

## Curs 2 - 3

# Accesul analogic în rețeaua telefonică. Noțiuni fundamentale de telefonie digitală. Multiplexul primar PCM

### 1. Accesul analogic. Caracteristici de bază

- Accesul analogic - metoda cea mai simplă de acces în rețeaua telefonică; este caracteristic rețelelor telefonice analogice POTS (Plain Old Telephone Service); utilizat datorită simplității și în rețelele IDN.
- Caracteristici principale ale accesului analogic:
  - Lărgime de bandă 300Hz – 3400Hz;
  - Acces pe două fire și telealimentare din centrală la 48Vcc;
    - Aparatul telefonic lucrează pe patru fire dar transmisia până la centrală are loc pe două fire;
    - Comutația analogică locală are loc pe două fire, dar comutația digitală și transmisia interurbană și internațională (atât analogică cât și digitală) au loc pe patru fire (vezi fig.1.a și fig. 1.b ). Noțiunea de patru fire se referă la două canale cu sensuri opuse pe suporturi fizice diferite (fire de exemplu);
    - Sunt necesare două puncte de trecere 2 fire-4 fire asigurat de un sistem diferențial numit hibrid (H)

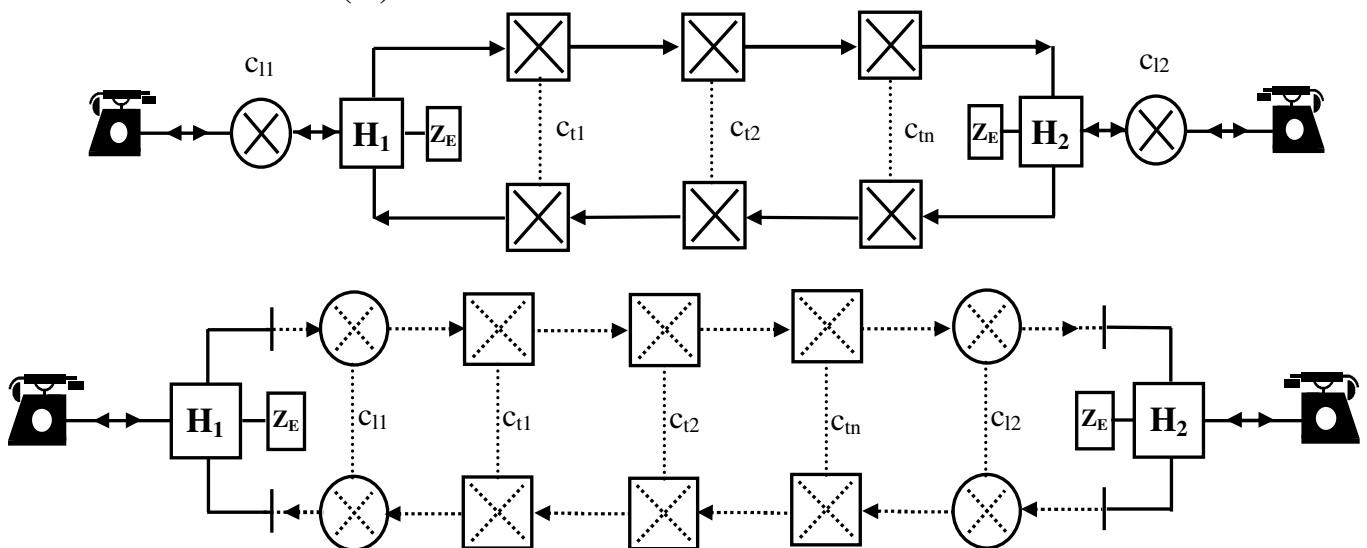


Fig. 1 Schema unei legături telefonice interurbane analogice (fig. a) și a uneia digitale (fig. b)

- rolurile hibridului: - transferă semnalele generate de fiecare terminal ( $T_1, T_2$ ) pe ramurile de transmisie (a-b, b'-a') ale circuitului la 4 fire și de pe acesta pe circuitul de abonat destinație pe 2 fire
  - atenuează trecerea semnalelor de pe ramura de recepție pe ramura de transmisie.
- sistemul diferențial reprezintă o punte al cărui echilibru este asigurat de relația  $Z_l = Z_b$  (1), unde  $Z_l$  este impedanța liniei, iar  $Z_b$  este impedanța echilibrului.
- condiția (1) nu poate fi îndeplinită cu exactitate în toată gama de frecvență și pentru toate lungimile liniilor de abonat; nu se asigură o echilibrare perfectă, introducând dezadaptări – o fracțiune a semnalului recepționat pe bucla de 4 fire se transmite pe ramura de emisie, în sens invers sub formă de ecou.

## 2. Noțiuni fundamentale de telefonie digitală

- Tehnica de transmisie utilizată în telefonia digitală fixă este PCM (Pulse Coded Modulation) – modulația impulsurilor în cod; reprezintă practic o conversie A/D neuniformă cu 8 biți/eșantion urmată de transmiterea pe linie a biților asociați cuvintelor de cod.
- Debitul obținut pentru un canal telefonic este de 64kbps; tehnici de codare mai avansate de codare a semnalului vocal pot asigura o reducere substanțială a debitului ; printre aceste tehnici se numără ADPCM (Adaptive Differential PCM) și tehnici de codare parametrică - țin cont de caracteristicile particulare ale semnalului vocal - se pot utiliza numai pentru codarea semnalului vocal – nu este posibilă transmisia de date prin modem pe rețeaua telefonică; tabelul 1 prezintă câteva tehnici de codare standardizate a voci.

Standard ITU-T	Tip codare	Debit semnal codat (kbps)
G.711	PCM	64
G.721	ADPCM	32, 16, 24, 40
G.728	LD-CELP	16
G.729	CS-ACELP	8
G.723.1	Multirate CELP	6.3, 5.3

Tab. 1 Tehnici de codare standardizate al semnalului vocal și debitele asociate

- Procesări cerute de PCM: eșantionare, cuantizare și codare
  - Teorema eșantionării - relații de bază, fenomenul de aliere

$$x_e(t) = x(t) \cdot \delta_{T_e}(t) = x(t) \cdot \sum_{n=-\infty}^{\infty} \delta(t - nT_e) = \sum_{n=-\infty}^{\infty} x(nT_e) \cdot \delta(t - nT_e) \quad (2)$$

$$X_e(\omega) = \frac{1}{T_e} \cdot \sum_{k=-\infty}^{\infty} X(\omega - k \cdot \omega_e) \quad (3)$$

- Teorema eșantionării (Teorema lui Shannon): Orice semnal  $x(t)$  cu funcția de densitate spectrală  $X(\omega)$  pe suport mărginit ( $X(\omega)=0, \forall |\omega| > \omega_M$ ) este complet definit prin eșantioanele sale  $\{x(nT)\}$ , dacă  $T=(\pi/\omega_M)$

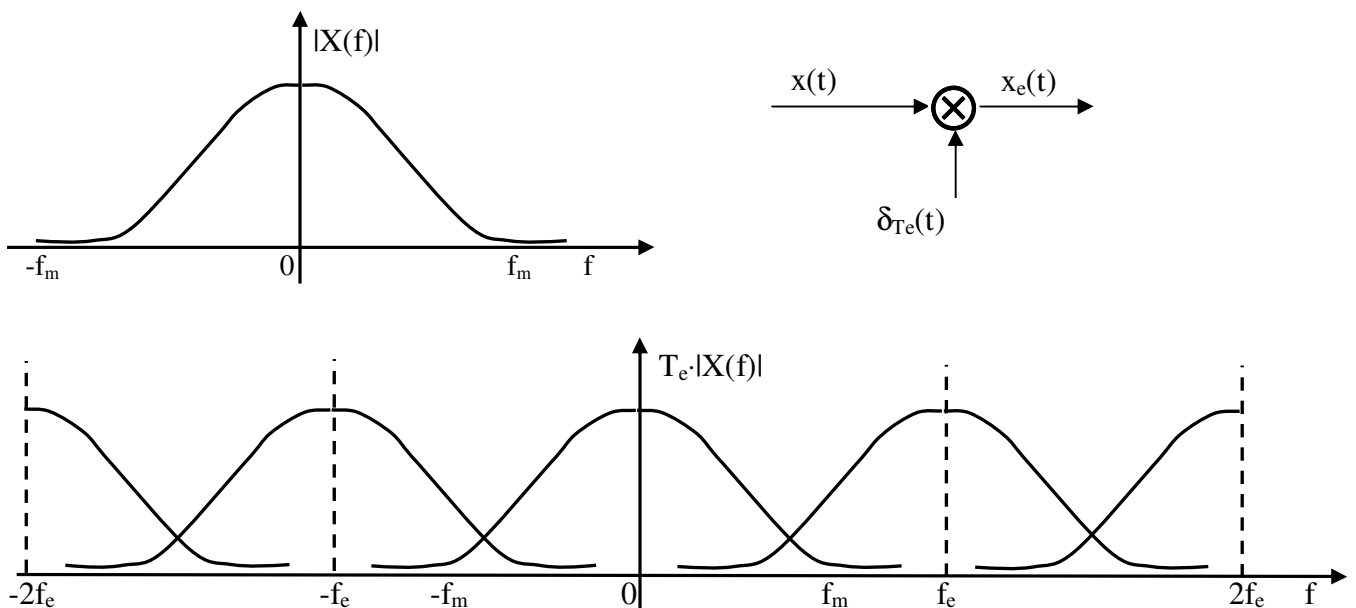


Fig. 2.a Proprietățile spectrale ale semnalelor eșantionate și fenomenul de aliere spectrală

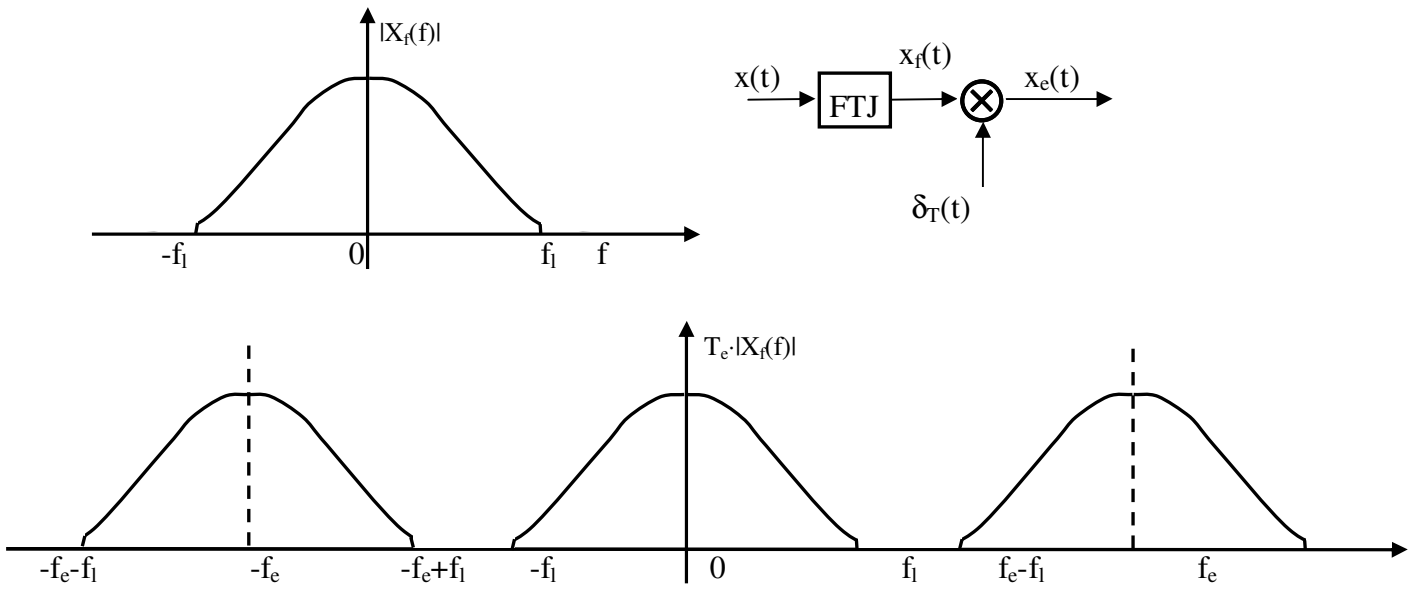


Fig. 2.b Proprietățile spectrale ale semnalelor eșantionate și eliminarea fenomenului de aliere

- Reconstituirea semnalelor eșantionate prin filtrare trece jos ; relații de bază

$$H(\omega) = \begin{cases} T_e = \frac{1}{2f_M}, & \forall |\omega| < \omega_M \\ 0, & \forall |\omega| > \omega_M \end{cases} ; \quad h(t) = \text{sinc}(\omega_M t) \quad (4)$$

