en az 3dB'lik bir (3dB hybrid dissipation loss ; 0.5 hybrid insertion loss ; 3.5dB loss total) yitim yer alır.

Her bir aboneye bağlanan hattın direnıl özellikler farklı olacağından iki telli-dört telli dönüştürücüde tam bir dengeyi oluşturmak olanaksızdır. Düşünel olarak karma transformatöre gelen imin giden ime bağlaşmaması gerekirken karmadaki dengesizlikten ötürü gönderilen imin bir kısmı "yankı" olarak her zaman geri gelir. Yankının birkaç kez yinelenmesi ile "cınlama" (singing) meydana gelir. Her ikisi de yeterince gür ve gecikmeli olarak konuşana geri geldiğinde son derece rahatsız edici olabilir.

Dengeleyici devresi olası binlerce abone döngüsünün ancak ortalama direni değerine ayarlanır ; bunun ötesindeki sapmalar yankıya yolaçarlar ; yankı miktarı gönderilen imin ne oranda sönümlenmiş olarak geri geldiğiyle ölçülür. Bu sönüm oranı dB olarak geri dönüş sönümü olarak ifade edilir.

$$\text{Geri dönüş sönümü} = 20 \log \frac{Z_N + Z_L}{Z_n + Z_L}$$

Z_W : Dengeleyici direnisi

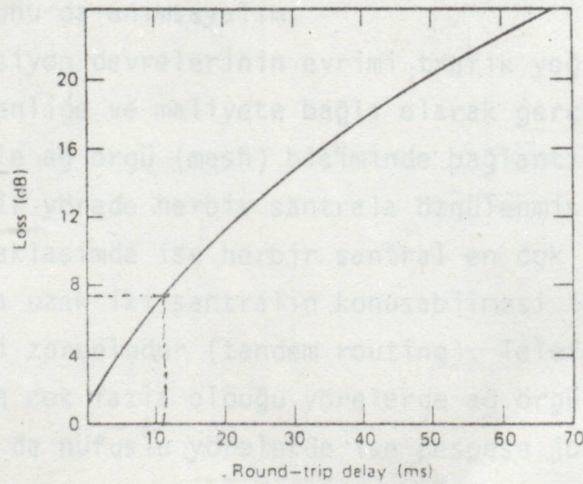
Z_L : Abone döngüsü direnisi

(Return loss)

Yankı ve cınlama bağlamında dizgenin karalılığı açısından kritik bant 0-4000 Hz, kullanıcı açısından ise 500-2500 Hz arasındaki banttır. CCITT tavsiyelerine göre uzun-erimli (toll) telefon için iyi bir yankı

Böylece DRB (baştan uca) yitimi esdeğeri 21 dB olucaksa, yitimler 7 dB sönümü 11dB, yerel şebekeler içinse 6dB'dir. Santral, jonksiyon ve alıcı tarafından yerel santral, 7 dB de alıcının yerel döngüsünde olmalıdır.

Kısa gecikmeli bir yankı yararlıdır ve zaten her telefonda sağır bir aygıt izlenimi vermemek için bir miktar yankı konuşmacının kulağına beslenir. Öte yandan gecikme süresi arttıkça yankının rahatsız ediciliği artar ve nitekim 45-50 ms'lik gecikmelerden sonra yankı bastırıcıların kullanılması zorunlu olur. Yankı bastırıcı dört telli bir şebekeye yerleştirilen ve gelen ve giden yönlerden hangisinde ses imi daha kuvvetliyse o yönde geçirip ters yönde akışı tıkayan bir aygıttır. Yankının gecikmeyle rahatsız ediciliği ve her bir gecikme miktarına karşılık ne denli bir sönümlenmeye gereksinildiği Şekil 4.10'da gösterilmiştir.



Şekil 4.10

Örneğin yankının gecikmesi 20 ms ise en az 11dB sönümlenme gereklidir ; 40 ms'lik gecikmeli bir yankının hoş görülebilmesi için 18dB sönüm gereklidir. Gecikme süresinin uzaklık olduğu kadar ortama da bağlı olduğunu belirtelim ; nitekim özellikle yüklenmiş bir kablo üzerindeki gecikme aynı uzunluktaki bir radyo bağlantısında karşılaşılan gecikmeye göre çok daha fazladır.

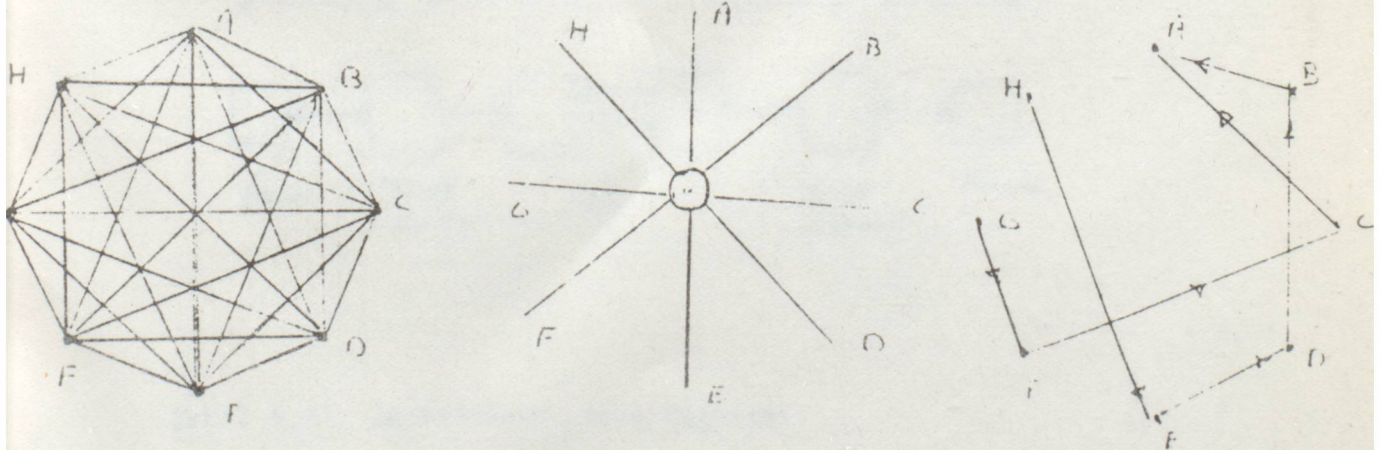
Böylece ORE (baştan uca) yitim eşdeğeri 21 dB olacaksa, yitimler 7 dB gönderen abone ile yerel santral, 7 dB yerel santral, jonksiyon ve alıcı tarafındaki yerel santral, 7 dB de alıcının yerel döngüsünde olmalıdır.

Abone döngüsünde yükleme yapıldığı gibi jonksiyon hatlarında da yükleme yapılır. Yerine göre ırgiteç ve sığaç öğeleri ile hatlar iyileştirilir (line conditioning) ve gereğinde kısa bir hat LBO (line built out) ile daha uzun gösterilebilir.

VF yükselteçleri

Ses sıklığı yükselteçleri (voice frequency repeater) tek yönlü ve ses sıklığında çalışan yükselteçlerdir. Genelde jonksiyonun her iki ucunda bakım ve güç besleme sorununu kolaylaştırmak için VF yükselteçler kullanılır. Sağladıkları kazanç cınlamaya (singing) yolaçmamak koşuluyla jonksiyonun yitimini telafi edici düzeydedir; cınlamaya karşı korumanın -4 dB olduğunu da anımsayalım.

Jonksiyon devrelerinin evrimi trafik yoğunluğuna, hizmet alanında istenen güvenliğe ve maliyete bağlı olarak gerçekleşir. Her bir santrali bir diğeriyle ağ örgü (mesh) biçiminde bağlantılanabilir; dolayısıyla N santralli bir yörede her bir santrale özgülünmüş N tane jonksiyon vardır. Baska bir yaklaşımda ise her bir santral en çok iki diğeriyle bağlantılanır. Böylece daha uzak iki santralin konuşabilmesi için ara santrallardan pespeşe geçmesi zorunludur (tandem routing). Telefon kullanımının, trafik yoğunluğunun çok fazla olduğu yörelerde ağ örgü yeğlenir; seyrek kullanımlı ve/ya da nüfuslu yörelerde ise pespeşe jonksiyon bağlantıları yeğlenir.



Şekil 4.12 Ağ örgü, yıldız ve pespeşe jonksiyon bağlantıları

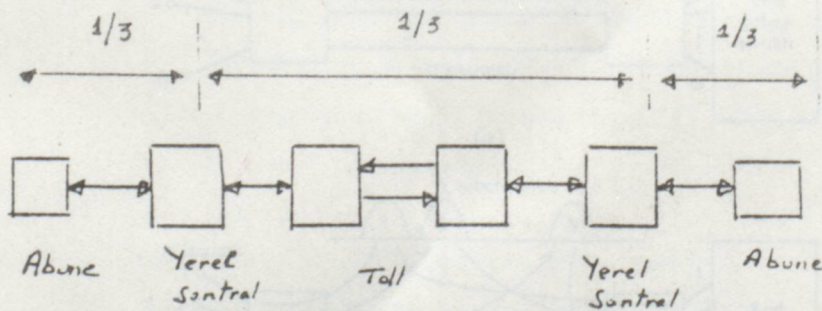
Yankı ve cınlamayı önlemek için daha yitimli uç aygıtları, yerleştirmek, yükselteçlerin kazancını azaltmak gibi önlemler düşünülebilir.

Örnek : Dört tellinin yitimi 7 dB. 7 dB yitimle 11 ms gecikmeli yankı hoşgörülebilir. 168 km/ms'lık iletim hızı için bu gecikme 924 km'lik bir hat ya da 1850 km'lik bir döngüye karşılık gelmektedir.

Bir yandan cınlamayı (ringing) kesinlikle önlemek, yankıyı abonenin hoşgörebileceği sınırlar içinde bırakmak, öte yandan aboneye yeterince gür bir ses ulaştırabilmek için "iletim yitimlerinin" planlanması gerekmektedir. Böyle bir yitim planlaması değişken yitimlere (variable loss plan) ya da değişmez yitimlere göre (fixed loss plan) yapılabilir. Şebeke sayısalıştıkça da toll devrelerde 0 dB yerel şebekelerde 6 dB sabit yitimli tasarımlara yönelinmektedir.

4.9 Yerel kanal kümeleri

Yerel santrallar kanal kümeleri ile (trunk, junction) ile bağlantılıdır. Tipik olarak jonksiyonlar tel çiftlerinden oluşan ses sıklığında kablolardır. Yitimler açısından genel bir kural baştan uca toplam yitimin üçte bir oranlarında gönderici abone, alıcı abone ve jonksiyonda yer almasıdır.



Şekil 4.11 Jonksiyonda yitim dağılımı

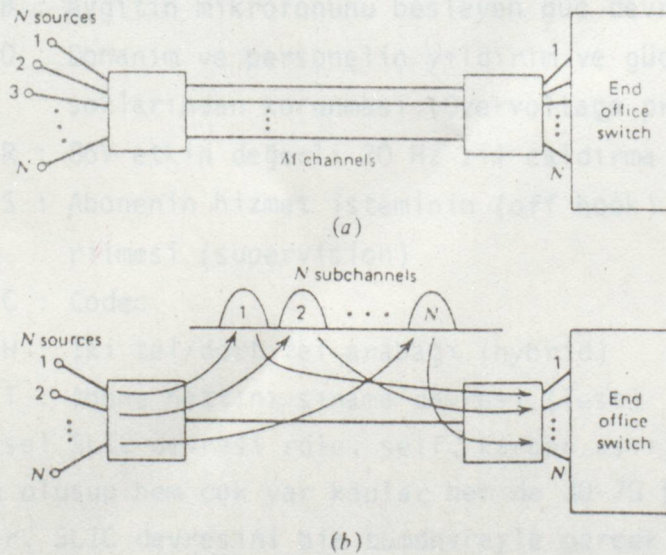
Yerel bir jonksiyon şebekesini eniyilemek için yerine göre örgü ağ, yerine göre de pespeşe jonksiyon bağlantıları kullanılabilir. Böyle bir eniyileme trafik dağılımını, maliyet etmenlerini, yapılan öngörüler, istenen servis niteliğini (grade of service) hesaba katarak yapılmalıdır.

4.10 Deriştiriciler ve Arabağlar

Deriştiriciler

Yerel şebekede en fazla gidere yol açan aboneden yerel santrale ulaşan tel çiftleridir. Ortalama tel uzunluğunun 3 km olduğu düşünülürse kullanıcıya saydam olmak koşuluyla tel çiftlerinin paylaşımı şebeke maliyetini azaltır.

Deriştirici N tane aboneyi M tane hat üzerinden ($M \geq N$) yerel santrale ulaştırır bir düzendir. Bu anlamda N hat M kullanıcı arasında paylaşılmaktadır. Ancak bu paylaşılma çokdüzeylemede olduğu gibi ortamın paylaşımı değildir; deriştirmenin ilkesi, her bir abonenin her an telefonunu kullanmayacağı düşünülerek abone sayısından az sayıda hatla açılma merkezine bağlantılanmaktır; oysa çokdüzeylemede her bir abone bir kanalla açılma merkezine bağlantılanır.



Sekil 4.13 a) Deriştirme b) Çokdüzeyleme

Deriřtirme sonucunda bazı abonelerin santrale erişemeyecekleri aşıkardır. Ancak uygun bir tıkanma olasılığı eşiği ile kullanıcı rahat-sız edilmeden deriştirme yapılabilir. Örneđin ortalama %7.5 oranında telefonunu kullanan 40 abone 10 hatta deriştirildiğinde tıkanma olasılığı (blocking probability) sadece $P_b=0.001$ olmaktadır. Bu arada deriştirici ve deriştirme ačíısı arasında kanal atamalarına ilişkin bilgi kesintisizce iletilmelidir.

Arabağlar

Arabağ (interface) iki dizge ya da aygıtı bağlantılayan, çoğun kullanıcıya saydam biçimde iki farklı dizgenin beraberce görev yapmasını sağlayan bir düzendir. Telefondaki arabağın belirtimi elektriksel, mekaniksel ve işlemsel özelliklerini, giriş ve çıkışlarını ayrıntılıyarak yapılır. Çok farklı dizge ve hizmetlere sahip telefon şebekesinde de çok ve çeşitli arabağlar vardır. Sözelimi DTMF basma düğmeli adresleme (ton çiftleri ile) adım-adım (step-by-step) santrallarda kullanılan vurum katarı ile adreslemeye uyumlanması için bir arabağ kullanılır.

En önemli arabağlardan biri de abone döngüsü ile yerel santral (end office) arasındaki arabağdır. Oldukça karmaşık olan bu arabağ (SLIC: Subscriber Line Interface Circuit) BORSCHT diye anılan bir kısa-addır.

- B : Aygıtın mikrofonunu besleyen güc devresi (battery)
- O : Donanım ve personelin yıldırım ve güc hattı irgitimi soklarından korunması (Overvoltage protection)
- R : 86V etkin değerli 20 Hz zil çaldırma gerilimi
- S : Abonenin hizmet isteminin (off hook) DA akımla bildirilmesi (supervision)
- C : Codec
- H : İki tel/dört tel arabağı (hybrid)
- T : Abone hattını sına ma devresi (Test)

Geleneksel SLIC devresi röle, self, karbon aşırı gerilim koruyucu gibi öğelerden oluşup hem çok yer kaplar hem de 30-70 \$ arasında bir maliyeti vardır. SLIC devresini bir tümdevreyle gerçekleştirme çabaları yüksek akım ve gerilimler söz konusu olmasına rağmen sürmektedir.

1-1 GENEL BAKIŞ

Sayısal İletişim, yarar ve sakıncaları aşağıdaki maddelerde belirtilmiştir.

SAYISAL İLETİŞİMİN ÖZELLİKLERİ

Yararları:

- 1 Genel bakış
- 2 Sayısalın yararları
- 3 Sayısalın sorunları

Sakıncaları:

- 1 - Daha fazla bant genişliği gerekliliği
- 2 - A/S ve S/A çevirisi
- 3 - Eşzamanlama gerekliliği
- 4 - Kurulu analog şebekeyle uyumsuzluk
- 5 - Çakırmada topolojik kısıtlar

I-1 GENEL BAKIŞ

Sayısal iletişimin yarar ve sakıncaları aşağıdaki madde başlıklarında toplanabilir :

Yararları

- a - Çokdüzeyleme (multiplexing) kolaylığı
- b - İmleşim (signaling) kolaylığı
- c - Çağdaş teknolojinin evrimi
- d - İletim ve anahtarlama işlevlerinin tümleştirilmesi
- e - Karışma ve gürültüye karşı bağışıklık
- f - Yeniden Üretici yinleyiciler (YÜY) (regenerative repeaters)
- g - Farklı işlev ve hizmetlerin biraraya getirilebilmesi
- h - Başarımın gözlemlenebilirliği, izlenebilirliği
- i - Şifreleme kolaylığı

Sakıncaları

- j - Daha fazla bant genişliğine gereksinim
- k - A/S ve S/A çevirgeç arabağları
- l - Eşzamanlama gereksinimi
- m - Kurulu analog şebekeyle uyumsuzluk
- n - Çokdüzeylemede topoğrafik kısıtlar

I-2 SAYISALIN YARARLARI

a) Çokdüzeyleme Kolaylığı

- Çokdüzeylemedeki temel **ödünleşimi** anımsayalım : Çoklu iletim hattı kurula cağına bir iletim hattının uçları gerekli elektronik donanım ile donatılır. Zaman paylaşımlı çokdüzeyleme (ZPÇ:TDM), sıklık paylaşımlı çokdüzeylemeye (SPÇ:FDM) göre daha üstün nitelikli ve özellikle boyutlar büyüdükçe daha düşük maliyetlidir.

- SPÇ'nin sorunları :

- Doğrusalsızlıklara karşı aşırı duyarlılık
- Yineleyicilerde gürültünün birikimsel olarak artması
- Sıklık üreteçlerinin eşzamanlama ve kararlılık sorunları
- Sistem büyüdükçe SPÇ'nin ZPÇ'ye göre daha pahalı olması
- Buna karşı ZPÇ'de sayısallaştırma sorununun olduğunu unutmayalım.

-Analog ZPÇ , Sayısal ZPÇ ?

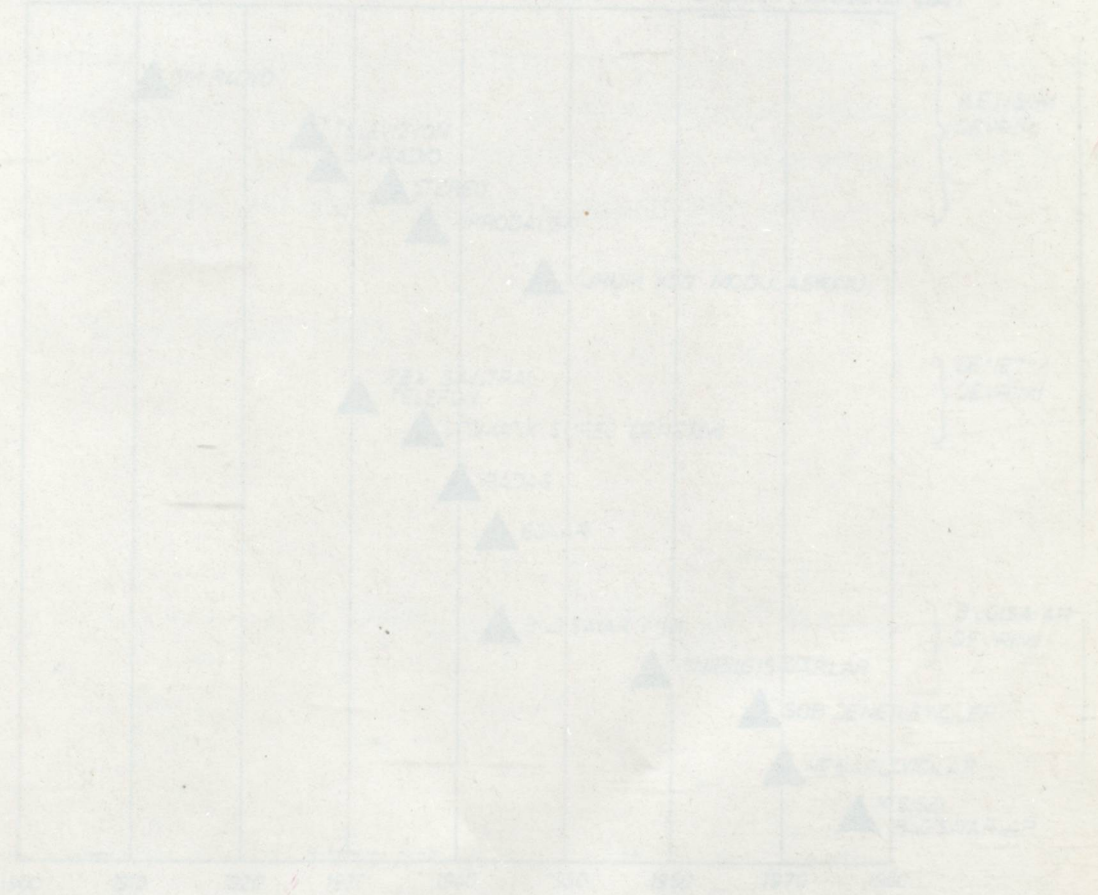
SR-1536 Subscriber Radio (Farinon,Kanada) analog ZPÇ kullanıyor. Analog ZPÇ gürültü ve bozunumdan arınmış bir ortamda işe yarar.

Sayısal ZPÇ, simgelerarası karışmaya, gürültüye, çapraz karışmaya karşı dayanıklı olduğu için ve özellikle YÜY yeteneğinden ötürü yeğlenir.

b) İmleşim Kolaylığı

- Bir telefon dizgesindeki denetleyici imler (örneğin, meşgul sesi, ahize açık/kapalı tonu, adres sayamakları, arıza) doğaları gereği sayısaldır.
- Analog dizgelerde gözetleyici ve denetleyici bilgi imleri zor bir sorun oluştururlar. Bu tür imlerin biçimi terminal donanımına ve iletim dizgesinin türüne bağlıdır. Bu yüzden de çeşitli imleşim yordam ve formatları ortaya çıkmıştır. İmleşim analog telefonda belli başlı yönetsel ve mali bir sorun olarak ortaya çıkar.

- Sayısal dizgelerde ise denetim imleri hiçbir sorun yaratmazlar; denetim imleriyle mesaj (bilgi) imlerini aynı ZPÇ çerçevesine sokup çıkartabiliriz. Denetim imleriyle mesaj trafiği ayırt edilemediğine göre, iletim ortamının ve terminalin türünden bağımsızca denetim imlerini mesaj trafiğine sokup çıkartabiliriz.
- İmleşim sorununun çözümü için Bell kuruluşu CCIS (Common Channel Interoffice Signaling) kavramını yaratmıştır. CCIS analog sistemin sorunlarını hafifletiyorsa da sayısal sistem için daha da iyi sonuç veriyor.

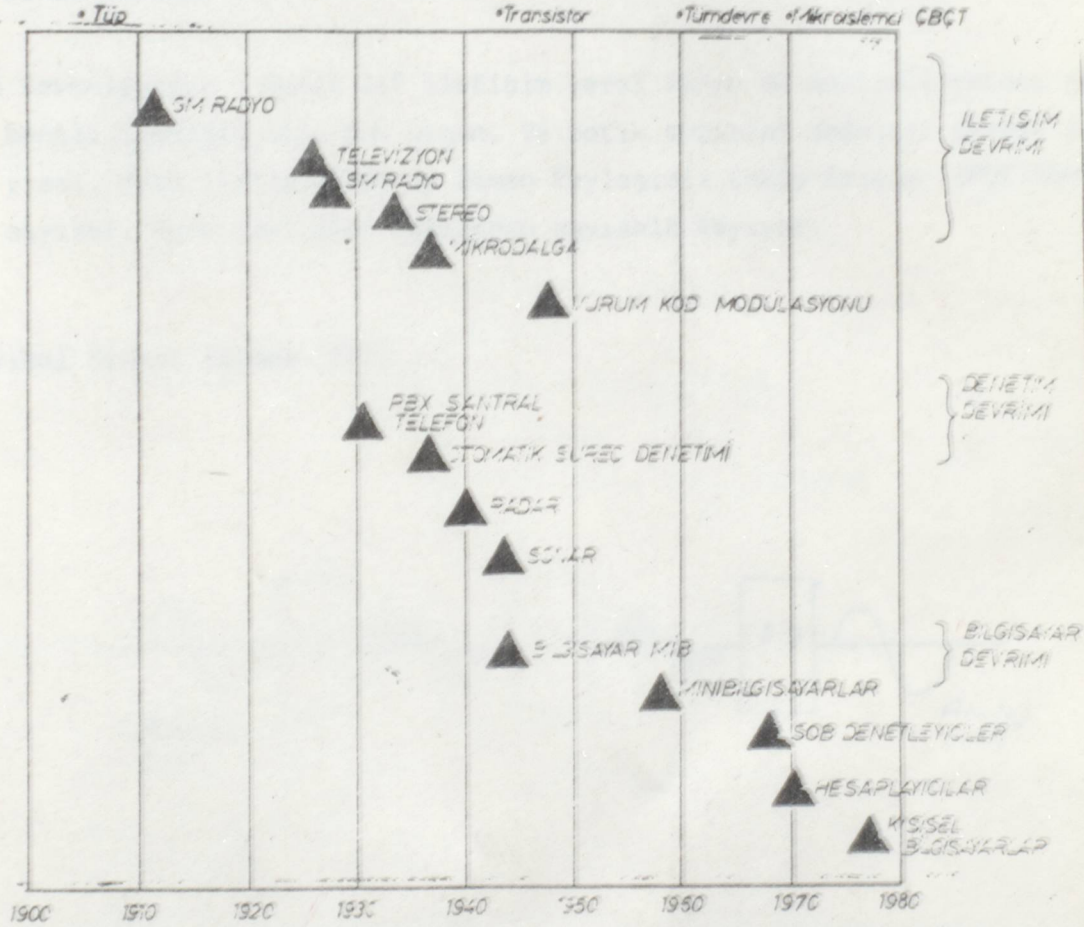


Şekil 1 : Sayısal sistemde imleşim ve devreler

c) Çağdaş Teknolojinin İtkisi

- C⁴ devrimi = iletişim + denetim + bilgisayar + bileşenler

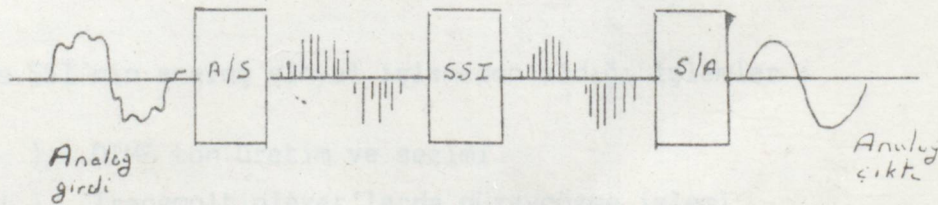
Analog bileşenlerdeki "hızlı" gelişmeye karşılık, sayısal bileşenlerde "devrimsel" bir gelişme gözleniyor.



Şekil 1 : Onyıllara göre teknolojiler ve devrimler

- Sayısal telefondaki bütün bileşenler mantık geçitleri, bellek öğeleri gibi bilgisayar birimleri. Bilgisayar bileşenlerindeki evrim anahtarlaşma ve ilettime uygulanıyor. Büyük apta Tmleşim (BT:LSI) ve çok Büyük apta Tmleşim (BT).
- İletişim + aygıt teknolojisi sinerjisi : BT ve BT'de bacak sayısı sınırlı. Oysa bacakları ZP ile zaman paylaşımı kullanarak arabağlantıları en aza indirgeyebilir ve kullanım olanaklarını artırabiliriz. (Kırmık üzerinde santral !)
- Yeni teknolojiler : Optik lif iletişim yerel ve/ya da santrallararası geniş bantlı iletişim için çok uygun. Ve optik aygıtlar doğaları gereği sayısal. Uydu iletişiminde de Zaman Paylaşımllı oklu Erişim (ZPE:TDMA) sayısal. Uydu iletişimi analogdan sayısala kayıyor.

d) Sayısal Sinyal İşleme (SSI)



- Telefonda SSI'yi yeğleme nedenleri :

- i) İzlençelenebilirlik : Örneğin TMS-320 gibi tek bir işlemci kırmığı hemen bütün SSI işlemlerini gerçekleştirebilir.
- ii) Zaman paylaşımı : Tek bir işlemci işlediğı her bir sürecin ara sonuçlarını bir Rasqele Erişilir Bellek'te (REB) saklayıp zaman paylaşımllı olarak çalışabilir.

- iii) Otomatik sına (test etme) : Şebeke ve aygıtlar üzerindeki rutin sinamalar saklatılmış veri örüntüleri ile yapılabilir.
- iv) Eşneklik : Analogun yapamadığı birçok işlem ve işlev sayısalla ger-
çekleşebilir. Örneğin zamanı bükme, evirme, nedensel olmayan tasa-
rılar.
- v) Değişmezlik, yinelenebilirlik : Sayısal aygıtlar küçük sapmalar,
imalat hataları, parazit, yaşlanma, ısıl sürüklenme, ince ayar ek-
sikliği gibi bozukluklardan etkilenmezler. Dolayısıyla her seferinde
aynı sonuç üretilebilir.

- SSI ile yapılan işlemler :
 - Ton üretimi ve sezimi
 - Denkleştirme
 - Yankı giderimi
 - Yükseltme/Cılızlatma
 - Süzgeçleme
 - Sıkıştırma/Genleştirme
 - Ses kodlama
 - Kod formatları arası dönüşüm
 - Kipleme

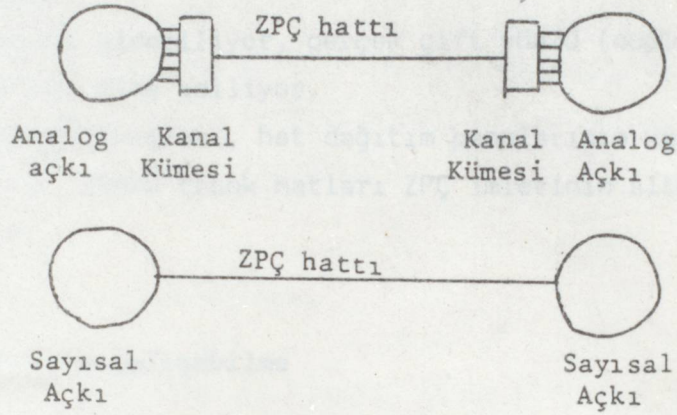
- Son onyılda SSI'nin analog sinyal işlemeden aldığı işlemler :

- i) DTMF ton üretim ve sezimi
- ii) Transmultiplexer'larda düzeyçözme işlemi
- iii) Veri sezimi

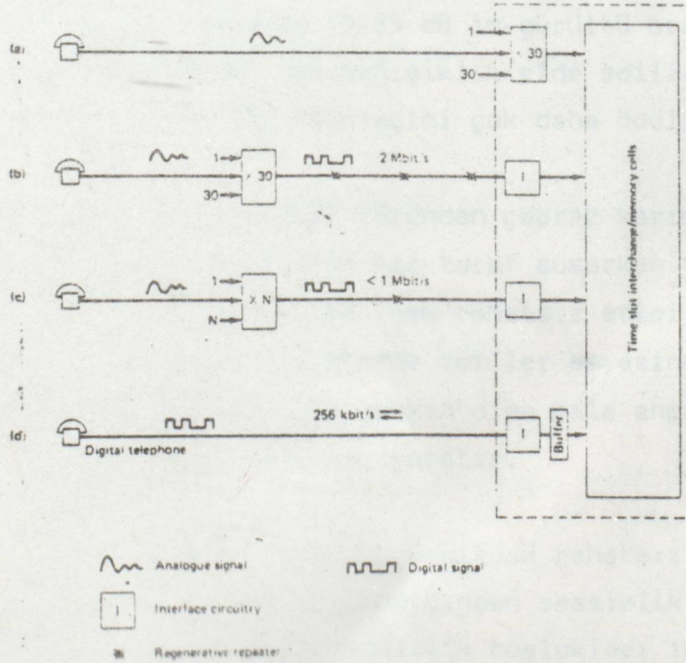
- DMS-100 santrallarda ton üreteçleri, ton sezicileri, sayısal sinyal cılız-
laticıları, konferanslama, sayısal test aygıtları, yankı gidericiler,
sayısal modemler, sayısal anons dizgesi (Digital Recorded Announcement
Module) görülür.

e) Anahtarlama (akılama) ve İletişim İşlevlerinin Tmleştirilmesi

- Geleneksel olarak iletim (out-plant) ve anahtarlama (in-plant) işlevleri ayrı ayrı dşnlmş ve tasarımlanmıştır. ZP'nin gündeme gelmesiyle zaman-paylaşımlı-anahtarlama ile zaman paylaşımlı iletimin birbirlerine çok benzedikleri saptanmış ve ikisinin tmleşimine gidilmiştir.



şekil 2 : Analog ve sayısal anahtarlama ile ZP



şekil 3 : Sayısalın santralden aboneye yürüyüşü

- Yararlar : Yeniden Üretilmesi (YÜY) ları

- i) Donanımdan tasarruf : A/S ve S/A peşpeşe bağlantılarından kurtulunuyor.
- ii) Ses niteliğinin iyileşmesi : Başlangıçtaki niceleyici ses niteliğini belirler oluyor. Bozunum, im cılızlaması, gürültü açısından uzun-erimli ses niteliği kısa erimli ya da yerel ses niteliğine eşit oluyor.
- iii) Yankı sorunu gideriliyor, gerçek çift yönlü (duplex) 4-telli sayısal devreler elde ediliyor.
- iv) Kablo giriş/çıkışları, hat dağıtım panolarının karmaşıklığı azaltılıyor, çünkü trunk hatları ZPÇ imlerinin altkanalları olarak görünüyor.

f) Düşük İGO ve İKO'larda çalışabilme

- Analog dizgelerde yineleyicilerde gürültü toplanarak artar. Bulaşan gürültüyü arıtmak olanaksızdır. Oysa uygun bir hat ve hata kodu ile kipleme yöntemi seçerek 15-25 dB im-gürültü oranlarında (İGO) çalıştığımızda gürültüden tam bağımsızlık elde edilir. Sayısal iletişimde bantgenişliği ile İGO ödünleşimi çok daha ödüllendiricidir.
- Çapraz karışma : FEXT ve NEXT türünden çapraz karışmalar analog iletişimde büyük bir sorun. Özellikle bir taraf susarken yakın çapraz karışma (NEXT) yüksek enerjili ise hem rahatsız edici hem de gizliliği ihlal edici. Oysa sayısal dizgelerde YÜY'ler sayesinde çapraz karışma tümüyle giderilir. Çapraz karışma baskın olsa bile ancak rasgele gürültüyü andırır ikil (bit) hataları yaratır.
- Konuşma boşluklarındaki telefon gürültüsü rahatsız edici. Oysa sayısalda konuşma boşlukları da kodlandığından sessizlik anları daha temiz iletilmiş olur. Öte yandan sessizlik boşlukları için TASI (analog) ve DSI (sayısal) yöntemleri ile iletim verimliliği arttırılır.
- Sonuç : daha düşük im-gürültü ve im-karışma oranlarında çalışılabilir.

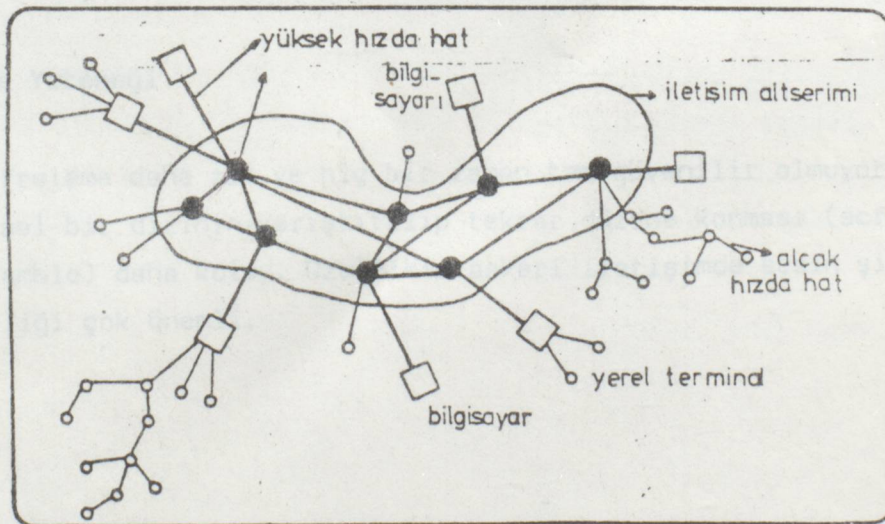
g) Sinyalin Yeniden Üretilmesi (YÜY'ler)

İletimde sayısallaşma ile ses ve bilgi mesajları dayanıklılaşıyor, çünkü

- Kanal bozunumu ve gürültünün egemenliği YÜY'ler sayesinde sona eriyor. Bozunum ve gürültü etkileri yerelleşiyor ve iki YÜY arasında denetlenebiliyor.
- Sayısal link tasarımı çok daha kolay. Kanal baştan-sona "saydamlaşıyor" (end-to-end transparency). Kanalın niteliği baştaki niceleyicilere, sayısallaştırıcılara bağlı kılınıyor.

h) Çeşitli Hizmetlerin Birleştirilmesi

- Analog sistemlerde değişik tür ve kökenli imler (TV, ses, veri, uzaktan ölçüm, denetim, ...) ayrı yordam, izlence ve kimileyin de kanallardan iletilmek durumundadır. Oysa sayısallaştırıldıktan sonra tüm mesaj ve denetim imleri rasgele bir ve sıfırlar katarları olarak göründüklerinden türü ve kökeni önemli olmaksızın her türlü yeni bilgi ve telefon hizmeti eklenebilir. Burada sinir dizgesindeki mesaj iletimi ile duyu ve devinim organları örneksemesi akla geliyor. Herşeyin sayısallaşması Şekil 4'te görüldüğü gibi sayısız yeni olanaklar, protokoller, mimariilere elveriyor.