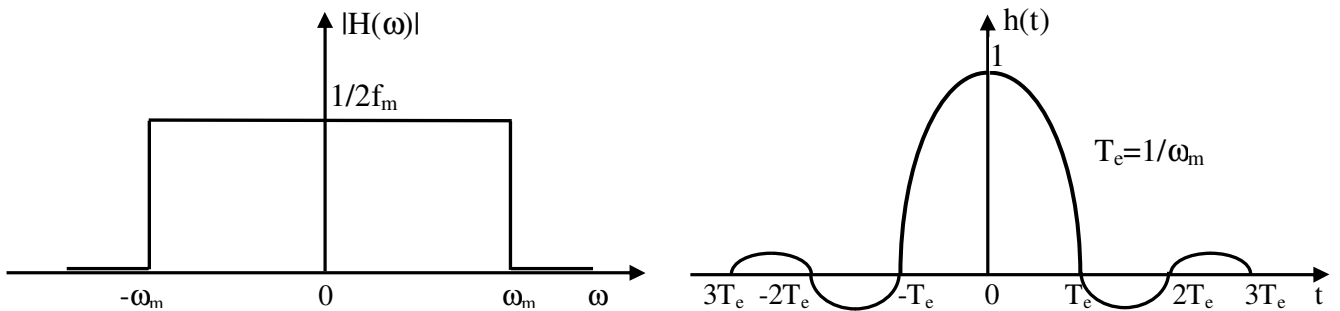


Fig. 3 Caracteristica de frecvență și răspunsul la impuls al unui filtru de reconstrucție ideal

- Cuantizare uniformă respectiv neuniformă

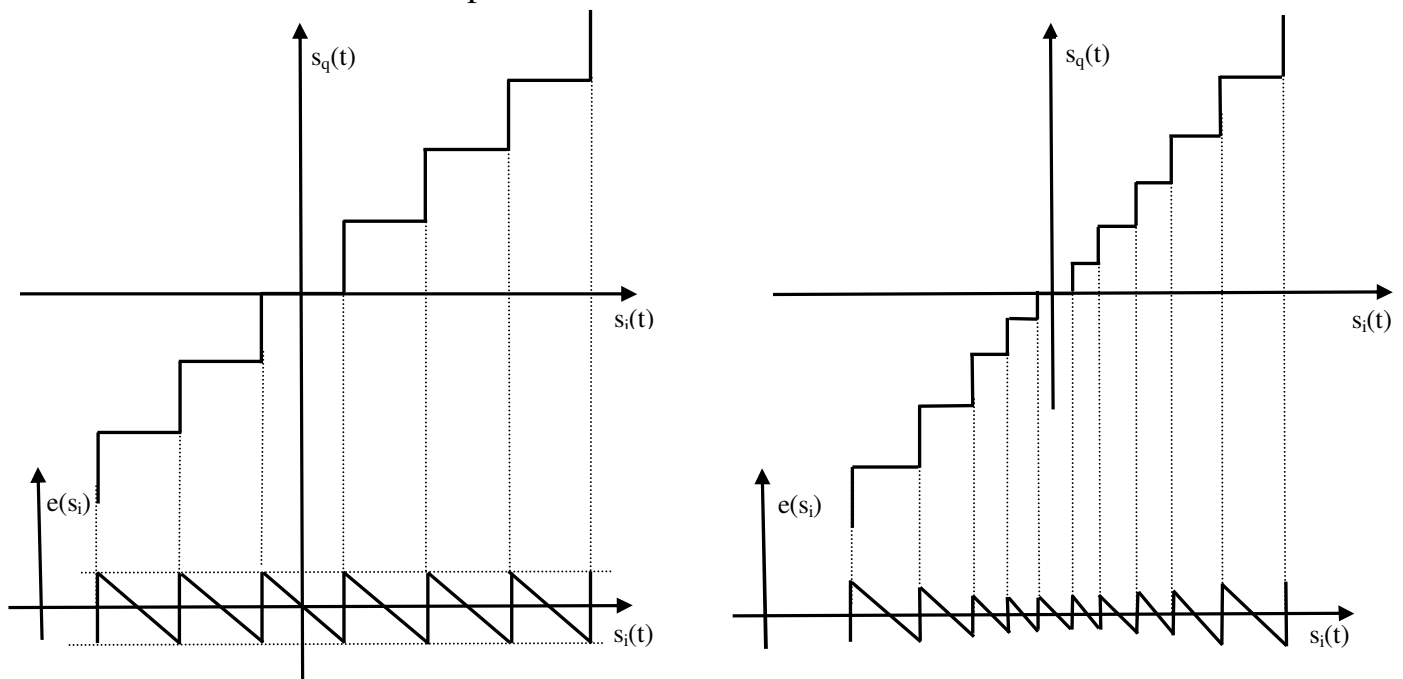


Fig. 4 Tehnici de cuantizare a) cuantizare uniformă. b) cuantizare neuniformă

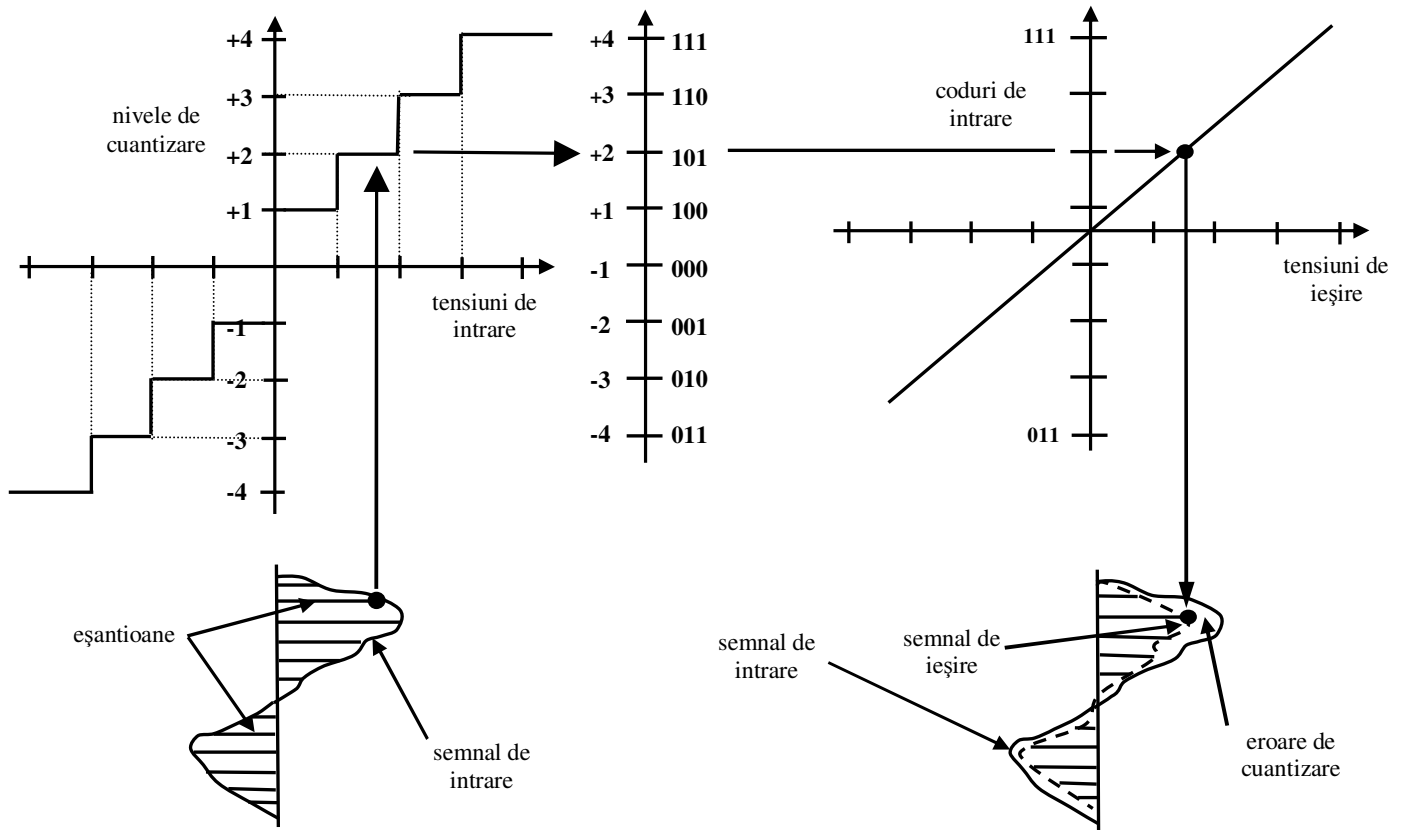


Fig. 5 Ilustrarea procesului de modulare (codare) și demodulare (decodare) PCM, în cazul cuantizării uniforme cu 3 biți/eșantion

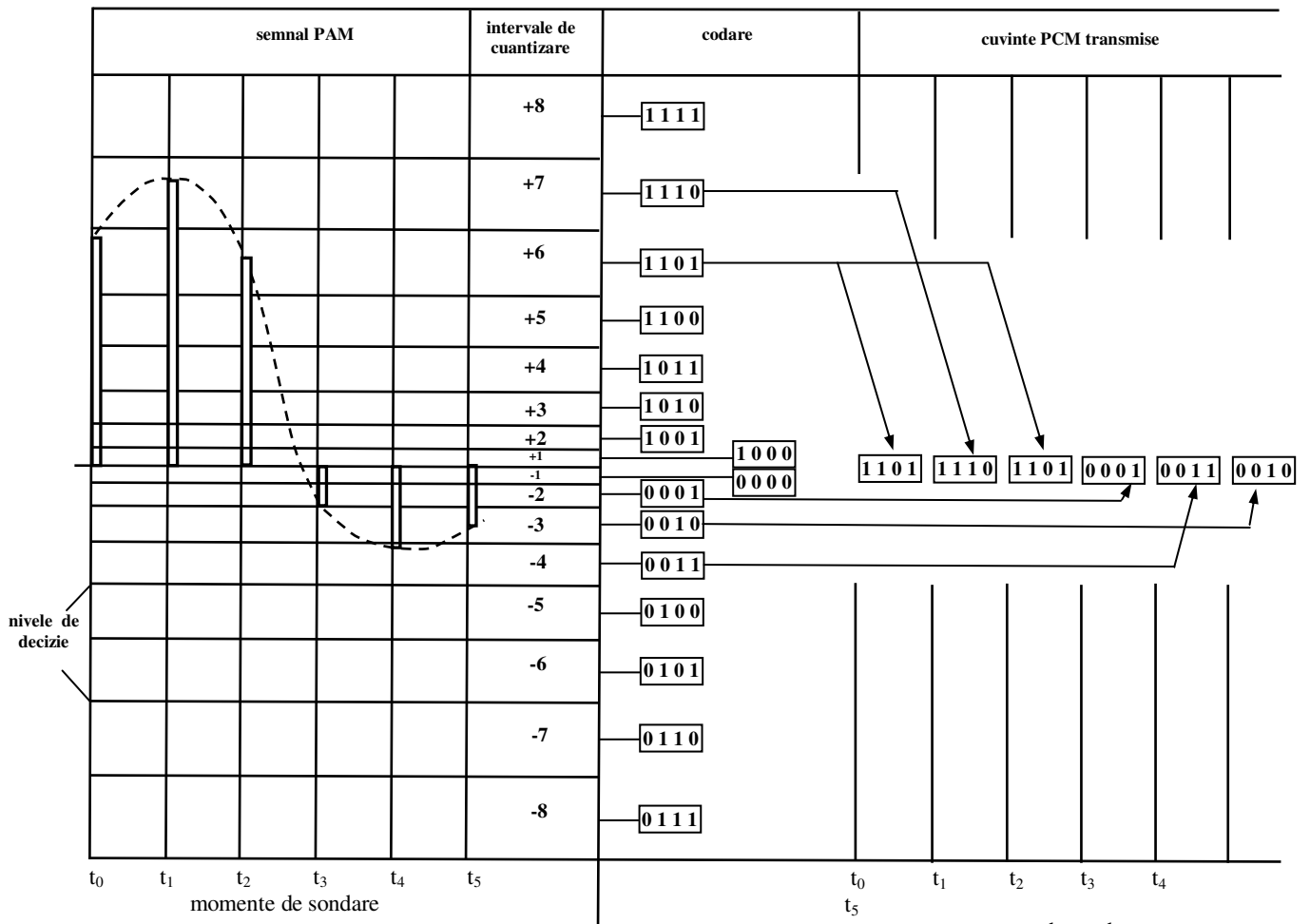


Fig. 6 Ilustrarea procesului de modulare (codare) și demodulare (decodare) PCM, în cazul cuantizării neuniforme cu 3 biți/eșantion.

- Un parametru important care caracterizează modulația PCM este raportul semnal/zgomot de cuantizare, eroarea de cuantizare fiind considerat ca și un zgomot. O expresie generală a valorii medii a puterii zgomotului de cuantizare este dată de relația:

$$P_q = \sum_{i=1}^N p_i \cdot P_{qi} \quad (5)$$

unde N este numărul intervalelor de cuantizare,  $p_i$  este probabilitatea ca semnalul de transmis să cadă în intervalul de cuantizare i,  $P_{qi}$  este puterea zgomotului de cuantizare în intervalul i.

- Dacă gama dinamică a semnalului de transmis este 2V și lățimile intervalelor de cuantizare sunt  $\Delta_i$ , atunci probabilitățile  $p_i$  sunt date de relația:  $p_i = \frac{\Delta_i}{2V}$  (6)

- Ținând cont de distribuția uniformă a erorii de cuantizare în cadrul unui interval de cuantizare, puterea zgomotului de cuantizare în intervalul i este dată de relația:

$$P_{qi} = \int_{-\frac{\Delta_i}{2}}^{+\frac{\Delta_i}{2}} \frac{1}{\Delta_i} \cdot e_r^2 \cdot de_r = \frac{\Delta_i^2}{12} \quad (7)$$

- Raportul semnal/zgomot de cuantizare,  $RSZ_q$  se definește astfel:  $RSZ_q = \frac{P_s}{P_q}$  (8)

- Realizarea cuantizării neuniforme se poate realiza prin compandare la nivel analogic sau digital.

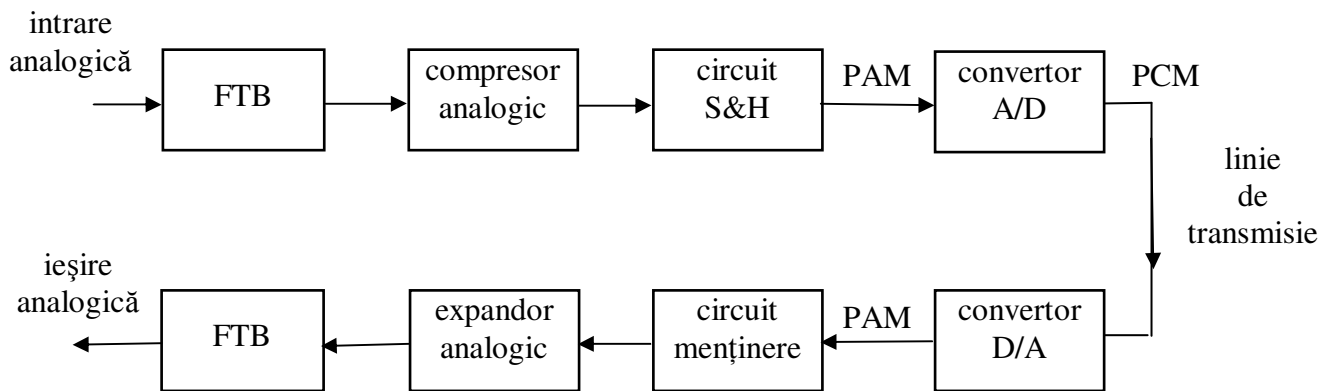


Fig. 7.a Secvența de procesări necesară modulării – demodulării PCM în cazul compandării analogice

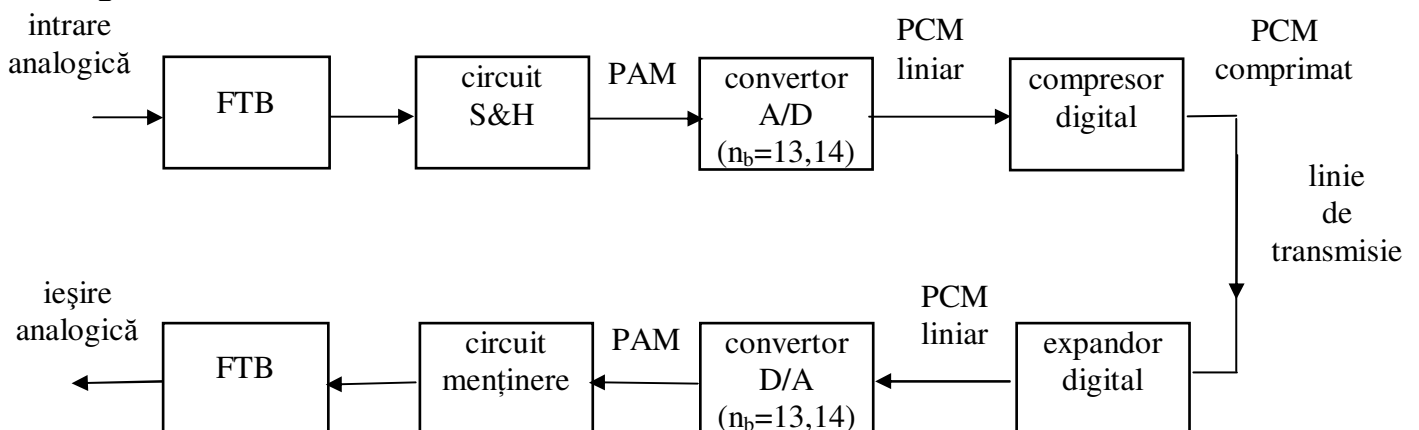
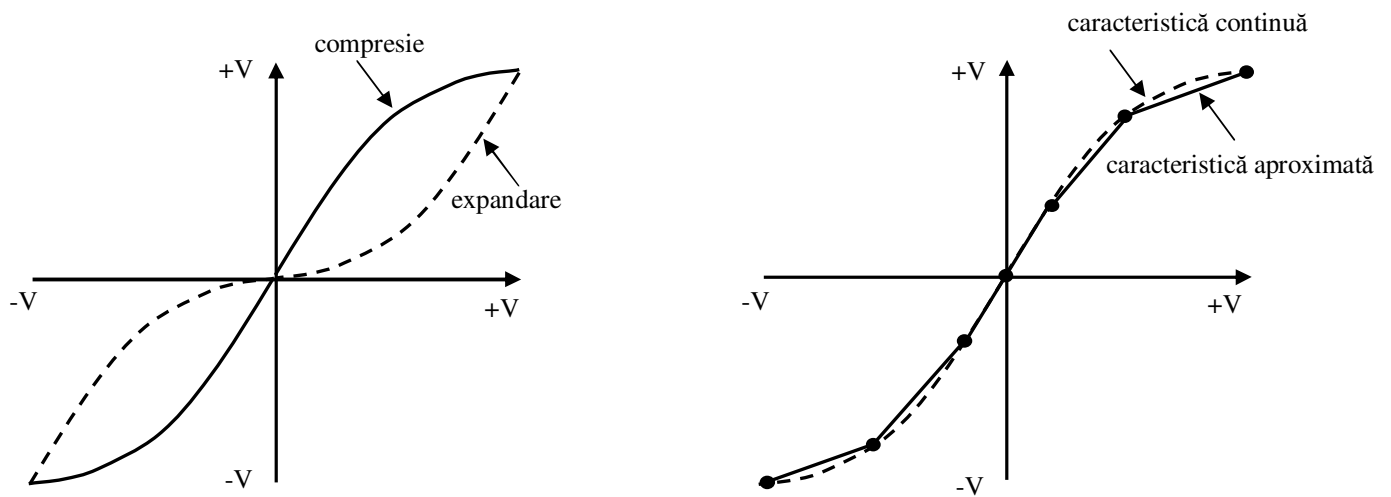


Fig. 7.b Secvența de procesări necesară modulării – demodulării PCM în cazul compandării digitale

- Caracteristici de compresie continue și liniarizate pe porțiuni



a) Caracteristică continuă

b) Caracteristică segmentată

Fig. 8 Caracteristici de compresie și expandare continue și segmentate

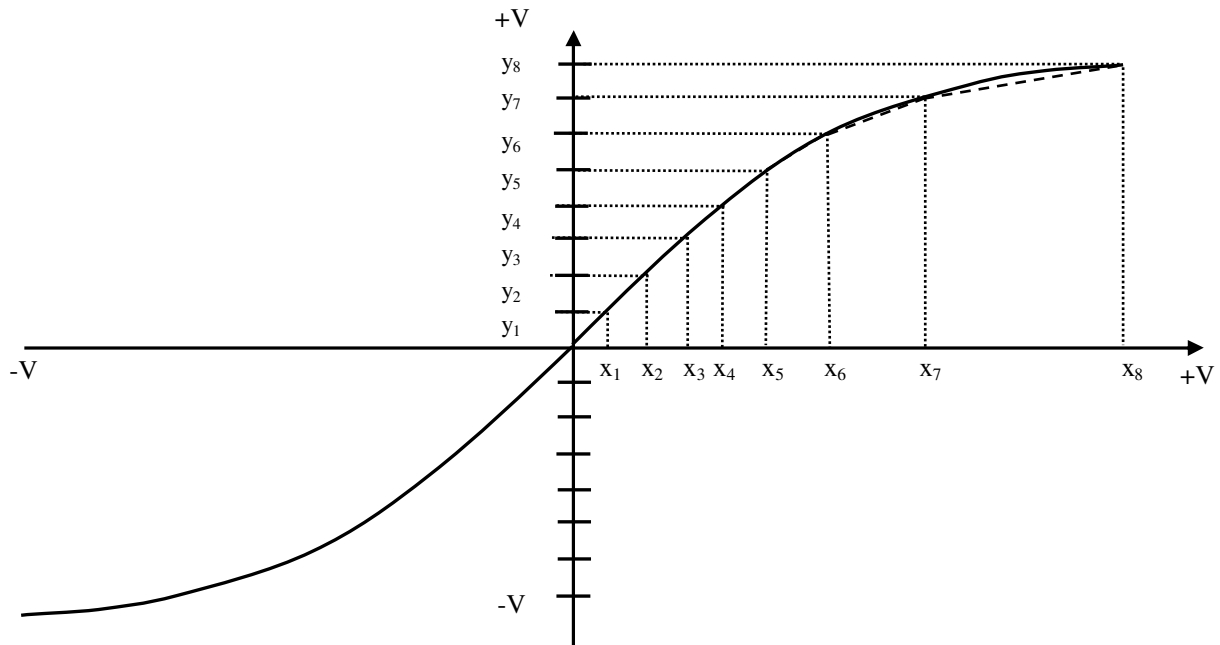


Fig. 9 Modul construcție a caracteristicii de compresie segmentate

- **Legi de compandare utilizate în sistemele telefonice digitale**

- Legea de compresie  $\mu$  este descrisă de relația următoare:

$$y = \frac{\text{sgn}(x) \cdot \ln(1 + \mu \cdot |x|)}{\ln(1 + \mu)} ; \quad -1 \leq x \leq 1 \quad (9)$$

$$x = \text{sgn}(y) \cdot \frac{1}{\mu} \cdot \left[ (1 + \mu)^{|y|} - 1 \right] ; \quad -1 \leq y \leq 1 \quad (10)$$

- Legea de compresie A este descrisă de relația următoare, pentru valori de intrare  $x \geq 0$

$$y = \frac{1 + \ln(Ax)}{1 + \ln(A)} ; \text{ pentru } \frac{1}{A} < x < 1$$

$$x = \frac{y \cdot (1 + \ln(A))}{A} ; \quad 0 \leq y \leq \frac{1}{1 + \ln A}$$

$$y = \frac{Ax}{1 + \ln(A)} ; \text{ pentru } 0 < x < \frac{1}{A}$$

$$x = \frac{\exp(y \cdot (1 + \ln(A))) - 1}{A} ; \quad \frac{1}{1 + \ln A} \leq y \leq 1$$

(11)

(12)

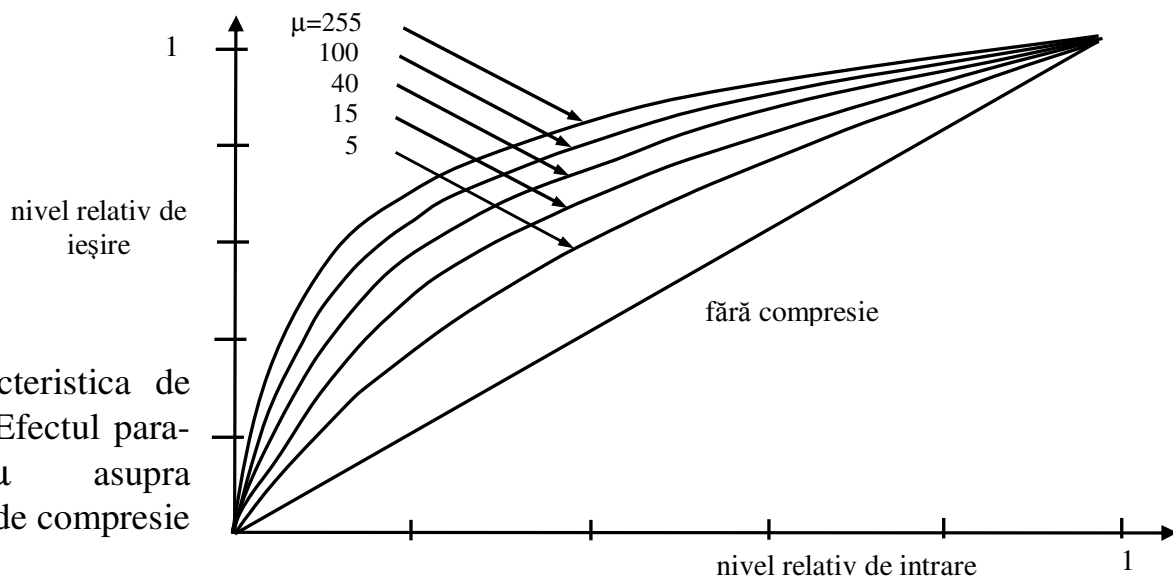


Fig. 10 Caracteristica de compresie  $\mu$ . Efectul parametrului  $\mu$  asupra caracteristicii de compresie