Şekil 4 : İletim ortamı im türüne karşı duyarsızlaşıyor, saydamlaşıyor

i) Başarımın Gözlemlenebilirliği

- Analog şebekede başarımın gözlemlenebilirliği zordur ve özel bir çaba gerektirir. İletilen imin biçimi, yapısı bilinemediği için bozulma ve gürültünün etkilerini anlamanın olanağı yoktur. SPÇ'de kanal sürekliliği ve güç düzeyini sınamak için pilot tonları iletilir. Bu tonlar kullanılmayan mesaj kanallarına ya da spektral boşluklara yerleştirilir. Ama (in-service) çalışma sırasında başarımı ölçme olanağı yoktur.
- Sayısalda gönderilen mesaj'ne olursa olsun iletilen dalgabiçimi bilinmektedir. Örneğin, kare vuru. kaldırılmış kosinüs vurumu gibi. Dolayısıyla dalga-biçimindeki ve kanaldaki bozulma hemen saptanabilir.
- Başarımı gözlemenin başka yolları da hat kodları ve hata sezen+düzelten kodlardır. Hat kodlarında çoğun "yasak" diziler vardır. Zamanında "yasak" bir dizi algılandığında, "yasak ihlali" iş" (violation) olur; ihlallerin oranı kanal başarımına orantılıdır. Hata sezen ve düzelten kodlarda ise ikil dizisi içindeki cebirsel yapıyı ya da eşlik denetisi bitlerini (parity check bit) kullanarak kanalı gözleyebiliriz.
- Bell sistemi içinde $P_e=10^{-4}$ alarm durumu, $P_e=10^{-3}$ ise hatlın devre dışı kalması demektir. Veri trafiği bu bilgilerin ışığında yeni yollara aktarılır.

j) Şifreleme Yeteneği

- Analog şifreleme daha zor ve hiç bir zaman tam güvenilir olmuyor.
- Oysa sayısal bir dizinin karıştırılıp tekrar düzene konması (scramble, unscramble) daha kolay. Özellikle askeri iletişimde sesin şifrelenebilirliği çok önemli.

I-3 SAYISALIN SORUNLARI

k) Artan Bant-genişliği gereksinimi

- Sayısallaştırma sonucunda mesajların bant-genişliği gereksinimi kesinlikle artıyor. Örneğin 64 kb/s VKK (PCM) ses için en aşağı 32 kHz gerekirken tek yan bant analog iletimde (SSB) 4 kHz yetebiliyor. Ancak artan bant genişliği her zaman bir olumsuzluk değil.
- Kısa erimli hatlarda (abone döngüsü) zaten kullanılmayan fazla bant genişliği yatıyor. Uzun-erimli ve sıkışık (congested) hatlarda sayısal iletimin karışma ve gürültüye dayanıklılığı artan bant genişliğine rağmen sayısalı cazip kılıyor.
- Eşeksenel kablo gibi gürültü ve karışmadan arınmış iletim ortamlarında analog iletim her zaman daha üstün. Ancak baştan sona sayısal kılınmış bir devrede ortaya çıkacak sinerjileri hesaba katarsak gene sayısal yeğlenebilir.
- Artan bant genişliğine karşı etkin ses kodlayıcıların varlığını (16 kb/s-32 kb/s) ve çok düzeyli kipleme olanaklarını anımsatalım.

1) A/S ve S/A Çevirgeçler

- A/S ve S/A çevirgeçleri şebekenin elektronik maliyetini arttırır. Tüm şebeke sayısallaştıkça bir yandan çevirme maliyeti düşecek, peşpeşe (tandem) çevirgeçlere gerek kalmayacaktır. Üte yandan elektronik maliyetinin gidecek düştüğü, hat ve bakım maliyetlerinin aynı kaldığı gözlemlenirse A/S, S/A çevirgeçlerinin bir sorun olmaktan çıkacağı anlaşılır.

m) Eşzamanlama Gereği

- Anımsıyalım : Analog şebekede (örneğin TYB-SPÇ : SSB-FDM) nazik bir eşzamanlama gereksinmesi vardır.
- Sayısal şebekede ise vurum varış zamanları örnekleme saati ile eşzamanlanmalı. Bir şebeke biriminde çerçeve ve ikil düzeyinde eşzamanlama gerekmektedir. Diğer bir sorun da sayısal bir şebekede hem birim-içi hem de birimler-arası bir eşzamanlamaya gereksinim vardır.

n) Varolan Analog Şebekeyle Uyumsuzluk

- Bir yüzyıldan beri telefon sistemleri analog ilkesine göre kurulageldikleri için bu analog şebekenin birden sayısallaşması çok zordur. Ses-nitelikli (voice grade) telefon hatlarında evre doğrusallığı ve dürtün gürültüye karşı koruma gözardı edilmiştir. Dolayısıyla "analog" için tasarımılanmış hatlardan sayısal veri iletimi zor ve maharetli modemler sayesinde gerçekleşebilmektedir.
- Sıfırdan başlanıp kurulan dizgelerde herşeyin sayısal olması çok olağan. Örneğin optik lif iletişim dizgeleri. Ama analog bir döngüyü sayısala dönüştürmek şu bakımlardan zahmetli :
 - a - Yükleme bobinlerinin varlığı
 - b - LBO : kısa erimli hatları uzun erimli standart bir hat gibi gösteren devreler
 - c - Yüksek dirençli ya da kesikli (intermittent) arabağlantılar
 - d - Aşırı gerilim korumaları

- Morse : sayısal

Bell : analog

Reeves, Shannon : sayısal

DARBE KOD MODÜLASYONU (Pulse code modulation, PCM)

Sayısal iletişim ve haberleşme ayarları:

- 1-Analog işaretin sayısal hale getirilmesi
- 2-Birçok sayısal kanaldan oluşan işaretin birleştirilmesi
- 3-Sayısal iletişimin sistemi

Darbe Kod Modülasyonu bugün en yaygın olarak kullanılan sayısal iletişim yöntemidir. İlk defa 1937'de Sir Alec Reeves (BTI, France) tarafından geliştirilmiştir.

Darbe Kod Modülasyonu, PCM

Kodlama işlemi üç aşamaya ayrılır (Bekir L.1):

Giriş (sampling)

1.Örnekleme (Sampling)

- Eşit Aralıklı Örnekleme (Uniform Sampling)
- Nyquist Örnekleme Yasası (Nyquist Theorem)
- Örneklenmiş İşaretin Eski Durumuna Getirilmesi (Reconstruction)

2. Kuantalama (Quantizing)

- Düzgün Kuantalama (Uniform Quantizing)
- Kuantalama Gürültüsü (Quantization Noise)
- Boş Kanal Gürültüsü (Idle Channel Noise)
- Düzgün Olmayan Kuantalama (Non-Uniform Quantizing)
- A-tipi ve u-tipi Kuantalayıcılar (A-Law , u-Law Quantizers)

3. Kodlama

- Analog/Sayısal Dönüştürücüler
- Sıkıştırmanın sayısal olarak yapılması (Digital translators)

DARBE KOD MODULASYONU (Pulse code modulation, PCM)

GİRİŞ

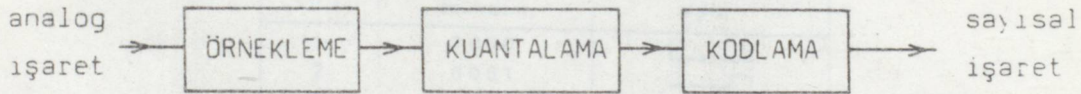
Sayısal iletişim üç bölüme ayrılabilir:

- 1-Analog işaretin sayısal'a dönüştürülmesi,
- 2-Birçok sayısallaştırılmış işaretin birleştirilmesi, *gözetim*
- 3-Sayısal işaretlerin iletimi

Darbe Kod Modülasyonu bugün en yaygın olarak kullanılan sayısallaştırma yöntemidir. İlk defa 1939'da Sir Alec Reeves (ITT, Fransa) tarafından patenti alınmıştır.

Kodlama işlemi üç aşamada olur; (Şekil 1.1)

- 1-Örnekleme (sampling)
- 2-Kuantalama (quantizing)
- 3-Kodlama (coding)



Şekil 1.1

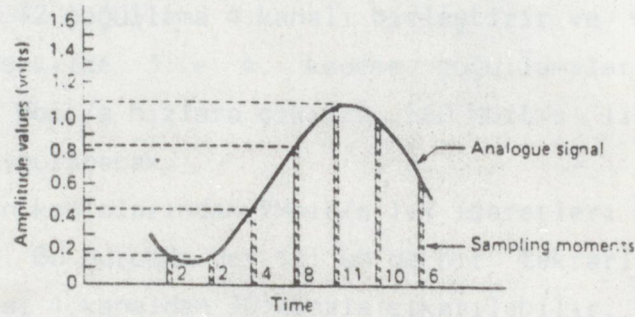
Sayısal işaret gürültüye karşı daha duyarsızdır. Buna karşılık belli bir bilginin iletilmesi için gerekli frekans bandı genişliği daha fazladır. Bant genişliğini en azda tutmak için örnekleme hızı düşük olmalıdır. Ancak bunun alt sınırı

$$f_N = 2f_{\max}(\text{işaret})$$

Nyquist frekansı tarafından belirlenir. Pratikte bu değer bu sınırdan biraz yüksek tutulur. Örnek olarak telefonda en yüksek frekans $f_{\max} = 3.4 \text{ kHz}$ alınırsa: $f_N = 6.8 \text{ kHz}$ olmalıdır. Pratikte örnekleme frekansı 8kHz yapılır.

İşarettten bu sıklıkta alınan örnekler hala analogdur. Yani $V_{\min}$ - $V_{\max}$ arası sonsuz sayıda değerler alabilirler. Bunu iletmek için sonsuz bit göndermek gerekir. Halbuki kullanılacak değerler sınırlandırılır. 5 değer için $n = \log_2 5$ bit göndermek yeterli olur.

Dilimleme işleminde alınan örneğin hangi dilimde olduğuna bakılır. Bu belli olduktan sonra dilim numarası belli bir sayı sistemine göre kodlanır (Genellikle ikili sistem - Şekil 2). İkili sistemde 1 olan yerlerde darbe, 0 olan yerlerde boşluk göndererek bu kodu iletmek mümkün olur.



Amplitude value	Binary coded equivalent	Pulse code modulated signal
1	0 0 0 0	
2	0 0 0 1	
3	0 0 1 0	
4	0 0 1 1	
5	0 1 0 0	
6	0 1 0 1	
7	0 1 1 0	
8	0 1 1 1	
9	1 0 0 0	
10	1 0 0 1	
11	1 0 1 0	
12	1 0 1 1	
13	1 1 0 0	
14	1 1 0 1	
15	1 1 1 0	
16	1 1 1 1	

If the analogue signal shown above is "sampled", and then "coded" using the table, the transmitted pulse code modulated signal becomes:

Decimal values 2 . 2 . 4 . 8 . 11 . 10 . 6
 Binary values 0001, 0001, 0011, 0111, 1010, 1001, 0101.
 PCM signal

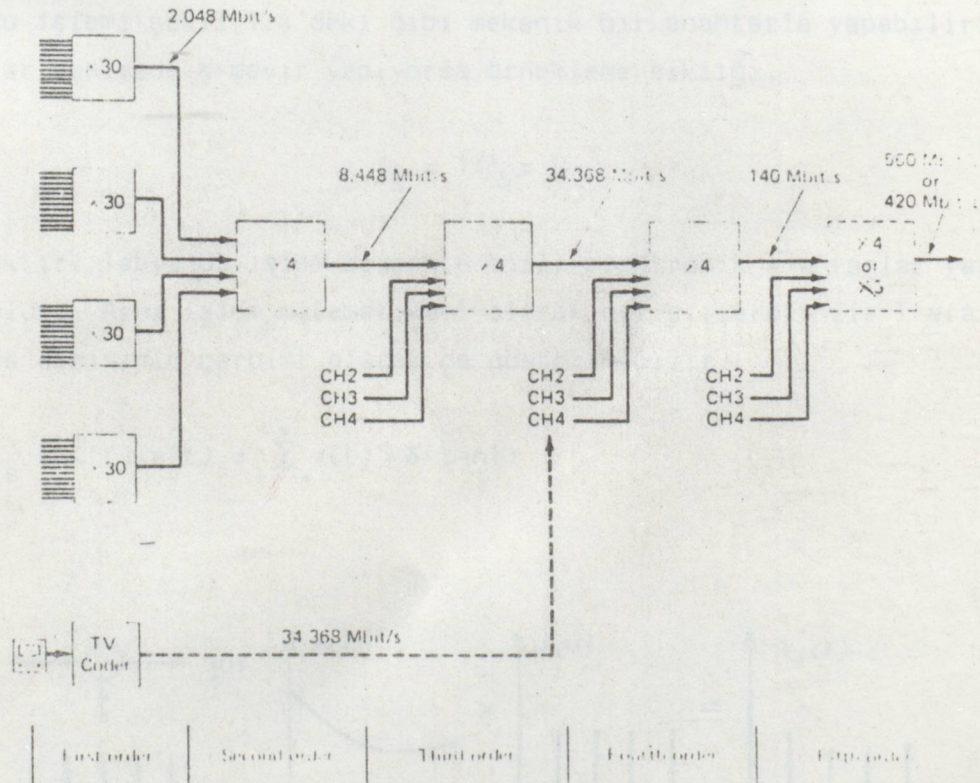
Şekil 1.2

Sayısal iletişimin yaygınlaşması sonucu uluslararası standartları belirlemek gerekmiştir. Bu standartlar uluslararası Telefon ve Telgraf Danışma Komitesi CCITT tarafından son yıllarda belirlenmiştir. Bugün iki ana hiyerarşi sistemi vardır. Buralardan birincisi 30 kanallı (Avrupa, Afrika, G.Amerika) diğeri ise 24 kanallı (K.Amerika, Kanada, Japonya) çoğullama sistemidir (Şekil 1.3).

30 kanallı çoğullayıcının veri çıkış hızı 2.048 Mbit/s dir. Bir çerçevede 30 ses kanalından başka iki tane de senkronlama ve işaretleşme için kullanılan kanal vardır. Bu sistem "30 kanallı çoğullama" "2 Mbit/s'lik çoğullama" veya "32 zaman aralıklı çoğullama" adları ile anılır.

İkinci kademe T2 çoğullama 4 kanalı birleştirir ve çıkış hızı 8.448 Mbit/s. Benzer şekilde 3.ve 4. kademe çoğullamalar yapılarak 34.368 Mbit/s ve 139.264 Mbit/s hızlara çıkılır. 560 Mbit/s 'lık 5. kademe çoğullama da yakında uygulanacak.

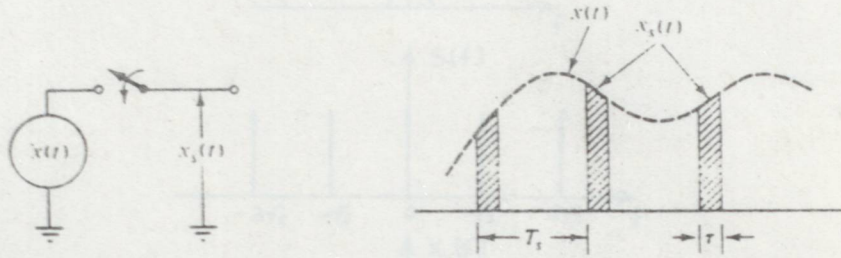
Mevcut telefon kablolarından 2Mbit/s lik işaretleri 3km'ye kadar göndermek mümkündür. Bu durumda her iki km'de bir tekrarlayıcı konarak eski hatların kapasitesi 1 kanaldan 30 kanala çıkarılabilir.



Şekil 1.5

1. ÖRNEKLEME

Örnekleme işlemi analog işaretin sayısallaştırılmasında ilk basamak-
tır. İlerde görüleceği gibi belli bir hızla değişen işaretin tamamını ile-
tecek yerde sınırlı bir aralıkla alınacak örneklerini göndererek bu işare-
tin taşıdığı bütün bilgiyi iletmek mümkündür.



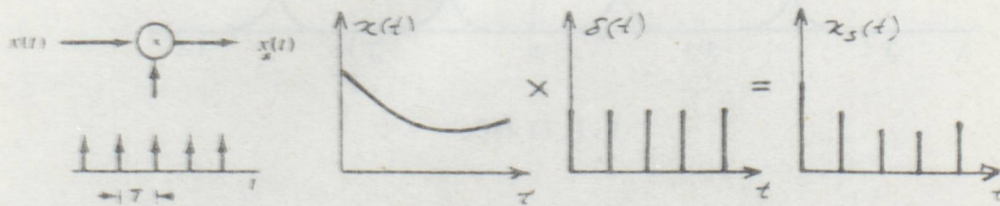
Şekil 1.4

Bu işlemi şekil 1.4'deki gibi mekanik bir anahtarla yapabiliriz. Eğer anahtar saniyede N devir yapıyorsa örnekleme sıklığı,

$$f_s = 1/T_s = N$$

olacaktır. Tabii bu işlem gerçekte hızlı elektronik anahtarlar yardımı ile olur. Aynı işlem matematiksel olarak giriş işareti ile T aralıklı bir impuls dizisinin çarpımı olarak da gösterilebilir.

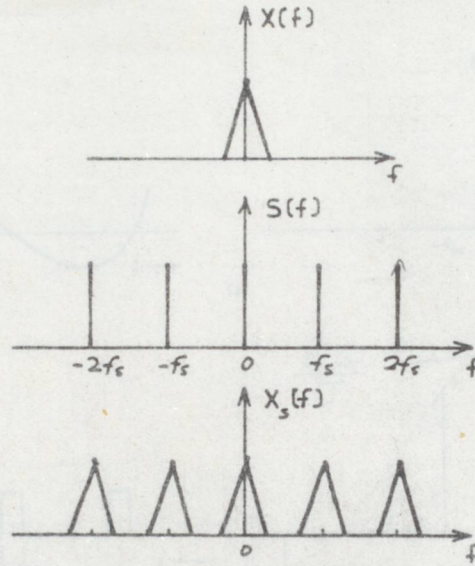
$$x_s = x(t) \cdot s(t) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(t) \cdot \delta(t - nT)$$



Şekil 1.5

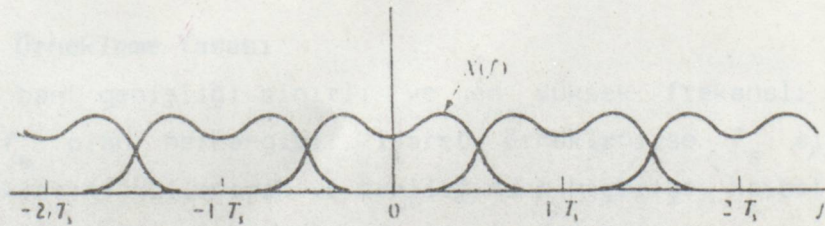
Örneklenmiş işaretin frekans spektrumunu bulmak için Fourier dönüşümlerinden ve Katlama (Convolution) teoreminden yararlanırız.

$$F\{x(t) \cdot s(t)\} = F\{x(t)\} * F\{s(t)\} = X(f) * S(f)$$



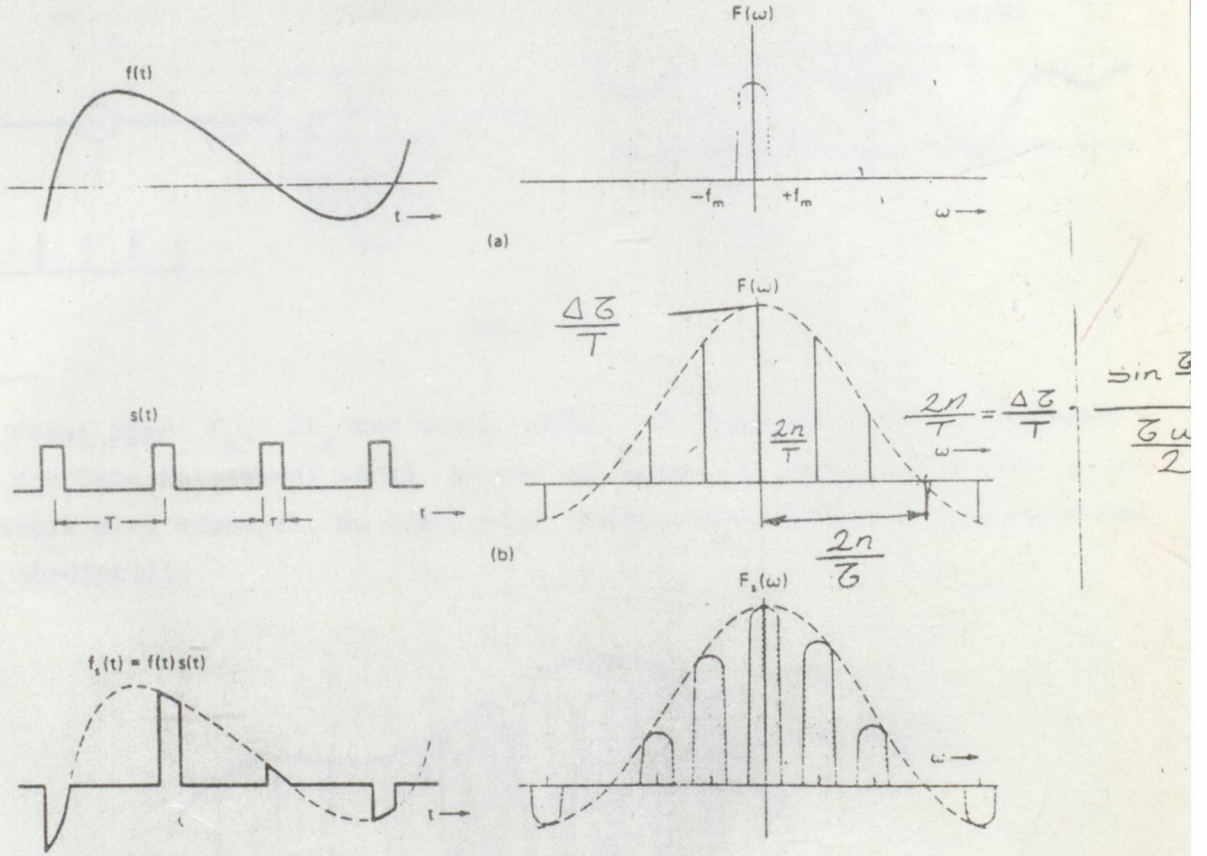
Şekil 1.6

Örneklenmiş işaretin spektrumuna bakıldığında $X(f)$ 'nin f_s aralıklarla tekrarlanmakta olduğu görülmektedir. Hemen farkedileceği gibi eğer f_s işaretin en yüksek frekanslı bileşeninin frekansının iki katından daha yüksek değilse bileşenler birbirinin üstüne binecektir. Buna Örtüşme (Aliasing) adı verilir (Şekil 1.7). Bu durumda örneklenmiş işaretten ilk işareti elde edemeyiz.



Şekil 1.7

Uygulamada örnek alma süresi sonsuz küçük yapılamaz. Yani $s(t)$ altında Şekil 1.8'deki gibi olur. Bununla $x(t)$ 'yi çarptığımızda elde edilen örneklenmiş işaret ve spektrumu gene tekrarlanan bir spektrum olmakla beraber artık genliği sabit olmayıp $\sin(a)/a$ biçiminde bir zarfı vardır.



Şekil 1.8

Nyquist Örneklemeye Yasası

Frekans bant genişliği sınırlı ve en yüksek frekanslı bileşeninin frekansı f_s olan herhangi bir işaret örneklenirse f_s sıklıkla alınmış örneklerini kullanarak ve özelliğinden hiçbirşey kaybetmeden yeniden üretilebilir. Bu işin yapılabilmesi gerek koşul:

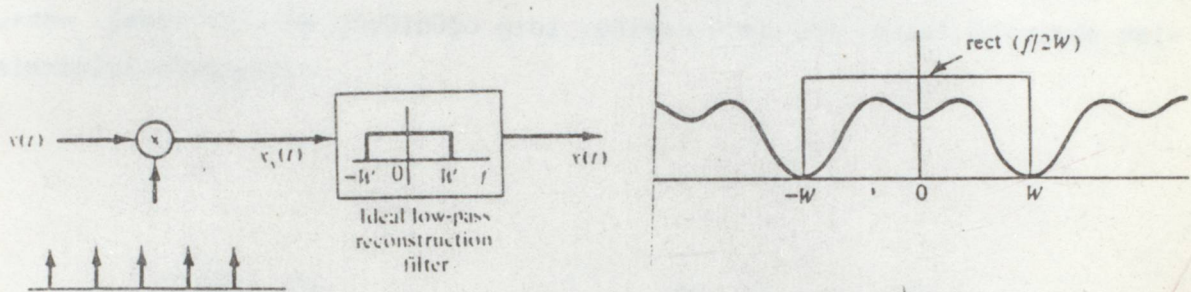
$$f_s > 2 f_x$$

dir ve $f_N = 2f_x$ frekansına da Nyquist frekansı denilir.

ÖRNEKLENMİŞ İŞARETİN ESKİ DURUMUNA GETİRİLMESİ

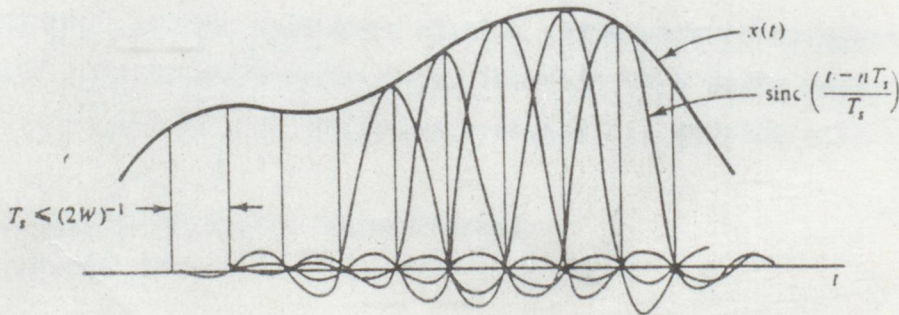
a. İdeal alt geçiren süzgeç:

Şekil 1.6 daki gibi örneklenmiş bir işaret, ideal bir alt geçiren süzgeç yardımı ile ilk durumuna getirilebilir (Şekil 1.9). Ancak eğer süzgeç ideal değilse bir üst frekans bölgesinden bazı bileşenler çıkışta gözükcektir.



Şekil 1.9

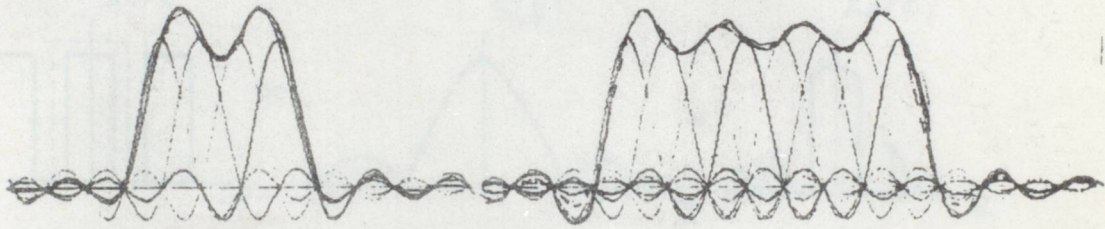
Fakat eğer f_s , $2f_x$ 'den büyük değil de frekans spektrumlarında bir örtüşme (aliasing) varsa süzgeç ne kadar iyi olursa olsun ilk işareti artık elde edemeyiz. Bu özellikler frekans spektrumlarına bakılarak hemen görülebilir.



Şekil 1.10

Süzme işlemi aslında bir katlama (convolution) işlemi olduğuna göre zaman uzayında da bunu görebiliriz. Bunun için ideal süzgecin impuls cevabının $\sin(a)/a$ biçiminde olduğunu bilmek yeterlidir. Genliği $x_s(nT)$ olan bir örnek süzgecin girişine uygulanınca çıkışta genliği $x_s(nT)$ ile orantılı bir $\sin(a)/a$ fonksiyonu elde edilir. Peşpeşe gelen örneklerin cevaplarını toplarsak toplam eğrinin Şekil 1.10'daki gibi sürekli ve $x(t)$ ile aynı biçimde değişen bir eğri olduğu görülür.

Yalnız şunu hemen belirtmek gerekir ki bu söylediklerimizin gerçekleşmesi için örnek sayısının sonsuz olması gerekir. Eğer örnekleme sonlu bir pencere içinde yapılmışsa (Finite Window Sampling) -ki uygulamada her zaman böyledir- frekans spektrumunun kuyrukları sonsuza uzanağından ideal süzgeçleme ile de olsa işareti hiç bozmadan tekrar üretemeyiz. Bir işaret hem zaman uzayında hem de frekans uzayında sınırlı olamaz. Bu yüzden Şekil 1.11'de görüldüğü gibi yeniden üretilen işaret üzerinde dalgalanmalar olacaktır.

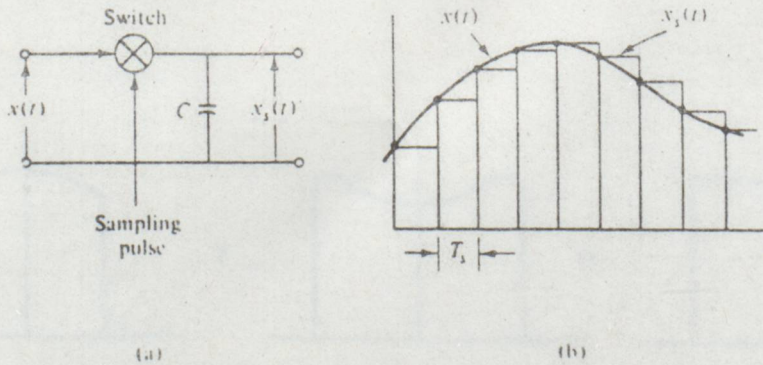


Şekil 1.11

Bu etkiyi azaltmak için özel ağırlık verme yada pencereleme işlemleri (Windowing) ile örneklenmeden önce, işaretin veya darbe katarının başlangıç ve bitiş kısımlarının genlikleri yumuşak bir şekilde sıfıra düşürülür

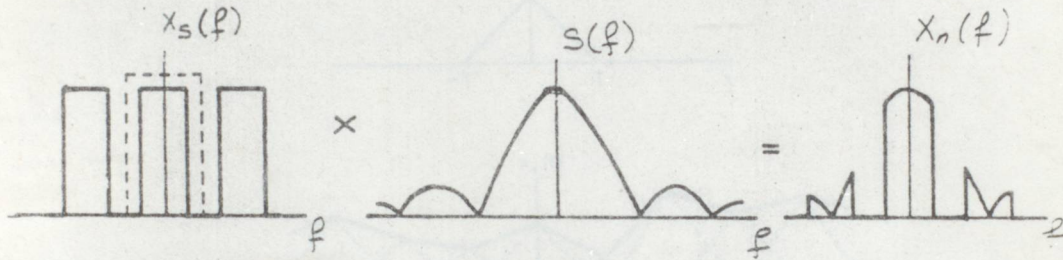
b. Sıfırıncı Dereceden Tutma Devresi:

(Zero Order Hold)



Şekil 1.12

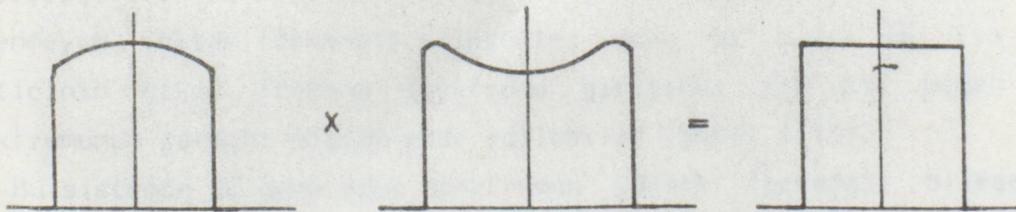
İşareten aldığımız örneklerin süreleri küçüldükçe örneklenmiş işaretin genliği küçülmekte frekans bant genişliği ise artmaktadır. Böyle bir işareti yeniden üretmek için süzme ve kuvvetlendirme gerekecektir. Bu gerekleri azaltmak için işareti süzmeden önce bir tutma devresinden geçiririz. Tutma devresi bir örneği alır ve bir dahaki örnek gelinceye kadar bu değeri saklar ve Şekil 1.12'deki gibi basamaklı bir çıkış verir. Bu ilk işarete çok daha yakın bir işarettir ve çoğu zaman ikinci bir süzmeye gerek kalmadan kullanılabilir.



Şekil 1.13

Frekans spektrumuna bakarsak bunun örneklenmiş işaret spektrumu ile T süreli bir darbenin spektrumunun çarpımı olduğunu görürüz. Bu spektrumda istenmeyen yüksek frekanslı bileşenler var olmakla beraber genlikleri oldukça azdır. Buna karşılık ana bileşenin de yüksek frekans kısmında bir zayıflama olmaktadır.

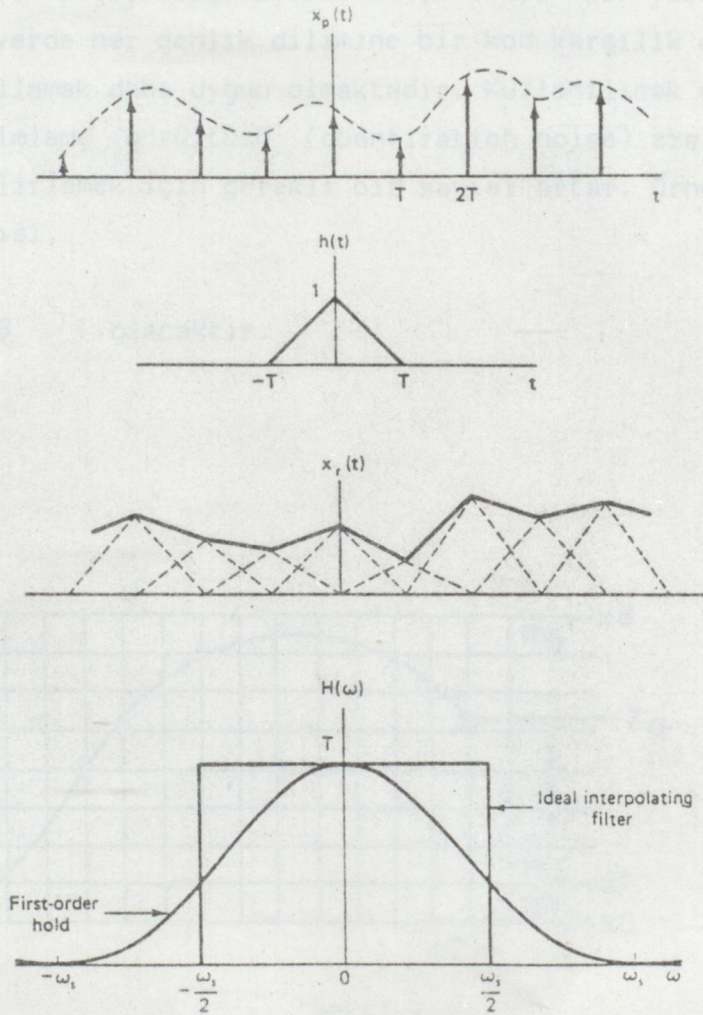
Bunu önlemek için ayrıca Şekil 1.14'deki gibi bir düzeltme süzgeci gerekebilir.



Şekil 1.14

c. Doğrusal İnterpolasyon

(Linear Interpolation)



Şekil 1.15

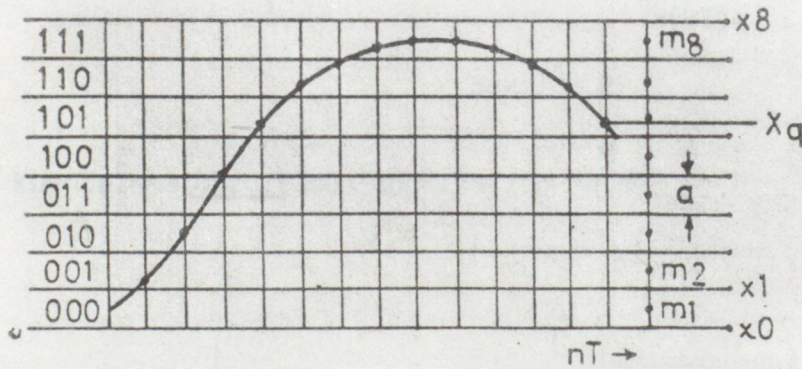
Doğrusal interpolasyonda örnek noktaları bir doğru parçası ile birleştirilir. Bu durumda elde edilen çıkış ilk işarete çok daha yakın ve istenmeyen yüksek frekanslı bileşenler daha az olur. Bu tip yeniden üreticinin çıkış frekans spektrumu girişinki ile bir üçgen dalganın spektrumunun çarpımı olarak elde edilebilir (Şekil 1.15).

Bu sistemde de gene esas spektrumun yüksek frekanslı bileşenlerinde zayıflama olmaktadır ve Şekil 1.14'deki gibi bir süzgeç gerekir.

2. KUANTALAMA (Quantization)

Eğer örneklenen işaret analog olarak doğrudan gönderilirse bu yöntem "Darbe Genlik Modülasyonu" (PAM Pulse Amplitude Modulation) adını alır. Ancak bu gürültü bağışıklığı açısından çok büyük bir yarar sağlamaz. Böyle yapacak yerde her genlik dilimine bir kod karşılık düşürüp bunu sayısal olarak yollamak daha uygun olmaktadır. Kullanılacak olan dilim sayısı arttıkça dilimleme gürültüsü (quantization noise) azalır. Buna karşılık bir örneği belirlemek için gerekli bit sayısı artar. Örnek olarak $n=3$ bit ise dilim sayısı,

$$Q = 2^3 = 8 \quad \text{olacaktır.}$$



Şekil 2.1

Eğer işaretin en büyük genliği ($A_{\max}$) ise dilim genliği

$$a = \frac{2A_{\max}}{2^n}$$

olacaktır. Kuantalama işlemini yapmak için örneğin hangi kod diliminde olduğuna bakılır. Örnek olarak en büyük genlik 2V olsun. Bu durumda:

$$a = 4/8 = 0.5 \text{ V}$$

olur. Eğer örnek gerilimi **2.6V** ise bu Altıncı dilime düşecek ve kodu **010** olacaktır.

101

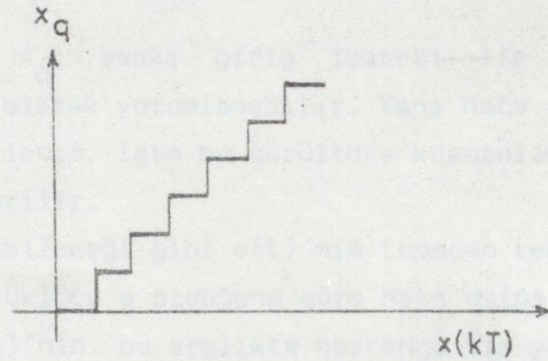
Genel kural olarak,

$$x_q(kT) = m_i \quad x_{i-1} < x_s \leq x_i$$

$$a = 2A_{\max}/Q$$

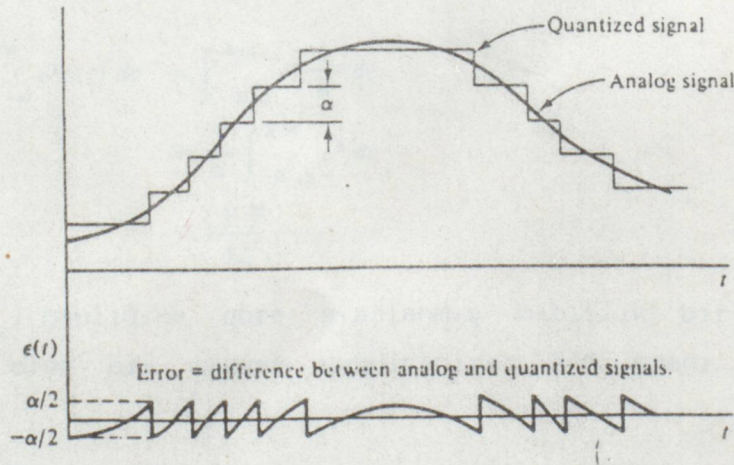
$$m_i = (x_{i-1} + x_i)/2 \quad x_i = ia, \quad i=1,2,\dots,Q$$

Böyle bir kuantalayıcıya düzgün kuantalayıcı (uniform quantizer) adı verilir. Giriş-çıkış eğrisi Şekil 2.2 deki gibi olur.



Şekil 2.2

Kuantalama Gürültüsü (Quantization Noise)



Şekil 2.3

Giriş işareti $x(t)$ yerine kuantalanmış x_q değerini almakla bir hatayı peşin olarak kabul etmiş oluyoruz. Herhangi bir t anı için bu hata bileşeni:

$$e(t) = x(t) - x_q(nT) = x(t) - m_i$$

Şeklinde hesaplanabilir. Bunun zamanla değişimi Şekil 2.3b' de verilmiştir. Başka bir deyişle kuantalanmış işaret

$$x_q(nT) = x(t) - e(t)$$

olarak yazılırsa x_q , sanki giriş işareti ile bir gürültü işareti, $e(t)$ 'nin karışımı olarak yorumlanabilir. Yani hata işareti sonuçta bir gürültü olarak algılanır. İşte bu gürültüye kuantalama gürültüsü (Quantization Noise) adı verilir.

Kolayca görülebileceği gibi $e(t)$ 'nin tepeden tepeye en büyük değeri a 'dır. Dilim büyüklüğü a olduğuna göre hata daima $-a/2$ ile $+a/2$ arasında olacaktır. Eğer $e(t)$ 'nin bu aralıkta herhangi bir yerde bulunma olasılığının aynı olduğunu kabul edersek bu olasılık fonksiyonu

$$p(e) = \begin{cases} \frac{1}{a} & \text{when } -\frac{a}{2} < e < \frac{a}{2} \\ 0 & \text{outside the above range} \end{cases}$$

olarak ifade edilirse gürültünün gücü hesaplanabilir.

$$\begin{aligned} N_Q = \overline{e^2} &= \int_{-\infty}^{\infty} e^2 p(e) de = \int_{-a/2}^{a/2} e^2 \frac{1}{a} de \\ &= \frac{1}{a} \int_{-a/2}^{a/2} e^2 de \\ &= \frac{(a)^2}{12} \end{aligned}$$

Eğer $(A_{\max})$ genliğine göre ayarlanmış n -bitlik bir kuantalayıcıya genliği A olan bir işaret uygulanırsa S/N oranı aşağıdaki gibi bulunabilir:

$$S/N = \frac{2^n}{(A^2/2)(12/n^2)}$$

$$S/N = (A^2/2) (12 \cdot 2^{2n}/4A_{\max}^2)$$

$$= (3/2) (2^{2n}) (A/A_{\max})^2$$

$$S/N \text{ (dB)} = 1.76 + 6.02n + 20\log_{10}(A/A_{\max})$$

Örnek:

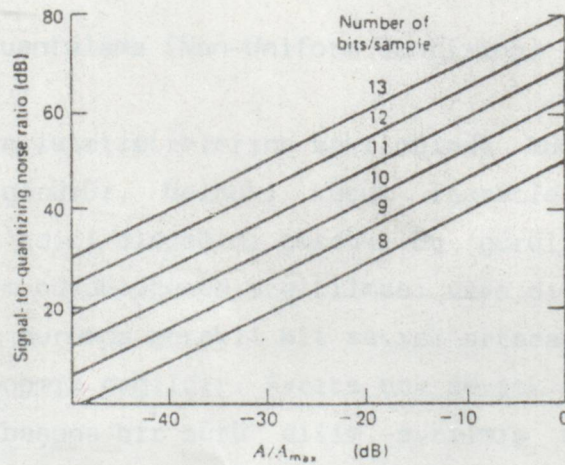
1) 1V genlikli bir sinüs biçimli gerilimi en az 30 dB İGO elde edecek şekilde kuantalamak için kaç voltluk kuantalama dilimleri ve kaç bit'lik kodlayıcı kullanmamız gerekir?

$$S/N = 1.7 + 6n = 30 \text{ dB}$$

$$n = (30 - 1.7)/6 = 4.7 \text{ bit (5 bit gerekir)}$$

$$Q = 2^{4.7} = 26 \text{ dilim}$$

$$a = 2/26 = 0.078V$$

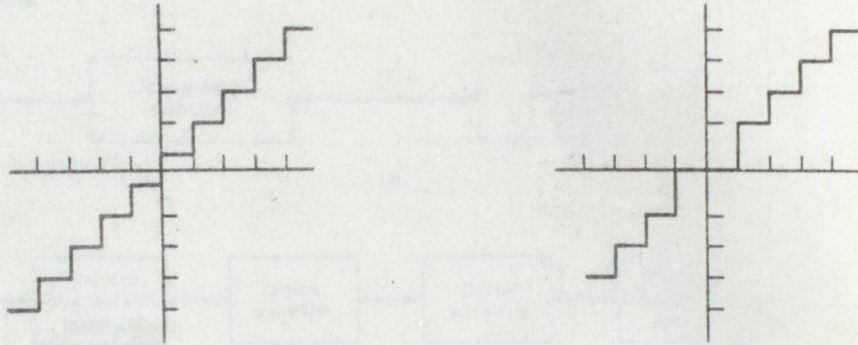


Şekil 2.4

Şekil 2.4'de düzgün kuantalayıcıda giriş genliğine bağlı olarak işaret/gürültü oranı (İGO)'nun değişimi görülmüyor.

Boş Kanal Gürültüsü:

İşaret gürültü oranı formülünden görüldüğü gibi işaret küçüldükçe oran da küçülmektedir. Eğer işaret en küçük dilimden daha küçükse gürültü işareten daha büyük olur. Bu özellikle kanal boş olduğu zaman çok rahatsız edicidir. Bunu önlemek için kuantalama eğrisi Şekil 2.5b' deki gibi ortası yatay olacak şekilde ayarlanır. Yani $x(t)$ eğer q 'dan küçükse çıkış daima sıfır yapılır. Ancak işaret genliği a 'dan biraz büyükse yada bir doğru akım bileşeni varsa boş kanal gürültüsü gene ortaya çıkar.



Şekil 2.5

Düzgün Olmayan Kuantalama (Non-Uniform Quantizing)

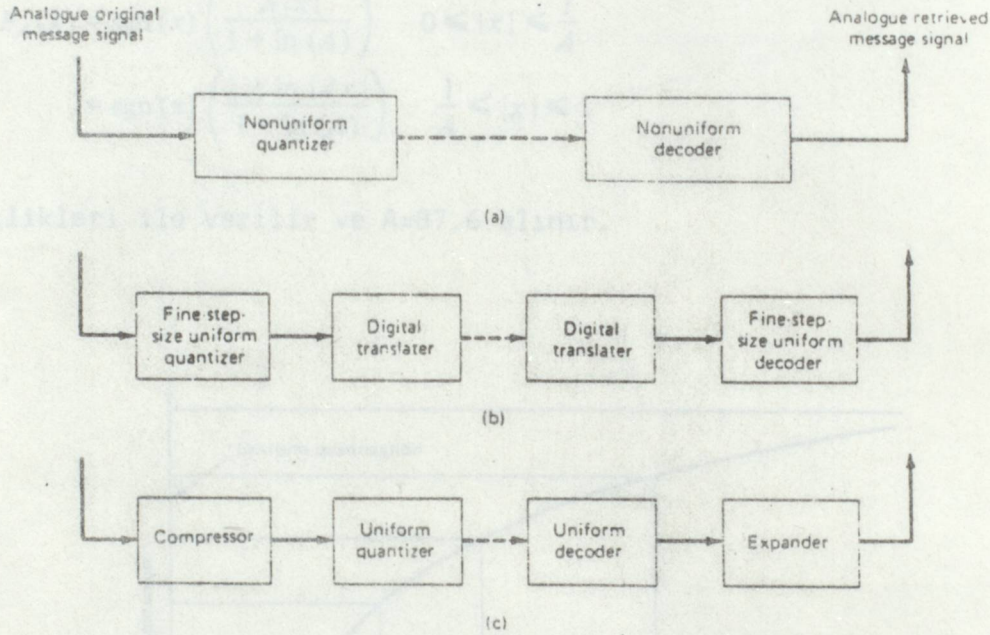
Ses işaretlerinin istatistiklerine bakıldığında küçük genliklere daha sık rastlandığını görürüz. Halbuki küçük işaretlerde kuantalama gürültüsünün rahatsız edici olacağını gördük. Bu gürültüyü azaltmak için ilk akla gelen adım büyüklüğünün azaltılması veya dilim sayısının artırılmasıdır. Ancak bu durumda gerekli bit sayısı artacağından bu yol her zaman uygun ve ekonomik değildir. Ayrıca çok seyrek olan yüksek genlikli işaretler için boşu boşuna bir sürü dilim ayrılmış olacaktır. Eğer en büyük genliği küçük tutarsak bu sefer kırpılmalar meydana gelecektir.

Örnek olarak dinamiği 36 dB olan bir sesi alırsak, en küçük işaretle 36 dB İGO elde etmek için $n=12$ bit'lik bir PCM kullanmak gerekecektir. Böyle bir kuantalayıcıda en küçük işaretle 36dB buna karşılık en büyük işaretle gereksiz yere 72dB'lik bir İGO elde ederiz.

Halbuki büyük işaretler için büyük, küçük işaretler için küçük adım büyüklükleri kullanarak İGO'nu her seviyede aşağı yukarı aynı tutulabilir

Bunu yapmak için üç değişik yol vardır:

1. Düzgün olmayan aralıklı kuantalama (Non Uniform Quntizing)
2. Önce ince dilimli düzgün bir kuantalama yapıp sonra elde edilen kodu sayısal olarak sıkıştırma (Digital Translator)
3. Önce Analog işareti sıkıştırıp sonra düzgün olarak kuantalama (Compressor-Expander)



Şekil 2.6

Analog sıkıştırma-genişletme devreleri kolay olmakla beraber kararlılıkları yeterince iyi olmadığından gelecekte tamamen terk edileceği ve bugün piyasaya çıkmakta olan tüm-devreler yardımı ile ilk iki yöntemden birini uygulamanın standart olarak kabul edileceği öngörülmektedir.

Sistemin uygulanabilmesi için sıkıştırma-genişletme (compander) eğrilerinin standartlaştırılması gerekir. Bu eğrilerin biçimi sesin istatistiklerine bakılarak en uygun bir biçimde seçilmelidir. Eğri sıfırdan geçmeli, sıfır civarındaki eğimi uçlardaki eğiminden fazla olmalıdır. Bu iki eğimin oranı **sıkıştırma oranı** (companding advantage) olarak bilinir. Bu oran arttıkça kullanılabilecek işaretin dinamiği de artar.

Bugün dünyada kullanılan iki standart sıkıştırma eğrisi vardır. Birincisi Amerika ve Japonya'da kullanılan μ -tipi (μ -law), diğeri ise Avrupa ülkelerinde kullanılan A-tipi (A-law).

μ -eğrisinin denklemi:

$$F_{\mu}(x) = \text{sgn}(x) \frac{\ln(1 + \mu|x|)}{\ln(1 + \mu)}$$

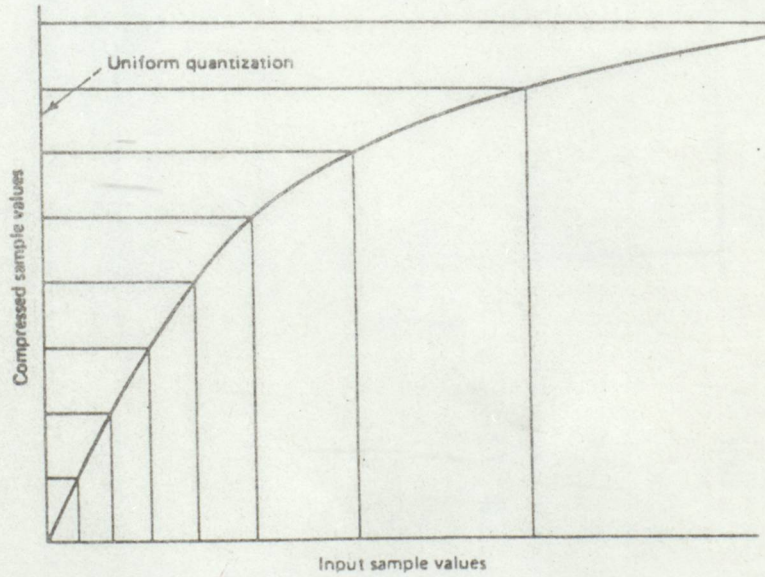
olarak verilir ve sıkıştırma oranı $\mu=255$ alınır.

A-tipi eğri ise;

$$F_A(x) = \text{sgn}(x) \left(\frac{A|x|}{1 + \ln(A)} \right) \quad 0 \leq |x| \leq \frac{1}{A}$$

$$= \text{sgn}(x) \left(\frac{1 + \ln(A|x|)}{1 + \ln(A)} \right) \quad \frac{1}{A} \leq |x| \leq 1$$

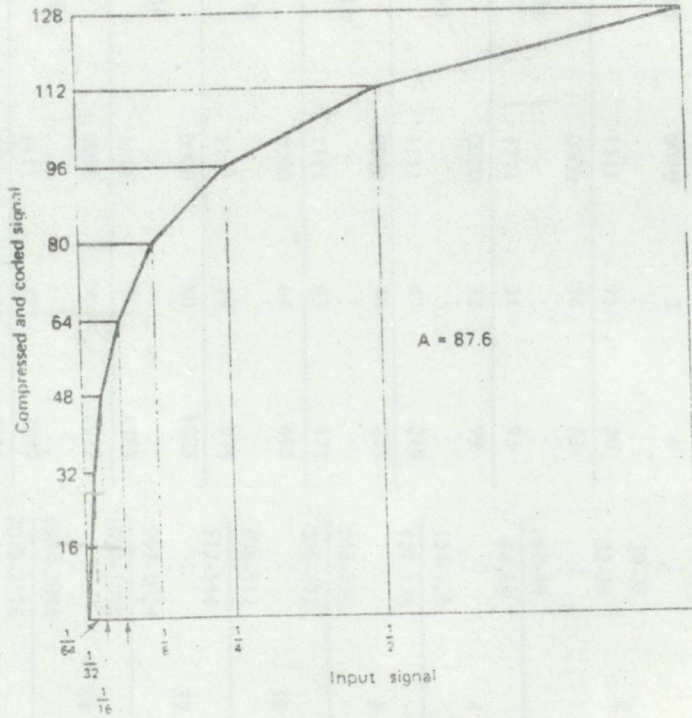
eşitlikleri ile verilir ve $A=87.6$ alınır.



Şekil 2.7

Sesin tabiiliğini koruması için küçük genliklerde eğrinin doğrusal olması büyük genliklerde ise logaritmik olması gerekir. A-tipi eğri tanım gereği bu şartı sağlamaktadır. μ -tipi eğri ise eğer giriş $1/\mu$ 'den küçükse yaklaşık olarak doğrusal kabul edilebilir.

Bu kurallara göre işareti sıkıştırılmış olarak kuantalamak ve kodlamak son derece zordur. Çünkü çok sayıda dilim alınması gerekir. Bu yüzden bu sürekli eğrileri alacak yerde bunları parça parça doğrusal hale getirsek ve her bölümü eşit aralıklı olarak dilimlersek kodlama işlemi kolaylıkla yapılabilir. Buna parçalı sıkıştırma-genleştirme (segmented companding) denilir.



Şekil 2.8

Bir örneğin değerini belirlemek için

- 1- Örneğin işaretini
- 2- Parça numarasını
- 3- Parça içindeki kaçınıcı dilimde olduğunu bilmek ve kodlamak gerekir

A-tipi eğrinin baş kısmı zaten doğrusal olduğundan yapılan yaklaşıklardan ötürü bir bozulma olmaz. Diğer parçalarda yapılan yaklaşıklık hep aynıdır. Her parçanın eğiminin bir sonrakine oranı sabit yapılarak bu sağlanır. Her parçada eşit sayıda dilim bulunur.

Darbe Kod Modülasyonu, PCM

TABLE 3.1 ENCODING/DECODING TABLE FOR μ 255 PCM^a

Input Amplitude Range	Step Size	Segment Code S	Quantization Code Q	Code Value	Decoder Amplitude
0-1	1		0000	0	0
1-3			0001	1	2
3-5	2	000	0010	2	4
5-7			0011	3	6
7-9			0100	4	8
9-11			0101	5	10
11-13			0110	6	12
13-15			0111	7	14
15-17			1000	8	16
17-19			1001	9	18
19-21			1010	10	20
21-23			1011	11	22
23-25			1100	12	24
25-27			1101	13	26
27-29			1110	14	28
29-31			1111	15	30
31-33				16	32
33-35				17	34
35-37				18	36
37-39				19	38
39-41				20	40
41-43				21	42
43-45				22	44
45-47				23	46
47-49				24	48
49-51				25	50
51-53				26	52
53-55				27	54
55-57				28	56
57-59				29	58
59-61				30	60
61-63				31	62
63-65				32	64
65-67				33	66
67-69				34	68
69-71				35	70
71-73				36	72
73-75				37	74
75-77				38	76
77-79				39	78
79-81				40	80
81-83				41	82
83-85				42	84
85-87				43	86
87-89				44	88
89-91				45	90
91-93				46	92
93-95				47	94
95-97				48	96
97-99				49	98
99-101				50	100
101-103				51	102
103-105				52	104
105-107				53	106
107-109				54	108
109-111				55	110
111-113				56	112
113-115				57	114
115-117				58	116
117-119				59	118
119-121				60	120
121-123				61	122
123-125				62	124
125-127				63	126
127-129				64	128
129-131				65	130
131-133				66	132
133-135				67	134
135-137				68	136
137-139				69	138
139-141				70	140
141-143				71	142
143-145				72	144
145-147				73	146
147-149				74	148
149-151				75	150
151-153				76	152
153-155				77	154
155-157				78	156
157-159				79	158
159-161				80	160
161-163				81	162
163-165				82	164
165-167				83	166
167-169				84	168
169-171				85	170
171-173				86	172
173-175				87	174
175-177				88	176
177-179				89	178
179-181				90	180
181-183				91	182
183-185				92	184
185-187				93	186
187-189				94	188
189-191				95	190
191-193				96	192
193-195				97	194
195-197				98	196
197-199				99	198
199-201				100	200
201-203				101	202
203-205				102	204
205-207				103	206
207-209				104	208
209-211				105	210
211-213				106	212
213-215				107	214
215-217				108	216
217-219				109	218
219-221				110	220
221-223				111	222
223-225				112	224
225-227				113	226
227-229				114	228
229-231				115	230
231-233				116	232
233-235				117	234
235-237				118	236
237-239				119	238
239-241				120	240
241-243				121	242
243-245				122	244
245-247				123	246
247-249				124	248
249-251				125	250
251-253				126	252
253-255				127	254
255-257				128	256
257-259				129	258
259-261				130	260
261-263				131	262
263-265				132	264
265-267				133	266
267-269				134	268
269-271				135	270
271-273				136	272
273-275				137	274
275-277				138	276
277-279				139	278
279-281				140	280
281-283				141	282
283-285				142	284
285-287				143	286
287-289				144	288
289-291				145	290
291-293				146	292
293-295				147	294
295-297				148	296
297-299				149	298
299-301				150	300
301-303				151	302
303-305				152	304
305-307				153	306
307-309				154	308
309-311				155	310
311-313				156	312
313-315				157	314
315-317				158	316
317-319				159	318
319-321				160	320
321-323				161	322
323-325				162	324
325-327				163	326
327-329				164	328
329-331				165	330
331-333				166	332
333-335				167	334
335-337				168	336
337-339				169	338
339-341				170	340
341-343				171	342
343-345				172	344
345-347				173	346
347-349				174	348
349-351				175	350
351-353				176	352
353-355				177	354
355-357				178	356
357-359				179	358
359-361				180	360
361-363				181	362
363-365				182	364
365-367				183	366
367-369				184	368
369-371				185	370
371-373				186	372
373-375				187	374
375-377				188	376
377-379				189	378
379-381				190	380
381-383				191	382
383-385				192	384
385-387				193	386
387-389				194	388
389-391				195	390
391-393				196	392
393-395				197	394
395-397				198	396
397-399				199	398
399-401				200	400
401-403				201	402
403-405				202	404
405-407				203	406
407-409				204	408
409-411				205	410
411-413				206	412
413-415				207	414
415-417				208	416
417-419				209	418
419-421				210	420
421-423				211	422
423-425				212	424
425-427				213	426
427-429				214	428
429-431				215	430
431-433				216	432
433-435				217	434
435-437				218	436
437-439				219	438
439-441				220	440
441-443				221	442
443-445				222	444
445-447				223	446
447-449				224	448
449-451				225	450
451-453				226	452
453-455				227	454
455-457				228	456
457-459				229	458
459-461				230	460
461-463				231	462
463-465				232	464
465-467				233	466
467-469				234	468
469-471				235	470
471-473				236	472
473-475				237	474
475-477				238	476
477-479				239	478
479-481				240	480
481-483				241	482
483-485				242	484
485-487				243	486
487-489				244	488
489-491				245	490
491-493				246	492
493-495				247	494
495-497				248	496
497-499				249	498
499-501				250	500
501-503				251	502
503-505				252	504
505-507				253	506
507-509				254	508
509-511				255	510

^aThis table displays magnitude encoding only. Polarity bits are assigned as "0" for positive and "1" for negative. In transmission all bits are inverted.

TABLE 3.2 SEGMENTED A-LAW ENCODING/DECODING TABLE

Input Amplitude Range	Step Size	Segment Code S	Quantization Code Q	Code Value	Decoder Amplitude
0-2			0000	0	1
2-4		000	0001	1	3
30-32	2		1111	15	31
32-34			0000	16	33
		001			
62-64			1111	31	63
64-68			0000	32	66
124-128	4	010	1111	47	126
128-136			0000	48	132
248-256	8	011	1111	63	252
256-272			0000	64	264
496-512	16	100	1111	79	504
512-544			0000	80	528
992-1024	32	101	1111	95	1008
1024-1088			0000	96	1056
1984-2048	64	110	1111	111	2016
2048-2176			0000	112	2112
3968-4096	128	111	1111	127	4032

Birinci parçanın eğimi bağıntısının türevi alınarak bulunabilir;

$$y = \frac{Ax}{1 + \log A} \quad \text{for } 0 \leq x \leq \frac{1}{A} \quad \tan \alpha_1 = \left[\frac{d(V_i)}{d(V_i)} \right]_1 = \frac{A}{1 + \log A} \quad \text{for } 0 \leq V_i \leq \frac{1}{A}$$

Eğer quantalayıcı 8 bitlik ise eğrinin bir yanında $2^7=128$ dilim bulunacaktır. Eğer eğrinin bir parçasında 16 dilim varsa;

$$\begin{aligned} \tan \alpha_1 &= (16/128)/(1/128) = 16 \\ &= A/(1+\log A) \end{aligned}$$

olması için $A=87.6$ olmalıdır. Birinci parçanın sonunda hala V_i $1/A$ olduğundan aynı eğim devam ettirilir. Yani A-tipi sıkıştırma ilk iki parça birleştirilir. Eğer negatif taraf da göz önüne alınırsa eğri toplam 13 parçadan oluşacaktır. Buna karşılık u-tipi sıkıştırma 15 parçalı bir eğri kullanılır.

Tablo 2.1 ve 2.2'de sırasıyla μ ve A-tipi logaritmik kodlayıcıların giriş-çıkış büyüklükleri özetlenmiştir.

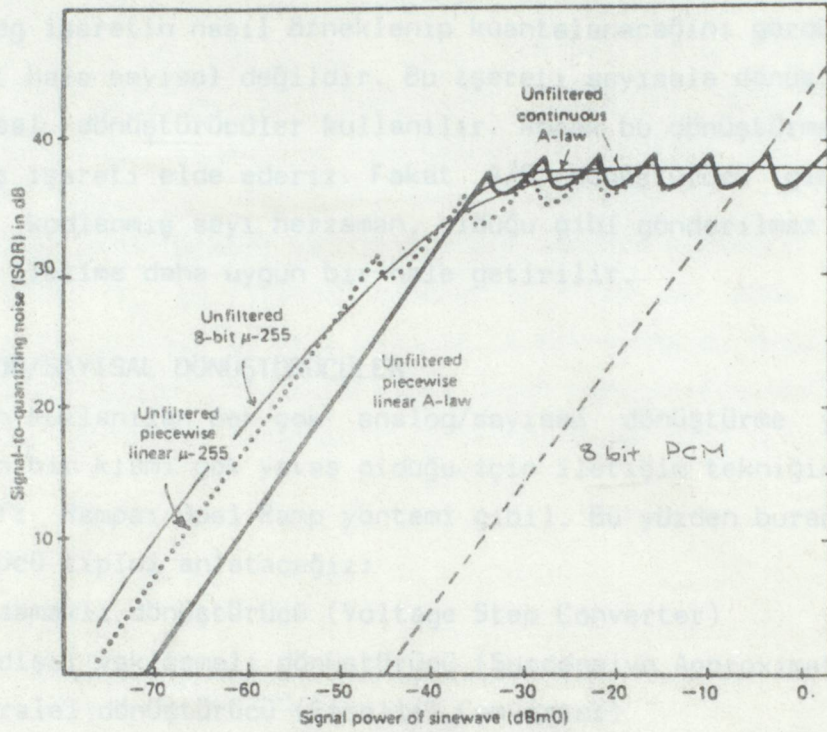
A-tipi kodlayıcıda giriş genliği 4096 dilime, μ -tipinde ise 8159 dilime ayrılmıştır. Yani μ -tipinin dilimleri daha incedir (1/8159 birim). İkinci bir fark da A-tipi kodlayıcının ortadan yükselen (Şekil 2.5), μ -tipinin ise ortası yatay tipten olmasıdır. Bu yüzden boş kanal gürültüsü bakımından A-tipi daha kötüdür. Ancak bu fark 64kbit/s PCM'de kulakla anlaşılamayacak kadar azdır.

Kuantalama Gürültüsü:

Adımı büyüklüğü de işaret ile birlikte büyütüldüğü için İGO düzgün kuantalamada olduğu gibi işaret gücü ile orantılı olarak değişmez. Şekil 2.9'da görüldüğü gibi eğer işaret (en büyük işarete göre) -35dB'den büyükse artık bu oran 35dB civarında sabit kalır. Daha küçük işaretlerde sıkıştırma eğrileri yaklaşık olarak doğrusal olduğundan İGO da işaret gücü ile orantılı olarak artar.

Eğer sıkıştırma eğrisi $y=g(x)$ şeklinde ise ve bunu türevi $g'(x)$ ise gürültü bileşeni;

$$N_Q = \frac{1}{3n^2} \int_{a_1}^{a_2} \frac{p(x)}{[g'(x)]^2} dx$$



Şekil 2.9

olarak verilebilir. Burada a_1 ve a_2 işaret genliğinin alabileceği en küçük ve en büyük değerler, $p(x)$ ise $x(t)$ 'nin belli bir (x) değerini alma olasılık yoğunluk fonksiyonudur. Eğer sürekli A veya μ -tipi sıkıştırma eğrisi kullanılıyorsa İGO'nun değişimi sürekli eğride verildiği gibi düzgün değişen bir eğridir.

Parçalı sıkıştırma eğrisinde durum biraz farklıdır. Eğer $x(t)$ 'nin genliği parçalardan birinin en sonuna düşüyorsa durum en iyidir. Buna karşılık birleşme noktasının biraz üstüne düşüyorsa durum en kötüdür.

Bunu anlatmak için birinci parçayı ele alalım. Bu parça içinde dilim büyüklüğü değişmediğinden gürültü bileşeni hep aynıdır. Dolayısıyla işaret büyüdükçe İGO artacak ve sınırdan en büyük değerini alacaktır. Ama genlik bu değeri geçer geçmez dilim büyüklüğü ve gürültü iki kat artacak, fakat genlikteki bağıl değişim çok az olacaktır. Dolayısı ile İGO da hızla azalacaktır. Ancak genlik biraz daha artınca toplam gürültü artık tamamen bu parçadaki gürültü bileşeni tarafından belirlenir ve gene sabit kalır. İşaret genliği attıkça İGO da tekrar artmaya başlar.

5. KODLAMA (Coding)

Analog işaretin nasıl örneklenip kuantalanacağını gördük. Fakat elde ki işaret hala sayısal değildir. Bu işareti sayısalara dönüştürmek için analog/sayısal dönüştürücüler kullanılır. Ancak bu dönüştürme işlemi sonunda kodlanmış işareti elde ederiz. Fakat A/S dönüştürücü çıkışındaki ikili sistemde kodlanmış sayı her zaman, olduğu gibi gönderilmez ikinci bir kodlama ile iletme daha uygun bir hale getirilir.

ANALOG/SAYISAL DÖNÜŞTÜRÜCÜLER

Bugün kullanılan pek çok analog/sayısal dönüştürme yöntemi vardır. Bunlardan bir kısmı çok yavaş olduğu için iletişim tekniğinde kullanılmazlar (Çift Rampa: Dual Ramp yöntemi gibi). Bu yüzden burada sadece üç A/S dönüştürücü tipini anlatacağız:

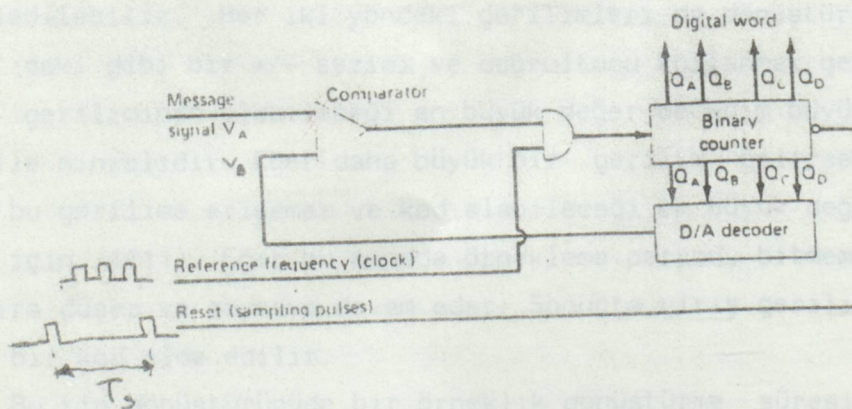
1-Basamaklı dönüştürücü (Voltage Step Converter)

2-Ardışıl yaklaşımlı dönüştürücü (Successive Approximation Converter)

3-Paralel dönüştürücü (Parallel Converter)

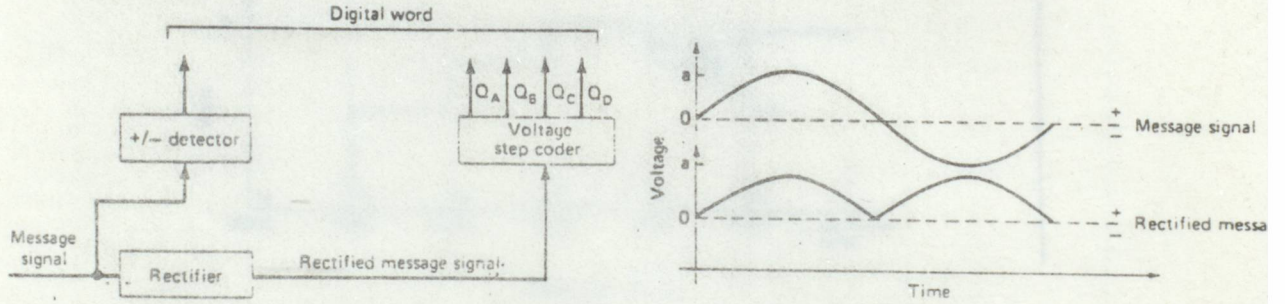
Değişik tekniklerde çalışan A/S dönüştürücüler bugün tüm devre halinde piyasada bulunabilmektedir. Bu tip devrelerde genellikle baştan beri anlattığımız işlemler (örnekleme, kuantalama ve kodlama) hep birlikte gerçekleştirilir.

Basamaklı Dönüştürücü (Voltage Step Converter)



Şekil 3.1

Bu dönüştürücü bir karşılaştırıcı, bir sayıcı, bir S/A dönüştürücü ve bir elektronik kapı'dan oluşur. Giriş işareti ile S/A dönüştürücünün çıkışındaki V_B gerilimi karşılaştırılır. Eğer V_A daha büyükse karşılaştırıcı çıkışı yüksek seviyede (mantık 1) ve kapı açıktır. Gelen saat darbeleri sayıcıya ulaşır ve sayma devam eder. S/A çevirici çıkışındaki gerilim her saat darbesi geldiğinde bir basamak yükselir. Bir süre sonra V_B gerilimi V_A gerilimini geçecektir. Tam bu anda karşılaştırıcı çıkışı sıfır'a düşer ve kapı kapanır. Artık sayma durmuştur. Bu esnadaki Q çıkışları giriş gerilimine karşı düşen kodu verecektir. Örneklemesi dolduğunda sayıcı sıfırlanır ve ikinci örnek için aynı işlem tekrarlanır.



Şekil 3.2

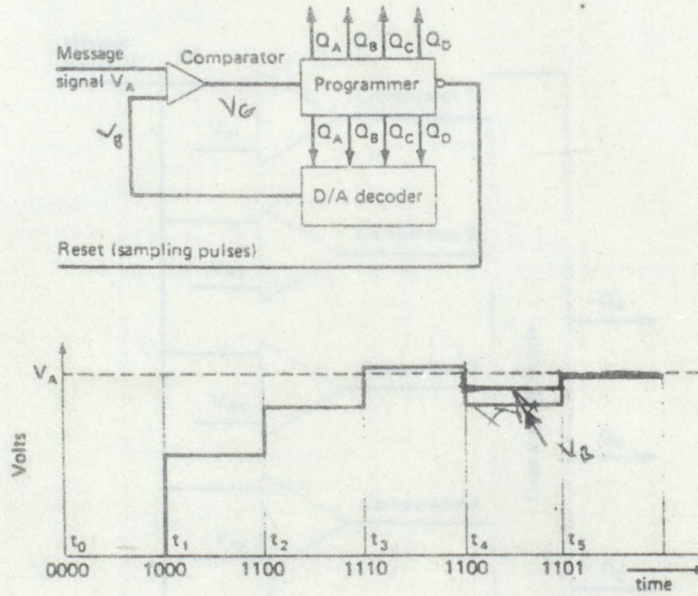
Şekil 3.1' deki haliyle bu dönüştürücü sadece pozitif gerilimler için kullanılabilir. Her iki yöndeki gerilimleri de dönüştürmek istersek Şekil 3.2' deki gibi bir +/- sezici ve doğrultucu kullanmak gerekir. Ayrıca giriş geriliminin alabileceği en büyük değer de adım büyüklüğü ve bit sayısı ile sınırlıdır. Eğer daha büyük bir gerilim gelirse V_B hiçbir zaman bu gerilime erişemez ve kod alabileceği en büyük değere gelir (bu devre için 1111). Eğer bu esnada örnekleme periyodu bitmemişse sayıcı çıkışı sıfıra düşer ve saymaya devam eder. Sonuçta giriş gerilimiyle ilgisi olmayan bir kod elde edilir.

Bu tip dönüştürücüde bir örnekleme dönüştürme süresi sabittir ve bu süre n -bit' lik bir kodlayıcı için aşağıdaki gibi hesaplanabilir:

$$t(\text{kodlama}) = 2^n / f(\text{saat})$$

Ardışıl Yaklaşmalı Dönüştürücü (Successive Approximation Converter)

Bu dönüştürücü de benzer şekilde çalışır. Ancak çok daha hızlı çalışır ve dönüştürme süresi $2^N/f(\text{saat})$ yerine sadece $n/f(\text{saat})$ dır. Burada sayıcı yerine bir programlayıcı kullanılmaktadır. Bu devre karşılaştırıcı çıkışına bakarak çıkış kodunu arttırır yada azaltır.



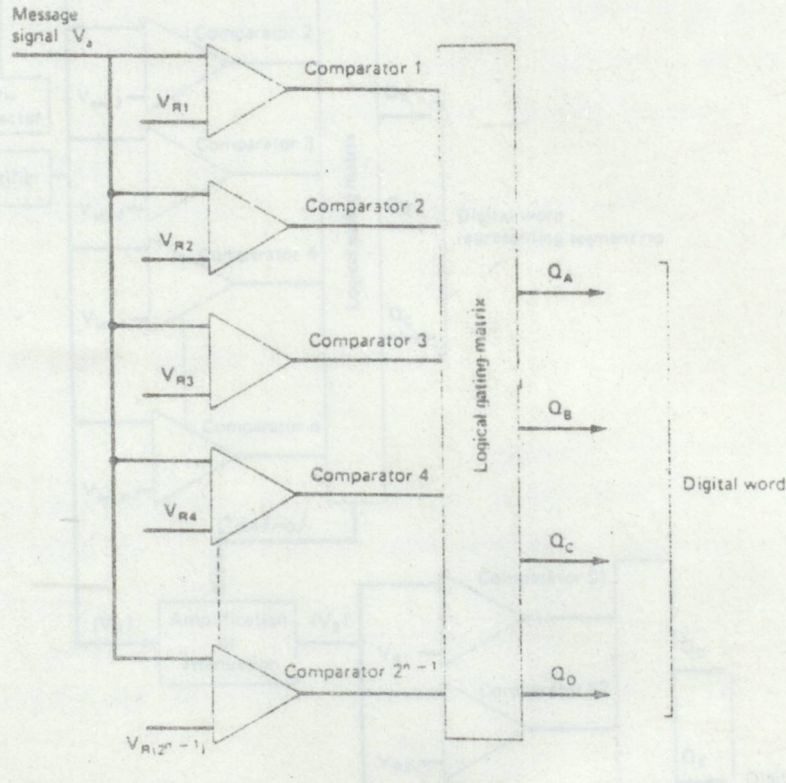
Şekil 3.3

Başlangıçta programlayıcı çıkışını 0000 olduğunu ve giriş geriliminin de 1101 koduna karşı düşen 13. dilimde bulunduğunu kabul edelim. İlk denemede V_A, V_B den büyük olacağından karşılaştırıcı çıkışı 1 dir ve programlayıcı Q_A 'yı 1 yapar. V_B , 8. dilime yükselmiştir fakat hala giriş geriliminden küçüktür. 0 zaman ikinci bit Q_B de 1 yapılır. Kod 1100 olur fakat karşılaştırıcı çıkışı gene 1 olacaktır ve üçüncü bit de 1 yapılır. 0 zaman V_B 15. dilime yükselir ve V_A 'yı geçer, karşılaştırıcı çıkışı 0 olur. Bu durumda son değiştirilen basamak eski haline getirilip ($Q_C=0$) bir sonraki basamak $Q_D=1$ yapılır. Böylece dört adımda sonuç bulunmuş olur.

Bu yöntem doğrudan düzgün olmayan kuantamaya uygulanabilir. Bunun için değiştirme adımlarını logaritmik seçip önce V_A 'nin hangi parçada olduğu bulunur. Bu parçadaki hangi dilimde olduğunu bulmak için analog ağırlık verme devreleri kullanılır.