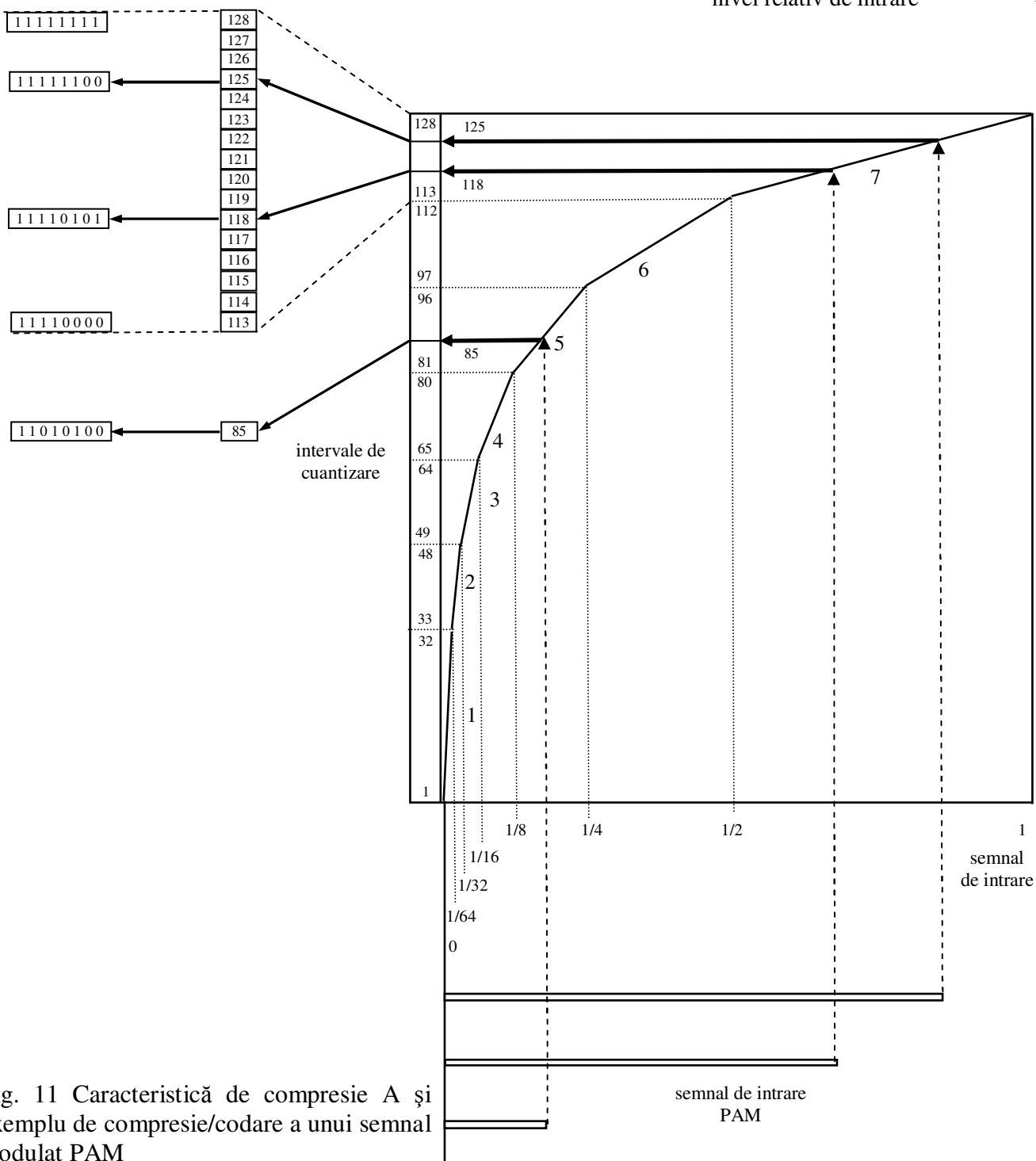


Fig. 11 Caracteristică de compresie A și exemplu de compresie/codare a unui semnal modulat PAM

- Dezavantaj modulație PCM:
  - Banda necesară transmisiei este mare – eficiență spectrală scăzută;
  - Reducerea benzii de transmisie se poate realiza prin exploatarea corelației dintre eșantioanele semnalului transmis;
    - Utilizarea corelației dintre eșantioane reprezintă ideea de bază a modulației PCM diferențiale;
- Modulația DPCM:
  - Se prezice eșantionul următor pe baza eșantioanelor anterioare și se codează (cuantizează) doar diferența dintre eșantionul curent,  $x(kT_e)=x_k$ , și cel prezis,  $\hat{x}_k$  ( $kT_e)=\hat{x}_k$ ;
  - Dacă semnalul diferență are o gamă dinamică mai redusă cuantizarea se poate realiza pe mai puțini biți;
    - Debitul de transmisie se reduce;

$$d_k = x_k - \hat{x}_k$$

$$\overline{d_k^2} = \overline{(x_k - \hat{x}_k)^2} = \overline{x_k^2 + \hat{x}_k^2 - 2x_k \cdot \hat{x}_k} = 2\overline{x_k^2} - 2\overline{x_k \cdot \hat{x}_k}$$

- Se definește coeficientul de corelație (sau factorul de corelație) C:

$$C = \frac{\overline{x_k \cdot \hat{x}_k}}{\overline{x_k^2}} \Rightarrow \overline{d_k^2} = 2\overline{x_k^2} \cdot (1 - C)$$

$$\begin{cases} 1. \text{ dacă } C > 0.5 \Rightarrow \overline{d_k^2} < \overline{x_k^2} \\ 2. \text{ dacă } C < 0.5 \Rightarrow \overline{d_k^2} > \overline{x_k^2} \end{cases}$$

- Dacă  $C < 0.5$  nu merită utilizat DPCM;
- Eșantioanele sunt decorelate și reducerea de debit este mică;
- Dacă  $C > 0.5$  DPCM merită utilizat;
  - ❖ Eșantioanele sunt corelate și reducerea de debit poate fi semnificativă;
- Dezavantajele DPCM față de transmisia PCM
  - Este mai complexă – este necesar un circuit de predicție a eșantionului curent pe baza eșantioanelor anterioare;
  - Nu se poate utiliza cu aceeași parametrii pentru transmisii de voce și date;
  - Dacă apar erori pe linie sunt afectate mai multe eșantioane



## Schema bloc a unui codor DPCM

- Predictorul lucrează cu N eșantioane;

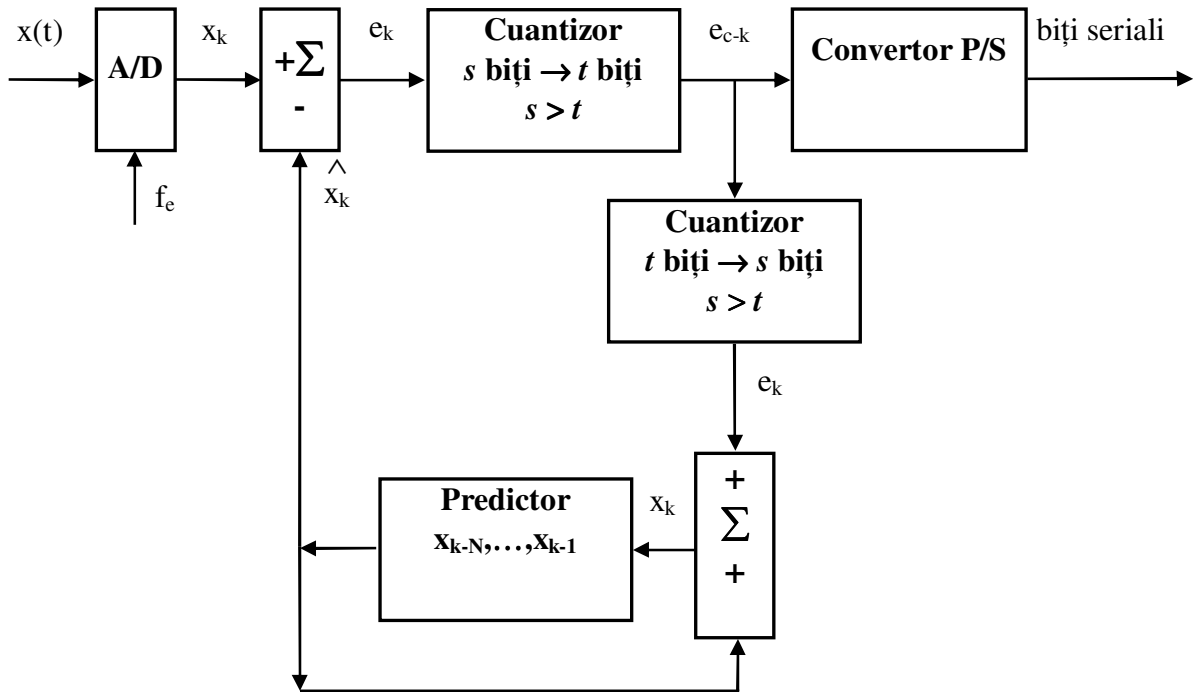


Fig. 12.a Schema bloc a codorului DPCM

## Schema bloc a decodorului

- Predictorul lucrează cu N eșantioane;
- $q_k$  – eroarea de cuantizare

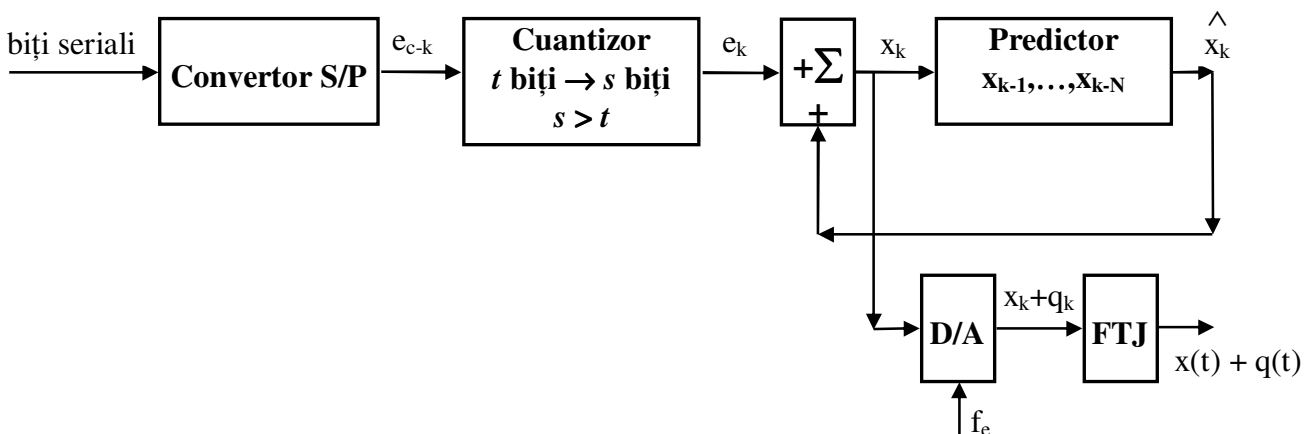


Fig. 12.b Schema bloc a decodorului DPCM

## Modulația Delta liniară

- Caz particular de modulație DPCM;
- Cuantizarea semnalului de eroare se face pe un singur bit;
- Este necesară o corelație puternică între eșantioanele consecutive;
- Actualizarea semnalului prezis se realizează pe baza unei metode fixe independente de legea de variație a eșantioanelor anterioare;
- Schema bloc a modulatorului și a demodulatorului:

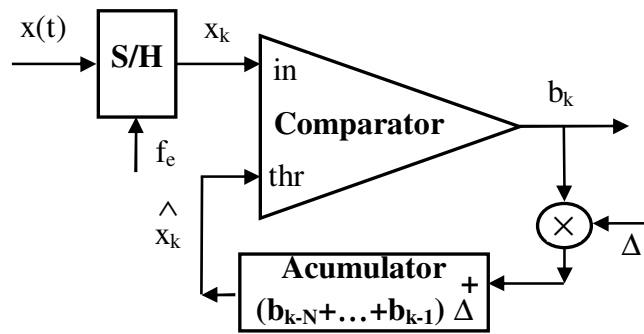


Fig. 13.a Schema bloc a codorului Delta liniar

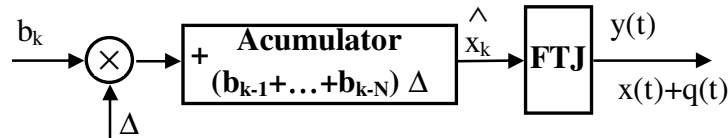


Fig. 13.b Schema bloc a decodorului Delta liniar

### Relațiile de bază

- Descriu modul de calcul de bitului curent, a semnalului prezis și a cuantei:

- Calculul bitului curent transmis:

$$\begin{cases} x_k \geq \bar{x}_k \Rightarrow b_k = '1' (+1) \\ x_k < \bar{x}_k \Rightarrow b_k = '0' (-1) \end{cases}$$

- Calculul semnalului prezis (ecuația acumulatorului):

$$\bar{x}_k = \bar{x}_{k-1} + b_{k-1} \cdot \Delta_{k-1}$$

- Calculul pasului de cuantizare:

$$\Delta_k = f(\Delta_{k-1}, b_k, b_{k-1}, \dots, b_{k-N})$$

- În cazul modulației Delta fixe pasul de cuantizare este constant =  $\Delta$ ;

- Moduri posibile de implementare a acumulatorului:

- Implementare analogică și digitală a acumulatorului:

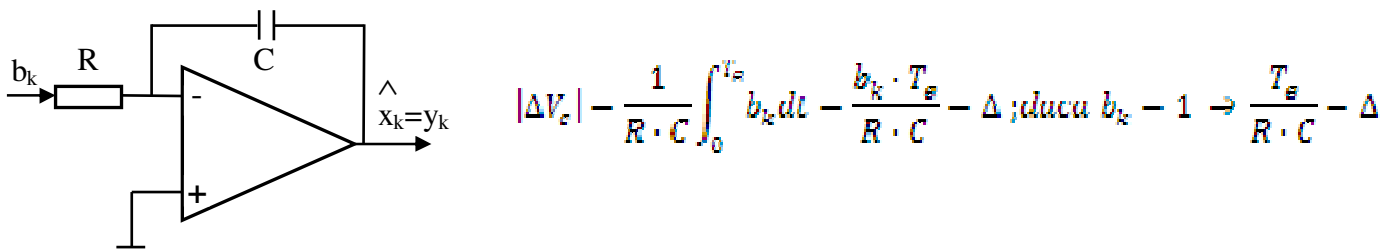
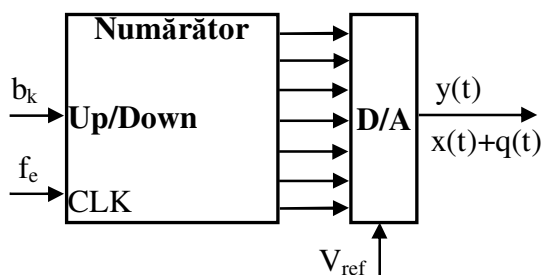


Fig. 14.a Implementarea analogică a acumulatorului utilizând un integrator



- N – numărul de biți ai convertorului D/A;

$$\Delta_{Delta} = \Delta_{convertor\ D/A} = \frac{V_{ref}}{2^N}$$

Fig. 14.b Implementarea digitală a acumulatorului utilizând un numărător

## Distorsiunile caracteristice modulației Delta:

- Distorsiunea de neurmărire de pantă:
  - Apare în situația în care viteza de variație a semnalului sursă este mai mare decât viteza de variație a semnalului prezis;

$$\begin{cases} \text{panta semnal sursa} = \left| \frac{dx(t)}{dt} \right| \\ \text{panta semnal Delta} = \frac{\Delta}{T_e} \end{cases}$$

- Distorsiunea de granularitate
  - Reprezintă un zgomot de cuantizare;
  - Apare în momentul în care viteza de variație a semnalului sursă este mai mică decât viteza de variație a semnalului prezis;

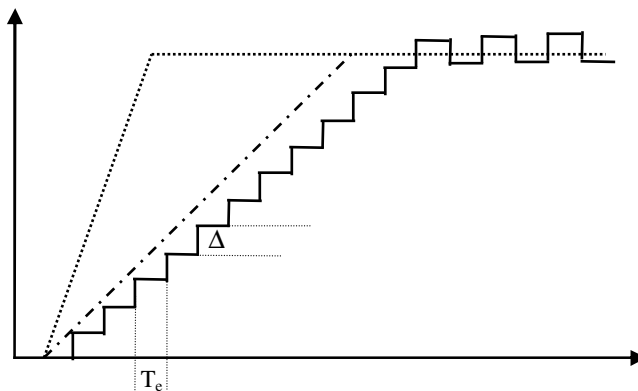


Fig. 15 Distorsiunile care afectează semnalul modulat Delta

## Calculul puterii zgomotului de cuantizare și a SNR cuantizare:

- Se consideră  $f_e = 2f_m$  ( $f_m$  - frecvența maximă din spectru);
- Se consideră că nu avem distorsiune de neurmărire de pantă și că puterea semnalului,  $P$ , se poate exprima în funcție de panta acestuia;

$$\begin{cases} \left| \frac{dx(t)}{dt} \right| = \Delta \cdot f_e \\ \left| \frac{dx(t)}{dt} \right| \approx K \cdot \sqrt{P} \end{cases}$$

- Zgomotul de cuantizare se calculează astfel:

$$\begin{cases} P = \frac{\Delta^2 \cdot f_e^2}{K^2} \\ P_{zg-q} = \frac{\Delta^2}{12} \end{cases}$$

$$P_{zg-q} = \frac{\Delta^2}{12} \cdot \frac{f_e}{f_e} = \frac{\Delta^2}{12} \cdot \frac{2f_m}{f_e} = \frac{\Delta^2 \cdot f_m}{6f_e}$$

$$SNR_{Delta} = \frac{P}{P_{zg-q}} = \frac{6f_e^3}{K^2 \cdot f_m}$$

## Modulația Delta adaptivă

- Se modifică adaptiv cuanta în funcție de viteza de variație a semnalului sursă;
- Măsurarea pantei se realizează pe baza biților modulați;
- Schema codorului și a decodorului Delta adaptiv:

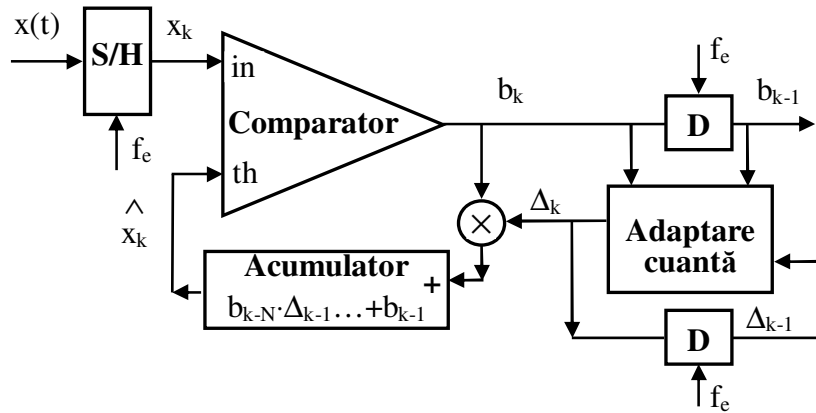


Fig. 16.a Schema bloc a codorului Delta adaptiv

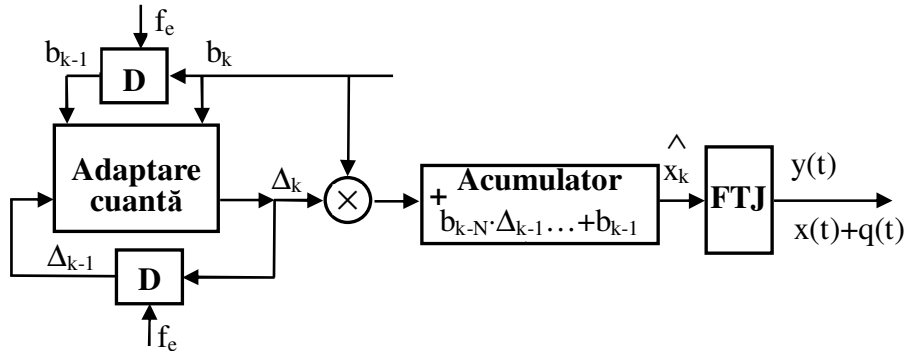


Fig. 16.b Schema bloc a decodorului Delta adaptiv

## Tipuri de modulații Delta adaptive – în funcție de regula de modificare a cuantei:

- Modulația Song;
  - Regula de modificare a cuantei:

$$\begin{cases} \Delta_k = \Delta_{k-1} + \Delta_s & \text{daca } b_k = b_{k-1} \\ \Delta_k = \Delta_{k-1} - \Delta_s & \text{daca } b_k \neq b_{k-1} \\ \text{daca } \Delta_k < \Delta_s \Rightarrow \Delta_k = \Delta_s \end{cases}$$

- Modulația Jayant;
  - Regula de modificare a cuantei:

$$\Delta_k = \Delta_{k-1} \cdot p^{\text{sgn}(b_k \cdot b_{k-1})}$$

$$\begin{cases} \Delta_k = \Delta_{k-1} \cdot p & \text{daca } b_k = b_{k-1} \\ \Delta_k = \Delta_{k-1} / p & \text{daca } b_k \neq b_{k-1} \end{cases}$$

- Determinarea zgomotului de cuantizare a modulației Delta;
  - Se poate utiliza eroarea medie pătratică dintre semnalul sursă și cel prezis:

$$epm = \frac{\sum_{k=1}^M (x_k - \hat{x}_k)^2}{M}$$

- Semnalul prezis reprezintă practic semnalul demodulat;

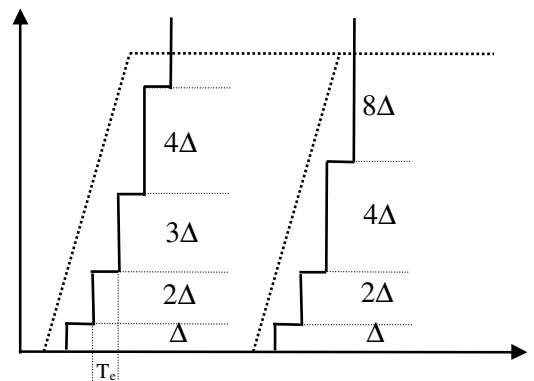


Fig. 17 Modificarea cuantei în cazul modulațiilor Delta adaptive

### 3. Multiplexul PCM primar

- Multiplexarea PCM este primul nivel de multiplexare
  - se utilizează multiplexarea în timp la nivel de canal telefonic fiind strâns legat și de procesul de comutație.

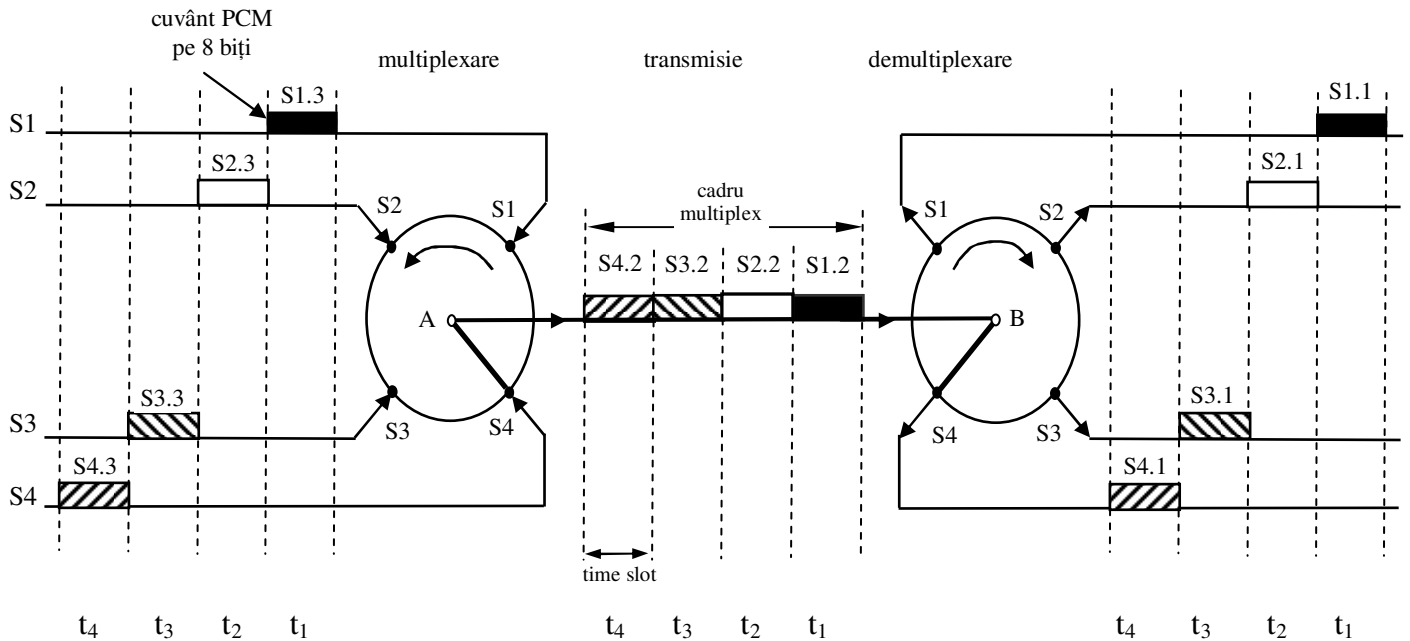


Fig. 18 Principiul multiplexării PCM

- Cuvintelor PCM pe 8 biți este alocat un interval de timp – *time slot*, interval în care este transmis; cuvintele PCM generate de surse diferite sunt intercalate, fiecărui cuvânt corespunzând un „slot” de timp separat.
- Debitul asociat cadrului multiplex trebuie să fie de N ori mai mare decât debitul caracteristic unui canal multiplexat, N fiind numărul de canale multiplexate.
- Demultiplexarea implică identificarea intervalelor de timp alocate diferitelor canale și trimiterea cuvintelor extrase din „sloturile” de timp la destinație cu debitul caracteristic echipamentelor de la destinație.