Paralel Dönüştürücüler (Parallel Converters)

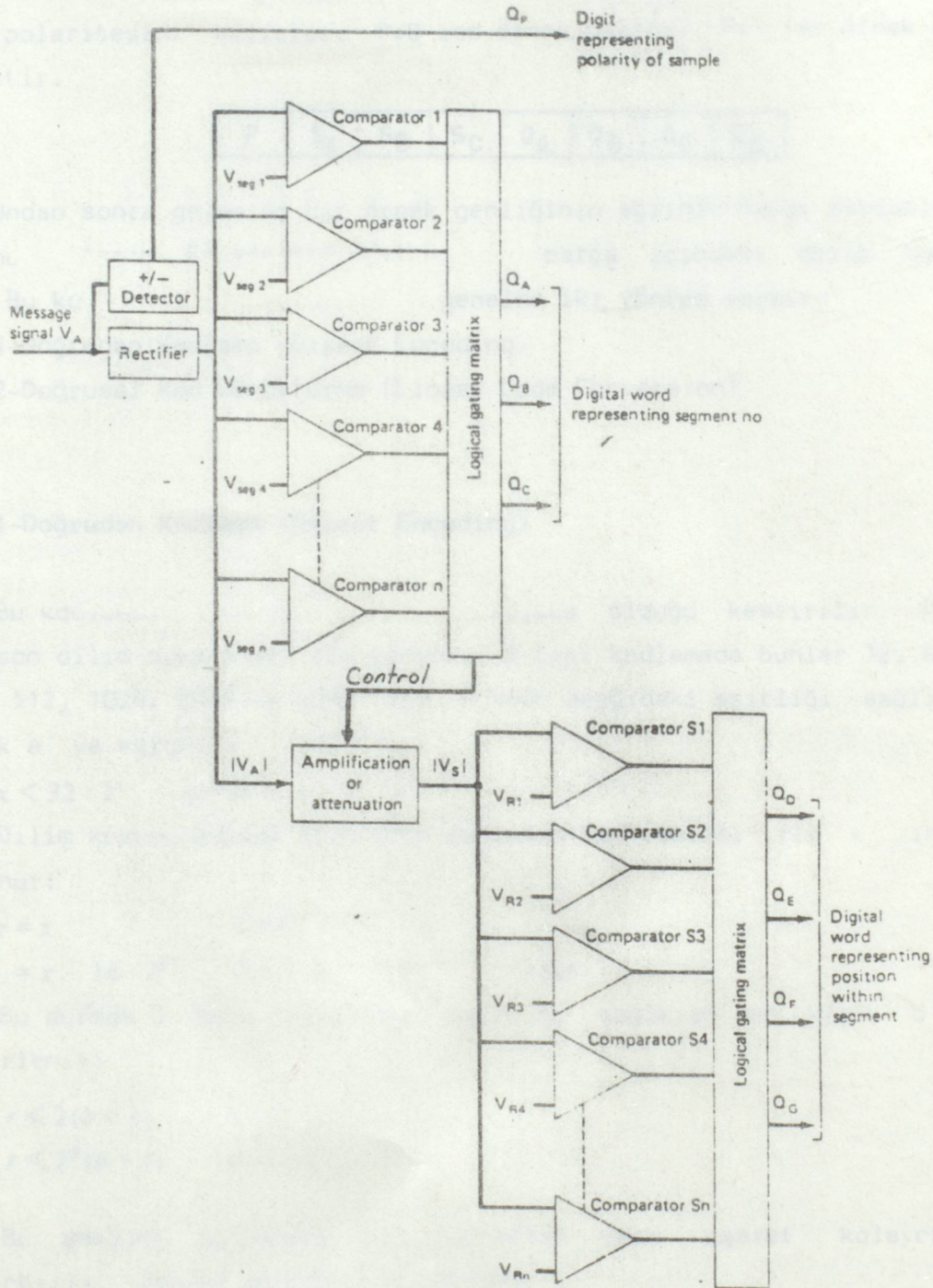
Bu dönüştürücüler oldukça karmaşık ve pahalıdırlar. Buna karşılık çok hızlı çalışabilirler. Bu teknikte bütün dönüştürme tek bir adımda yapıldığından bunlara flaş dönüştürücüler de denilmektedir. Yüksek hızlarda FDM gruplarının PCM formatında yollanması gibi işlerde kullanılabilirler.



Şekil 3.4

Bu devrenin çalışma prensibi aslında çok basittir. Her kuantal dilimi için ayrı bir karşılaştırıcı kullanılarak giriş geriliminin hangi dilimde olduğu anında kestirilir. Geriye kalan bütün iş bu 2^n tane çıkışı bir mantık devresi ile (2^n -to- n encoder) n basamaklı koda çevirmektir ki bu hızlı kapı devreleri ile kolayca yapılabilir. Her karşılaştırıcının referans ucuna ilgili basamak gerilimi uygulanmaktadır. Eğer doğrusal kuantalama yapılacaksa bu gerilimler tek bir referanstan eşit değerli direnç bölücüleri kullanarak elde edilebilir. Bu direnç oranları değiştirilerek de istenilen sıkıştırma eğrisini elde etmek mümkündür.

Ayrıca Şekil 3.6' da görüldüğü gibi μ -tipi veya A-tipi parçalı sıkıştırma da iki ayrı paralel dönüştürücü ve bir ağırlık devresi yardımı ile hemen yapılabilir.



Şekil 3.6

SIKIŞTIRMANIN SAYISAL OLARAK YAPILMASI (Digital Translators)

Standard 8 bitlik p-tipi ve A-tipi kodlayıcılarda birinci hane işaretin polaritesini belirler. P=0 ise örnek pozitif, P=1 ise örnek negatif demektir.

P	S _A	S _B	S _C	Q _A	Q _B	Q _C	Q _D
---	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------	----------------

Ondan sonra gelen üç bit örnek genliğinin eğrinin hangi parçasında olduğunu verir. En sondaki dört bit parça içindeki dilim numarasıdır. Bu kodlama genelinde iki yöntem vardır:

- 1-Doğrudan Kodlama (Direct Encoding)
- 2-Doğrusal Kod Dönüştürme (Linear Code Conversion)

1-Doğrudan Kodlama (Direct Encoding)

Bu kodlamada önce örnek genliği parçaya olduğu kestirilir. Parçalar en son dilim numaraları ile tanınır. A-tipi kodlamada bunlar 32, 64, 128, 256, 512, 1024, 2048 ve 4096'dır. S kodu aşağıdaki eşitliği sağlayan en küçük a'ya eşittir.

$$x < 32 \cdot 2^a \quad a = 0, 1, \dots, 7$$

Dilim kodunu bulmak için önce parçanın son sayısı ile x'in farkı bulunur:

$$\begin{aligned} r &= x & S &= 0 \\ &= x - 16 \cdot 2^S & S &= 1, 2, \dots, 7 \quad \text{için} \end{aligned}$$

Bu durumda Q kodu aşağıdaki eşitliği sağlayan en küçük b olarak belirlenir:

$$\begin{aligned} r &< 2(b+1) & S &= 0 \\ r &< 2^S(b+1) & S &= 1, 2, \dots, 7 \end{aligned}$$

Bu şekilde kodlanmış bir işaretten esas işaret kolayca elde edilebilir. İşaret genliğine y_n dersek

$$\begin{aligned} y_n &= 2Q + 1 & S &= 0 \\ &= 2^S (Q + 16\frac{1}{2}) & S &= 1, 2, \dots, 7 \end{aligned}$$

olur.

H A T K O D L A R I

HAT KODLARI bilinenlerdir. Bu yüzden kondensatör veya transformator bağlantılı hatlarda tek yan bent modülasyonlu sistemlerde ve hatları besleyen tekrarlayıcıların (repeater) bulunduğu hatlarda rahatca iletilenlerdir.

HAT KODLAMASININ ÖZELLİKLERİ

Kodlama Verimi

Artıklık

Doğru akım Sarkması

Eşzamanlama Bileşeni

HAT KODLARININ ÇEŞİTLERİ

- 1- Çift yönlü Hat Kodları (Bipolar)

- a. İkizleştirilmiş İkili Kodlama (Twinned Binary Code)

- b. Darbe Yönünü Eviren Kodlama (Alternate Mark Inversion, AMI)

- 2- Çift Fazlı Hat Kodları (Biphase, Manchester)

- 3- Kodlu Yön Değiştirme (Coded Mark Inversion, CMI)

- 4- İlintili Kodlama (Correlative Coding)

- 5- İkili N Sıfır Değiştirme (Binary N Zero Substitution, BNZS)

- 6- Yoğun İkili Kodlama (High Density Bipolar, HDB)

- ## 7- Alfabetik Kodlar

- a. Çift Seçmeli Üçlü Kodlama (Pair Selected Ternary)

- b. nBmT Kodlaması

- c. MSnm Kodlaması

EKLER

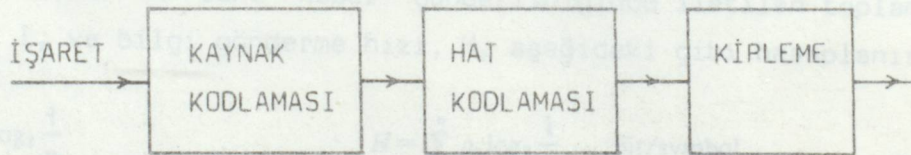
HAT KODLARI

Sayısal kodlamanın en basit şekli olan darbe kod modülasyonu (PCM) doğrudan ikili darbe katarı olarak gönderilebilir. Bunun üç önemli mahzuru vardır:

1-Yeterince zamanlama bilgisi olmadığından seğıirmeye (jitter) çok duyarlıdır. Özellikle uzun -1- yada -0- lardan oluşan bir katar geldiğinde eş-zamanlama zorlaşır.

2-Bir doğru akım (DC) bileşeni vardır. Bu yüzden kondansatör veya transformatör bağlantılı hatlarda tek yan bant modülasyonlu sistemlerde ve hattın beslenen tekrarlayıcıların (repeater) bulunduğu hatlarda rahatca iletilemezler.

3-Bu kodlamada hat hataları çalışma sırasında sürekli olarak izlenemez. Bu yüzden kodlara haber taşımayan artıklıklar eklenerek bu kusurlar giderilmeye çalışılır. Bu iş için yapılan yeni kodlamaya da Hat Kodlaması denilir.



Şekil 1

Kodlanmış işaretin hattın en az bozulmayla iletilebilmesi için:

- 1- Kodlanmış işaretle DA bileşeni bulunmamalıdır
- 2- Spektrumda alçak frekanslı bileşenler mümkün olduğu kadar zayıflatılmış olmalıdır.

3- Kodlama sonunda mümkün olduğu kadar sık tepe genliğe ulaşan darbeler elde edilmelidir. Bu, işaret düzeyini ölçmeyi ve tekrarlayıcılardaki otomatik kazanç ayar devrelerinin iyi çalışmasını sağlar.

4-Simge hızı olabildiği kadar küçük olmalıdır.

5-Kodlama verimi yüksek olmalıdır.

Alıcı tarafta kodun kolayca ve en az hatayla çözülebilmesi için:

6-Hattan gelen hatalı işaretler sistem çalışırken sürekli olarak gözle-
neilmelidir.

7-Kod çözme sırasında hatalar çoğalmamalıdır.

8-Kod yeterince zamanlama bilgisine sahip olmalıdır. Yani yeterince
sık olarak konum değişikliği yada sıfır geçişi olmalıdır.

9-Kodlama kaynaktan gelen işaretin istatistiğinden bağımsız olmalıdır

10-İlk işareti elde edebilmek için kod tek bir biçimde çözülmelidir.

11-Kodlama ve kod çözme rahatça uygulanabilecek kadar basit olmalıdır.

Kodlama Verimi (Coding Efficiency)

Kodlanmış işaretin bilgi taşıma kapasitesi kodlanmamış işaretinkinden
daha fazladır. Bu durumda bir miktar bilgi taşıma kapasitesi ziyan edilmek-
tedir demektir. Bunu belirlemek için bir kodlama veriminden bahsedilebilir.
Bu verim haber işaretinin bilgi taşıma kapasitesi (entropisi) ile kodlanmış
işaretin bilgi taşıma kapasitesi oranlanarak bulunabilir.

Eğer herbirinin meydana gelme olasılığı $p_1, p_2, \dots, p_n$ olan $a_1, a_2, \dots, a_n$
haber dizisi varsa N tane haber gönderildiğinde iletilen toplam bilgi
(information), I , ve bilgi gönderme hızı, H , aşağıdaki gibi hesaplanır.

$$I = N \sum_{i=1}^n p_i \log_2 \frac{1}{p_i}$$

$$H = \sum_{i=1}^n p_i \log_2 \frac{1}{p_i} \quad \text{bit/symbol}$$

S_m :Haber işaretinde veri hızı (simge/saniye)

S_c :Kodlanmış işaretin veri hızı (simge/saniye)

C_m :Gelen işaretin bilgi kapasitesi,

C_c :Kodlanmış işaretin bilgi taşıma kapasitesi ise;

$$C_m = S_m \sum_{i=1}^n p_i \log_2 \frac{1}{p_i} \quad \text{bit/s}$$

$$C_c = S_c \sum_{i=1}^n q_i \log_2 \frac{1}{q_i} \quad \text{bit/s}$$

olur ve kodlama verimi;

$$\eta = \frac{C_m}{C_c} = \frac{S_m \sum_{i=1}^n p_i \log_2 (1/p_i)}{S_c \sum_{i=1}^n q_i \log_2 (1/q_i)}$$

olarak hesaplanır.

Örnek olarak ikili sistemde ($n=2$) ve 1-olasılığı=0.4, 0-olasılığı=0.6 olan giriş ile üçlü sistemde ($N=3$) eş olasılıklı çıkış veren ($q=0.333$) bir kodlayıcıyı ele alalım. Eğer ikili sistemde veri hızı = 2MHz, üçlü sistemde veri hızı = 1.5MHz ise verim aşağıdaki gibi hesaplanabilir.

$$\eta = \frac{2 (\log_{10} 2)^{-1} [0.4 \log_{10}(0.4)^{-1} + 0.6 \log_{10}(0.6)^{-1}]}{1.5 (\log_{10} 2)^{-1} 3 [0.333 \log_{10}(0.333)^{-1}]} \times 100\% = 82\%$$

Artıklık (Redundancy)

Hat kodlamasından istenen özellikleri sağlamak için kaynakta kodlanmış işarete bir miktar artıklık eklenmesi gerektiğini söylemiştik. Bu artıklığı sağlamak için iki yol vardır:

- 1- Darbe sıklığını arttırmak (S_c S_m)
- 2- Genlik düzeylerinin sayısını arttırmak (N n)

Artıklık genel olarak kodlanmış işaretin bilgi taşıma kapasitesi ile gelen işaretin bilgi taşıma kapasitesi arasındaki farkın bağıl değeri olarak ifade edilir:

$$r = (C_c - C_m) / C_m \times 100$$

Eğer sadece bit hızı arttırılarak artıklık sağlanmışsa ve simgeler eşit olasılıklı ise:

$$r = (S_c - S_m) / S_m \times 100$$

$$\eta = S_m / S_c \quad \text{olur.}$$

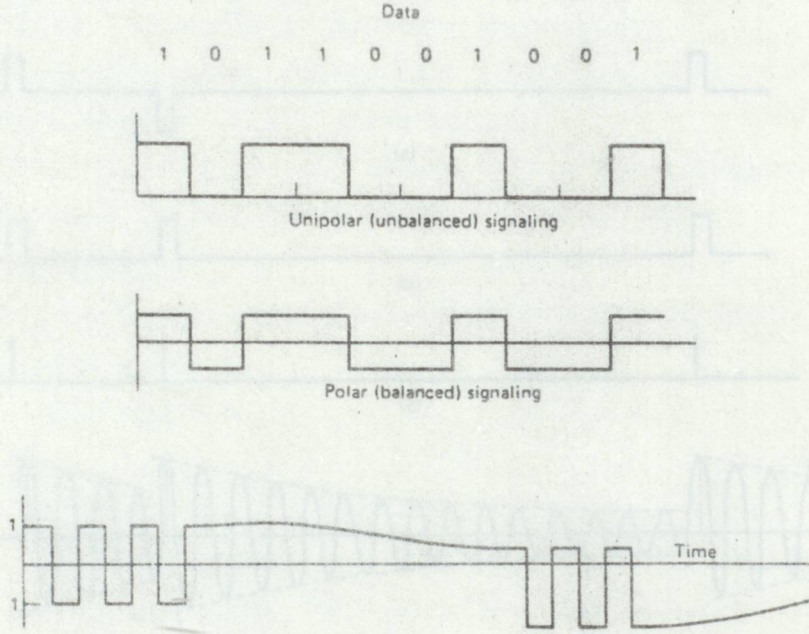
Eğer artıklık düzey sayısı arttırılarak elde edilmiş, ikili kaynak kodlamasında -1- ve -0- lar eşit olasılıkla geliyor ve hat kodlaması L düzeyli ise artıklık:

$$r = (S_c \log_2 L - S_m) / S_m \times 100$$

olarak ifade edilebilir.

Doğru Akım Sarkması (DC Wander)

Eğer bir darbe dizisinin ortalama değeri sıfırdan farklı ise DA geçirmeyen bir sistemden geçirildiğinde Şekil 2.deki gibi bir bozulma olacaktır. Özellikle uzun süreli -1- yada -0- katarları geldiğinde önemli boyutlara ulaşan bu bozulmaya DA sarkması adı verilir. Şekilden de kolayca görüleceği gibi bu sarkma arkadan gelen darbeleri kaydırıldığı için bunların yanlış algılanma olasılığını arttıracaktır.



Şekil 2

Bu ortama değer kayması Akan Sayısal Toplam (Running Digital Sum, RDS) olarak adlandırılır ve k'ıncı zaman aralığındaki değeri aşağıdaki gibi hesaplanır:

$$RDS(k) = RDS(0) + \sum_{n=1}^k C_n \quad C_n = 1, -1$$

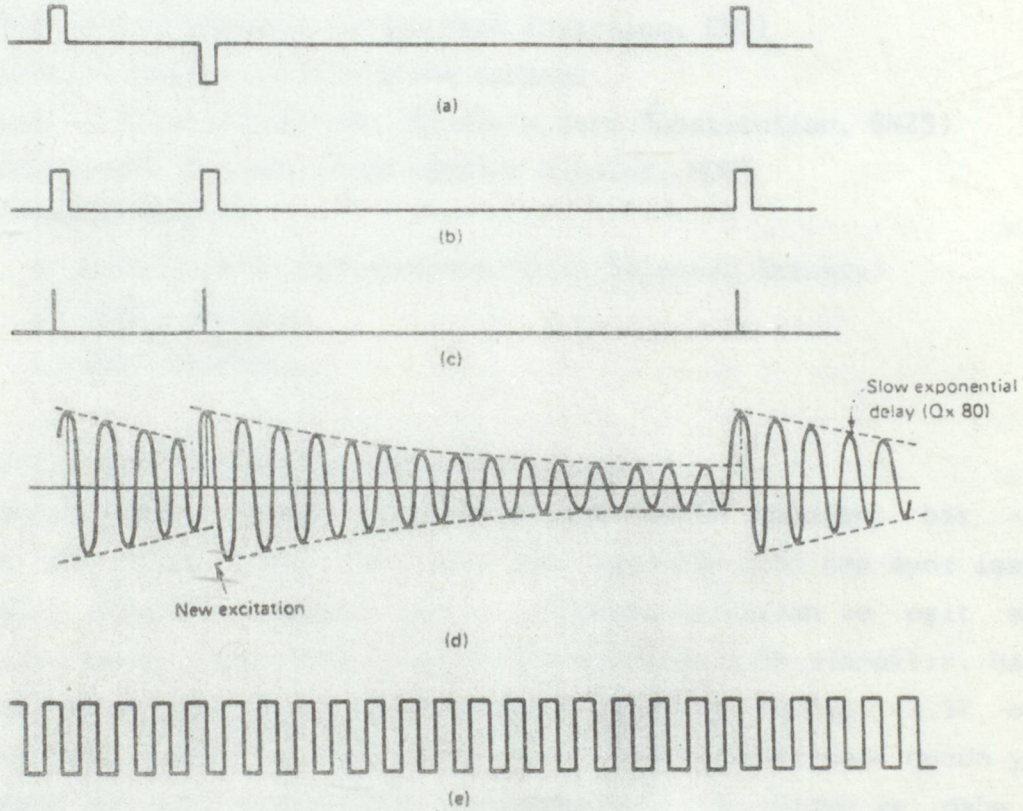
Bu toplamın en büyük ve en küçük değerleri arasındaki farka da Sayısal Toplam Değişimi (Digital Sum Variation, DSV) denilir:

$$DSV = RDS_{\max} - RDS_{\min}$$

Bu bozulma ardarda gönderilebilecek -1- ve -0- sayısını sınırlar.

Eşzamanlama Bileşeni

Alıcı tarafta kodun çözülebilmesi için karar verme anlarının en uygun biçimde belirlenmesi ve eğer kod bloklardan oluşmuşsa bunların başlangıç ve sonlarının da kestirilmesi gerekir. Bunu yapabilmek için gerekli zamanlama bilgisi de normal olarak gelen darbe dizisinin bir konumundan diğerine geçiş anlarında elde edilir. Dolayısıyla geçişleirlnolmadığı en uzun süre zamanlama bakımından bir ölçü olarak alınabilir.



Şekil 3

Gelen işaretten zamanlama bilgisini çıkarmak için uygulanabilecek en basit yöntem yukardaki şekilde verilmiştir. Burada Q-değeri yüksek ve gelen işaretin saat frekansına akortlu bir rezonans devresi kullanılmaktadır. Bu rezonans devresini uyarmak için önce işaret bir tam dalga doğrultucudan geçirilir. Elde edilen darbe dizisinin yükseliş anlarında üretilen çok kısa süreli darbelerle rezonans devresi uyarıldığında sönümlü bir sinüs eğrisi elde edilir. Eğer bu sinüsün genliği belli bir değerin altına düşmeden yeni bir darbe gelirse devre titreşmeye devam eder. Bu sinüs kuvvetlendirilip kırılmak suretiyle kare dalgaya dönüştürülür. Modern devrelerde bu iş için rezonans devreleri yerine faz kenetlemeli devreler (PLL) kullanılmaktadır.

HAT KODLARININ ÇEŞİTLERİ

Bugün kullanılan ve kullanılmıyan pek çok hat kodlaşması çeşitleri vardır. Burada en önemli hat kodlarından bazıları incelenecektir. Bunları şöylece sıralayabiliriz:

- 1- Çift yönlü Hat Kodları (Bipolar)
 - a. İkizleştirilmiş İkili Kodlama (Twinned Binary Code)
 - b. Darbe Yönünü Eviren Kodlama (Alternate Mark Inversion, AMI)
- 2- Çift Fazlı Hat Kodları (Biphase, Manchester)
- 3- Kodlu Yön Değiştirme (Coded Mark Inversion, CMI)
- 4- İlintili Kodlama (Correlative Coding)
- 5- İkili N Sıfır Değiştirme (Binary N Zero Substitution, BNZS)
- 6- Yoğun İkili Kodlama (High Density Bipolar, HDB)
- 7- Alfabetik Kodlar
 - a. Çift Seçmeli Üçlü Kodlama (Pair Selected Ternary)
 - b. nBmT Kodlaması
 - c. MSnm Kodlaması

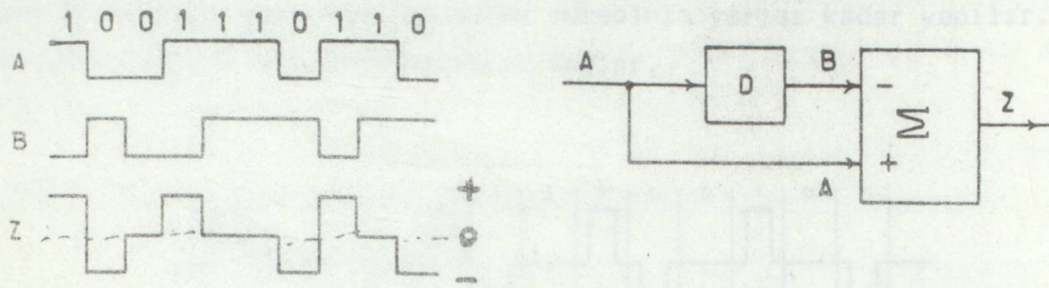
1. Çift Yönlü Hat Kodları (Bipolar Coding)

Kaynaktan gelen işaret genellikle tek yönlü değişen bir ikili kodlamadır ve -0-lar için 0V, -1- ler için +5V gibi hep aynı işaretli değerler alır. Böyle bir işareti hattın yollamaya kalkarsak ve eşit sayıda -0- ve -1- varsa hatta gönderilecek güç $P=5 \times 5/2=12.5W$ olacaktır. Halbuki aynı işareti ortalaması sıfır olacak şekilde kaydırıp +2.5V, -2.5V olarak gönderirsek aynı güç $P=2.5 \times 2.5=6.25W$ olur. Çünkü ilk durumda gücün yarısı DA bileşenine ait olup hiçbir haber taşımamaktadır. Bu yüzden ve daha önce sayılan sebeplerden ötürü tek yönlü hat kodları etkin olarak kullanılamazlar. Bunun yerine + ve - yönde eşit genlikle değişen Çift Yönlü (Bipolar) Kodlar kullanılır.

1.a İkizleştirilmiş İkili Kodlama (Twinned Binary Coding)

Bu kodlama giriş işaretinin sayısal türevini alma esasına dayanır.

GİRİŞ	ÇIKIŞ
yükseliyor	+1
düşüyor	-1
değişmiyor	0



Şekil 4

Sekilden de görüldüğü gibi bir giriş darbesi biri pozitif diğeri negatif olan iki eşit genlikli ikiz darbe çiftine dönüştürülmektedir. Bu yüzden DA bileşeni yoktur ve DSV sadece 1 birimdir. Bu kodlamada simge hızı kaynaktan gelen simge hızı ile aynıdır. Fakat iki yerine üç seviye vardır.

İşareti doğrultarak zamanlama bilgisi elde edilebilir. Gerçeklenmesi çok kolaydır (Şekil 4). İki simge arası kadar bir geciktirme sağlayan bir D birim gecikme devresi ve bir çıkarma devresi yardımı ile kodlama yapılabilir. Alıcısındaki kod çözme işlemi de bir sayısal integral alma işleminden ibarettir.

Bu kodlamanın en önemli kusuru hatanın devam etmesidir. Eğer bir bit yanlış algılanırsa bu yanlışlık ikinci bir yanlışlığa kadar devam eder.

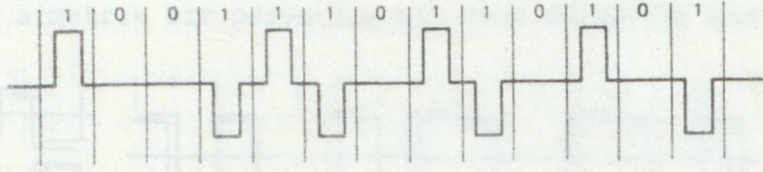
1.b Darbe Yönünü Eviren Kodlama (Alternate Mark Inversion, AMI)

Bu kodlama Bell Telephone tarafından kurulan ilk PCM şebekelerinde kullanılmıştır. Kodlama şöyle yapılır:

GİRİŞ	ÇIKIŞ	
(0)	(0)	
(1)	+1	eğer bir önceki (1), -1 olarak kodlanmışsa
(1)	-1	eğer bir önceki (1), +1 olarak kodlanmışsa

Böylece çıkışta -1,0,+1 olabilen üçlü bir kod elde edilmiş olur.

Aynı kodlamanın değişik ve daha yaygın olan bir uygulamasında da gönderilen darbelerin süresi giriş darbe süresinin yarısı kadar yapılır. Bu yol zamanlama bilgisi üretmede kolaylık sağlar.



Şekil 5

Kod çözme işlemi bir doğrultucu ile kolayca yapılabilir. Hatanın devam etmesi söz konusu değildir. Ancak ardarda gelen uzun -0- dizileri zamanlamada zorluk yaratabilirler. Çünkü bu esnada hiçbir konum değişikliği olmaz.

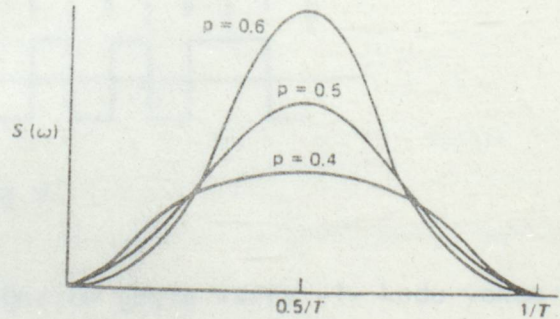
Bu kodlamanın sağladığı en önemli kazançlardan biri de hatanın sürekli olarak kontrol edilebilmesidir. Eğer bir hata söz konusu değilse peşpeşe gelen iki darbenin mutlaka zıt yönde olması gerekir. Eğer bu kurala uymayan bir darbe alınmışsa mutlaka bir hata vardır. Bu hatalı darbeler sayılarak hattın durumu ve hata olasılığı sürekli olarak gözlenebilir.

AMI olarak kodlanmış bir darbe dizisinin spektrumu gelen darbe dizisindeki bir bit'in -1- olma olasılığı (p)'ye ve darbenin kendi spektrumu $G(\omega)$ -ye bağlı bir fonksiyondur:

$$S(\omega) = \frac{2p(1-p)}{T} |G(\omega)|^2 \frac{1 - \cos \omega T}{1 - 2(2p-1) \cos \omega T + (2p-1)^2}$$

$$G(\omega) = \left(\frac{T}{2}\right) \frac{\sin(\omega T/4)}{\omega T/4}$$

(p)'nin çeşitli değerleri için bu spektrumun biçimi Şekil.6 da verilmiştir. Görüldüğü gibi DA bileşeni yoktur ve p arttıkça güç işaret frekansının yarısında yoğunlaşmaktadır.

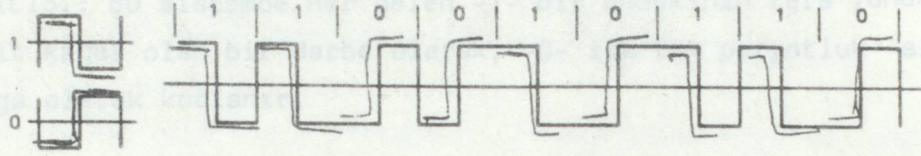


Şekil 6

İki Fazlı (Biphase) veya "Manchester" Kodlama

Hat kodlaması yapmanın diğer bir yolunun da darbe sıklığını arttırmak olduğunu söylemiştik. Manchester kodlamasında bu yola gidilerek darbe sıklığı iki kat arttırılır. Çıkışı iki seviyelidir.

YAPILIŞI: Bu kodlamada -1- ler ve -0- lar birbirinin zıt fazlı olan ve sıfıra göre simetrik bir periyotluk bir kara dalga ile kodlanır.



Bu kodlama bant genişliğinin önemli olmadığı kısa hatlarda (Local Area Network) çok kullanılmaktadır.

İYİ YANLARI: Kodlama simetrik olduğundan DA bileşeni yoktur.

• Kaynak istatistiğinden bağımsız bir kod üretilmektedir

• Her bit için en az bir sıfır geçişi olduğundan zamanlama bilgisi de çok fazladır.

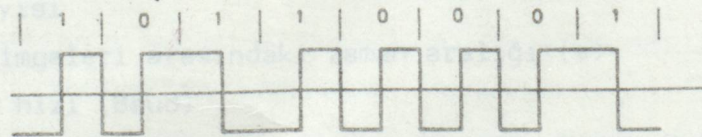
• Hata olasılığı üç seviyeli kodlamadan daha azdır.

KÖTÜ YANLARI: Sürekli hata izlemesi için kolay bir yol yoktur.

• Frekans bant genişliği iki kat artmıştır. Veri hızı düşük olmak zorundadır.

Diferansiyel Kodlama (Differential Encoding)

Manchester kodlamasının bir kötü yanı da (0)'a karşı düşen kodun (1)-inkinin tam tersi yani 180 derece faz farklısı oluşudur. Eğer zamanlamada bir kayma olursa bütün -1-ler -0-, -0-lar da -1- olarak algılanır. Bunu önlemek için diferansiyel bir kodlama yapılabilir.



Şekil 7

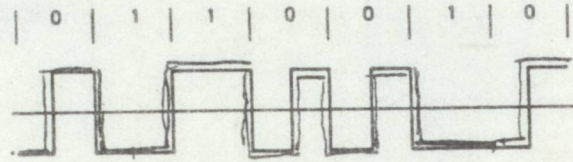
Bu kodlamada eğer bir konumdan diğerine geçiş varsa -1- kodu yoksa -0- kodu yollanır. Bu durumda bir zamanlama hatası söz konusu olmaz. Fakat hata

olasılığı iki kat artmıştır. Çünkü bir bit yanlış algılanırsa arkasından gelen de yanlış algılanacaktır.

Kodlu Yön Değiştirme (Coded Mark Inversion, CMI)

CMI, CCITT tarafından 4. Kademe çoğulama sisteminde (139.264 Mb/s) kullanılması tavsiye edilen bir kodlama sistemidir.

YAPILIŞI: BU sistemde her gelen -1- bir öncekinin ters yönünde ve süresi bir bit kadar olan bir darbe olarak, -0- ise tam periyotluk simetrik bir kare dalga olarak kodlanır.



Şekil 8

Bu kodlamada da hata olasılığı Manchester koduna göre iki kat fazladır

Çok Düzeyli Kodlamalar

İki, üç düzeyli kodlamalar yerine daha fazla düzeyli kodlamalar yapılarak frekans bant genişliği azaltılabilir. Buna karşılık hata olasılığı da artacaktır.

Çok düzeyli bir kodlamada bilgi gönderme hızı:

$$R = \log_2(L)(1/T)$$

olarak hesaplanabilir. Burada:

L: Düzey sayısı

T: İşaret simgeleri arasındaki zaman aralığı (s)

1/T : Simgeler hızı (Baud)

Eğer giriş işareti ikili bir işaretse bit hızı (b/s) simge hızına (baud) eşittir. Ancak genel durumda bu doğru değildir.

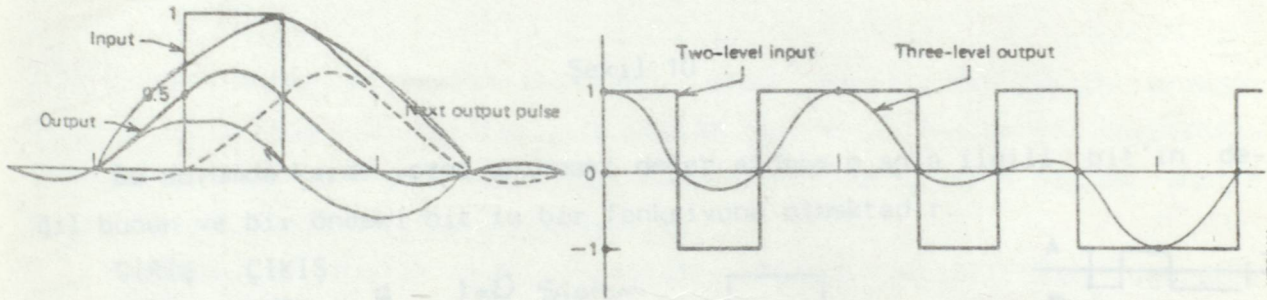
Bilgi gönderme hızı az olduğu için çok düzeyli kodlama bant genişliğinin sınırlı olduğu yerlerde kullanılır.

İlintili Kodlama (Correlative Encoding)

İkili kodlamada Nyquist hızına (2 b/s/Hz) ulaşabilmek ancak ideal bir alt geçiren süzgeçle mümkün olabilir. Fakat bu ideal süzgeç gerçekleştirilese bile böyle bir sistem seçirmeye son derece duyardır. En küçük bir faz kayması yada süzgeç kesim frekansı f_k 'nın $1/T$ 'den biraz farklı yapılması simgelerarası karışmayı hemen arttırır.

Halbuki simgelerarası karışmayı sıfır yapacak yerde kontrollü bir karışmaya izin verilerek bant genişliği daha fazla azaltılabilir ve simge hızı Nyquist hızının üstüne çıkarılabilir.

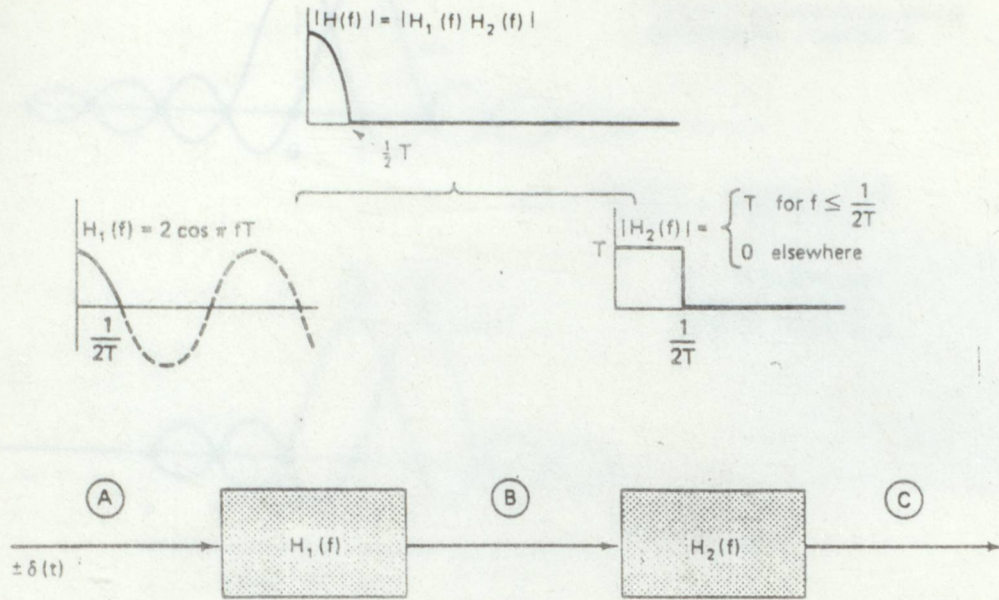
Bunu yapmak için kesim frekansı $1/2T$ olan bir ideal alt geçiren süzgeç kullanılabilir (Şekil 9)



Şekil 9

Bu süzgeç T süreli darbe ile uyarıldığında elde edilen cevabın kuyrukları bir sonraki darbeye kadar uzanacaktır. Eğer genliği bir sonraki darbe geldiği anda 0.5 olacak şekilde ayarlanırsa kolayca görülebilir ki bir sonraki darbe de (+) ise toplam +1 olacak, bir sonraki darbe (-) ise toplam sıfır olacaktır. Eğer peşpeşe iki (-) darbe gelmişse çıkış -1 olur. Yani çıkışta +1, 0, -1 değerler alabilen üç düzeyli bir kodlama yapılmış olur.