### 3.1 Tipuri de cadre multiplex PCM

#### 3.1.1 Cadrul PCM E1 utilizat în Europa

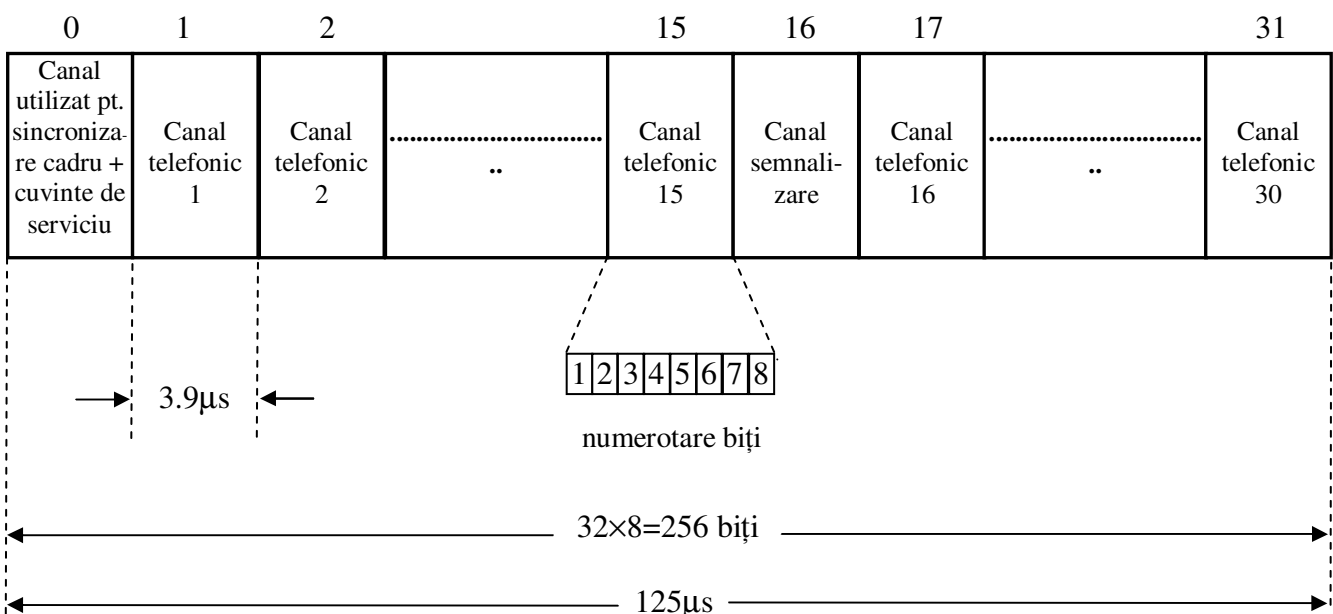


Fig. 19 Structura cadrului multiplex PCM E1

- Cadrul E1 conține un număr de 32 de canale elementare de 64kbps, debitul asociat acestui cadru fiind de 2,048Mbps, precizie:  $\pm 50$ ppm .
- 30 de canale sunt utilizate pentru transmisii de voce și anume canalele 1 ÷ 15 și 17 ÷ 31, canalul („slotul”) 0 este utilizat pentru sincronizare cadru și biți de serviciu iar canalul 16 este utilizat pentru sincronizare multicadru, biți de serviciu și semnalizări, acest canal 16 fiind dedicat semnalizărilor.
- Există două moduri de operare pe canalul 16 și anume: semnalizare asociată canalului – CAS (*Channel Associated Signaling*) și semnalizare cu canal comun CCS (*Common Channel Signaling*); pentru gestionarea semnalizărilor CAS se alcătuește un multicadru format din 16 cadre PCM.
- Există două moduri de operare pe canalul 0 și anume: mod normal fără CRC (*Cyclic Redundancy Check*) și mod CRC-4, care utilizează control al erorilor de tip CRC.

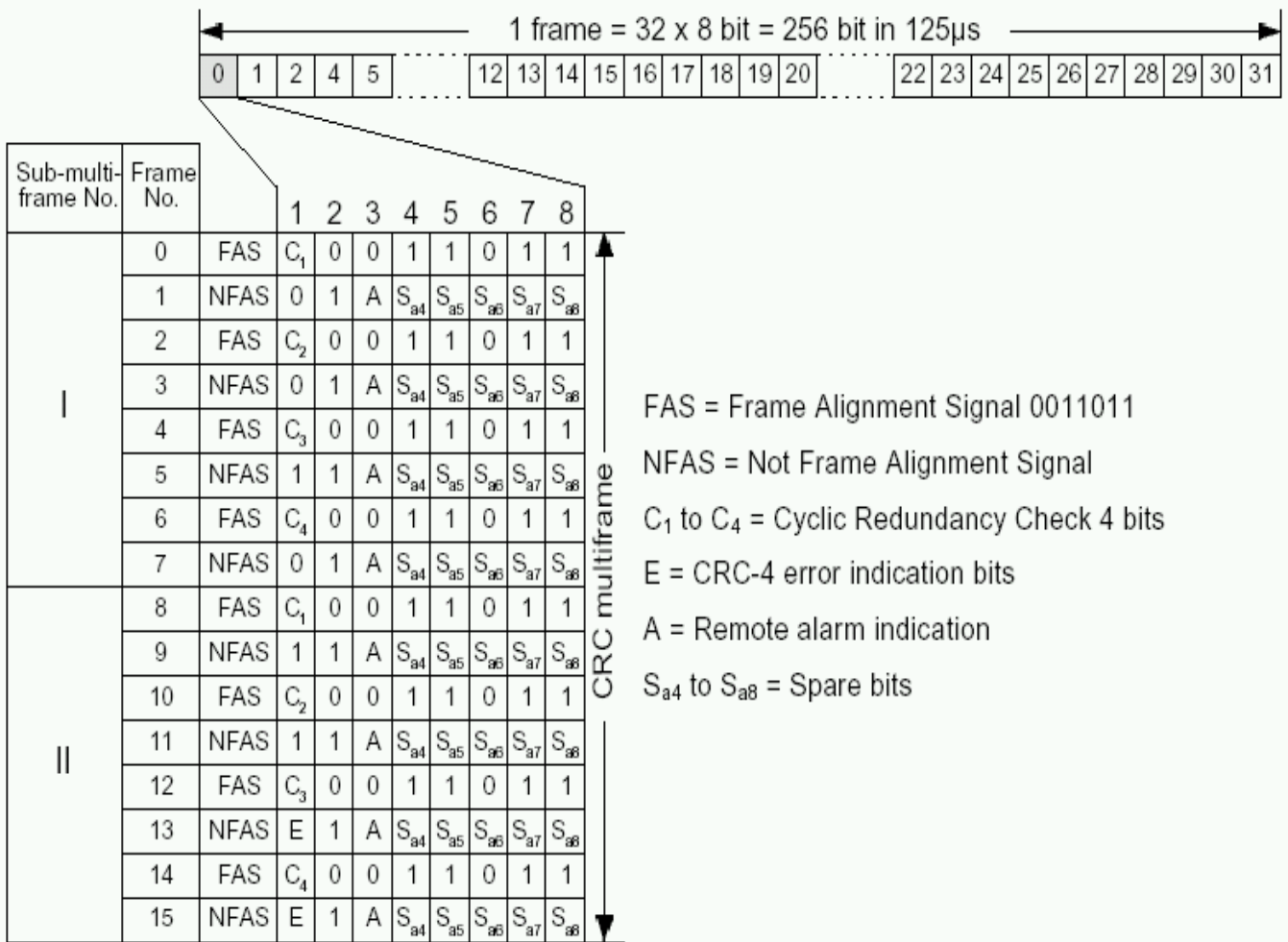
Număr cadru	Slot de timp 0 număr bit								Slot de timp 16 număr bit							
	1	2	3	4	5	6	7	8	1	2	3	4	5	6	7	8
0	Y	0	0	1	1	0	1	1	0	0	0	0	X	Z	X	X
1	Y	1	Z	X	X	X	X	X	Semnaliz. can. 1				Semnaliz. can. 16			
2	Y	0	0	1	1	0	1	1	Semnaliz. can. 2				Semnaliz. can. 17			
3	Y	1	Z	X	X	X	X	X	Semnaliz. can. 3				Semnaliz. can. 18			
4	Y	0	0	1	1	0	1	1	Semnaliz. can. 4				Semnaliz. can. 19			
5	Y	1	Z	X	X	X	X	X	Semnaliz. can. 5				Semnaliz. can. 20			
6	Y	0	0	1	1	0	1	1	Semnaliz. can. 6				Semnaliz. can. 21			
7	Y	1	Z	X	X	X	X	X	Semnaliz. can. 7				Semnaliz. can. 22			
8	Y	0	0	1	1	0	1	1	Semnaliz. can. 8				Semnaliz. can. 23			
9	Y	1	Z	X	X	X	X	X	Semnaliz. can. 9				Semnaliz. can. 24			
10	Y	0	0	1	1	0	1	1	Semnaliz. can. 10				Semnaliz. can. 25			
11	Y	1	Z	X	X	X	X	X	Semnaliz. can. 11				Semnaliz. can. 26			
12	Y	0	0	1	1	0	1	1	Semnaliz. can. 12				Semnaliz. can. 27			
13	Y	1	Z	X	X	X	X	X	Semnaliz. can. 13				Semnaliz. can. 28			
14	Y	0	0	1	1	0	1	1	Semnaliz. can. 14				Semnaliz. can. 29			
15	Y	1	Z	X	X	X	X	X	Semnaliz. can. 15				Semnaliz. can. 30			

Tab. 2 Structura multicadrului PCM E1.

Operare normală pe „slot” 0 și semnalizare CAS pe „slot” 16

- ❖ TS0 în cadre pare : Y0011011 – cuvânt sincronizare cadru ; în cadre impare Y1ZXXXX; Y bit internațional, Z bit de alarmă pierdere sincronizare cadru, X bit neutilizat (biți naționali);
- ❖ TS16 în cadrul 0 : 0000XZXX ; în cadrele 1 – 15 : semnalizare pentru canalele de voce;
- ❖ 0000 – sincronizare multicadru ; Z – indicator pierdere sincronizare multicadru ; X – neutilizat (biți naționali);

## CRC multiframe



Tab. 3 Structura multicadrului PCM E1. Mod CRC-4 pe „slot” 0

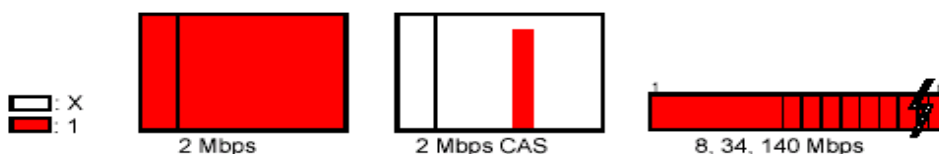
- În modul CRC-4 pe „slotul” 0 biții Y din cadrele cu număr par din multicadru se folosesc pentru transmiterea unor secvențe CRC pe 4 biți.
  - În biții Y din cadrele 0, 2, 4 și 6 se transmite o secvență C<sub>1</sub> C<sub>2</sub> C<sub>3</sub> C<sub>4</sub> utilizată pentru detecția erorilor de bit din cadrele 0 – 7 ai multicadrului anterior, iar în biții Y din cadrele 8, 10, 12 și 14 se transmite o secvență C<sub>1</sub> C<sub>2</sub> C<sub>3</sub> C<sub>4</sub> utilizată pentru detecția erorilor de bit în cadrele 8 – 15 ai multicadrului anterior.
  - Polinomul generator utilizat pentru calculul CRC-4 are expresia  $p(x) = x^4 + x + 1$  (13)
  - Probabilitatea de nedecție pachetelor de erori cu mai mult de 4 erori este 6.25%; probabilitatea de detecție a acestor pachete de erori este 93.75%; se detectează toate pachetele de erori mai scurte sau egale cu 4.
  - În cadrul normal, fără CRC se pot monitoriza dor 7 biți (biții de sincronizare cadru la fiecare 505 biți).
- **Aspecte legate de sincronizare cadru și multicadru**
  - **Pierdere sincronizare cadru:** trei cadre consecutive cu eroare FAS sau bit doi din cadre fără FAS eronat de trei ori consecutiv sau probabilitate de eroare mai mare de  $10^{-3}$  (semnalul FAS este monitorizat pentru această detecție de erori);
    - în caz CRC-4 există 1000 de comparații CRC pe secundă; dacă se depășește un prag de 914 comparații greșite (91.4%) se declară pierdere sincronizare – asigură o sincronizare mai bună evitându-se probleme simulării secvenței de sincronizare cadru (FAS)

- **Pierdere sincronizare multicadru în cazul CAS:** două erori consecutive MFAS sau două multicadru cu biții din slot 16 egali cu zero.
- **Sincronizare de cadru și multicadru în cazul modurilor de operare considerate**
  - **Sincronizare cadru normală:** FAS recepționat corect, bit doi din NFAS 1, următorul FAS corect.
  - **Sincronizare multicadru CAS:** recepție MFAS corect și slot 16 din cadru anterior nu este zero.
  - **Sincronizare multicadru CRC:** poziție bit 1 din cadrele NFAS generează secvența: 0 0 1 0 1 1; cel puțin 2 CRC MFAS trebuie recepționat corect într-un interval de 8ms (4 CRC-MF), între aceste detecții MFAS trebuie să existe un interval de 2ms sau multiplii ai acestuia.
- **Alarmer asociate cadrului E1. Termeni asociați evenimentelor ce declanșează alarmer**
  - **bit de alarmă cadru (alarmă distantă):** bitul Z din slot 0 (numit și bit A) (alarmă galbenă – yellow alarm transmisă către capătul opus); valoare 0 – operație normală, valoare 1 – eveniment alarmă: cădere alimentare, defect codec, lipsă semnal intrare, eroare FAS, prob eroare pe bit mai mare  $10^{-3}$  – oricare din aceste evenimente determină declararea unei alarme roșii la capătul unde are loc evenimentul; echipamentul care recepționează bit Z=1, declară alarmă galbenă;
    - **bit de alarmă multicadru (alarmă distantă):** bitul Z din slot 16 cadru 0 (numit și bit Y); valoare 0 – operație normală, valoare 1 – eveniment alarmă pierdere MFAS (alarmă galbenă transmisă către capătul opus);
    - cu acești biți se semnalizează alarma distantă – RAI – „Remote Alarm Indication”
  - **AIS – „Alarm Indication Signal” – semnal indicator alarmă sau semnal menținere legătură;** echipamentul care recepționează semnalul AIS declară alarmă albastră (blue alarm).
    - generat de un multiplexor către echipamentul terminal când detectează o pierdere de cadru, lipsă semnal sau pierdere multicadru; canalele de ieșire se pun în 1 – se permite menținerea sincronizării de tact între echipamente, sau numai slotul 16 se pune în 1 continuu (eroare MFAS) – echipamentul terminal detectează aceste situații și declară stare AIS;
    - generat de un multiplexor când recepționează o alarmă galbenă de la capătul opus – este un semnal de 1 continuu – poate fi detectat de echipamentul de la capătul opus (dacă nu are LOS sau LOF) și acesta declară stare AIS;
    - generat de un multiplexor către echipamentul terminal când recepționează o alarmă galbenă;
    - semnalul AIS reprezintă cel puțin 509 biți 1 într-un bloc de 512 sau mai puțin de 3 zero în 2 cadre (în cazul slot 16 mai puțin de 3 zero în acest slot pe durata a două multicadru consecutive);