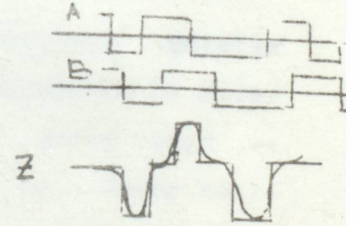
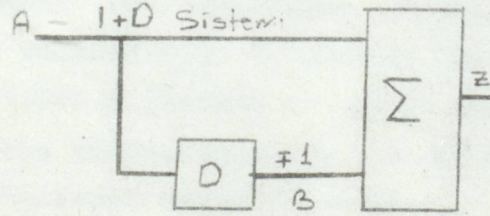
Gerçeklemede ideal süzgeç yapılamaz. Ancak benzer bir dalga şekli, Genlik fonksiyonu $f=1/T$ 'ye kadar $H(f)=2\cos(\pi fT)$ biçiminde değişen ve bundan sonra sıfır olan bir süzgeçle de elde edilebilir. Bu süzgeç bir ideal süzgeçle genlik fonksiyonu $\cos(\pi fT)$ şeklinde değişen iki süzgecin ard arda bağlanması olarak düşünülürse impuls cevabının T aralığı ile ard arda gelen iki tane $\sin x/x$ biçimli fonksiyon olduğu görülebilir.



Şekil 10

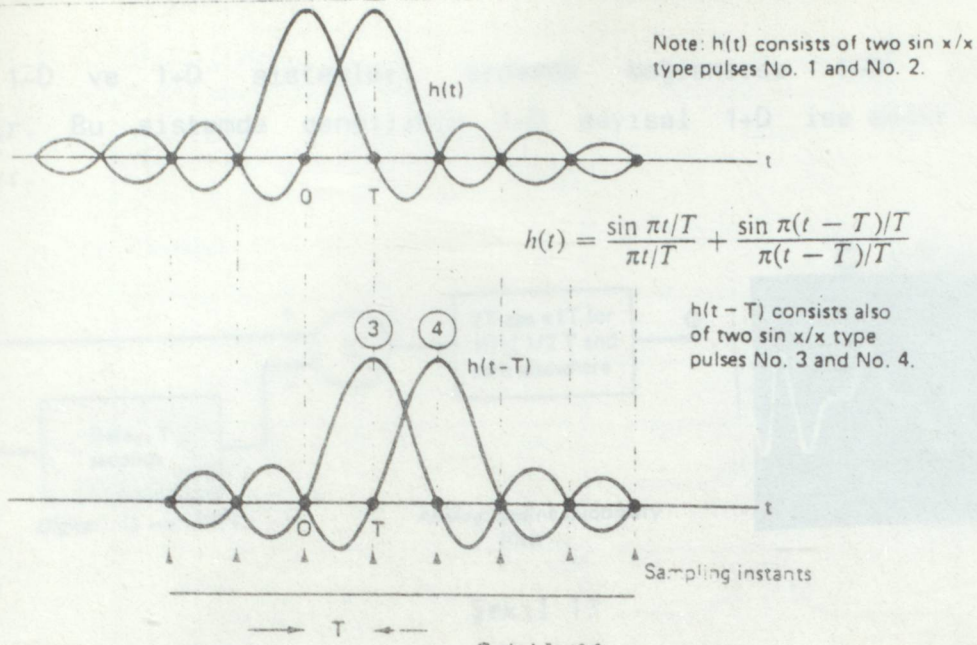
Bu durumda karar verme anındaki değer sadece o anla ilgili bit'in değil bunun ve bir önceki bit'in bir fonksiyonu olmaktadır.

GİRİŞ	ÇIKIŞ
11	+2
10	0
01	0
00	-2



Böylece +2,0,-2 değerlerini alabilen üç düzeyli bir kodlama yapılmış olmaktadır.

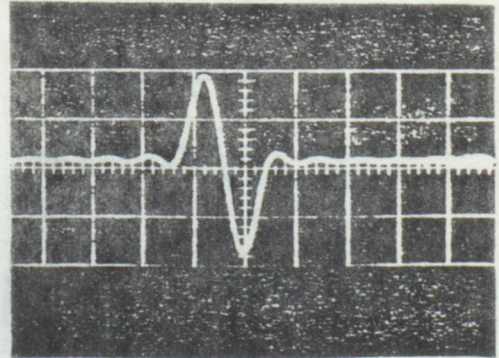
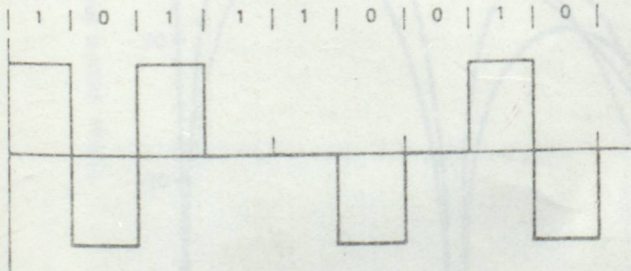
Aynı kodlamayı elde etmenin bir üçüncü yolu da ilinti (correlation) işleminin sayısal olarak yapılmasıdır. Bunun için T kadar gecikme sağlayan bir gecikme elmanı (D) kullanılır. Eğer gelen darbelerle T kadar gecikmişleri toplanırsa elde edilen dalga şeklinde gene +2,0,-2 değerler alabilen üç düzeyli bir kodlanmış işaret elde edilebilir. Bu sisteme 1+D sistemi adı verilir.



Şekil 11

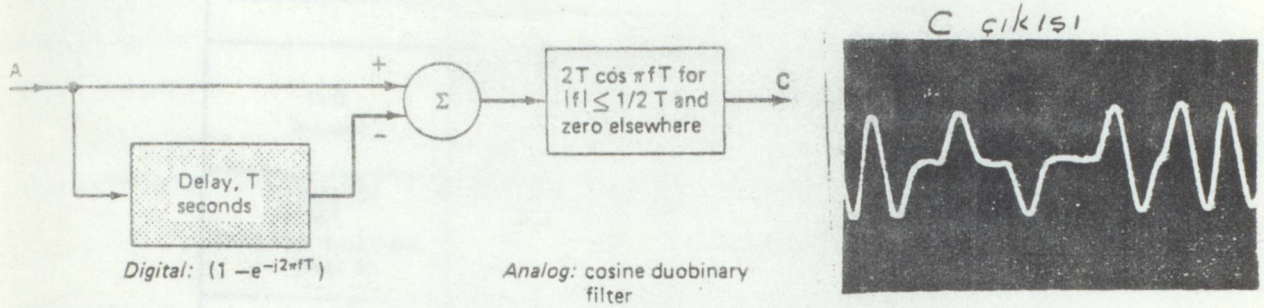
Buraya kadar anlatılan Duobinary tipi ilintili kodlamada ardarda devamlı -1- yada -0- gelirse veya toplam -0- sayısı toplam -1- sayısından farklı ise bir DA bileşeni olacaktır. Bu yüzden "Duobinary" sistem yerine bunun değiştirilmiş biçimleri kullanılır.

Bunlardan en basiti 1-D sistemidir. Burada geciktirilmiş işaretle gelen işaretin farkı alınmaktadır. Bu durumda frekans spektrumunda DA bileşeni ortadan kalkar. Çünkü bu durumda -1- giriş için +- -0- giriş için -- olarak değişen bir çıkış alınmaktadır. Her iki durumda da + ve - darbe sayısı eşit olduğundan DA bileşeni daima sıfırdır.



Şekil 12

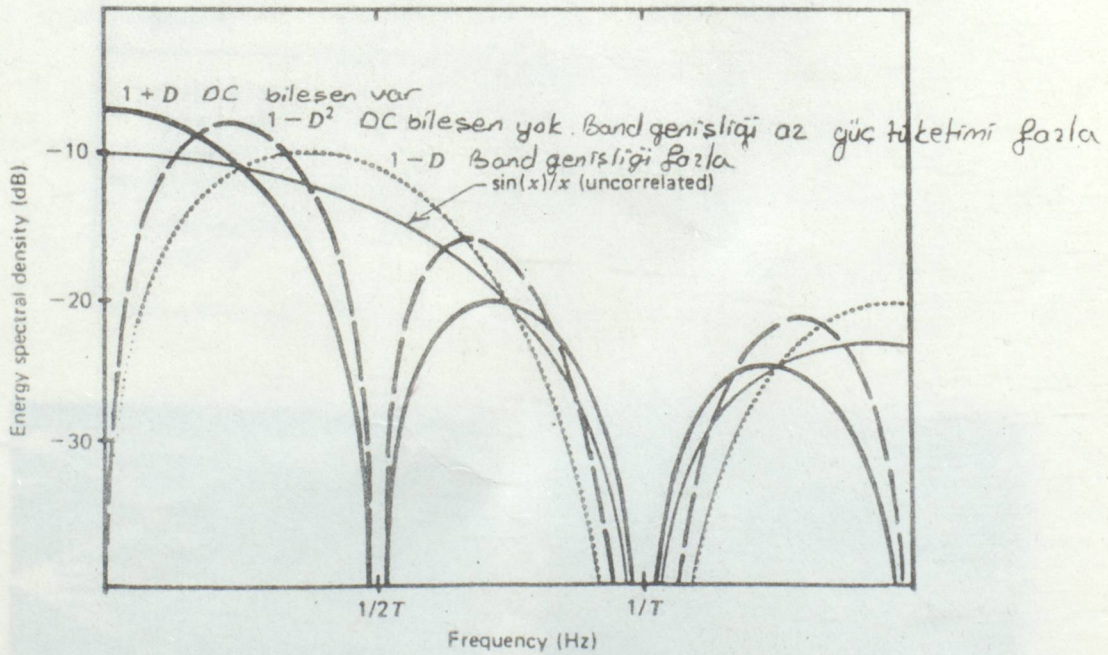
1-D ve 1+D sistemleri ardarda bağlanırsa $1-D^2$ sistemi elde edilir. Bu sistemde genellikle 1-D sayısal 1+D ise süzme yoluyla elde edilir.



Şekil 13

Bu sistemde $2T$ 'lik bir gecikme söz konusu olduğundan karar anındaki değer ardarda gelen 3 bit tarafından belirlenir. DA bileşeni yoktur ve frekans bant genişliği $1/2T$ 'dir.

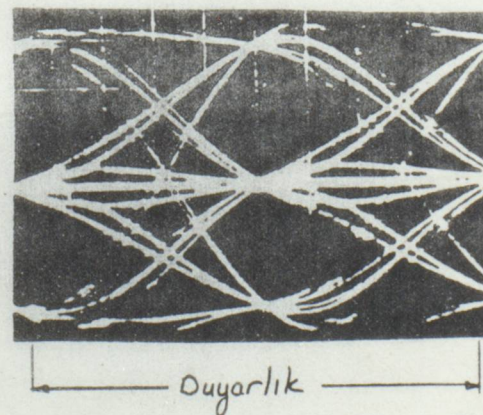
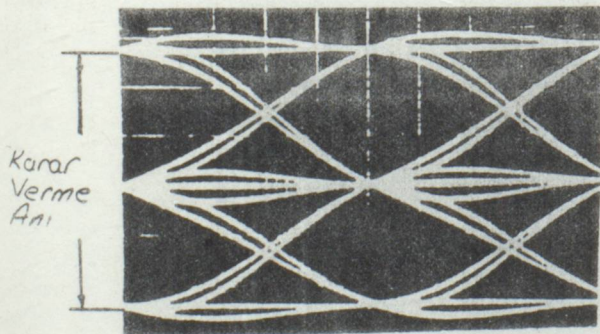
Benzer şekilde daha yüksek dereceli $H(D)$ fonksiyonları tanımlanıp gerçekleştirilebilir. Bunlar ek tabloda özetlenmiştir.



Şekil 15

TABLE I
PARTIAL-RESPONSE SYSTEMS FORMED FROM $1 + D$ AND $1 - D$

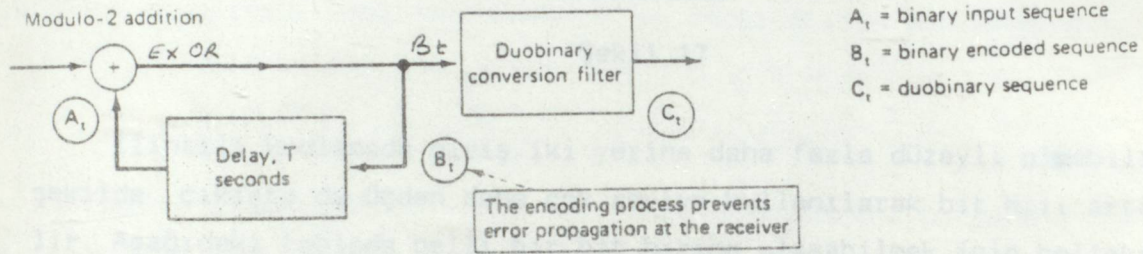
$F(D)$	$ H(\omega) $	$h(t)$
$1 + D$ (duobinary-class 1)	$DC \text{ Var}$ 	
$1 - D$ (dicode)	$DC = 0$ 	
$(1+D)(1-D)$ $= 1 - D^2$ (modified duobinary-class 4)	$DC = 0$ 	
$(1+D)^2$ $= 1 + 2D + D^2$ (class 2)	$DC \text{ Var}$ 	
$(1+D)^2(1-D)$ $= 1 + D - D^2 - D^3$	$DC = 0$ 	
$(1+D)(1-D)^2$ $= 1 - D - D^2 + D^3$	$DC = 0$ 	
$(1+D)^2(1-D)^2$ $= 1 - 2D^2 + D^4$ (class 5)	$DC = 0$ 	
$(1+D)(2-D)$ $= 2 + D - D^2$ (class 3)	$DC \text{ Var}$ 	
$(1+D)(1-D)(2+D^2)$ $= 2 - D^2 - D^4$	$DC = 0$ 	



İlintili kodlanmış bir işaretin çözülmesi için daha önceki bit'lerin ne olduğunun bilinmesi gerekir. Bu durumda eğer bir bit yanlış algılanmışsa bu yanlışlık devam edecek demektir.

Bunu önlemenin bir yolu işareti kodlamadan önce bir önkodlama yapmaktır. Bu ön kodlama o şekilde yapılırki alıcıda elde edilen bit dizisi kaynaktan gelen dizi ile aynı olur. Karar anında bir önceki değerlere bakmaya gerek kalmaz.

Önkodlama bir gecikme elemanı (Δ) ve iki tabanına göre toplama yapan bir EXCLUSIVE-OR kapısı ile yapılabilir.



Şekil 16

Giriş ve çıkış ilişkisi aşağıdaki gibi yazılabilir.

$$B_t = A_t \oplus \Delta B_t, \quad A_t = B_t \oplus \Delta B_t, \text{ modulo-2}$$

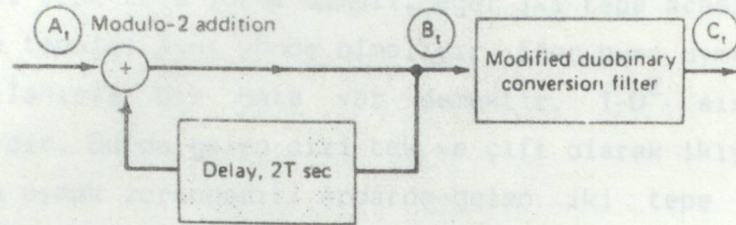
$$C_t = B_t + \Delta B_t, \text{ algebraic}$$

Bu işin püf noktası; eğer iki tabanına göre değerlendirilirse C_t nin A_t ile tamamen aynı olmasıdır. Öte yandan B_t ilintili kodlandığından bu kodlamanın bir şey kaybedilmemektedir. Ayrıca özel bir kod çözücüyeye gelen bilinmektedir. Aşağıda verilen örnekte bu kodlamanın nasıl yapılacağı görülüyor.

$$\begin{array}{r} A_t: 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \\ B_t: 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \\ C_t: 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 1 \ 2 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 2 \ 1 \ 1 \end{array}$$

Benzer şekilde $1-D^2$ sistemi için de bir önkodlama yapılabilir. Bununla ilgili bağıntılar ve blok şema aşağıda verilmiştir.

$$\left. \begin{aligned} A_i &= B_i(1 \oplus \Delta^2) \text{ modulo-2} \\ C_i &= B_i(1 - \Delta^2) \text{ algebraic} \end{aligned} \right\}$$



Şekil 17

İlintili kodlamada giriş iki yerine daha fazla düzeyli olabilir. Aynı şekilde çıkışta da üçden daha çok seviye kullanılarak bit hızı arttırılabilir. Aşağıdaki tabloda belli bir bit hızına ulaşabilmek için belleksiz sistemlerde ve ilintili sistemde gerekli düzey sayısı verilmiştir. Hız yükseldikçe aradaki fark da artmaktadır.

$$R_s = 2^N \quad \text{belleksiz}$$

$$R_c = 2^{(N-2)+1} - 1 \quad \text{ilintili}$$

TABLE 7.2 Comparison of Correlative with Zero-memory ($\alpha = 1$) Systems

N (b/s/Hz)	Number of Levels R_s in Zero-memory Systems, with $\alpha = 1$	Number of Levels R_c in Correlative Systems
1	2	
2	4	3
3	8	
4	16	7
5	32	
6	64	15
7	128	
8	256	31

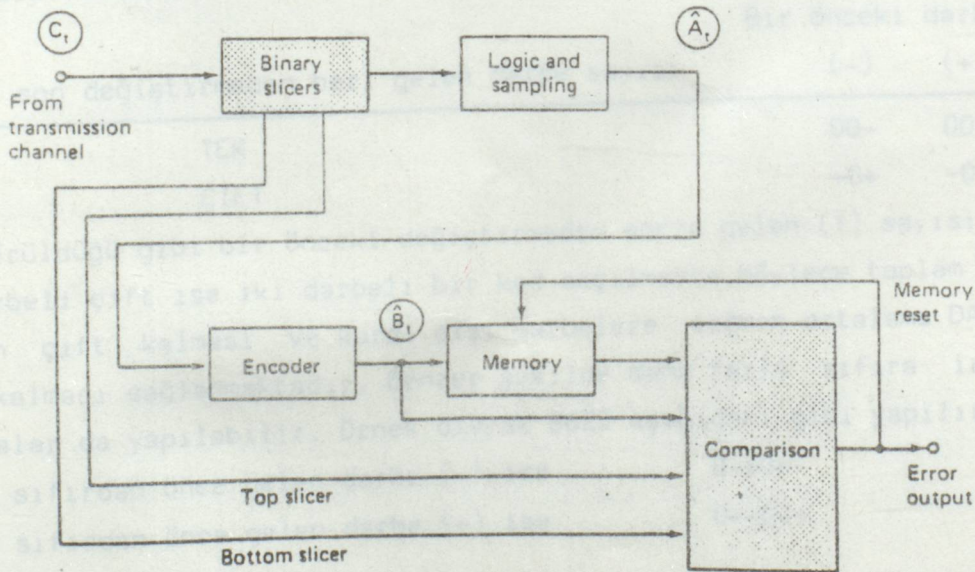
İlintili Sistemlerde Hata İzlenmesi

İlintili sistemlerde gelen işaret dizisine bakarak hatalar sürekli olarak izlenebilir. Kullanılan ilinti sistemine göre gelen işaret katarının alacağı tek bir diziliş biçimi vardır.

1-D Duobinary sisteminde kural şudur: Eğer iki tepe arasında kalan bit sayısı tek ise bu iki tepe ters yönde olmalı, eğer iki tepe arasında kalan bit sayısı çift ise tepeler aynı yönde olmalıdır. Eğer buna uymayan kural dışı bir tepe algılanırsa bir hata var demektir. 1-D² sisteminde başka bir kural vardır. Burda gelen dizi tek ve çift olarak ikiye ayrılırsa her biri şu kurala uymak zorundadır: Ardarda gelen iki tepe mutlaka zıt yönde olmalıdır. Aşağıdaki örnekte bu kural açıkça görülmektedir.

$$\begin{array}{l}
 1-D^2 \\
 A_i: 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \\
 B_i: 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \ 1 \ 0 \ 0 \ 0 \ 1 \ 0 \\
 C_i: \quad \quad \quad 0 \ + \ 0 \ - \ 0 \ + \ + \ 0 \ 0 \ - \ - \ + \ 0 \ 0 \ 0 \ - \ 0 \ + \ 0
 \end{array}$$

En genel durumda (L düzeyli) ilintili kodlamada kullanılacak hata izleme devresinin blok devresi aşağıda verilmiştir. Burada hattın gelen C_t işareti nin tepeleri alınıp karşılaştırma devresine verilir. Kod çözülüp elde edilen A_t işareti aynen vericide olduğu gibi tekrar kodlanır. Hattın gelen ve alıcıda yeniden kodlanan işaretlerin tepeleri karşılaştırılır. Eğer hatta bir hata eklenmemişse tepeler aynı yerde olacaktır. Çünkü tepeleri tek bir biçimde dizilebilir. Ara değerler değişik biçimde olabileceğinden bunlar hata izlenmesinde kullanılmazlar.



Şekil 18. İlintili sistemler için hata izleme düzeni

Yoğun İkili Kodlama (High Density Bipolar, HDB)

CCITT tarafından tavsiye edilen bu kodlama da aslında bir sıfır değiştirme kodlamasıdır. Burda N tane (0) geldiğinde en sondaki (0) bir kural dışı darbe (V) ile değiştirilir. Örnek olarak HDB3 kodlaması 3 tane sıfıra göz yumar. Dört (0) ardarda gelince dördüncü (0) kural dışı bir darbe (V) ile değiştirilir. Ancak DA bileşenin minimum olması için en son yapılan değişiklikten beri gelen darbelerin sayısına da bakmak gerekir. Eğer bu sayı çift ise ilk (0) da kurala uygun bir darbe (B) ile değiştirilmelidir. Genel olarak HDBn kodlaması için n+1 sıfır geldiğinde şu kod üretilecektir:

Son değiştirmeden beri gelen darbe sayısı TEK ise 000...V
 Son değiştirmeden beri gelen darbe sayısı ÇİFT ise 800...V

Son değiştirmeden beri gelen darbe sayısı	Bir önceki darbe	
	(-)	(+)
TEK	000-	000+
ÇİFT	+00+	-00-

Bu kodlamada Sayısal Toplam Dağışımı DSV=2 dir. Kodlama B000...V şeklinde yapılacağına 00...80V şeklinde de yapılabilir. Bu tür kodlama n den bağımsız olarak çözülebildiği için Compatible HDBn veya kısaca CHDBn denilir.

Alfabetik Hat Kodları

Bu kodlamada kaynaktan gelen n tane K düzeyli simgeden oluşan c(s) alfabesi m tane L düzeyli simgeden oluşan e(s) alfabesine dönüştürülür. Bunun mümkün olabilmesi için

$$K^n \leq L^m \quad \text{veya,}$$

$$n \leq m \log_K L \quad \text{olmalıdır.}$$

Burada simge blokları kullanıldığına göre bu blokların veya kelimelerin ayrılabilmesi ve kodlarının doğru olarak çözülebilmesi için bir eşzamanlama şarttır. Bu olmazsa, hatta gürültü olmasa bile bir hata olacaktır.

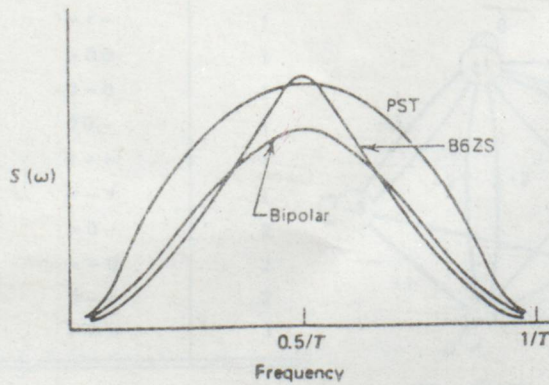
a.Çift Seçmeli Üçlü Kodlama (Pair Selected Ternary, PST)

Bu kodlamada giriş (1) ve (0) dan oluşan iki harfli, çıkış ise (+1), (0) ve (-1) den oluşan üç harfli bir alfabadır. Kelime uzunluğu her iki tarafta eşit olup 2 harflidir. Yani 2 bit'lik kodlar halinde alınan ikili giriş işareti iki üç düzeyli simgeye dönüştürülür.

İkili sistemde iki harfle sadece 4 değişik kelime üretilebildiği halde üçlü sistemde 9 değişik kombinasyon yapılabilir. O halde bir ikili kelimeye karşılık değişik üçlü kelimeler türetilebilir. Bu seçim en yüksek zamanlama bileşeni ve en düşük DA bileşeni sağlanacak şekilde yapılır. Kodlama iki değişik modda yapılır. Eğer en son gönderilen tek darbe (-) işaretli ise +MOD değilse -MOD seçilir. Böylece toplam DA bileşeni minimum olur.

İKİLİ GİRİŞ	+MOD	-MOD	ÖRNEK:
00	--	--	
01	0+	0-	(+ mode): 01 00 11 10 10 11 00
10	+0	-0	(- mode): 0+ -- +- -0 +0 +- --
11	+-	+-	

Bu kodlamada eşzamanlamanın izlenmesi oldukça kolaydır. Çünkü bir kayma durumunda kural dışı darbe dizileri oluşacaktır (00, ++, -- gibi). PST, B6ZS ve çift yönlü kodlamanın güç spektrumu karşılaştırıldığında bant genişliklerinin aynı olduğu fakat PST ve B6ZS nin daha yüksek güç taşıdığı görülmektedir.



Şekil 19. B6ZS, PST ve Çift yönlü kodlamanın spektrumları

b. n-İkili m-Üçlü (nBmT) Kodlaması

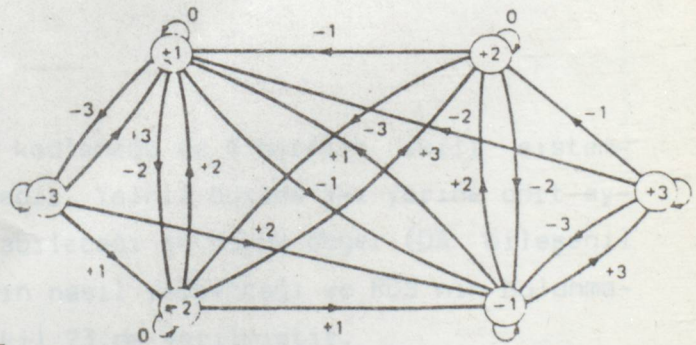
Alfabetik kodlamada giriş ikili (binary), çıkış ise üçlü (ternary) ise kodlama nBmT olarak adlandırılır. Bu tanıma göre PST kodlaması aslında 2B3T olarak da adlandırılabilir.

PST kodlamasında olduğu gibi pek çok kodlamada kodlama verimi çok düşüktür. Kelime uzunluğu arttıkça üçlü sistemin bilgi taşıma kapasitesi ikili sisteme göre çok hızlı olarak artar. Örnek olarak 8 harfli bir kelime uzunluğu seçilirse üçlü sistemde $3^8=6561$ değişik kod üretilebildiği halde ikili kodlamada sadece $2^8=256$ kod üretilebilir. Eşit kapasite istenirse üçlü sistemdeki kelime uzunluğu kısaltılabilir ve bundan yararlanılarak kodlama çıkışındaki veri hızı çok azaltılabilir.

Örnek olarak 4B3T sistemini ele alalım. İkili sistemde 16 üçlü sistemde 27 değişik kod üretilebilir. Yani hız $3/4$ oranında azaltılabilir ve hala 11 kodluk bir artıklık kalır. Hat kodlamasından istenen özellikleri en iyi sağlayacak şekilde hazırlanan kod çevirme tablosu aşağıda verilmiştir. (+) ve (-) Modlardan hangisinin seçileceğine karar vermek için Akan Sayısal Toplam (RDS) ın bilinmesi gerekir. Bu Şekil 20.deki geçiş diyagramı ile bulunabilir. Eğer RDS (+) ise -MOD (-) ise +MOD seçilir

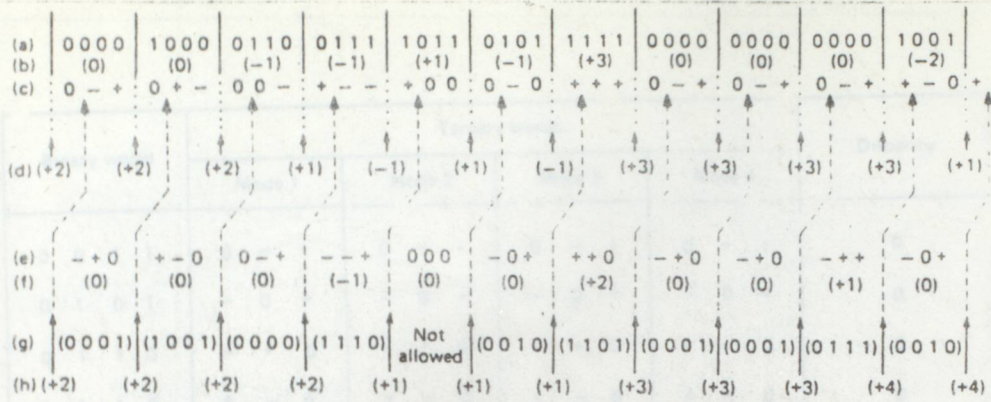
Binary word	Ternary word		Disparity
	Positive mode	Negative mode	
0000	0 - +	0 - +	0
0001	+ 0	- + 0	0
0010	- 0 +	- 0 +	0
1000	0 + -	0 + -	0
1001	+ - 0	+ - 0	0
1010	+ 0 -	+ 0 -	0
0011	+ - +	- + -	1
1011	+ 0 0	- 0 0	1
0101	0 + 0	0 - 0	1
0110	0 0 +	0 0 -	1
0111	- + +	+ - -	1
1110	+ + -	- - +	1
1100	+ 0 +	- 0 -	2
1101	+ + 0	- - 0	2
0100	0 + +	0 - -	2
1111	+ + +	- - -	3

The 4B3T Jessop-Waters coding alphabet.

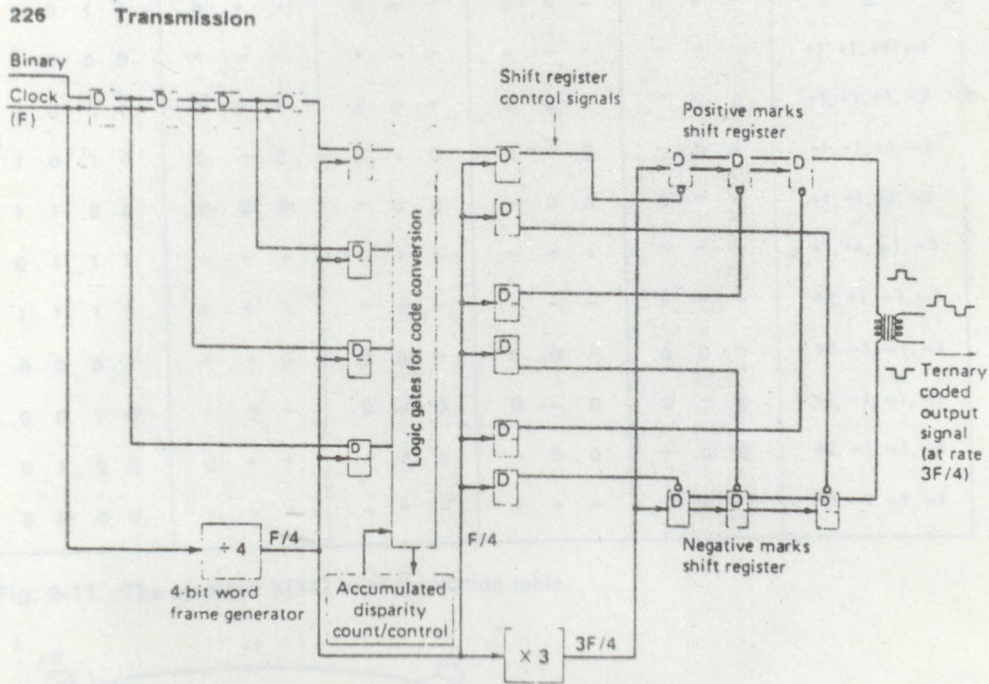


The 4B3T code state-transition diagram.

Şekil 20. 4B3T kodlama ve RDS nin bulunması



Şekil 21. 4B3T kodunun yanlış çerçeveselenmesi



Şekil 22. 4B3T Kodlayıcısı

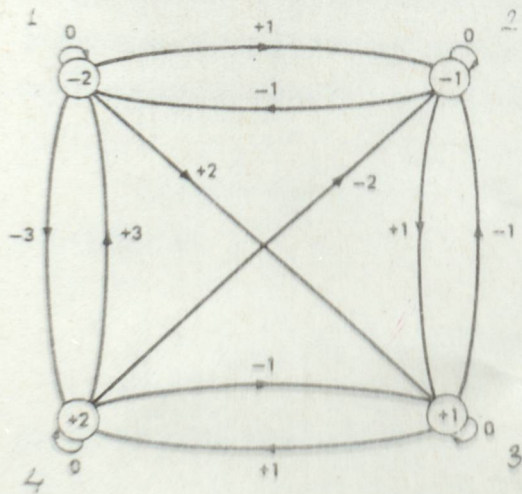
MS43 Kodlaması

Fransızca tarafından önerilen bu kodlamada da 4 harfli ikili sistemden 3 harfli üçlü sisteme geçilmektedir. Yalnız burada iki yerine dört ayrı seçenek vardır. Böylece RDS'nin alabileceği en büyük değer (DA bileşeni) 2 ve +2 ile sınırlanmıştır. Kodlamanın nasıl yapılacağı ve RDS'nin bulunmasında kullanılacak geçiş diyagramı Şekil 23'de verilmiştir.

MS43 kodu DA bileşeni, seğirme, hatalara duyarlılık ve yanlış çerçeveselenme açısından 4B3T kodundan daha üstündür. Buna karşılık gerçekleştirilmesi daha zordur.

Binary words	Ternary words				Disparity
	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4	
0 0 1 1	0 - +	0 - +	0 - +	0 - +	0
0 1 0 1	- 0 +	- 0 +	- 0 +	- 0 +	0
0 1 1 0	- + 0	- + 0	- + 0	- + 0	0
1 1 1 0	+ - 0	+ - 0	+ - 0	+ - 0	0
1 1 0 1	+ 0 -	+ 0 -	+ 0 -	+ 0 -	0
1 0 1 1	0 + -	0 + -	0 + -	0 + -	0
1 0 0 0	+ - +	+ - +	+ - +	- - -	+1, +1, +1, -3
1 0 0 1	0 0 +	0 0 +	0 0 +	- - 0	+1, +1, +1, -2
1 0 1 0	0 + 0	0 + 0	0 + 0	- 0 -	+1, +1, +1, -2
1 1 0 0	+ 0 0	+ 0 0	+ 0 0	0 - -	+1, +1, +1, -2
0 1 1 1	- + +	- + +	- - +	- - +	+1, +1, -1, -1
1 1 1 1	+ + -	+ + -	+ - -	+ - -	+1, +1, -1, -1
0 0 0 1	+ + 0	0 0 -	0 0 -	0 0 -	+2, -1, -1, -1
0 0 1 0	+ 0 +	0 - 0	0 - 0	0 - 0	+2, -1, -1, -1
0 1 0 0	0 + +	- 0 0	- 0 0	- 0 0	+2, -1, -1, -1
0 0 0 0	+ + +	- + -	- + -	- + -	+3, -1, -1, -1

Fig. 9-11 The modified MS43 code translation table.



Şekil 23. MS43 Kodlaması ve RDS nin bulunuşu

1. GENEL GÖRÜŞLER

ESZAMANLAMA

1. Genel Görüşler

2. Taşıyıcı Evresinin Bulunması

3. Saatin Bulunması

- sözcük eszamanlaması, çerçeve eszamanlaması, saat eszamanlaması,

Genelde sözcük, çerçeve, saat eszamanlaması için özel formatlaması ile sağlanır. Taşıyıcı ve saat eszamanlaması ise bu iki doğruya kiplenmiş veri dizisinden ve dağılımlarından yapılır. Sözcük eszamanlaması için özel destek (pilott taşıyıcı) kullanılır. Bu ve benzeri işlemler tasarrufuna dır. Bu nedenle saat eszamanlaması tasarruf eden yöntemler, yeni daha yüksek bir hızla tasarruf eden kiplene yöntemleri ne geçilince eszamanlaması ile yapılır. Bu yöntemler, bir yandan eszamanlama bilgisi bulunması ve bu bilgiyi kullanarak işlemler daha doğru ve duyarlı zamanlama ile yapılır.

Eszamanlama türünün bir türü olarak tasarruf olarak ele alınmaktadır.

gösteriminden başlıyarak

1 GENEL GÖRÜŞLER

Bir sayısal iletişim dizgesinde çeşitli eşzamanlama öncelik düzenleri vardır. Sözelimi

- taşıyıcı dizgeleri kullanıldığında taşıyıcı evresinin bulunması (taşıyıcı eşzamanlaması)
- temelbant veri sinyalinin dayanak zamanının yani veri saatinin bulunması (simge eşzamanlaması)
- sözcük eşzamanlaması, çerçeve eşzamanlaması, paket eşzamanlaması.

Genelde sözcük, çerçeve, paket eşzamanlaması özel mesaj formatlaması ile sağlanır. Taşıyıcı ve saat eşzamanlaması ise doğrudan doğruya kiplenmiş veri dizisinden ve dalgabiciimlerinden özütlenir. Böylece eşzamanlama için özel destek (pilot taşıyıcı) imler kullanmayıp güç ve bandgenişliği tasarrufuna gidilir. Öte yandan bant genişliğinden tasarruf eden yöntemlere, yani daha yüksek bit/s/Hz başarımına sahip kipleme yöntemlerine geçildikçe eşzamanlama iki yönden kritikleşmektedir : bir yandan eşzamanlama bilgisinin bulunması zorlaşmakta öte yandan da kipçözmek için daha doğru ve duyarlı zamanlama bilgisine gereksinilmektedir.

Eşzamanlama sorununu bir parametre kestirim sorunu olarak ele aldığımızda

$$z(t) = \text{Re}(u(t-\tau)e^{j\theta}e^{j2\pi f_c t})$$

gösteriminden başlayalım.

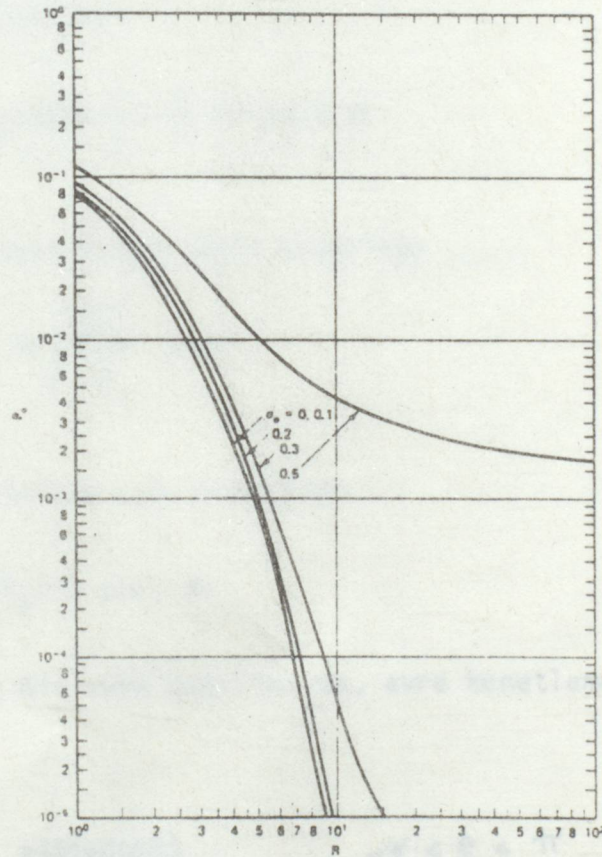
Gürültülü bir evre dayanağının taşıyıcı frekansındaki hataların üzerindeki etkilerini şöyle izleyebiliriz.

BPSK'da gelen im

parametreleri sadece gözlemlenen $z(t)$ imi işlenerek çıkartılacaktır.

Eşzamanlama hatalarının sezim başarımına nasıl yansıdığını birkaç şekil ile anlatalım.

Taşıyıcı evresinin seğirmesini $\sigma_\theta^2 = E\{(\theta - \hat{\theta})^2\}$ ile belirtelim ; Şekil 14.1'de BPSK'nın hata olasılığının seğirme miktarından nasıl etkilendiği gösterilmektedir.



Şekil 14.1 Taşıyıcı evre seğirmesi karşısında BPSK hata olasılığı.

Şekil 14.1'de hata olasılığının $0.3 < \sigma_\theta^2 < 0.5$ değerleri arasında aniden büyük bir değişiklik gösterdiğini işaret edelim. Aynı tür davranış bit zamanlaması için de geçerlidir ; nitekim Şekil 14.2'den de görüldüğü gibi, bit zamanı seğirmesi bir simge süresinin $\% 40/\pi \approx \% 13$ 'ünü aştığında hata olasılığı hızla kötüleşmektedir.

Gürültülü bir evre dayanağının kipleme yöntemlerinin hata olasılıkları üzerindeki etkilerini şöyle irdeliyebiliriz.

BPSK'da gelen im

$$r(t) = \sqrt{2} \sum a_n p(t-nT) \cos \omega_c t + n(t)$$

ve dayanak im de

$$d(t) = \sqrt{2} \cos(\omega_c t + \theta)$$

olduğunda, uyumlu süzgecin çıktısı

$$Z(T) = a_n \cos \theta + \frac{1}{T} \int_0^T n(t) d(t) dt$$

olur ; belirli bir evre hatası θ için hata olasılığı

$$P_b(\theta) = Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \cos \theta\right)$$

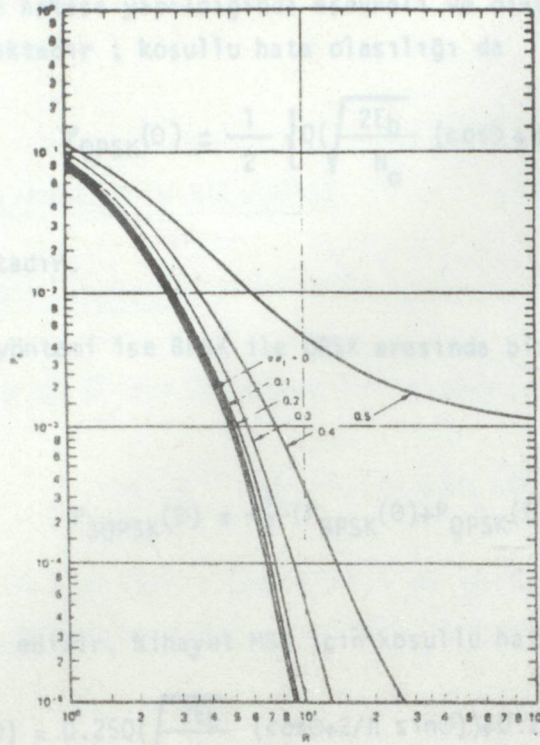
şeklinde ifade edilir ; ortalama hata olasılığı

$$P_b = \int_{-\pi}^{\pi} P_b(\theta) p(\theta) d\theta$$

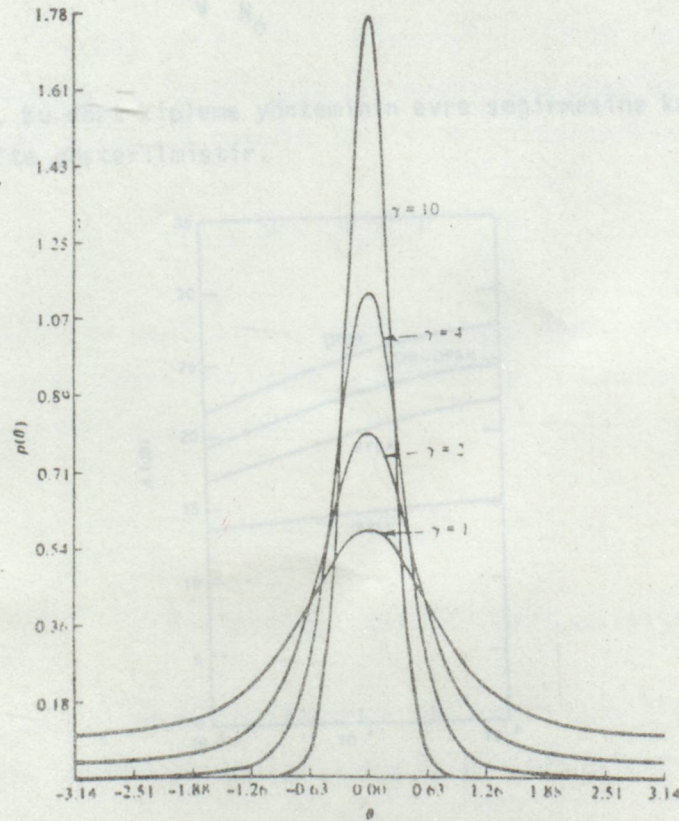
tümlewiyle bulunur ; tipik bir evre dağılımı da, evre kenetleme döngülerinde rastlanılan

$$p(\theta) = \frac{\exp(\alpha \cos \theta)}{2\pi I_0(\alpha)} \quad -\pi < \theta < \pi$$

dağılımıdır ; im-gürültü oranı olan α parametresine göre bu dağılım Şekil 14.3'de gösterilmiştir.



Sekil 14.2 Gürültülü saat bilgisinin BPSK hata olasılığına etkisi



Sekil 14.3 $p(\theta)$ evre olasılık dağılımı.

QPSK'da evre hatası yapıldığında eşevreli ve dikevreli kanallar birbirine karışmaktadır ; koşullu hata olasılığı da

$$P_{QPSK}(\theta) = \frac{1}{2} \left\{ Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} (\cos\theta + \sin\theta)\right) + Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} (\cos\theta - \sin\theta)\right) \right\}$$

şeklını almaktadır.

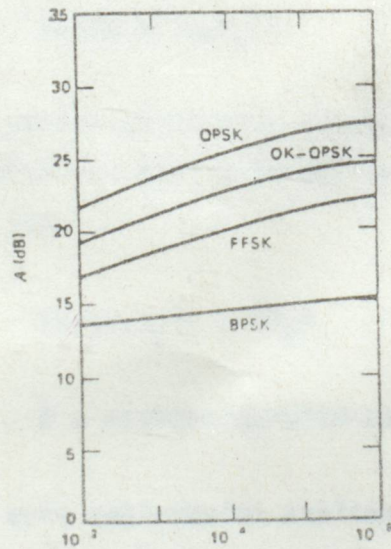
SQPSK yöntemi ise BPSK ile QPSK arasında bir sonuç verdiğinden hata olasılığı

$$P_{SQPSK}(\theta) = \frac{1}{2} (P_{BPSK}(\theta) + P_{QPSK}(\theta))$$

şeklinde ifade edilir. Nihayet MSK için koşullu hata olasılığı

$$P_{MSK}(\theta) = 0.25Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} (\cos\theta + 2/\pi \sin\theta)\right) + 0.25Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} (\cos\theta - 2/\pi \sin\theta)\right) + 0.5Q\left(\sqrt{\frac{2E_b}{N_0}} \cos\theta\right)$$

olmaktadır. Bu dört kipleme yönteminin evre seçirmesine karşı duyarlılığı Şekil 14.4'te gösterilmiştir.



Şekil 14.4 Evre seçirmesi (dB) ve hata olasılığı
(A : evre 1m-gürültü oranı) (0.2 dB yitim için)

14.2 TAŞIYICI EVRESİNİN BULUNMASI

Kiplenmemiş bir Sinüzoid

Beyaz gürültüye bulaşmış bir sinüzoid, alçak geçen bölgede

$$\alpha(t)e^{j\theta} = [1 + n_c(t) + jn_s(t)] e^{j\theta}$$

şeklinde gösterilebilir ; Şekil 14.5'de görüldüğü gibi darbantlı bir band-geçiren süzgeçle giren gürültülü sinüzoid işlendiğinde çıkıştaki evre hatası

$$\phi(t) = \theta(t) - \theta(t) = \tan^{-1} \frac{I_m\{\beta(t) * \alpha(t)\}}{Re\{\beta(t) * \alpha(t)\}}$$

olacaktır ; burada $\beta(t)$, $\alpha(t)$, sırasıyla, dürtü yanıtı ve giriş iminin karmaşık zarfıdır. Göreli yüksek im-gürültü oranları ve bakışımli bir band-geçiren süzgeç durumunda bu ifade biraz sadeleşir ve

$$\phi(t) \approx \beta(t) * n_s(t)$$

şekline dönüşür, yani band-geçiren süzgeç dürtü yanıtı ile gürültünün dördün birleşenini evrişimi elde edilir. Bu evre hatasının (seğirmesinin) değışintisi ise

$$\text{Var}\{\phi(t_0)\} = 2N_0 B$$

B = eşdeğer gürültü bantgenişliği

olarak bulunur ; evre seğırmesini azaltmak için B 'yi küçültmek akla gelebilir ; ama bu kez de taşıyıcı evresinin değışimlerini izlemek, geçici

evre hatalarının çok uzun sürmesi gibi sorunlar ortaya çıkar.

Bu imin ortalamasının beklentisi sıfırdır ; Bta yandan karesinin ortalaması $1/T$ hızında yapılan iletim için enküçük bant genişliği DSB-SC için $1/T$ Hz olduğuna göre toplam gürültü miktarı $2N_0/T(\text{volt})^2$ 'dir ; im gücü ise $1/2(\text{volt})^2$ olduğuna göre, giriş im-gürültü oranı $\text{SNR} = \frac{T}{4N_0}$ şeklinde yazılabilir. Evre değışintisi ise

$$\text{Var}(x) = \frac{\text{B.T.}}{2} \frac{1}{(\text{SNR})}$$

olarak ifade edilir.

Kiplermiş imler

PAM, PSK, FSK gibi imlerde ayırık bir taşıyıcı bileşeni olmadığı için doğrusal olmayan işlemlerle taşıyıcı evresinin bulunmasına çalışılır. Bu yöntemler

a) M'inci kuvvet yöntemi

b) Costa döngüsü

c) Karar yönlendirmeli geribesleme (decision directed feedback loop)

olarak adlandırılır. PAM imini ele alalım :

$$x(t)e^{j\omega t} = [a(t) + n_c(t) + jn_s(t)] e^{j\omega t}$$

$$a(t) = \sum a_k g(t - kT)$$

$$g(t) = \text{temel vurum biçimi}$$

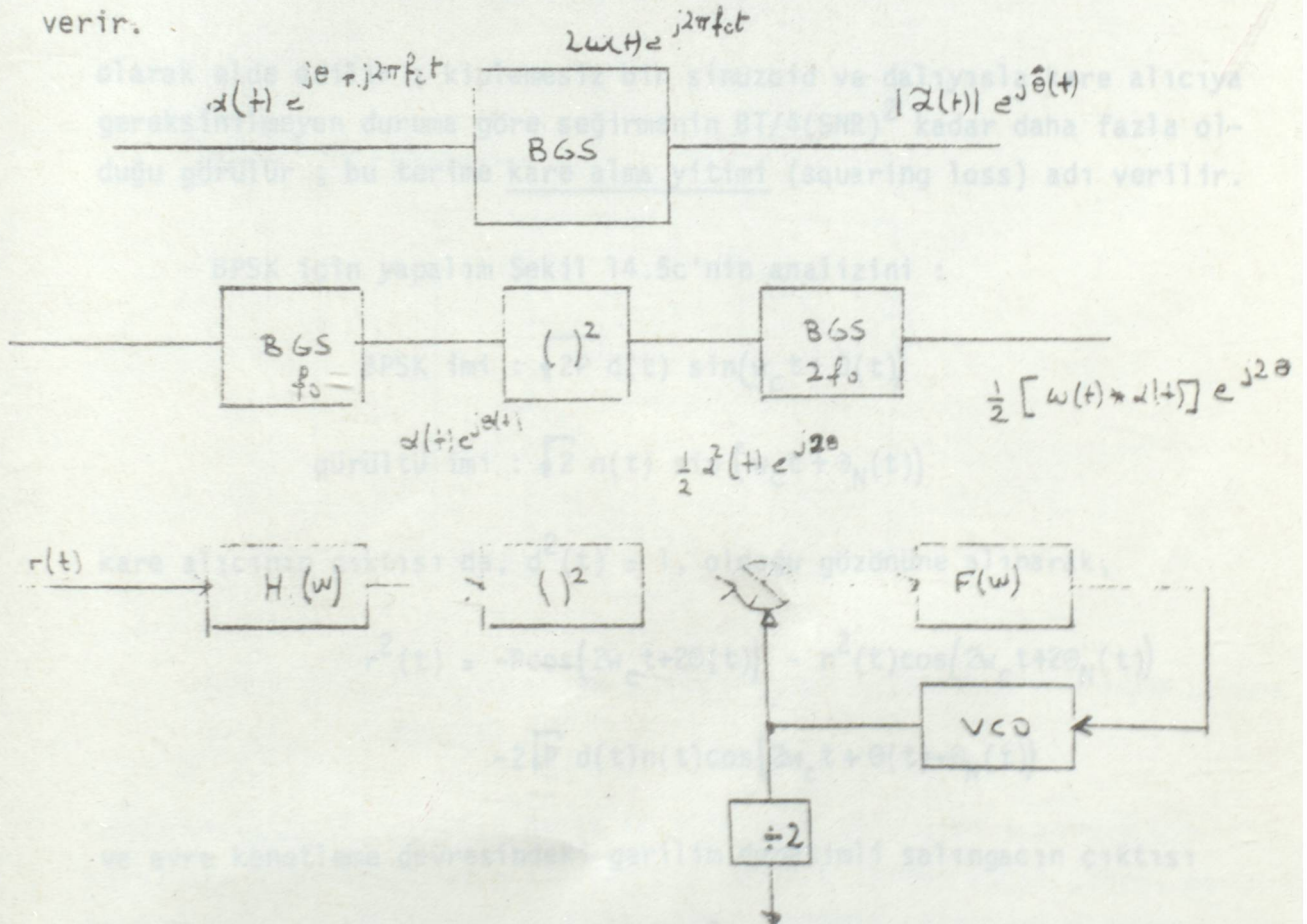
Şekil 14.5b'deki düzeneğin çıktısının evresi

Bu imin ortalamasının beklentisi sıfırdır ; öte yandan karesinin ortalaması sıfırdan farklı ve dönemli bir imdir diğer bir deyişle PAM iminin ikinci momenti dönemlidir : sadece im terimini ele aldığımızda

$$\frac{1}{2} E(a^2(t)) \quad \frac{1}{2} E(a^2(t)) \cos(2\omega_c t + 2\theta)$$

bulunur.

Bu dönemli terim de bize mesajdan arınmış bir dayanak sıklık ve evresini verir.



Sekil 14.5 a) Tek bir sinüzoidin bant-geçiren süzgeçlenmesi

b) Taşıyıcının kare alıcı/bant-geçiren süzgeç ile bulunması

c) Taşıyıcının kare alıcı/evre kenetleme devresi ile bulunması.

Şekil 14.5b'deki düzeneğin çıktısının evresi

$$\phi(t) \approx \frac{(\beta(t) * (\alpha(t) * n_c(t)) h_s(t))}{\beta(t) * E\{a^2(t)\}}$$

şeklinde bulunur. Bu evre hatasının değışintisi ise

$$\text{Var}\phi = BT \left\{ \frac{1}{2(\text{SNR})} + \frac{1}{4(\text{SNR})^2} \right\}$$

olarak elde edilir ; kiplemesiz bir sinuzoid ve dalıyısıyla kare alıcıya gereksinilmeyen duruma göre seçirmenin $BT/4(\text{SNR})^2$ kadar daha fazla olduğu görölür ; bu terime kare alma yitimi (squaring loss) adı verilir.

BPSK için yapalım Şekil 14.5c'nin analizini :

$$\text{BPSK imi} : \sqrt{2P} d(t) \sin(\omega_c t + \theta(t))$$

$$\text{gürültü imi} : \sqrt{2} n(t) \sin(\omega_c t + \theta_N(t))$$

kare alıcının çıktısı da, $d^2(t) = 1$, olduğu gözönüne alınarak,

$$\begin{aligned} r^2(t) &= -P \cos(2\omega_c t + 2\theta(t)) - n^2(t) \cos(2\omega_c t + 2\theta_N(t)) \\ &\quad - 2\sqrt{P} d(t) n(t) \cos[2\omega_c t + \theta(t) + \theta_N(t)] \end{aligned}$$

ve evre kenetleme devresindeki gerilim denetimli salıngacın çıktısı

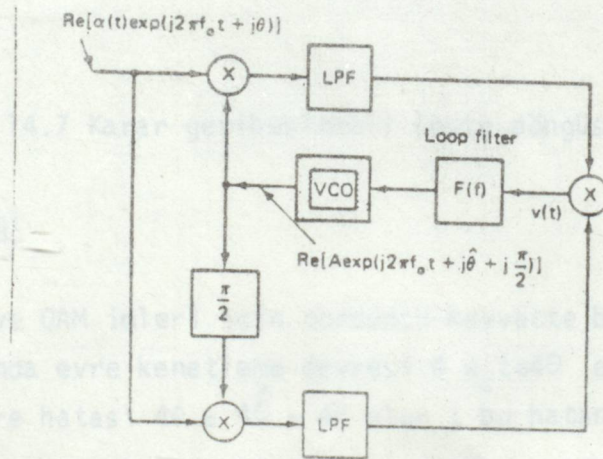
$$R(t) = 2 K_1 \sin(2\omega_c t + 2\hat{\theta}(t))$$

olarak bulunur.

$r^2(t)$ ve $R(t)$ 'yi çarpıp süzgeçlediğimizde hata terimi olarak $PK_1/\sqrt{2}$ $\sin(2(\theta(t)-\theta(t)))$ bulunur ; küçük hatalı açılar için de VCO'nın girişi $2PK_1\phi(t)$ olur.

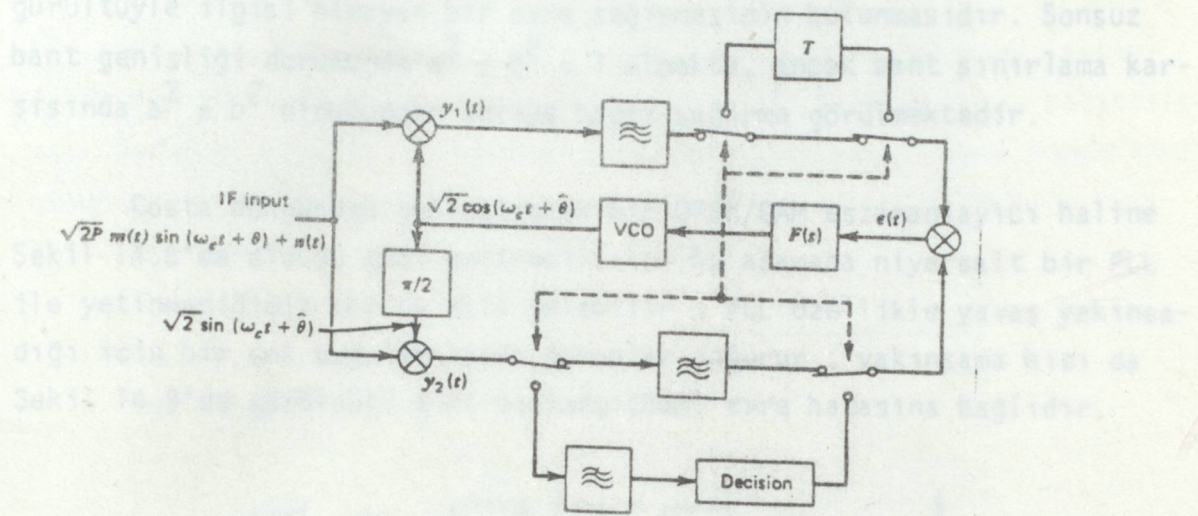
Costa Döngüsü

Kare alıcı/band-geçiren süzgecin yaptığının aynısı Costa döngüsü tarafından da gerçekleştirilir.



Şekil 14.6 Taşıyıcısız kiplenmiş imler için Costa'nın evre izleme döngüsü

Costa döngüsünün işleyişi Şekil 14.7'de görüldüğü gibi sezilmiş bit kararları ile desteklenir ; diğer bir deyişle dördün kanal çıkışı eş-evreli kanalın çıktısıyla çarpılacağını sezilmiş olan veri ile çarpılır. ($a_i(t)\sin\phi_i(t)$; $a_i(t)$ veri dizisi). Karar geribeslemeli döngünün başarımı daha üstündür. Sözelimi $E_b/N_0 = 1$ dB gibi gürültülü bir ortamda evre yanılğısı $\pi^2 = 0.05$ rad² düzeyindedir.



Şekil 14.7 Karar geribeslemeli Costa döngüsü

QPSK Kiplenimi

QPSK ve QAM imleri için dördüncü kuvvette bir doğrusalsızlık kullanıldığında evre kenetleme devresi $4\omega_c t + 4\hat{\theta}$ evresini izler ; dolayısıyla evre hatası $4\phi = 4\hat{\theta} - 4\theta$ olur ; bu hatanın değişintisi ise

$$\phi(t) = \frac{\beta(t) \{ (a(t) + n_c(t))^3 (b(t) + n_s(t)) - (a(t) + n_c(t)) (b(t) + n_s(t))^3 \}}{\beta(t) \{ E\{a^4(t) + b^4(t) - 6a^2(t)b^2(t)\} \}}$$

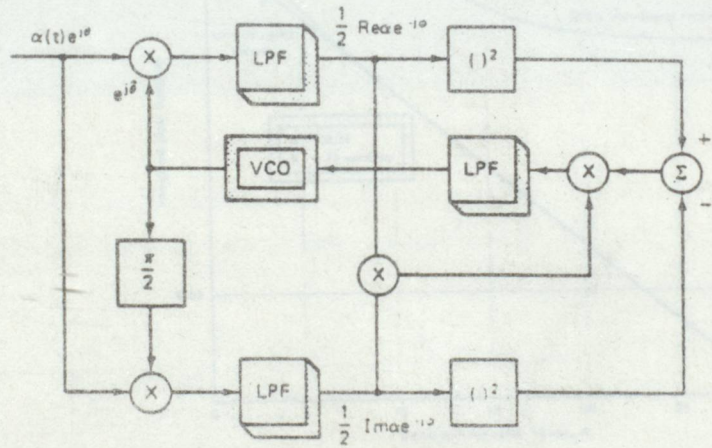
ifadesinden hareketle

$$\text{Var}(\phi) = BT(0.1125 + 1.47 \frac{1}{\text{SNR}} + 24.5 \frac{1}{(\text{SNR})^2} + 21.1 \frac{1}{(\text{SNR})^3} + 2.5 \frac{1}{(\text{SNR})^4})$$

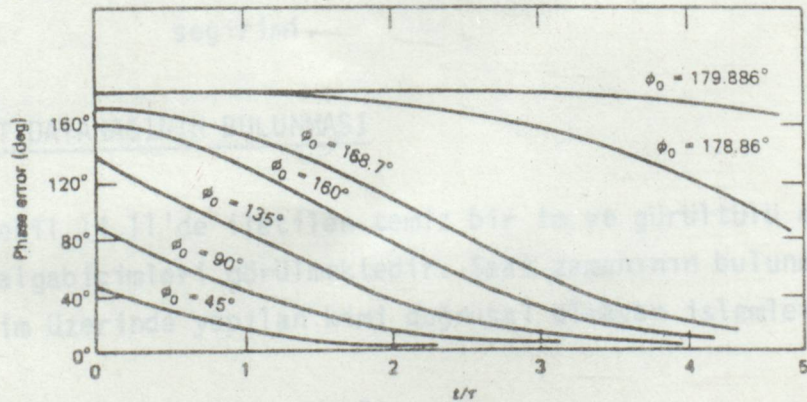
şeklinde bulunur ; bu ifadelerde $a(t)$ ve $b(t)$ eşevreli ve dikevreli taşıyıcı bileşenleri kiplenim imleridir. İlginç bir gözlem de $\phi(t)$ ifadesinin payında $a^3b - ab^3 = ab(a^2 - b^2)$ deyiminin bulunması, diğer bir deyişle

gürültüyle ilgisi olmayan bir evre seçirmesinin bulunmasıdır. Sonsuz bant genişliği durumunda $a^2 = b^2 = 1$ olmakta, ancak bant sınırlama karşısında $a^2 \neq b^2$ olduğundan veriye bağlı seçirme görülmektedir.

Costa döngüsünü geliştirerek bir QPSK/QAM eşzamanlayıcı haline Şekil 14.8'de olduğu gibi getirebiliriz. Bu aşamada niye salt bir PLL ile yetinmediğimiz sorusu akla gelebilir ; PLL özellikle yavaş yakınsadığı için bir çok uygulamalarda sorunlar doğurur ; yakınsama hızı da Şekil 14.9'da görüldüğü gibi başlangıçtaki evre hatasına bağlıdır.

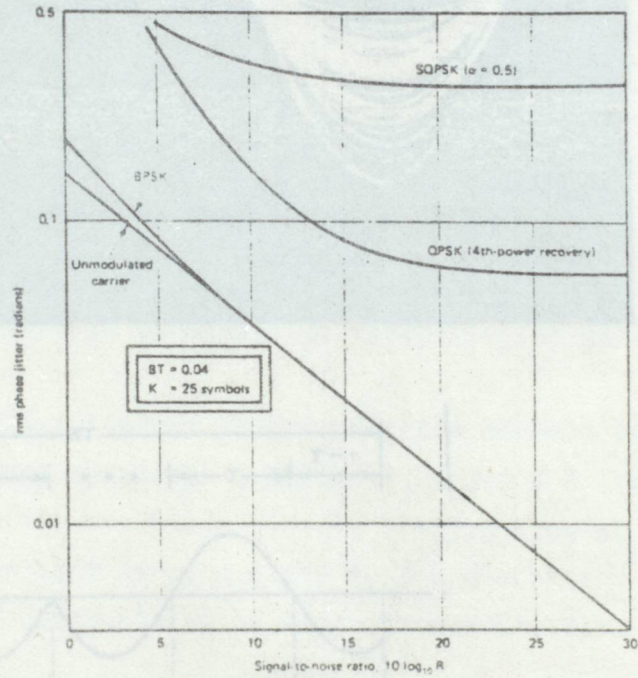


Şekil 14.8 QPSK taşıyıcısının bulunması için Costa döngüsü



Şekil 14.9 Sinüzoidal evre sezici ile birinci dereceden bir PLL için geçici evre hatası.

Kipleme yöntemlerini eşzamanlama davranışları bakımından karşılaştırdığımızda Şekil 14.10'daki evre seçirmesi ve im-gürültü oranı bağıntılarını buluruz. BPSK ve kiplenmemiş sinüzoidin davranışı hemen hemen aynı olduğunu, oysa QPSK ve SQPSK'nın çok daha fazla evre seçirmesine uğradıklarını görürüz.

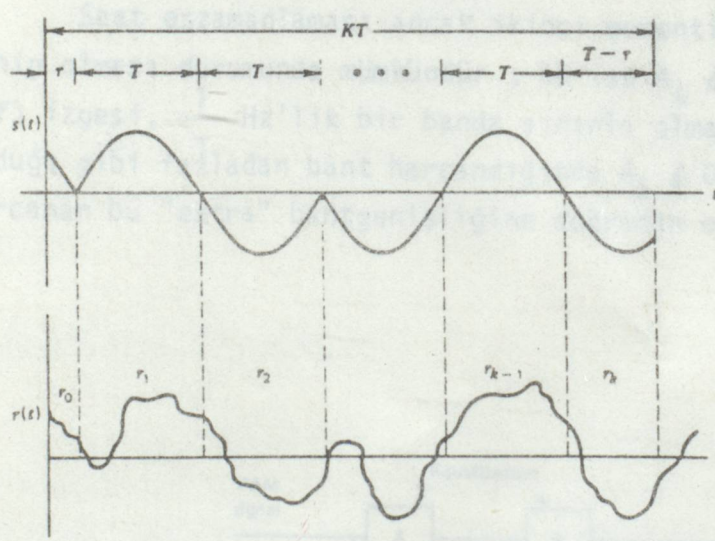
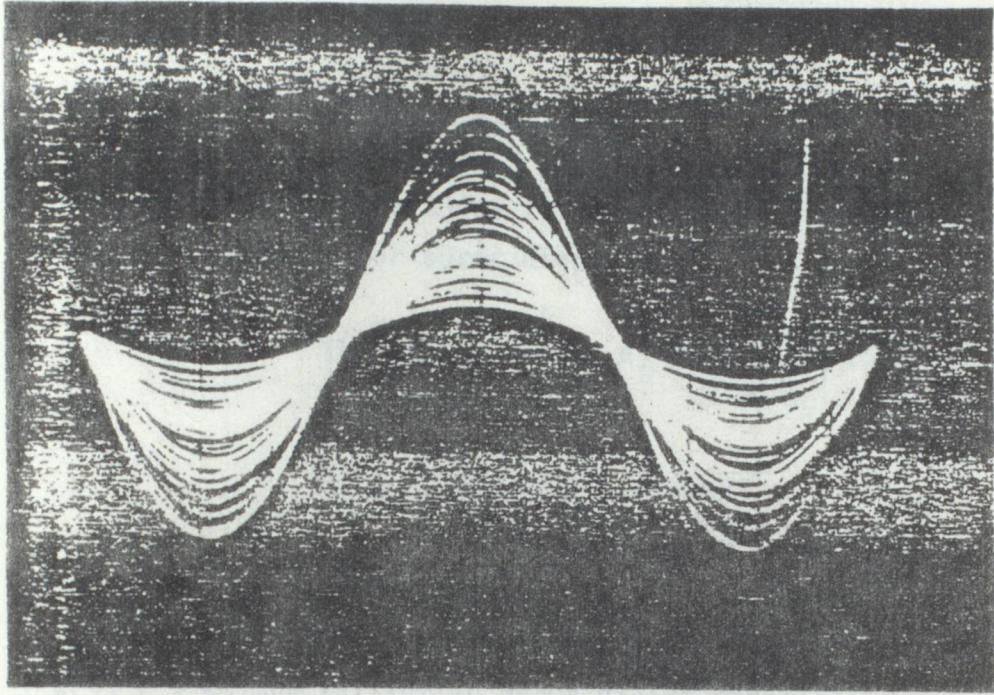


Şekil 14.10 Belirli bir bantgenişliği için taşıyıcı evresinin seçirimi.

14.3 SAAT DAYANAĞININ BULUNMASI

Şekil 14.11'de iletilen temiz bir im ve gürültülü ortamda edinilmiş dalgabıçimleri görülmektedir. Saat zamanının bulunması da bu gürültü im üzerinde yapılan kimi doğrusal olmayan işlemlerle sağlanır.

Gene bir PAM imine dönelim :



Şekil 14.11 İletilen ve almaya gelen im.

$$x(t) = \sum a_m g(t-mT-\tau)$$

$E\{a_k\} = 0$ olduğunda $x(t)$ 'de sıfır ortalamalıdır. Buna karşı $x^2(t)$ süreci çevrimsel-durağan bir süreç olup

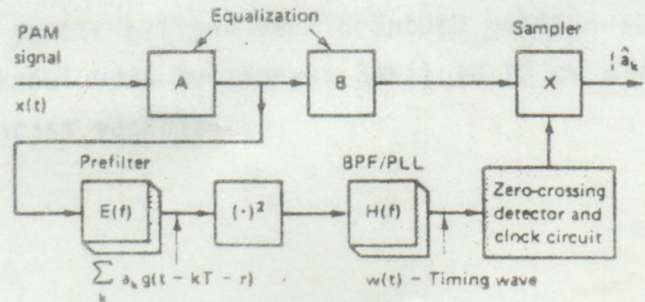
$$E\{x^2(t)\} = \frac{\sigma_a^2}{T} \sum_{\ell} A_{\ell} e^{j2\pi\ell\left(\frac{t-\tau}{T}\right)}$$

$$A_{\ell} = \int_{-\infty}^{\infty} G(f)G\left(\frac{\ell}{T} - f\right)df$$

$$\sigma_a^2 = E\{a_k^2\}$$

$g(t)$: iletimde kullanılan vurum biçimi istatistiğine sahiptir.

Saat eşzamanlaması ancak ikinci monentnin dönemli bir bölüşene sahip olması durumunda mümkündür ; bu ise $A_{\ell} \neq 0, \ell \neq 0$ ile mümkündür. $G(f)$ izgesi, $\frac{1}{T}$ Hz'lik bir banda sınırlı olmayıp Nyquist II kuralında olduğu gibi fazladan bant harcandığında $A_1 \neq 0$ olacaktır. A_1 'in gücü harcanan bu "extra" bantgenişliğine doğrudan orantılıdır.



Şekil 14.12 Temelbant PAM imi için kare alıcı/bant geçiren süzgeç ile saat eşzamanlayıcısının gerçekleştirimi.

Saat bilgisinin istatistiksel analizini yaptığımızda

$$w(t) = h(t) * (x(t) + n(t))^2$$

olarak tanımlanan zaman bilgisini içeren imden başlayalım. $E\{w(t_0)\} = 0$, yani $E\{w(t)\}$ 'nin sıfır kesiş anlarına göre seçirmeli sıfır kesişler

$$\hat{\tau} = t_0 - \frac{w(t_0)}{E\{\dot{w}(t_0)\}}$$

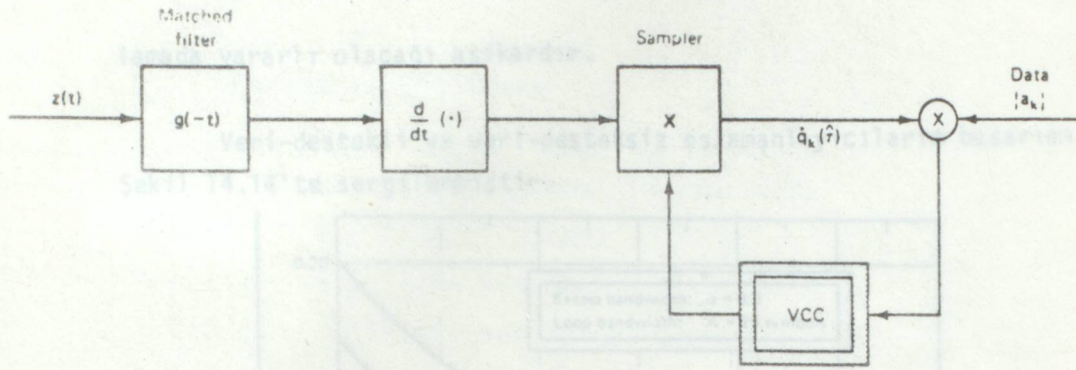
şeklinde bulunur ; seçirme miktarı $\frac{w(t_0)}{E\{\dot{w}(t_0)\}}$ kadardır ve burada

$$E\{\dot{w}(t_0)\} = \frac{4\pi\sigma_a^2}{T^2} A_1$$

ifadesinden, A_1 terimi aracılığıyla seçirmenin minimum gereksinme fazlası harcanan bantgenişliğiyle nasıl ilintili olduğu bir kez daha görülmür.

Veri-Desteği ile Zamanlama

Tıpkı veri destek denkleştirmede olduğu gibi (decision feed-back equalizer) ya bir bilinen veri örüntüsü yollayarak ya da sezimlenen verileri doğru kabul edip kullanarak Şekil 14.13'de olduğu gibi bir saat eşzamanlayıcısı yapabiliriz.



Şekil 14.13 Veri destekli saat eşzamanlayıcısı

Bu yöntemde τ 'nin saptanması parametre kestirimi açısından ele alınır ; sonuçta $\hat{\tau}$ kestirimi

$$\hat{A}(\hat{\tau}) = \sum_{k=0}^{K-1} a_k q_k(\hat{\tau})$$

$$q_k(\hat{\tau}) = \int z(t) g(t - kT - \hat{\tau}) dt \text{ (uyumlu süzgecin çıkışı)}$$

K : kullanılan simge sayısı (delayısıyla döngü bantgenişliği ile orantılı)

işlevsini enbüyüterek sağlanır. Bu durumda saat zamanının seçirmesi

$$\text{var}(\hat{\tau} - \tau) = \frac{N_0}{K \sigma_a^2 (-\ddot{r}(0))} \frac{F}{K^2 (\ddot{r}(0))^2}$$

$$r(t) = \int g(t+s) g(s) ds$$

$$\ddot{r}(0) = -\int_{-\infty}^{\infty} \dot{g}^2(t) dt$$

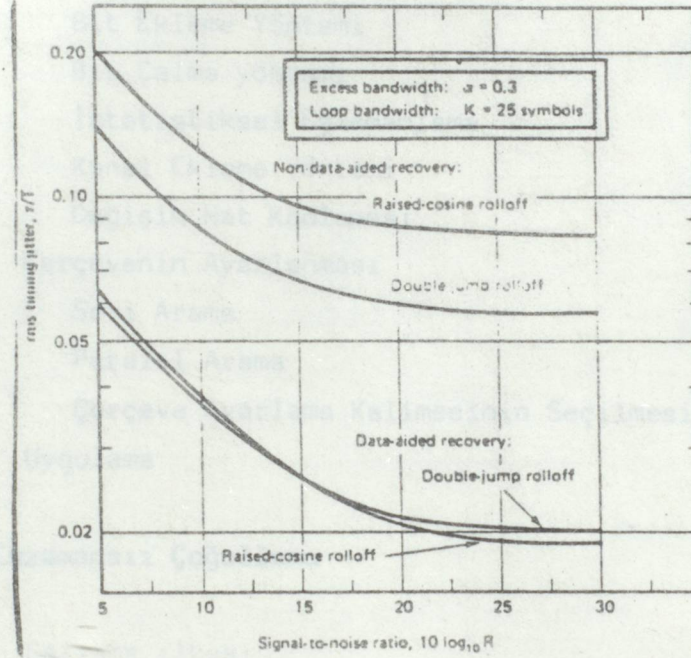
$$F = \sum_{k=0}^K \sum_{m \in K} \dot{r}^2(mT - kT)$$

şeklinde ifade edebiliriz ; $r(0)$ terimini enbüyütmenin bir yolu da dik etekli bir $g(t)$ vurumbiçimi kullanmaktır ; böylesi bir durum eşzaman-

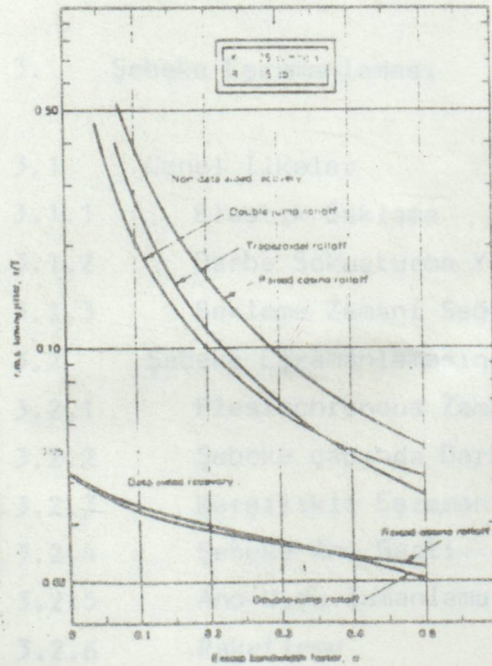
İamada yararlı olacağı aşikardır.