#### Alarm Management:



#### AIS Formats:



#### RAI Formats:



Fig. 20 Management alarmer și formate AIS



- Evenimentele LOS și LOF determină declararea unei alarme roșii (red alarm);
- În cazul pierderii sincronizării de multicadru se transmite o indicare de alarmă galbenă către partea opusă utilizând bitul Z corespunzător; echipamentele care detectează pierderea sincronizării de multicadru și cele care detectează alarma galbenă generează un semnal AIS pe slotul 16.
- Transmisia cadrelor E1
  - transmisie duplex integral la 4 fire;
  - codare de tip AMI (*Alternate Mark Inversion*) - codează biții de zero logic cu nivele de 0V, iar biții de 1 logic sunt codați alternativ cu impulsuri  $\pm A$  – nu are componentă continuă (se preîntâmpină saturarea miezului transformatoarelor de separație), are bandă relativ îngustă, decodare simplă, dar capacitate de sincronizare redusă
    - se înlocuiește cu codarea HDB3 (*High-Density-Bipolar-3 Zeros*) , cod ce înlocuiește grupuri de 4 zerouri cu violări ale regulii de codare AMI – se încearcă de asemenea menținerea constante a componentei continue

Ultimul impuls pe linie	Număr de impulsuri de la ultima înlocuire	
	Impar	Par
negativ	0 0 0 -	+ 0 0 +
pozitiv	0 0 0 +	- 0 0 -

Tab. 3 Regula de codare HDB3

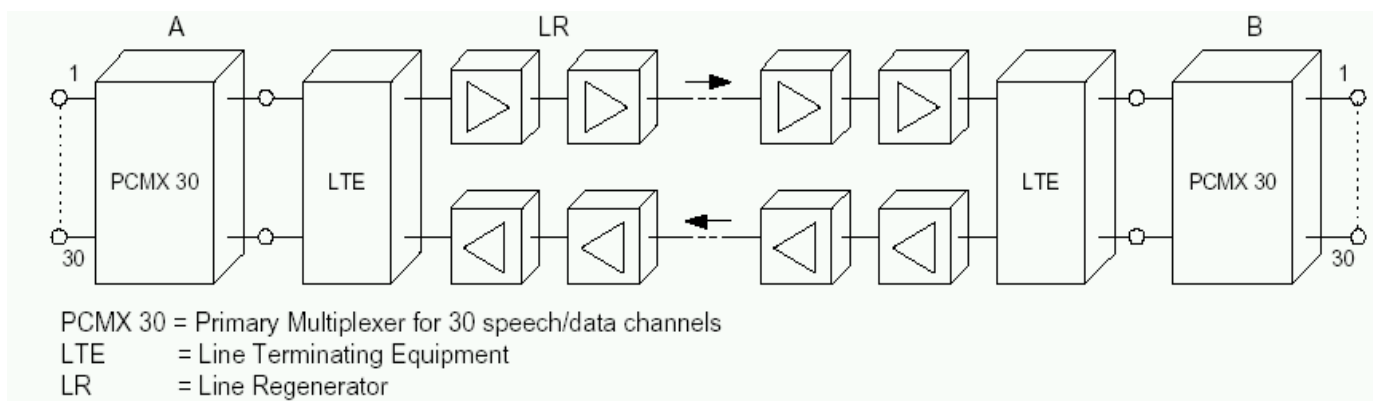


Fig. 21 Sistem de transmisie PCM

- Caracteristici interfață E1

### ITU-T G.703 RECOMMENDATION

Pulse shape (nominally rectangular)	All marks of a valid signal must conform with the mask (see figure 15/G.703) irrespective of the sign. The value V corresponds to the nominal peak value.	
Pair(s) in each direction	One coaxial pair	One symmetrical pair
Test load impedance	75 ohms resistive	120 ohms resistive
Nominal peak voltage of a mark (pulse)	2.37V	3V
Peak voltage of a space (no pulse)	$0 \pm 0.237V$	$0 \pm 0.3V$
Nominal pulse width	244ns	
Ratio of the amplitudes of positive and negative at the centre of the pulse interval	0.95 to 1.05	
Ratio of the widths of positive and negative pulse the nominal half amplitude	0.95 to 1.05	
Maximum peak-to-peak jitter at an output port	Refer to Section 2 of Recommendation G.823	

Tab. 4 Caracteristici principale interfață E1

- Este specificată o mască a impulsului codat și o caracteristică de frecvență a jitterului

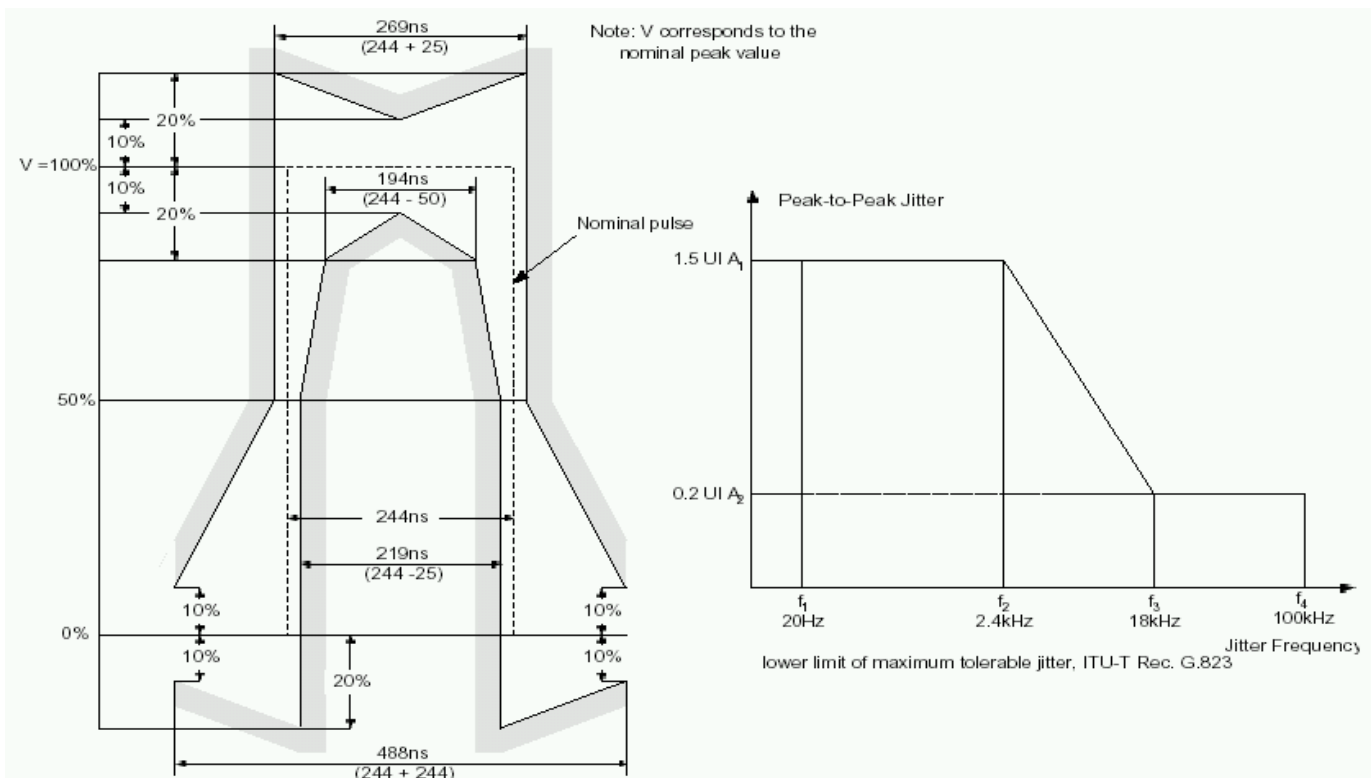


Fig. 22 Mască a impulsului codat și caracteristici de jitter

### 3.1.2 Cadrul PCM T1 (DS1) utilizat în SUA

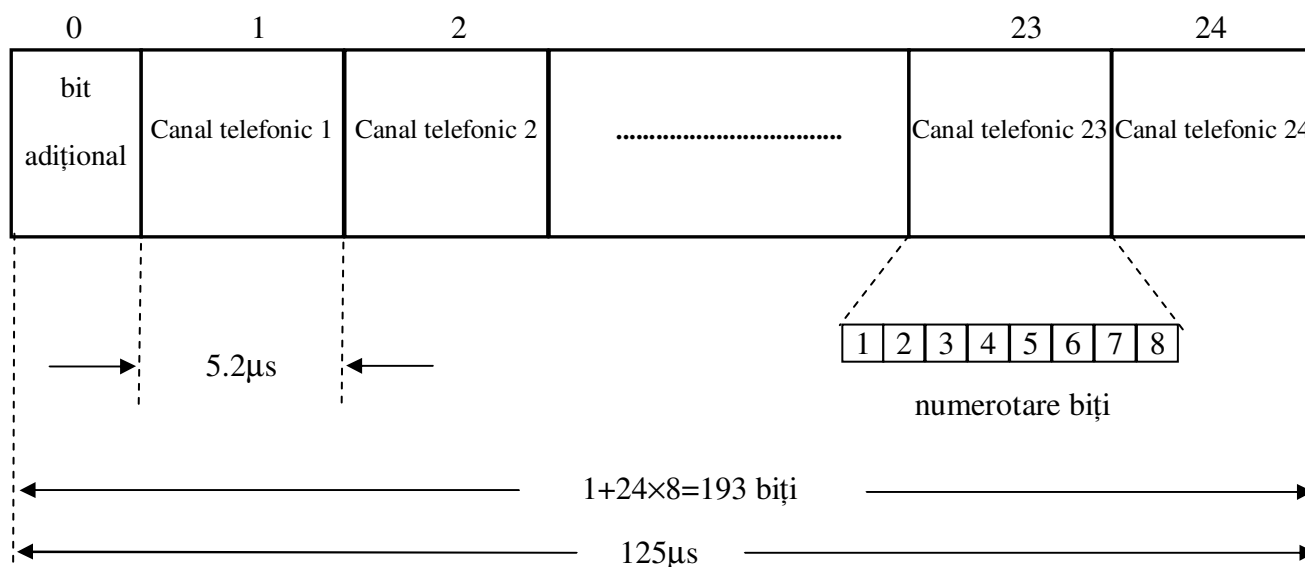


Fig. 23 Structura cadrului multiplex PCM T1

- Cadrul multiplex T1 conține 24 de canale telefonice + 1 bit adițional, bitul F, care este utilizat pentru operații de sincronizare sau pentru implementarea unui canal special de date.
- Există două formate de multicadru și anume așa numitul supercadru (SF – *Super Frame*) format din 12 cadre și așa numitul supercadru extins (ESF – *Extended Super Frame*) format din 24 de cadre.
- Pentru multicadru SF nu există un „slot” de timp separat pentru sincronizare și nici pentru semnalizări.
  - Sincronizarea de cadru și de multicadru se realizează cu ajutorul bitului suplimentar F, iar pentru semnalizări asociate canalului se folosește ultimul bit al fiecărui canal din fiecare al șaselea cadru -semnalizare de tip A – B; această tehnică se numește „furt de biți” – „bit robbing”.

- Pentru semnalizare CCS, „slotul” numărul 24 din cadrul T1 se utilizează pentru această operație.