Veri-destekli ve veri-desteksiz eşzamanlayıcıların başarımı

Şekil 14.14'te sergilenmiştir.



Şekil 14.14 Saat eşzamanlaması başarımı : Sabit bantgenişliği



Şekil 14.15 Saat eşzamanlaması başarımı : sabit im-güçlütü oranı

ZAMANDA ÇOĞULLAMA

1. Eşzamanlı Çoğullama

1.1 Çerçeve Eşzamanlamasının yapılması

1.1.1 Bit Ekleme Yöntemi

1.1.2 Bit Çalma yöntemi

1.1.3 İstatistiksel Eşzamanlama

1.1.4 Kanal Ekleme Yöntemi

1.1.5 Değişik Hat Kodlaması

1.2 Çerçevenin Ayarlanması

1.2.1 Seri Arama

1.2.2 Paralel Arama

1.2.3 Çerçeve Ayarlama Kelimesinin Seçilmesi

1.3 Uygulama

2. Eşzamansız Çoğullama

2.1 Çalışma ilkesi

2.2 Artı-Eksi Ayarlama veya Darbe Sokuşturma

3. Şebeke Eşzamanlaması

3.1 Genel İlkeler

3.1.1 Elastik Saklama

3.1.2 Darbe Sokuşturma Yöntemi

3.1.3 Bekleme Zamanı Seçirmesi

3.2 Şebeke Eşzamanlamasının Yapılması

3.2.1 Plesiochronous Zamanlama

3.2.2 Şebeke çapında Darbe Sokuşturma

3.2.3 Karşılıklı Eşzamanlama

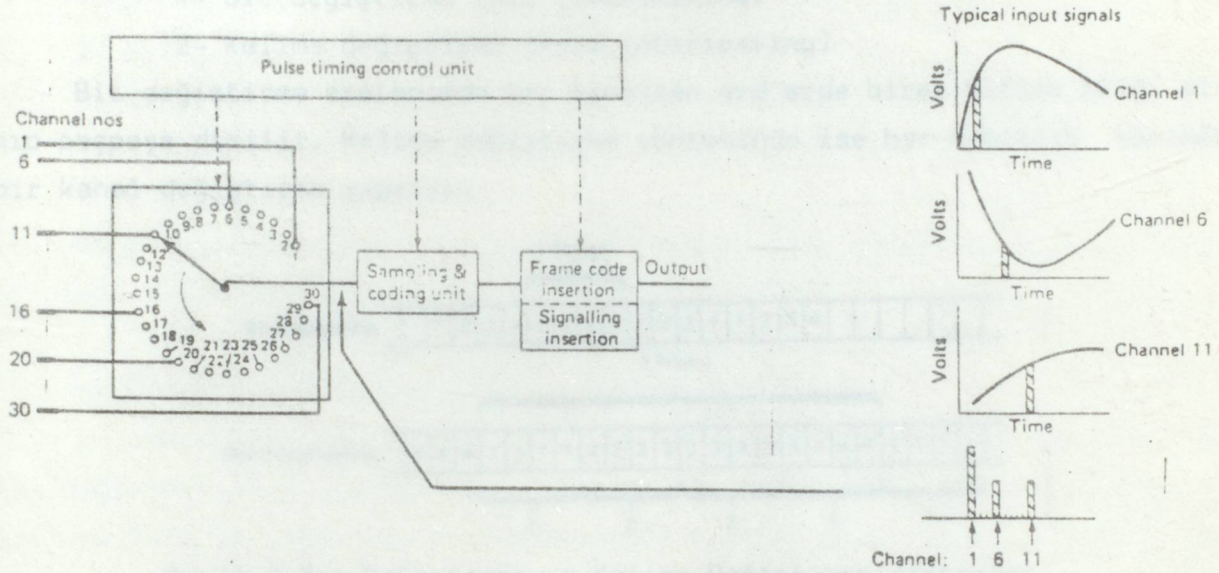
3.2.4 Şebeke Ana Saati

3.2.5 Ana-Uydu Zamanlama

3.2.6 Paketleme

ZAMANDA ÇOĞULLAMA

Haber isareti sayısallaştırıldıktan sonra diğer sayısal işaretlerle kolayca birleştirilebilirler. Eğer bu birleştirme işaretlerin zaman boyunca arda arda gönderilmesi şeklinde olursa buna zamanda çoğullama (Time division multiplexing) adı verilir. Zamanda çoğullama eşzamanlı (synchronous) veya eşzamansız (asynchronous) olarak yapılabilir.



Şekil.1 Zamanda çoğullama sistemi

Eşzamanlı çoğullama

Aslında zamanda çoğullama paralel olarak gelen birden fazla kanalın seri olarak hatta verilmesi işlemidir. Eğer N Kanal varsa sırayla 1,2,3,... ve N'inci kanal hatta verilir. N'inci kanaldan sonra tekrar 1. kanala sıra gelir. N kanaldan oluşan böyle bir diziye **çerçeve (frame)** denir.

PCM'da olduğu gibi kanal işaretleri genellikle eşit uzunluktaki Kod Kelimelerinden oluşur. Eğer her kelime sonunda bir kanal değiştirme yapılıyorsa buna **kelime değiştirme (word interleaving)**. Eğer her kanaldan birer bit alınıyorsa buna da **bit değiştirme (bit interleaving)** sistemi denir.

Eşzamanlama için gerekli zaman dayanakları genellikle kristal kontrolü bir ana saat üreticinden sağlanır.

Eğer bütün kanallar aynı saati kullanıyorlarsa aralarında değişmeyen bir faz ilişkisi vardır. Buna **eşzamanlı çoğullama (Synchronous Multiplexing)** denir. Bu durumda kanallar ard arda sırayla örneklenerek çoğullama doğrudan yapılabilir.

Vericide her zaman dilimi bir kanala ayrılmaktadır. Alıcıda kanalları ayırabilmek için hangi zaman aralığının hangi kanala ait olduğunu bulmak gerekir. Bunun için bir çerçeve (frame) eşzamanlaması yapmak gereklidir.

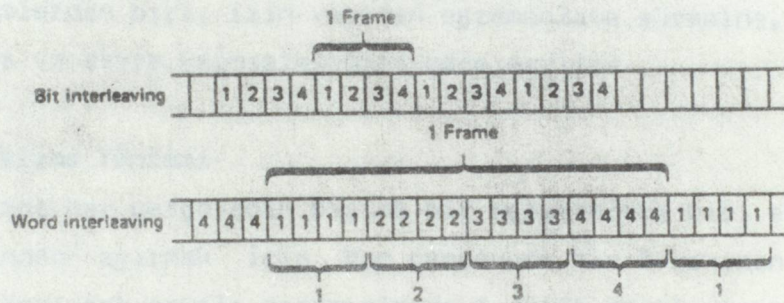
Çerçeve eşzamanlamasını yapmak için her çerçevede bir yada birkaç defa özel bir dizi gönderilir. Eşzamanlama dizileride eklendiğinde çoğullayıcı çıkışıdaki bit sayısı giriştekenden fazla olacaktır.

Çoğullamada kanal değiştirme genellikle iki değişik şekilde yapılır.

1- Bit değiştirme (Bit interleaving)

2- Kelime değiştirme (Word interleaving)

Bit değiştirme sisteminde her kanaldan ard arda birer bitlik bilgi alınıp peşpeşe dizilir. Kelime değiştirme yönteminde ise her n-bitlik kelimede bir kanal değiştirme yapılır.



Şekil.2 Bit Değiştirme ve Kelime Değiştirme sistemleri

Hangi sistemin seçileceği daha çok işaretlerin tabiatına bağlıdır. Örnek olarak eğer kanallardan gelen bilgi 8-bitlik paketler halinde ise burada kelime değiştirme sisteme daha uygun bir çözümdür. Buna karşılık delta modülasyonunda olduğu gibi işaretler 1 bitlik parçalar halinde geliyorsa bit değiştirme daha uygundur. Yüksek düzeydeki çoğullayıcılar daha çok bit değiştirme sistemi kullanırlar.

Eşzamanlamanın kaybolması ve yeniden kurulması arasındaki zaman kullanılan sistemin iyiliğinin bir ölçüsüdür. Bazı tip işaretler eşzamanlama bozulmasına daha dayanıklıdır. Örnek olarak, konuşma kanalında eşzamanlama birkaç milisaniye gibi kısa zamanda tekrar kurulursa bu konuşmayı pek etkilemez. Veri iletişiminde yanlış alınma durumunda veriler tekrar gönderileceğinden bu tip bozulmalar sistemi daha az etkiler. En kötü etki uzun bir süreye anlamlı işaret gelmediği takdirde bağlantıyı kesecek olan analog bağlantı devrelerine olacaktır. Dolayısıyla dayanılabilen en uzun eşzamansız süreye genellikle analog sistemin bağlantı kesme süresi tarafından sınırlanır.

Eşzamanlamanın bozulması aynı zamanda hattın kontrolü için de kullanılır. Eğer bu bozulma belli bir değerden fazla olursa sistem alarma geçer ve başka bir hatta geçilir.

Çerçeve eşzamanlamanın yapılması

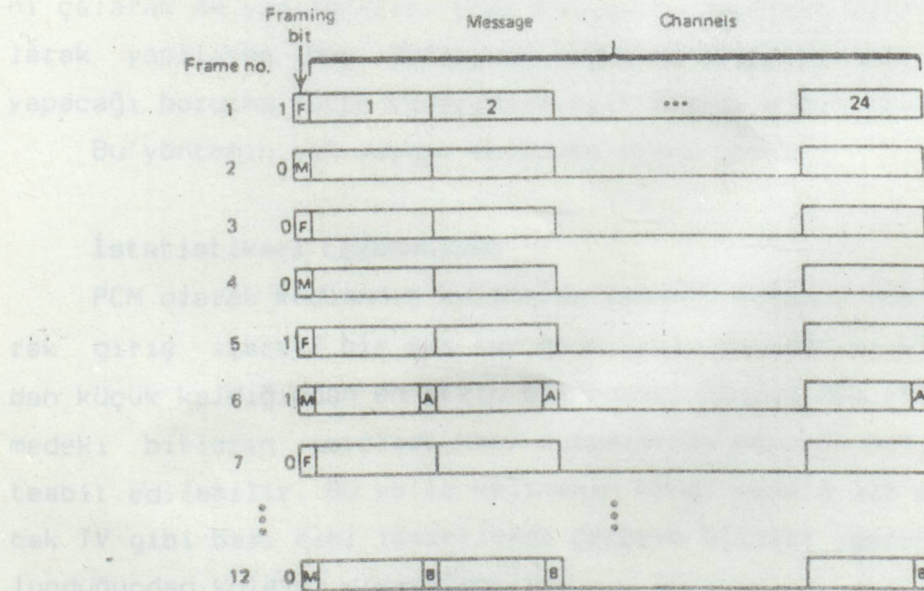
Çerçeve eşzamanlaması için en çok kullanılan yöntemler şunlardır:

- 1- Bit ekleme
- 2- Bit çalma
- 3- Kanal ekleme
- 4- İstatistiksel çerçeve bulma
- 5- Değişik hat kodlaması

Bu yöntemlerden biri, izin verilen eşzamanlama süresine, iletimdeki hata olasılığına ve devre karmaşıklığına göre seçilir.

a. Bit Ekleme Yöntemi

Bu yöntemde her çerçevenin başına bir eşzamanlama biti eklenir. Bu bit diğerlerinden ayırmak için her çerçevede bir öncekinin tersi olan bir bit verilir. Yani tek sayılı çerçevelerde 1, çift sayılı çerçevelerde 0 gönderilir. Ses işaretlerinde böyle bir dizinin rasgele oluşması mümkün değildir. Çünkü bu 4kHz'lik bir işarete karşı düşerki, buda PCM süzgeci tarafından süzülür ve kodlayıcıya gelemmez.



Şekil.3 Bit Ekleme yönteminde bitlerin ayarlanması

Bu sistem 193 bitli çerçeveler kullanan ilk D1 kanallarda kullanılmıştır. Eşzamanlama bozulduğunda tekrar bu diziyi yakalamak için ortalama $N2=193 \times 193=37,240$ bitlik bir dizinin taranması gerekirdi buda 24.125ms lik bir süre demektir. En kötü durumlarda bu süre iki katına kadar çıkabilir.

Eğer arama paralel olarak yapılırsa, yani bütün bitler bellekte saklanıp, birlikte karşılaştırılırsa bu süre 1ms'ye kadar düşürülebilir. Sürekli kontrol yöntemleri ile bu sürenin de altına inmek mümkündür.

Daha sonraki (D2,D3,D4) sistemlerde her 6 çerçevede bir 8 bitlik kanalın son biti alınarak iki tane işaretleşme alt kanalı oluşturulmaktadır. Bu alt kanallardan birine A, diğerine B dersek bir seferinde A diğerinde B gönderilmekte ve bunları ayırt edebilmek için eş zamanlama bitlerinin de özel olarak kodlanması gerekmektedir. Bunu yapmak için tek numaralı çerçevelerin başına 101010 şeklinde giden f tipi bitler, çift numaralı kanalların başına da 001110 şeklinde değişen M tipi bitler konur. Böylece eğer $M=1$ ise işaretleşme kanalının A, $M=0$ ise B tipi kanal olduğu anlaşılır. Çerçeve eşzamanlaması 00111000111 dizisine bakılarak kolayca yapılabilir.

Bit çalma yöntemi

Bit ekleme yönteminde veri hızı kanallardan gelen toplam veri hızından fazla olmaktadır. Ayrıca eklenen bitler eğer örnekleme hızında değilse (Delta mod. da olduğu gibi) bu bir seğirmeye yol açacaktır.

Halbuki eşzamanlama bitleri işaret kanallarının en etkisiz son bitlerini çalarak da yapılabilir. Eğer bu işlem çoğullama işlemi ile eşzamansız olarak yapılırsa her defasında başka kanaldan bir bit çalınacağından bunun yapacağı bozulma bütün kanallarda eşit olarak dağıtılmış olur.

Bu yöntemin pek yaygın kullanma alanı yoktur.

İstatistiksel Eşzamanlama

PCM olarak kodlanmış kelimeler tamamen rasgele değildirler. Örnek olarak giriş işareti bir ses ise genellikle genliği en büyük değer yarısından küçük kaldığından en etkin bit normal olarak hep (1) dir. O halde kelimedeki bitlerin istatistiksel durumlarına bakarak her kelimenin başlangıcı tesbit edilebilir. Bu yolla kelimenin hangi kanala ait olduğu bulunamaz. Ancak IV gibi bazı özel işaretlerde çerçeve bilgisi işaretin içinde zaten bulunduğundan kolayca çıkarılabilir.

Bu yöntemin iyi tarafı kanalın kapasitesinden bir şey kaybetmemesi ve tamamının bilgi iletiminde kullanılabilmesidir. Ancak eşzamanlama bilgisi veriye bağlı olduğundan pek fazla uygulama alanı yoktur.

Kanal Ekleme Yöntemi

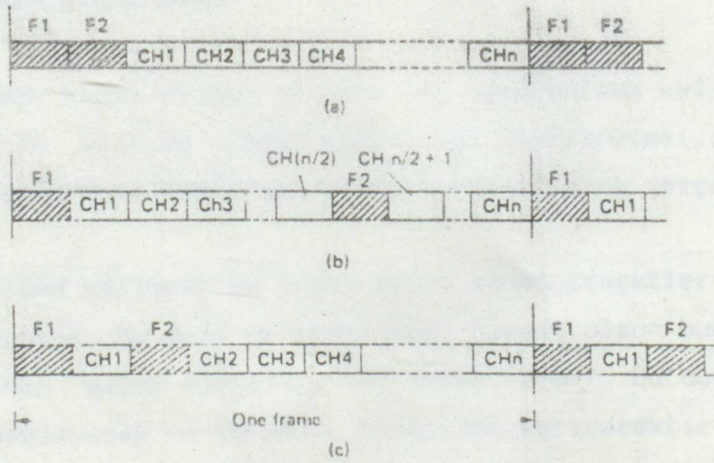
Bu yöntem CCITT tarafından önerilen ve yaygın olarak kullanılan bir eşzamanlama yöntemidir. Burada her çerçevede bir veya daha çok kanal eşzamanlamaya tahsis edilir. Eşzamanlama kanalı belirlemek için özel bir çerçeve ve ayarlama kelimesi, ÇAK (Frame Alignment Word, FAW) tanımlanır. Alıcı bu kodun kaç numaralı kanalda olması gerektiğini bildiğinden kanalları kolayca birbirinden ayırdedebilir.

Eşzamanlama için kanal ayrılması çoğullayıcının çıkış frekansının gerektiğinden biraz fazla olmasını zorunlu kılar. Örnek olarak eğer 2 kanal bu işe ayrılmış, işaret kanalı sayısı (c), örneklem frekansı (f_s), örnek başına bit sayısı (w) ise çıkış frekansı ($f_o = wf_s c$) yerine

$$f_o = wf_s (c+2)$$

olacaktır.

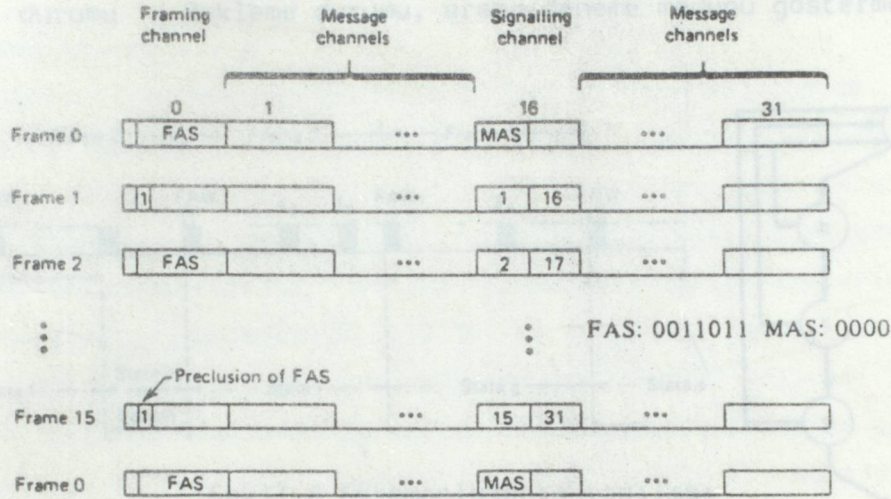
$$F_o = 8.8 \text{ kHz} (30+2) = 2048 \text{ kb/s}$$



F1, F2: Time slots allocated to unique frame synchronization words, which are exactly repeated each frame
CH1, 2, 3, etc: Time slots allocated to channel message words

Şekil 4. Toplu ve dağınık çerçeve formatları

Şekil 4. de görüldüğü gibi eşzamanlama kelimeleri çerçeve içinde istenen yere konabilir. Eğer bu özel kelimeler çerçevenin başına ve ardarda konmuşsa buna **toplu çerçeveleme** (bunched framing), değilse **dağınık çerçeveleme** (distributed framing) adı verilir.



Şekil.5 CCITT kanal eklemeli eşzamanlama

ÇERÇEVENİN AYARLANMASI

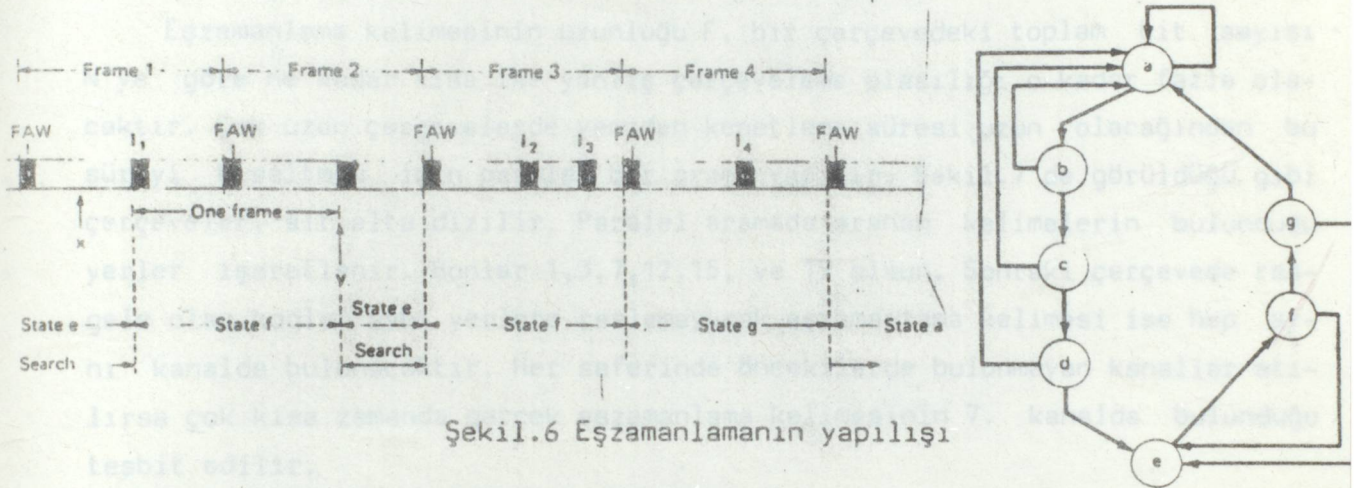
Bu bölümde kanal ekleme yöntemi ile eşzamanlama kelimesi eklenmiş bir TDM işaretinin alıcıda nasıl çözüleceği incelenecektir. Bu işlemin en zor tarafı eşzamanlama kelimelerinin ortaya çıkarılarak çerçevenin başının bulunmasıdır.

Eşzamanlama kelimesi de tıpkı diğer kanal işaretleri gibi bir bit dizisinden oluşmuştur. Bu dizi ne kadar özel olursa olsun bunun aynısı olan bir veri dizisinin gelme olasılığı her zaman vardır. Bu durumda çerçeve yanlış bir yerden başlayacak ve kanallar birbirine karışacaktır. Bunu tamamen önlemek imkansızdır. Ancak eşzamanlama bozulduğunda, yada sistem ilk açıldığında çerçevenin yerine oturması için geçecek zaman en aza indirilebilir.

Seri Ayarlama: En kolay olduğu için önce seri, yani adım adım ayarlama yöntemini ele alalım ve gelen dizinin şekildeki gibi olduğunu kabul edelim. Burada (1) ile gösterilen kodlar eşzamanlama kelimesi ile aynı olan kodlardır. Belli bir x anında alıcının tamamen ayarsız olduğunu sayalım.

Ayar işlemini sistemli olarak inceleyebilmek için Şekil.6 daki gibi bir durum diyagramından yararlanmakta fayda vardır. Burada:

- a durumu = Sistem tamamen ayarlı ve kenetlenmiş
- b,c,d durumu = Geçici kenetleme, deneme modu
- e durumu = Eşzamanlama bozulmuş, arama modu
- f,g durumu = Bekleme durumu, arama/deneme modunu göstermektedir.



Şekil.6 Eşzamanlamanın yapılışı

Eğer eşzamanlama kelimesi (ÇAK) F bit ise sistem x noktasından başlayarak ilk F bitlik diziyi ÇAK dizisi ile karşılaştırır. Eğer bir uyum yoksa bir bit ileriye gidip aynı şeyi tekrarlar. I₁ dizisi ile karşılaşılan kadar bu işlem sürer. Bu dizi ÇAK ile aynı olduğundan, bunu başlangıç olarak kabul ederek f bekleme moduna geçer. Bu bekleme tam bir çerçeve sürer. Eğer bu kelime aranan kelime ise tam bir çerçeve sonra gene aynı kelimenin bulunması gerekir. Ancak örnekte olduğu gibi I eşzamanlama kelimesi değilse ikinci kelime bulunamaz ve sistem tekrar e arama moduna düşer. Bundan sonra ilk gelen dizi (ÇAK) yakalanır. Sistem f bekleme moduna girer. Bu esnada geçen I₂, I₃ kelimelerine aldırılmaz ve ikinci (ÇAK) dizisine gelir. Sistem aslında kenetlenmiştir fakat ihtiyaten g bekleme moduna geçerek bir çerçeve daha bekler ondan sonra a kenetleme moduna girer ve aldığı verileri geçerli kabul eder.

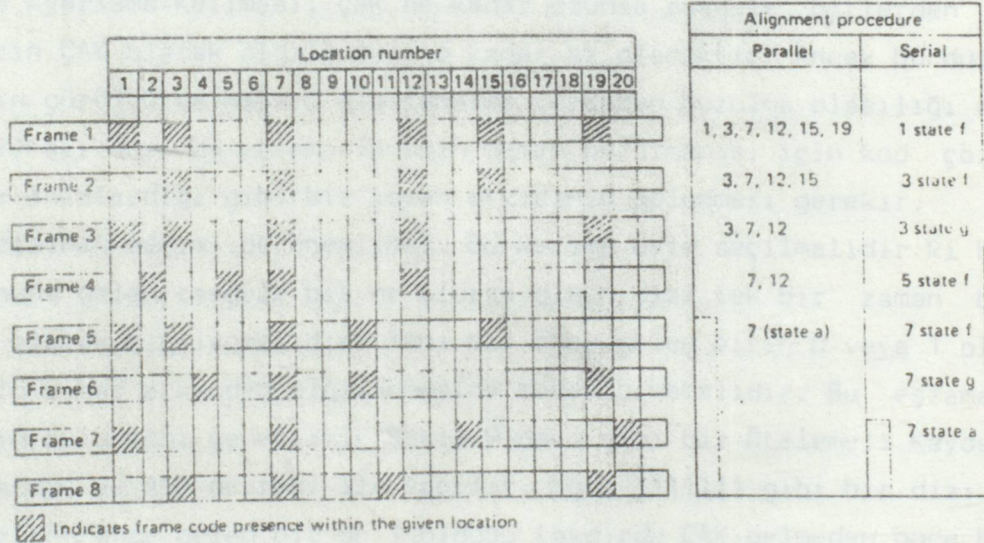
Kenetleme sağlandıktan sonra tekrar hattaki hatalardan dolayı bozulabilir. Bunu anlamak için sistem sürekli olarak (ÇAK) dizilerini kontrol eder. Eğer arada farklı bir dizi alınırsa bunun iki anlamı vardır:

- a. Eşzamanlama bozulmuştur
- b. Eşzamanlama kelimesinin bitlerinden biri bozulmuştur

Hangi durumun sözkonusu olduğunu anlamak için sistem hemen arama moduna geçmez, bunun yerine b,c, d deneme modlarına geçerek yeniden (ÇAK) dizilerini kontrol eder. Eğer bunu yakalarsa a moduna döner aksi halde e arama moduna girer. Bu şekilde bir geciktirme bir volan etkisi yaparak sistemin ani gürültü dalgalarından etkilenmesini önler.

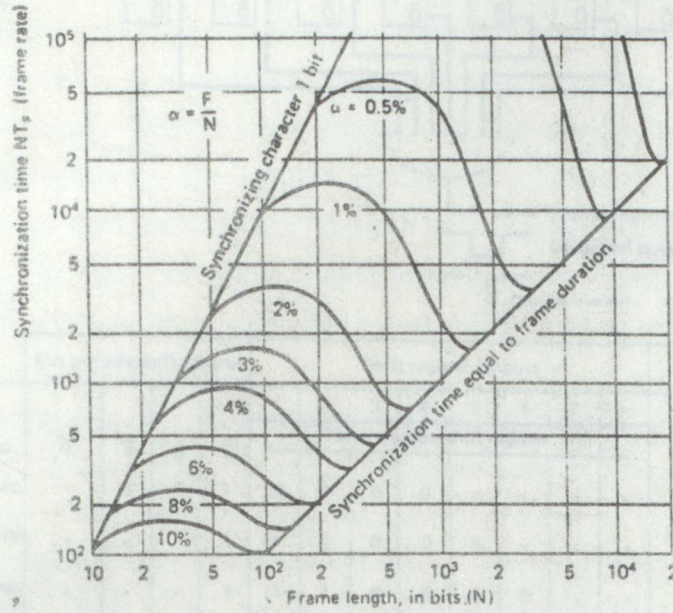
Paralel Arama:

Eşzamanlama kelimesinin uzunluğu F, bir çerçevedeki toplam bit sayısı N'ye göre ne kadar kısa ise yanlış çerçeveleme olasılığı o kadar fazla olacaktır. Çok uzun çerçevelerde yeniden kenetleme süresi uzun olacağından bu süreyi kısaltmak için paralel bir arama yapılır. Şekil.7 de görüldüğü gibi çerçeveler, alt alta dizilir. Paralel aramada aranan kelimelerin bulunduğu yerler işaretlenir. Bunlar 1,3,7,12,15, ve 19 olsun. Sonraki çerçevede rasgele olan kodlar aynı yerlere raslamayacak eşzamanlama kelimesi ise hep aynı kanalda bulunacaktır. Her seferinde öncekilerde bulunmayan kanallar atılırsa çok kısa zamanda gerçek eşzamanlama kelimesinin 7. kanalda bulunduğu tesbit edilir.



Şekil.7 Paralel arama

Toplam bir çerçevedeki bit sayısı N, Eşzamanlama kelimesinin bit sayısı F ve $\alpha = F/N$ ise seri aramada ortalama yakalama süresinin α ile değişimi Şekil.8 de verilmiştir.

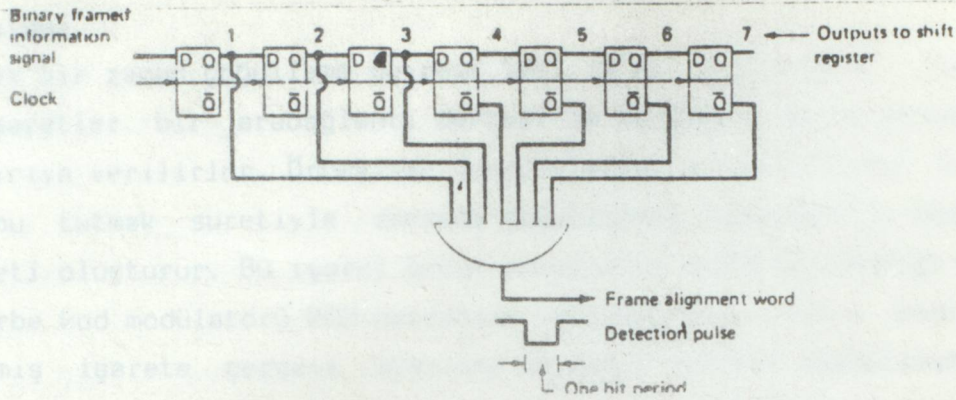


Şekil.8 Kenetleme süresinin F/N ile değişimi

Çerçeve Ayarlama Kelimesinin Seçilmesi

Çerçeve Ayarlama Kelimesi, ÇAK ne kadar uzunsa rasgele bitlerden oluşan dizilerin ÇAK olarak algılanması o kadar az olacaktır. Ancak bu durumda ÇAK dizisinin gürültü ve hatalı algılamalar yüzünden bozulma olasılığı artacaktır. Böyle bir durumda eşzamanlamanın hemen bozulmaması için kod çözücüde daha önce anlatıldığı gibi bir volan etkisinin bulunması gerekir.

ÇAK dizisinin seçimi de önemlidir. Bu kelime öyle seçilmelidir ki başına ya da sonuna gelen rasgele bit ne olursa olsun dizi tek bir zaman biriminde ÇAK olarak algılanmalıdır. Yani bir önce gelen bitin 0 veya 1 olması ÇAK dizisinin biraz erkenden algılanmasına sebep olmamalıdır. Bu eşzamanlama dizisinin bulunması genellikle Şekil.9 daki gibi bir Ötelemeli Kaydedici (Shift Register) ve AND devresi ile yapılır. Eğer 1111111 gibi bir dizi seçilirse diziden önce gelen bit de 1 olduğu takdirde ÇAK gelmeden önce bütün çıkışlar 1 olacak ve bu ÇAK olarak algılanacaktır. Halbuki 1110000, 1111000 1110100 veya bunların terslerinden oluşan bir dizi kullanılırsa şekilde de görüldüğü gibi önce ve sonra gelen bitler ne olursa olsun sadece bir tek anda bütün çıkışlar istenen kodu verecektir.



	Bits outside shift register				Shift register outputs								Recognition status
					1	2	3	4	5	6	7	-	
0 step	0	0	0	0	Pattern enters shift register →								
4th step	.	1	1	1	0	0	0	0	.	.	.	.	Pattern not detected
5th step	.	.	1	1	1	0	0	0	0	.	.	.	Pattern not detected
6th step	.	.	.	1	1	1	0	0	0	0	.	.	Pattern not detected
7th step	.	.	.	.	1	1	1	0	0	0	0	.	Pattern detected
8th step	.	.	.	.	.	1	1	1	0	0	0	0	Pattern not detected

• - Represents a logical 1 or 0 (random information assumed)

Şekil.9 Ötelemeli kaydedici ile ÇAK'ın bulunması

Eğer çerçeve çok uzun ise aynı $\alpha = F/N$ oranını sağlamak için çok uzun bir ÇAK kullanılması gerekecektir. Bu durumda:

- 1- Uzun kelimenin hatalar tarafından bozulması daha kolaydır.
- 2- Ayarlama zamanı çok uzun olur.
- 3- Bu uzun kodları saklamak için daha fazla kaydedici gerekir.

Bu yüzden uzun bir ÇAK kullanan toplu çerçeveleme yerine alt çerçeveler kullanan dağılmış eşzamanlama tercih edilir.

Genellikle çoğullama sistemlerinde haber ve eşzamanlama bitlerinden başka bir de karşılıklı durum bildiren **işaretleşme bitleri** (Houskeeping bits) de vardır. Bunlar özellikle iki yönlü (duplex) haberleşen teleks gibi cihazlarda özel durumları karşı tarafa bildirir. Bu özel durumlar şunlar olabilir:

- 1- Eşzamanlama bozulması
- 2- Besleme gerilimi kesilmesi
- 3- Karakter kelime uzunluğunun değiştirilmesi
- 4- Terminalin geçici olarak kapatılması

Uygulama

Örnek bir zaman çoğullama devresi Şeki.10 da verilmiştir. Kanallardan gelen işaretler bir arabağlantı devresi ve süzgeçten sonra örnekleyici ve çoğullayıcıya verilirler. Örneklem devresi sırayla her kanaldan bir örnek alıp bunu tutmak suretiyle zamanda çoğullanmış darbe genlik modülasyonlu PAM işareti oluşturur. Bu işaret bütün kanalların ortak kullandığı sıkıştırma ve darbe kod modülatörü PCM devresine verilir. Daha sonra kodlanmış ve çoğullanmış işarete çerçeve ayarlama ve diğer gerekli işaretleşme bitleri eklenir. Elde edilen dizi bir ikili dizidir. Hatta kolayca iletilmesi için bir hat kodlaması yapılır.

Devrenin çalışması için gerekli saat işareti ya bir ana saat üreticiden, ya gelen işaret dizisinden yada dışardan bir kaynaktan sağlanabilir.

Alıcı tarafta yukardaki işlemlerin tersi yapılır. Gelen dizi hat kodu çözücüsünden sonra veri, eşzamanlama ve işaretleşme birimlerine ayrılır. Veri kelimeleri PCM kod çözücü ve genleştiriciden geçtikten sonra kanallara ayrılır. Her kanalın işareti süzüldükten sonra ilgili hatta verilir.

CODEC adı verilen böyle bir devrede ayrıca bir takım standart alarm işaretlerinin de bulunması gerekir.

1- Giden işaret yok	OGSL: Outgoing signal loss
2- Gelen işaret yok	ICSL: Incoming signal loss
3- Çerçeve ayarı bozuk	FAL : Frame alignment loss
4- Karşı tarafta çerçeve ayarı bozuk	RFAL: Remote frame alignment loss
5- Yüksek hata oranı var	HER : High error rate
6- Kodlayıcı/kodçözücü hatası	ENCOD:Encoder fault
7- Alarm kesme işareti var	AIS : Alarm inhibit signal

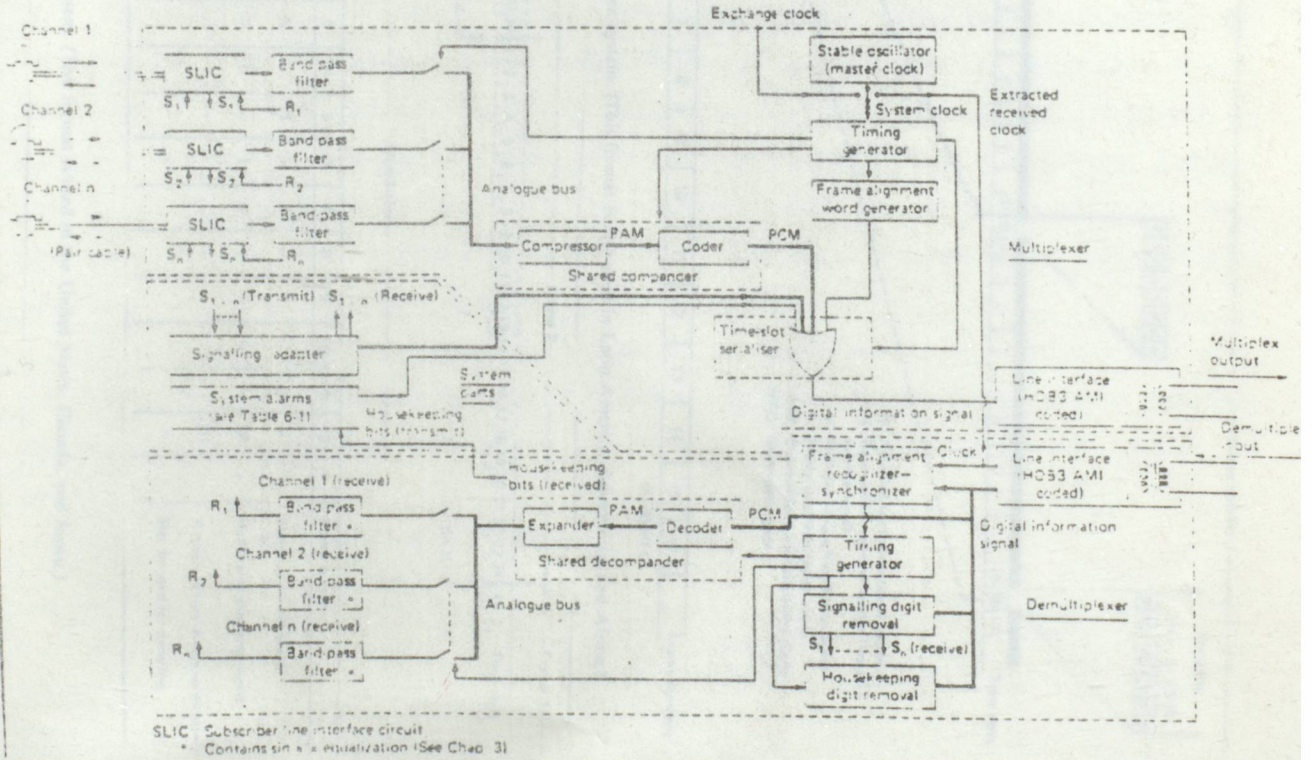
Örnekler

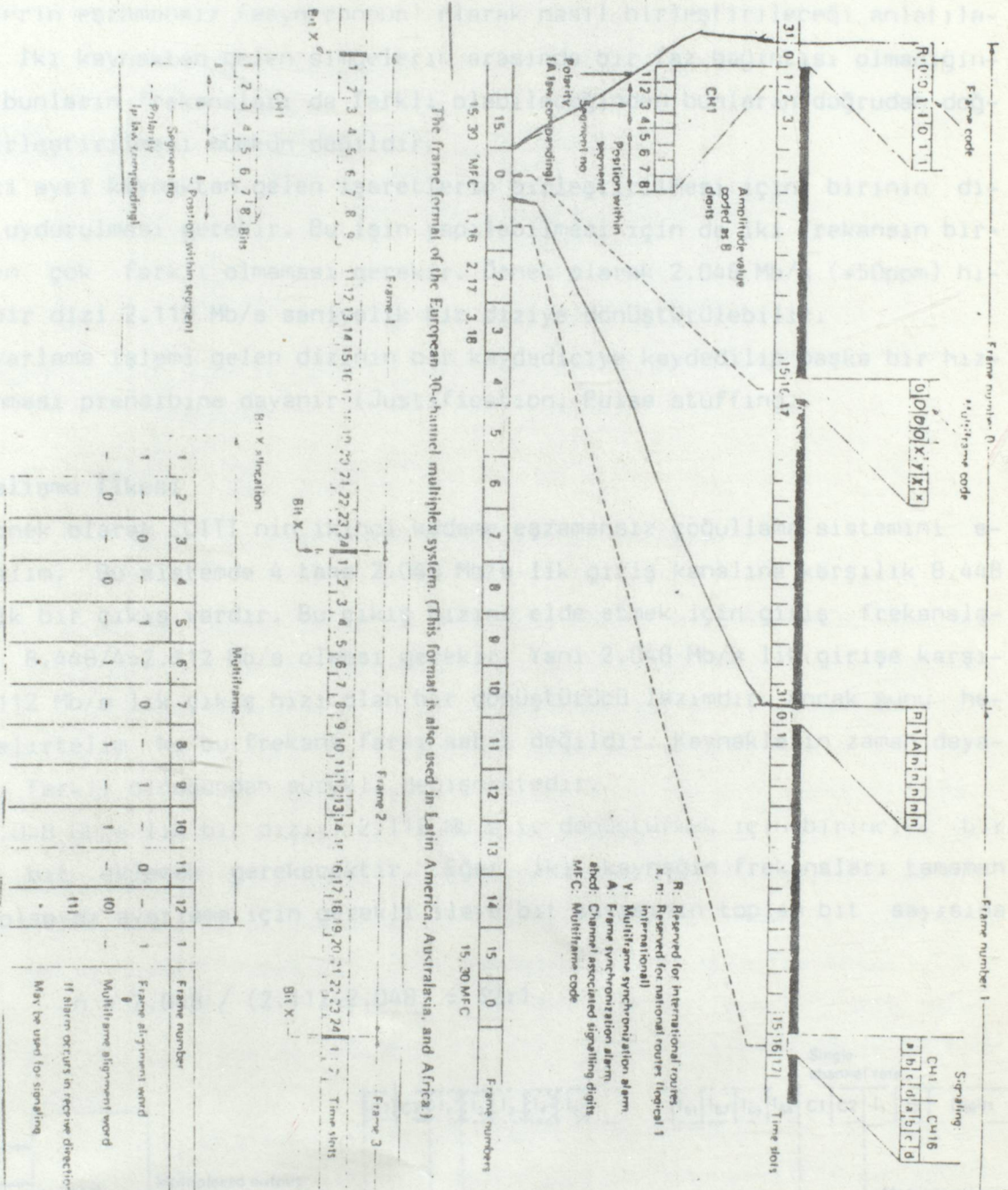
Örnek olarak Bell T1 ve CCITT birinci kademe çoğullama sistemleri ele alınacaktır.

Bell T1 sisteminde bir çerçeve 24 ses kanalından oluşur. Örneklem hızı 8 kHz dir. u-tipi 8 bit PCM kullanılır. Bu durumda çerçeve uzunluğu $8 \times 24 = 192$ bit olacaktır. Birde eşzamanlama biti eklenirse toplam 193 bit'lik bir çerçeve elde edilir. Eşzamanlama bitleri 12 çerçevelik dönemlerle tekrarlanır. Bir eşzamanlama bozulmasında bunun yeniden kurulması için

385 bit uzaklıkta olan 6 bitlik ÇAK dizisinin araştırılması gerekir. Ortalama yakalama süresi 24 ms civarındadır.

Avrupa CCITT sisteminde ise 30 ses kanalı ile 2 eşzamanlama ve işaretleşme kanalı yani toplam 32 kanal bir çerçeve oluşturur. A-tipi 8-bit PCM kullanılır. 32 kanallı çerçevelerden 16 tanesinin birleşmesi ile bir büyük çerçeve (multiframe) meydana gelir. 7 Bitlik ÇAK ve 1 bitlik uluslararası kontrol ve izleme işaretinden oluşan çerçeve ayarlama kodu 0,2,4,... gibi her çift sayılı çerçevenin başında bulunur. 0. Çerçevenin 16. kanalı'nın ilk dört biti büyük çerçevenin eşzamanlaması, diğer dört biti ise işaretleşme (housekeeping) için, diğer çerçevelerin 16. kanalları da diğer kanalların işaretleşmesi için kullanılır.





The frame format of the Bell T1, 24-channel multiplex system. (This format is used in the United States, Canada, and Japan.)

32 kanal : 1 çevre
16 Çevre : 1 Bayıt Çevre

EŞZAMANSIZ ÇOĞULLAMA

Bu bölümde aynı saati kullanmayan değişik iki kaynaktan gelen sayısal işaretlerin eşzamansız (asynchronous) olarak nasıl birleştirileceği anlatılacaktır. İki kaynaktan gelen simgelerin arasında bir faz bağıntısı olmadığından ve bunların frekansları da farklı olabileceğinden bunların doğrudan doğruya birleştirilmesi mümkün değildir.

İki ayrı kaynaktan gelen işaretlerin birleştirilmesi için birinin diğerine uydurulması gerekir. Bu işin yapılabilmesi için de iki frekansın birbirinden çok farklı olmaması gerekir. Örnek olarak 2.048 Mb/s (+50ppm) hızında bir dizi 2.112 Mb/s saniyelik bir diziye dönüştürülebilir.

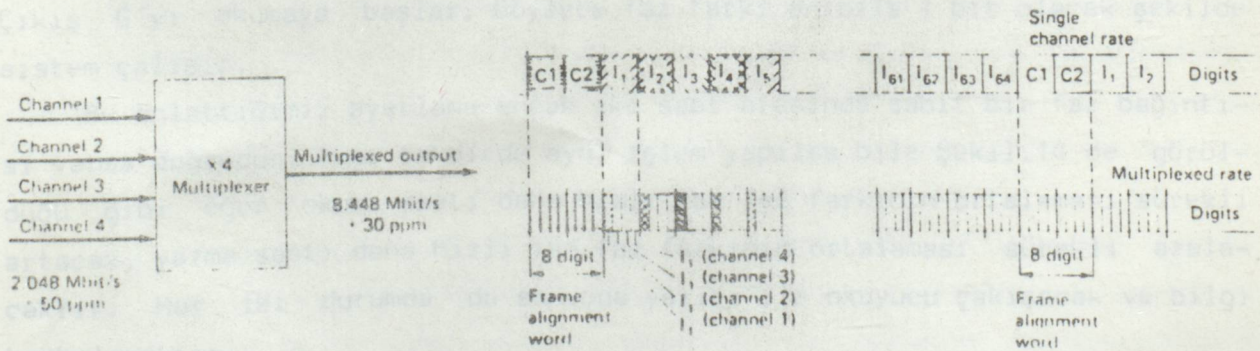
Ayarlama işlemi gelen dizinin bir kaydediciye kaydedilip başka bir hızla okunması prensibine dayanır (Justification, Pulse stuffing).

Çalışma İlkesi

Örnek olarak CCITT nin ikinci kademe eşzamansız çoğullama sistemini ele alalım. Bu sistemde 4 tane 2.048 Mb/s lik giriş kanalına karşılık 8.448 Mb/s lik bir çıkış vardır. Bu çıkış hızını elde etmek için giriş frekanslarının $8.448/4=2.112$ Mb/s olması gerekir. Yani 2.048 Mb/s lik girişe karşılık 2.112 Mb/s lik çıkış hızı olan bir dönüştürücü lazımdır. Ancak şunu hemen belirtelim ki bu frekans farkı sabit değildir. Kaynakların zaman dayanakları farklı olduğundan sürekli değişmektedir.

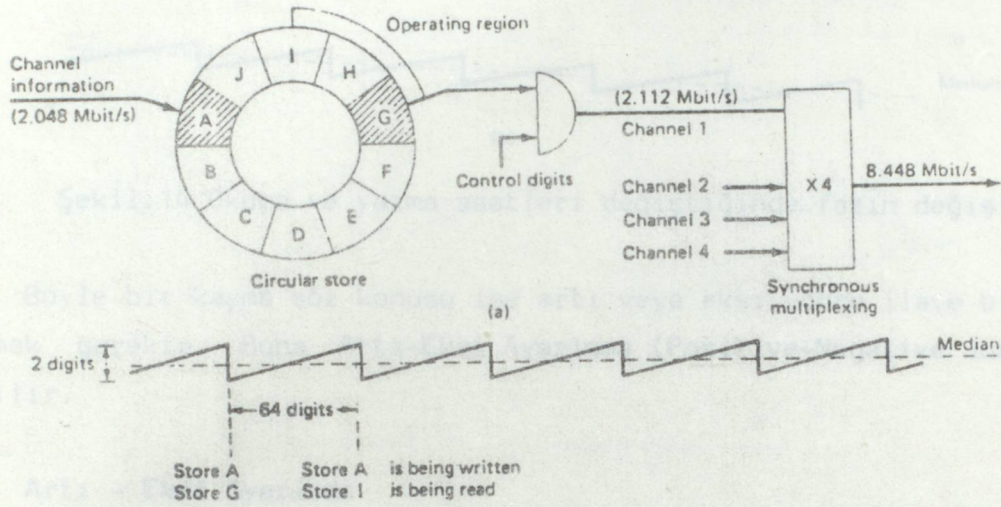
2.048 Mb/s lik bir diziyi 2.112 Mb/s ye dönüştürmek için birinciye bir miktar bit eklemek gerekecektir. Eğer iki kaynağın frekansları tamamen sabit olsaydı ayarlama için gerekli ilave bit sayısının toplam bit sayısına oranı:

$$n = 2.048 / (2.112 - 2.048) = 32:1$$



Şekil.12 Basitleştirilmiş çerçeve formatı

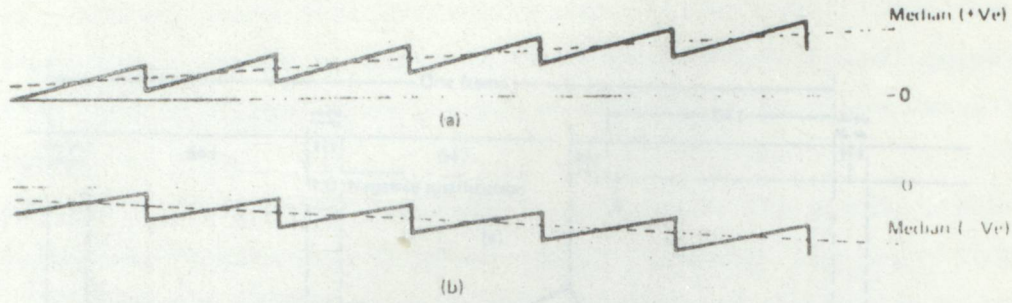
olur. Eğer 64 bitlik bir çerçeve yaparsak her çerçevede 2 bit ekleyerek bu iş yapılabilir. Dört kanallı çoğullama yapıldığında elde edilecek çerçeveler 4x64 bit lik bilgi bitleri ile çerçeve eşzamanlama bitlerinden oluşacaktır.



Şekil.13 Eşzamansız çoğullamanın yapılışı

Sıklık arttırma işlemi Şekil.13 deki gibi döner bir kaydedici/okuyucu sistemle yapılabilir. Gelen işaretin yazma hızı 2.048 Mb/s, okuma hızı ise 2.112 Mb/s olacaktır. Çıkış daha hızlı döndüğünden girişi yakalamamsı için her 64 bit'de bir durup iki bit'i dışardan eklemesi ve sonra kaldığı yerden devam etmesi gerekir. İki işaret arasındaki faz farkı da aynı şekilde verilmiştir. Giriş A'da çıkış H'de iken faz farkını sıfır kabul edelim. Çıkış hızlı döndüğünden bir süre sonra aradaki faz farkı artacak, giriş A'da iken çıkış önce H'yi sonra I'yi okuyacaktır. Eğer bu durumda müdahale edilmezse girişle çıkış üstüste çakışır. Bunu önlemek için aradaki faz farkı +1 bit olduğunda okuma iki bit süreyle durdurulur. Böylece faz farkı -1 bit olur. Çıkış G'yi okumaya başlar. Böylece faz farkı en fazla 1 bit olacak şekilde sistem çalışır.

Bu anlattığımız ayarlama ancak iki saat arasında sabit bir faz bağıntısı varsa doğrudur. Aksi takdirde aynı işlem yapılırsa bile Şekil.14 de görüldüğü gibi eğer okuma saati daha hızlı ise faz farkının ortalaması sürekli artacak, yazma saati daha hızlı ise faz farkının ortalaması sürekli azalacaktır. Her iki durumda da sonunda yazıcı ile okuyucu çakışacak ve bilgi kaybolacaktır.



Şekil.14 Okuma ve yazma saatleri değiştiğinde fazın değişimi

Böyle bir kayma söz konusu ise artı veya eksi yönde ilave bir ayarlama yapmak gerekir. Buna Artı-Eksi Ayarlama (Positive-Negative Justification) denilir.

Artı - Eksi Ayarlama

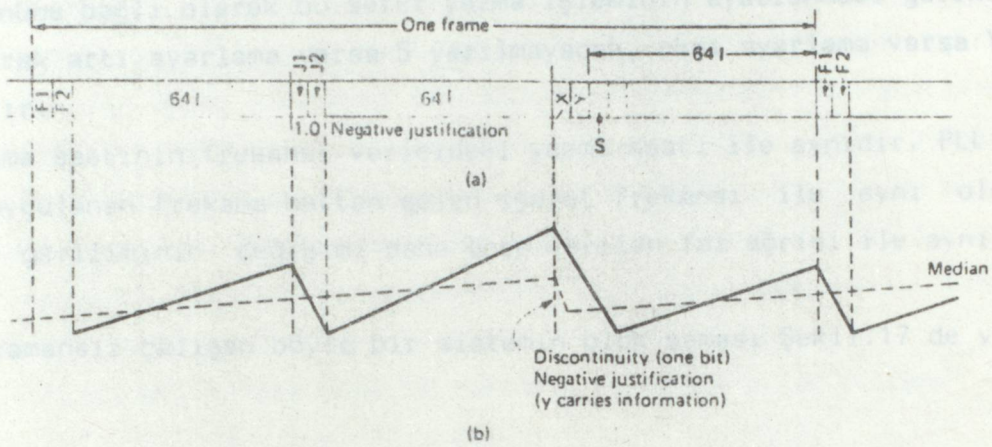
Artı veya eksi yönde bir ayarlama yapılması gerekiyorsa (saatler eşzamanlı olmadığına göre bu gerekecektir) çerçeve uzunluğu 64'lük çerçevelerden üç tanesinin birleştirilmesi ile üç kat arttırılır ve J1, J2, X, Y kontrol bitleri eklenir.

J1,J2 ayar kontrol bitleri, fazın hangi yöne kaydığını ve belli bir eşik değerini geçip geçmediğini bildirir.

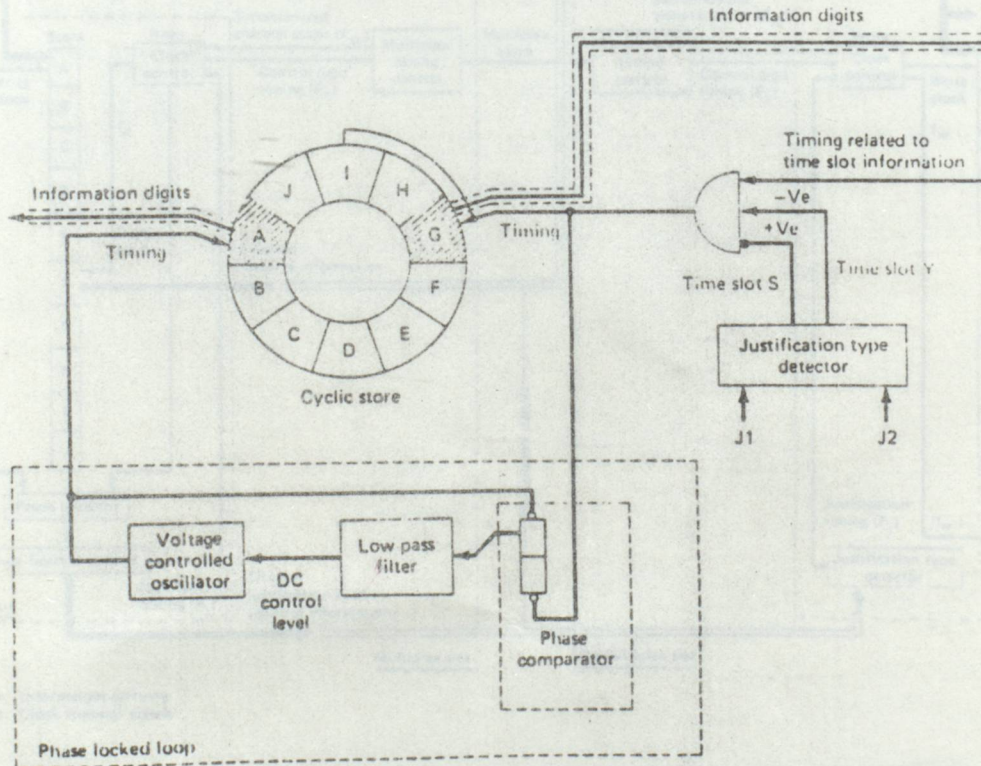
Yazma saatinin okumaya göre durumu	Kontrol Bitleri		Y de bilgi var mı?	S de bilgi var mı?	Ayarlama tipi
	J1	J2			
hızlı	1	0	var	var	-
yavaş	0	1	yok	yok	+
aynı	0	0	yok	var	yok

Önce yazma saatinin gereğinden yavaş olduğunu kabul edelim. Gelen işaret dizisine dokunamadığımıza göre yapılacak iş okumayı da yavaşlatmaktır (positive justification). Bunu yapmak için X ve Y kontrol dilimlerinde olduğu gibi S zaman diliminde de okuma yapılmaz (veri okuması üç bitlik bir süre için durdurulur). Fazın değişimi Şekil.15 deki gibi olur.

Eğer yazma saati gereğinden hızlı ise okumayı da hızlandırmak gerekecektir (negative justification). Bunun için Y kontrol zaman diliminde bir veri biti daha okunur (veri okuması sadece bir bit süreyle durdurulur). Bu durumda Y kontrol biti de kanal bilgisini taşımaktadır. Kod çözücü devrede J1,J2 bitlerine bakılarak bu işlemin tersi yapılır. Yani Y biti kanala eklenir.



Şekil.15 Artı-eksi ayarlama

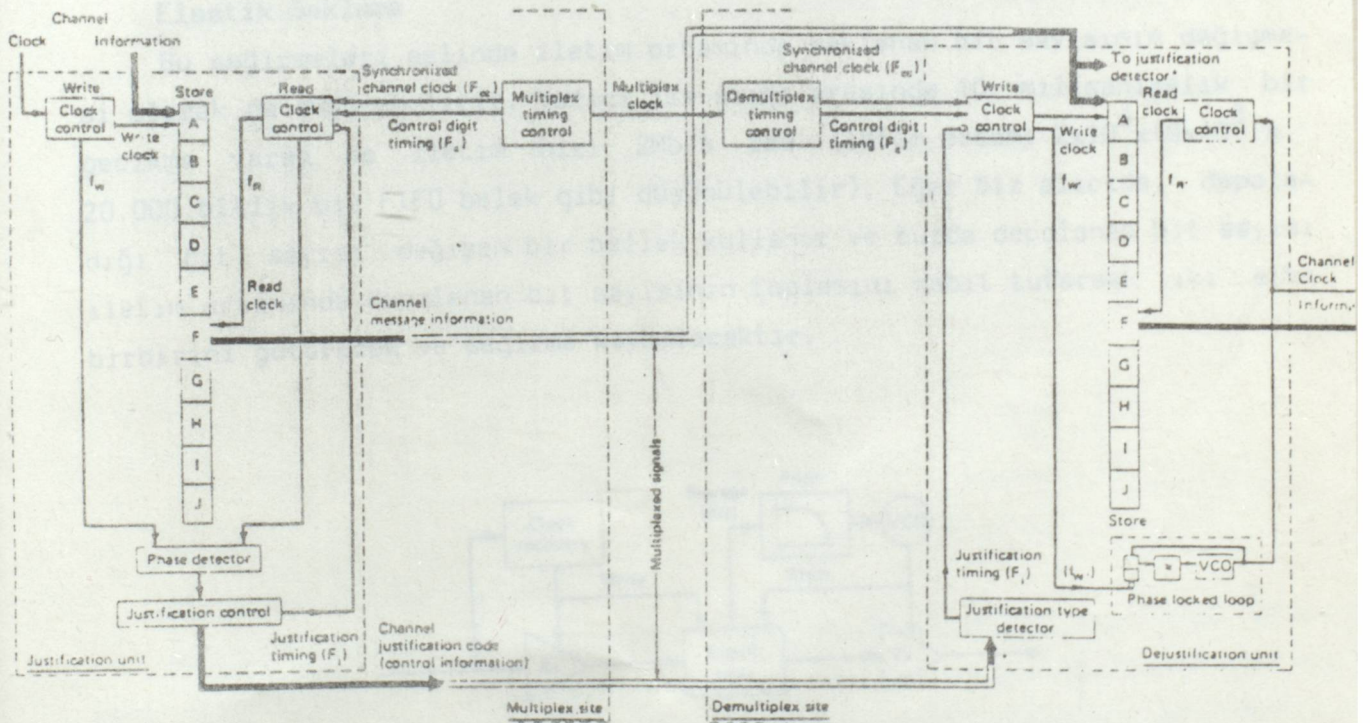


Şekil.16 Ayarlanmış eşzamansız çoğullamanın çözülmesi

Alıcı tarafta J1, J2 bitlerine bakarak ne tip ayarlama yapılmış olduğu anlaşılır. Burada okuma saat ayarının gelen diziden çıkartılması ve ayarlanmanın yönüne bağlı olarak bu sefer yazma işleminin ayarlanması gerekir. Örnek olarak artı ayarlama varsa S yazılmayacak, eksi ayarlama varsa Y de yazılacaktır.

Okuma saatının frekansı vericideki yazma saati ile aynıdır. PLL nin girişine uygulanan frekans hattın gelen işaret frekansı ile aynı olduğundan kontrol geriliminin değişimi daha önce verilen faz eğrisi ile aynı olacaktır.

Eşzamansız çalışan böyle bir sistemin blok şeması Şekil.17 de verilmiştir.



Note: Solid lines: Information carrying
Single lines: Clock (timing) signals

Şekil.17 Eşzamansız çoğullama

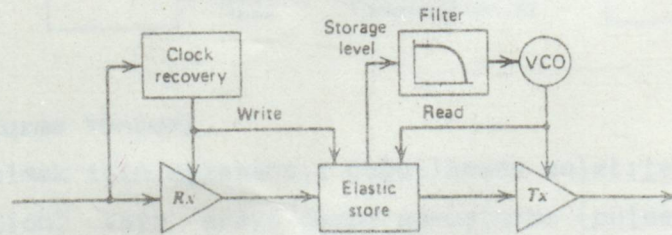
ŞEBEKE EŞZAMANLAMASI

Bir sayısal iletişim şebekelerinde değişik birimler birbiriyle mümkün olduğu kadar eşzamanlı yapılmaya çalışılır. Bir birimdeki saat gelen işaretler yardımıyla diğer birimdeki saatlere kenetlenebilir. Bu kenetleme iki saatin uzun süredeki ortalama frekanslarını eşit tutar. Fakat saatlerden bir tanesinde kısa süreli bir frekans veya faz değişimi olabilir. Bu durumda eşzamanlama bozulur. Saatler ne kadar kararlı olursa olsun iki birimin zamanlaması arasında bir farklılık olacaktır. Buna zaman seğirmesi (timing jitter) denir. Seğirmenin sebepleri şöylece özetlenebilir:

- 1- Alıcıdaki eşzamanlama devresine diren gürültü ve karışma
- 2- Yol uzunluklarının değişmesi
- 3- Yayılma hızının değişmesi
- 4- Hareketli ter/terminallerdeki doppler kaymaları
- 5- Gelen zamanlama işaretindeki süreksizlikler

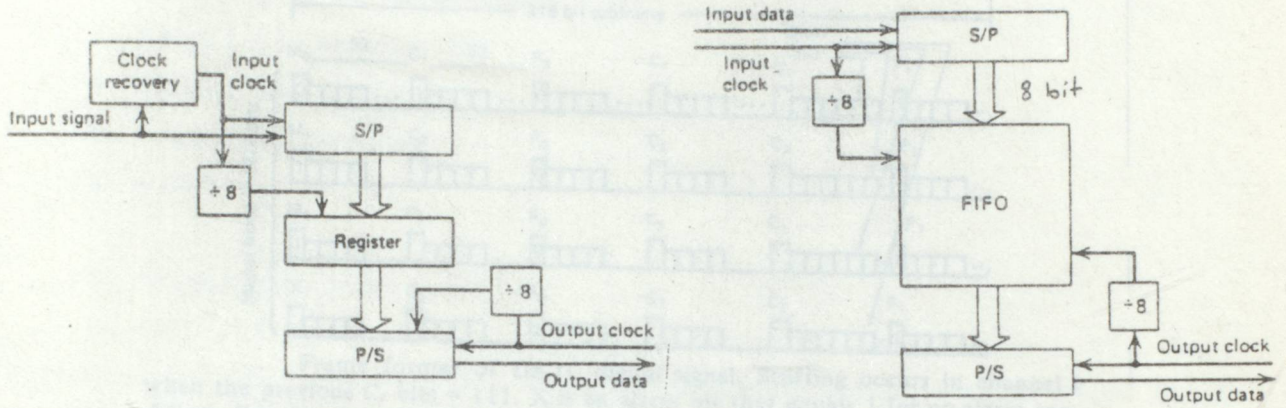
Elastik Saklama

Bu seğirmeleri aslında iletim ortamında saklanan bit sayısının değişmesi olarak da düşünebiliriz. Verici ile alıcı arasında 10 milisaniyelik bir gecikme varsa ve iletim hızı 2Mb/s ise iletim ortamı $2 \times 10^6 \times 10 \times 10^{-3} = 20.000$ bitlik bir FIFO belek gibi düşünülebilir). Eğer biz alıcıda, depoladığı bit sayısı değişen bir bellek kullanır ve burda depolanan bit sayısı iletim ortamında depolanan bit sayısının toplamını sabit tutarsak iki etki birbirini götürerek ve seğirme kaybolacaktır.



Şekil.18 Elastik saklama ile seğirmenin yutulması

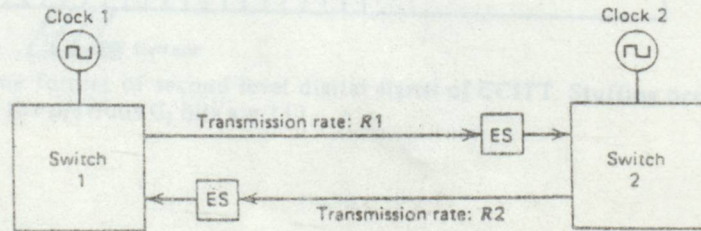
Bu iş yazma ve okuma saatleri ayrı olan bir ilk giren ilk çıkar (FIFO) tipi bellekte veya seri paralel çevirici çifti ve bir kaydedici ile yapılabilir. Bu belleğin saklabileceği bit sayısı iletim ortamında saklanan bit sayısının en büyük değişiminden fazla olmalıdır.



Şekil.19 Elastik saklamanın yapılışı

Bu şekildeki bir elastik saklayıcı bir tampan gibi zaman seğirmelerini yutar.

Eğer iki birimdeki saatlerin uzun süredeki ortalama değerlerinde bir değişme olursa elastik saklama taşar ve bazı veriler kaybolur buna "kayma" (slip) adı verilir.



Darbe Sokuşturma Yöntemi

Bundan kurtulmak için eşzamansız çoğullamada anlatılan artı-eksi ayarlama (justification) veya araya darbe sokuşturma (pulse stuffing) yöntemi kullanılmalıdır. Bu ayarlama yöntemleri için çeşitli standartlar vardır. Bunlardan bazıları aşağıdaki şekillerde verilmiştir. Burada C_i bitleri 1 ise i 'inci kanala bir darbe sokuşturulmuş demektir.

ŞEKİL 20 ÇEŞİTLİ DARBE SOKUŞTURMA YÖNTEMLERİ

Sayısal bir şebekelerin zamanlaması için altı yol düşünülmüştür.

1- "Bekleme zamanı seçimi" yöntemi

2- Şebeke çarpanı darbe

3- Karşılıklı

4- Şebeke

5- Ana-şebeke

6- Paket

1- "Paket

Bu teknik

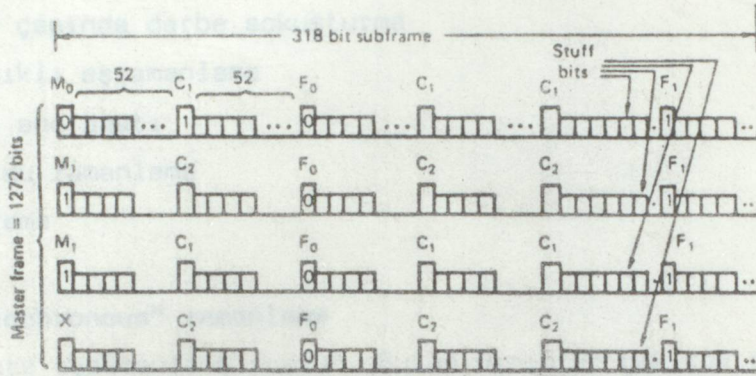
kullanılır

biriminde

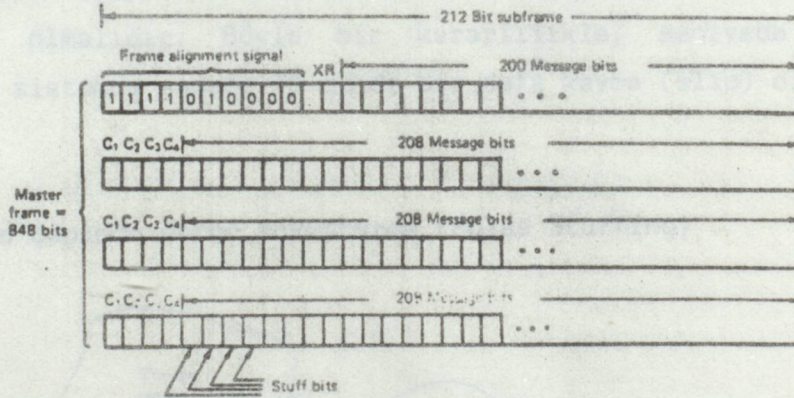
64 bağlantı

merkeziyle

gönderen bir



Frame format of DS-1C digital signal. Stuffing occurs in channel i when the previous C_i bits = 111. X is an alarm bit that equals 1 for no alarm condition. Framing is established by the $F_0F_1F_0 \dots$ sequence with 158 intervening bits.



Frame format of second level digital signal of CCITT. Stuffing occurs in channel i when the previous C_i bits are 111.

Şekil.20 Çeşitli darbe sokuşturma yöntemleri

Bekleme zamanı seçimi

Darbe sokuşturma yöntemi ile hızı ayarlanmış ve çoğullanmış bir kanal işareti alıcıda tekrar elde edildiğinde kanal veri bitleri sürekli olarak gelmez. Arada eşzamanlama bitleri ve sıkıştırılmış bitler çıkartılacağından boşluklar oluşur. Bunlara "bekleme zamanı seçimi" denir. Bunu gidermek için her kanala bir elastik saklama devresi eklemek gerekir.

ŞEBEKE EŞZAMANLAMASININ YAPILMASI

Sayısal bir şebekelerin eşzamanlaması için altı yol öngörülmüştür.

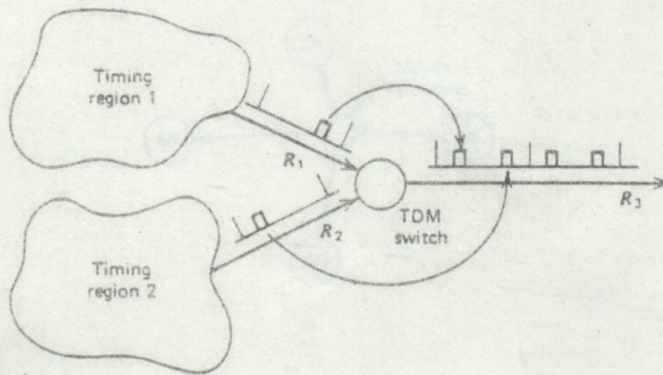
- 1- "Plesiochronous" zamanlama
- 2- Şebeke çapında darbe sokuşturma
- 3- Karşılıklı eşzamanlama
- 4- Şebeke ana saati
- 5- Ana-uydu zamanlama
- 6- Paketleme

1- "Plesiochronous" zamanlama

Bu teknikte eşzamanlama yoktur. Bütün birimler çok çok doğru bir saat kullanırlar. Böylece aradaki kaymalar kabul edilecek kadar az olur. Küçük birimlerde de çok pahalı bir saat gerektiğinden bu yöntem sadece uluslararası bağlantılar için önerilmektedir. Saatlerin hatası 10^{11} de bir mertebesinde olmalıdır. Böyle bir kararlılıkla, saniyede 8000 çerçeve gönderen bir sistemde sadece 70 günde bir defa kayma (slip) olabilir.

Şebeke ana saati (Network Master Synchronization)

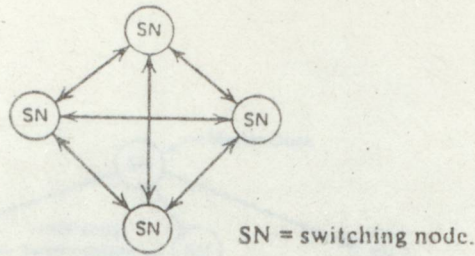
2-Şebeke çapında darbe sokuşturma (Pulse Stuffing)



Şekil.21 Eşzamansız (darbe sokuşturma ile) çoğullama

Eğer bütün ana çoğullayıcılar eşzamansız olarak çalıştırılırsa her gelen kanal için ayrı bir artı-eksi ayarlayıcı veya darbe sokuşturucu konularak çıkıştaki dizi ayrı bir saate göre ayarlanabilir. Bu yöntem oldukça ucuz ve her yerde uygulanabilir olduğundan çok kullanılmaktadır.

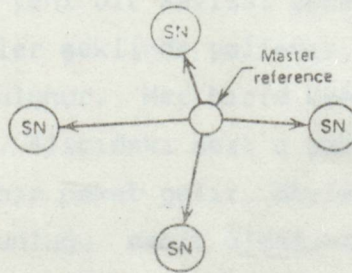
Karşılıklı Eşzamanlama (Mutual Synchronization)



Şekil.22 Karşılıklı Eşzamanlama

Adından da anlaşılacağı gibi bu sistemde her birim karşılıklı olarak kendi saatini diğerlerine göre ayarlar. İlk açılıştaki geçici rejimden sonra bütün saatler ortak bir değerde kenetlenmiş olarak çalışır. Bu yöntemin iyi tarafı birimlerden birinin saati bozulduğunda sistemin çalışmaya devam etmesidir.

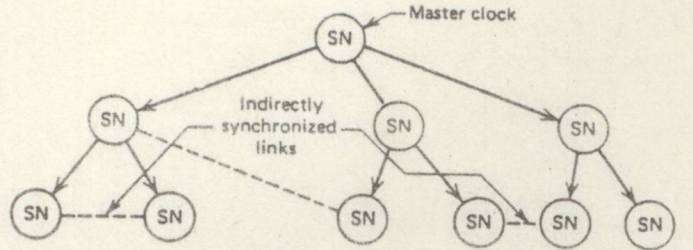
Şebeke ana saati (Network Master Synchronization)



Şekil.23 Şebeke ana saati eşzamanlaması

Bu yöntemde bütün birimler zaman bilgisini bir ana saatten alırlar. En zor tarafı bütün alt birimlerin ana saatin bulunduğu yere fiziksel olarak bağlanmasıdır.

Ana-Uydu Eşzamanlama (Master-Slave Synchronization)



Şekil.24 Ana-Uydu eşzamanlama

Bu yöntem 3 ve 4 numaralı yöntemlerin birleştirilmesi ile elde edilmiştir. Büyük birimler saatlerini ana saate göre ayarlarken alt birimler de en yakındaki büyük birimden saat bilgilerini alırlar. En yaygın olarak kullanılan yöntemlerden biridir.

Paketleme Yöntemi (Packetization)

Paket anahtarlama yeni bir sayısal şebeke anahtarlama yöntemidir. Burada bilgiler uzun paketler şeklinde yollanır. İki paket arasında kontrol işaretleri ya da boşluk bulunur. Her birim kendine ait paketi alır ve elastik bir saklayıcıya verir. Alıcıdaki saat o şekilde ayarlanır ki depolanmış paket tam biterken yeni bir paket gelir. Böylece sürekli bir veri akışı sağlanır. Paketlerin uzunluğu sabit olduğundan bunu yapmak mümkündür. Sadece bekleme seğirmesi uzun olduğundan daha çok veri iletişimine uygundur. Ancak ses kanallarında kullanılanları da vardır.