Număr cadru	Utilizare bit F		Număr biți info. per canal	Poziție bit semnalizare	Canal semnalizare
	Sincro. cadru	Sincro. multicadru			
1	1	-	8	-	-
2	-	0	8	-	-
3	0	-	8	-	-
4	-	0	8	-	-
5	1	-	8	-	-
6	-	1	7	8	A
7	0	-	8	-	-
8	-	1	8	-	-
9	1	-	8	-	-
10	-	1	8	-	-
11	0	-	8	-	-
12	1	0	7	8	B

Tab. 5 Structura multicadruului PCM SF T1 cu semnalizare CAS

- În cazul utilizării unui multicadru EFS format din 24 de cadre, bitului F se utilizează la sincronizare de cadru și de multicadru - secvență specială de forma 0 0 1 0 1 1 în cadrele cu număr de ordine multiplu de 4, implementează un canal de date de 4kbps, canalul M (management, control, alarme), în cadrele cu număr impar, transmiterea unei secvențe de control CRC-6 în cadrele pare care nu sunt multiplii de 4.
  - Transmisia semnalizărilor se realizează în mod asemănător cu multicadruul SF, bitul al 8-lea al fiecărui canal din fiecare al șaselea cadru folosindu-se pentru semnalizare - 4 biți pentru semnalizarea CAS pentru un canal, biții A B C și D.
- Transmisia cadrelor T1 este similară transmiterii cadrelor E1 – duplex integral la 4 fire cu repețoare din aprox. 1.5 în 1.5km.
- Codarea utilizată este B8ZS (*Bipolar with 8 Zero Substitution*), cod de tip AMI care înlocuiește grupele de 8 biți de zero consecutivi cu o secvență codată de forma: 0 0 0 0 V 1 0 V 1, adică 4 biți de zero, o violare a regulii de codare AMI, urmat de 1 0 codat normal și apoi de o altă violare a regulii de codare AMI și la sfârșit există un 1 codat normal.
- Mecanismul CRC utilizat detectează toate pachetele de erori cu 6 sau mai puține erori și detectează 98.4% din pachetele de erori cu mai mult de 6 erori.
- Pe canalul de date M se pot transmite două tipuri de semnale:
  - semnale orientate pe bit, mesaje neprogramate (unscheduled messages); încep cu un octet 1 urmat de un bit zero, urmează un identificator de comandă/mesaj pe 6 biți urmat de un zero; identificatorul de pe 6 biți codează alarme și diferite mesaje: trecere pe linie de rezervă, rebuclare, etc. Alarma galbenă se codează: 1111111 0000000;
    - Mesajele cu prioritate crescută se transmit continuu cel puțin o secundă, iar cele cu prioritate redusă se repetă de zece ori.
  - semnale orientate pe mesaje – constau din pachete de date formate din antet, adresă, câmp de control, informație și câmp control erori (CRC); se transmit în fiecare secundă (nivel erori, erori CRC, erori sincronizare, violări regulă de codare, și sunt controlate de un protocol de transmisie; pot fi întrerupte de semnalele orientate pe bit.
- În cazul cadrului SF alarma galbenă se transmit prin setarea bitului nr. 2 al fiecărui slot la 0.

Număr cadru	Utilizare bit F			Număr biți info. per canal	Poziție bit semnalizare	Canal Semnalizare
	Sincro. cadru	Legătură date	CRC-6			
1	-	M	-	8	-	-
2	-	-	C <sub>1</sub>	8	-	-
3	-	M	-	8	-	-
4	0	-	-	8	-	-
5	-	M	-	8	-	-
6	-	-	C <sub>2</sub>	7	8	A
7	-	M	-	8	-	-
8	0	-	-	8	-	-
9	-	M	-	8	-	-
10	-	-	C <sub>3</sub>	8	-	-
11	-	M	-	8	-	-
12	1	-	-	7	8	B
13	-	M	-	8	-	-
14	-	-	C <sub>4</sub>	8	-	-
15	-	M	-	8	-	-
16	0	-	-	8	-	-
17	-	M	-	8	-	-
18	-	-	C <sub>5</sub>	7	8	C
19	-	M	-	8	-	-
20	1	-	-	8	-	-
21	-	M	-	8	-	-
22	-	-	C <sub>6</sub>	8	-	-
23	-	M	-	8	-	-
24	1	-	-	7	8	D

Tab. 6 Structura multicadrului PCM ESF T1 cu semnalizare CAS

- **Alarmerle T1**

- OOF (Out Of Frame) Condition: 2 din 4, 2 din 5 sau 3 din 5 biți de sincronizare eronați.
- Red CFA (Carrier Failure Alarm): OOF pentru 2.5s; revenire dacă nu avem OOF pentru 1s
- Yellow CFA – alarmă galbenă transmisă la capătul opus.
- LOS (Los OF Signal): nu există impulsuri detectate într-o fereastră de 175+/-75 perioade de impuls (100 – 250 biți).

Parameter	Specification
Nominal line rate	1544 kbit/s
Line rate accuracy	In a self-timed, free running mode, the line rate accuracy shall be $\pm 50$ bits/s ( $\pm 32$ ppm) or better.
Line code	Either (1) AMI with no more than 15 consecutive zeros, and at least N ones in each and every time window of $8(N + 1)$ digit time slots (where N can range from 1 to 23), or (2) B8ZS (Note 1).
Frame structure	No frame structure is required for 1544 kbit/s transmission or higher level multiplexing to higher level DSN signals.
Medium	One balanced twisted pair shall be used for each direction of transmission.
Test load impedance	A resistive test load of $100 \text{ ohms} \pm 5\%$ shall be used at the interface for the evaluation of pulse shape and the electrical parameters specified below.
Pulse amplitude	The amplitude (Note 2) of an isolated pulse shall be between 2.4 V and 3.6 V.
Pulse shape	The shape of every pulse that approximates an isolated pulse (is preceded by four zeros and followed by one or more zeros) shall conform to the mask.
Power level	For an all-one signal, the power in a $3 \text{ kHz} \pm 1 \text{ kHz}$ band centered at 772 kHz shall be between 12.6 dBm and 17.9 dBm. The power in a $3 \text{ kHz} \pm 1 \text{ kHz}$ band centered at 1544 kHz shall be at least 29 dB below that at 772 kHz.
Pulse imbalance	In any window of seventeen consecutive bits, the maximum variation in pulse amplitudes shall be less than 200 mV, and the maximum variation in pulse widths (half amplitude) shall be less than 20 ns.
DC power	There shall be no DC power applied at the interface.
Verification access	Access to the signal at the interface shall be provided for verification of these signal specifications.
<p>NOTE 1 – B8ZS is one method of providing bit sequence independence. Bit sequence independence in turn allows unconstrained clear channel capability. Zero Byte Time Slot Interchange (ZBTISI) is another method of providing clear channel transmission.</p> <p>NOTE 2 – While both voltage and power requirements are given to assist in qualification of signals at the interface, the values are not equivalent. Voltage specifications are given for isolated pulses, while power levels are specified for all-ones signal.</p>	

Tab. 7 Caracteristici principale interfață T1

#### 4. Transmiterea datelor și a semnelor de sincronizare între echipamentele terminale de date și multiplexoare (transmisie locală între echipamentele unui punct de comutație/multiplexare)

- există două tipuri de interfețe între echipamente locale corespunzătoare la două strategii de transmisie a datelor și semnalelor de sincronizare:
  - interfețe codirecționale – corespund cazului în care fiecare echipament transmite datele împreună cu un semnal de sincronizare propriu – toate echipamentele sunt sincronizate de la o sursă externă;
  - interfețe contradirecționale – multiplexorul trimite informația de sincronizare pentru ambele direcții de transmisie;

- **Interfețe codirecționale**

- între echipamente se va transmite un semnal complex care conține atât informația cât și semnalele de sincronizare (tact bit și de octete); este necesar doar un singur canal pe două fire în fiecare direcție.
- toleranță semnale de tact max.  $\pm 100$  ppm.
- semnalul de tact al fiecărui echipament (multiplexor și echipamente terminale) trebuie să fie sincronizat cu o referință externă.

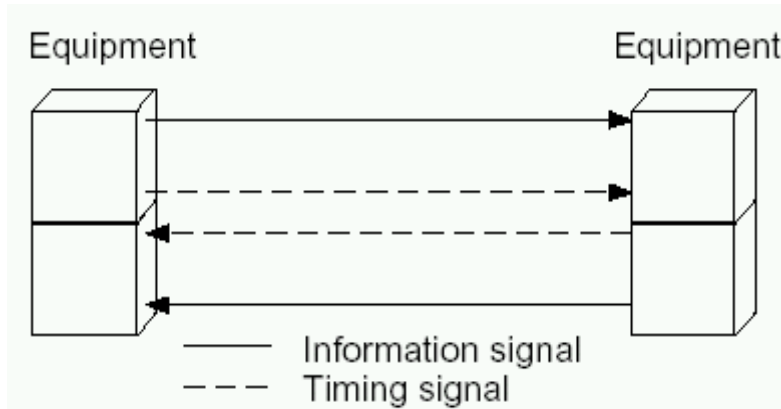


Fig. 24 Interfețe codirecționale. Schemă de principiu.

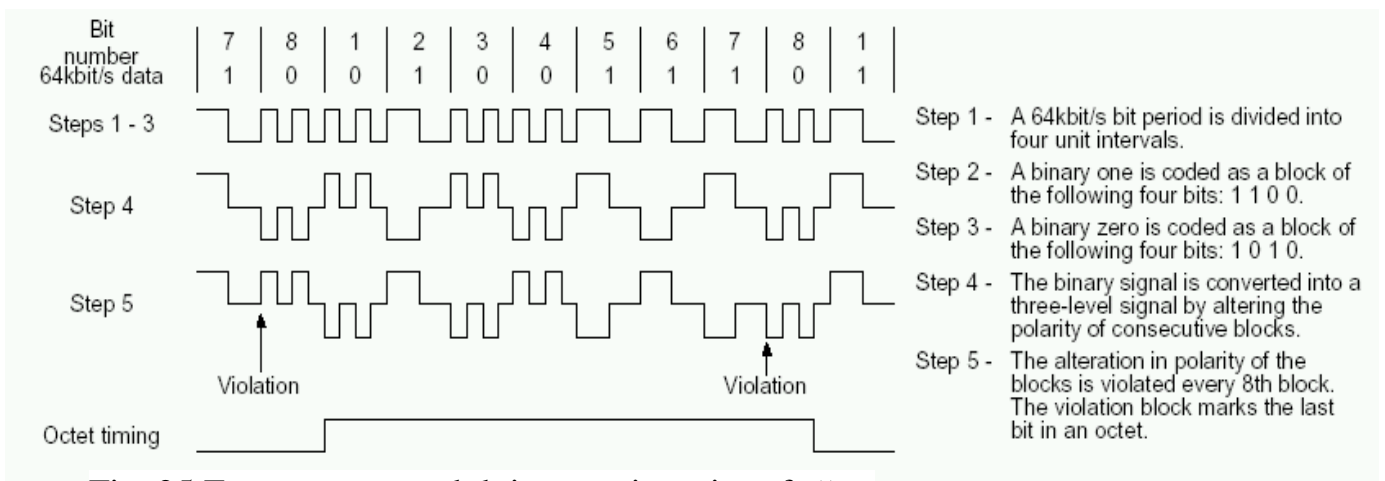


Fig. 25 Formarea semnalului transmis pe interfață

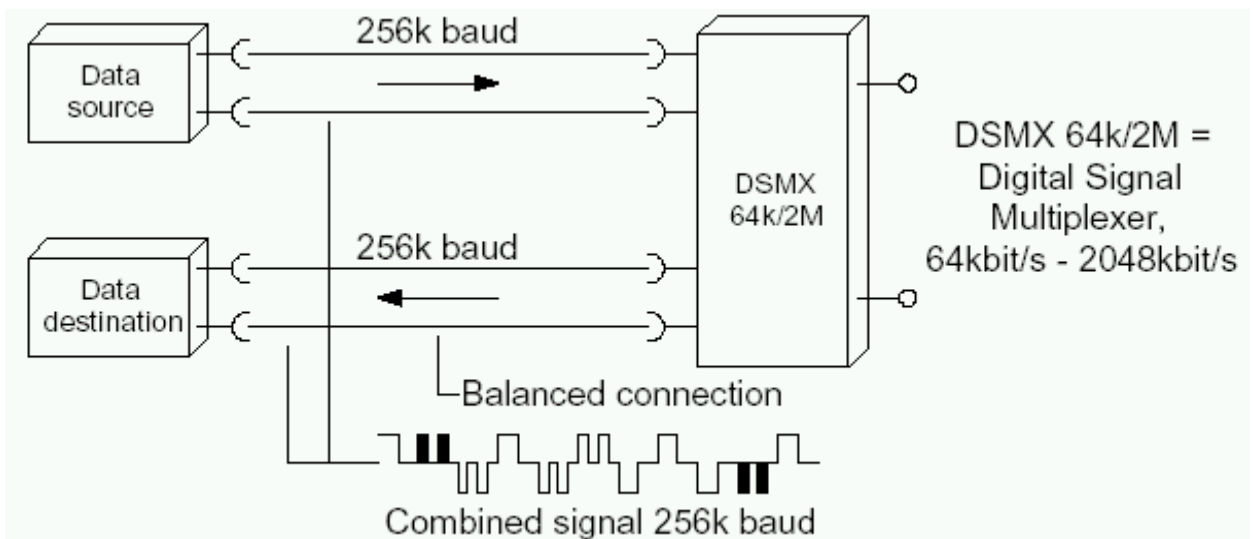


Fig. 26 Interfață codirecțională-detaliu și semnalele transmise pe această interfață

- **Interfețe contradirecționale**

- între echipamente se va transmite atât semnalul de date cât și semnalul de tact – acesta din urmă de la multiplexor la echipamentele de date; sunt necesare două canale pe două fire în fiecare direcție: date și sincronizare (tact de bit și de octet).
- toleranțe semnale de tact max.  $\pm 100$  ppm

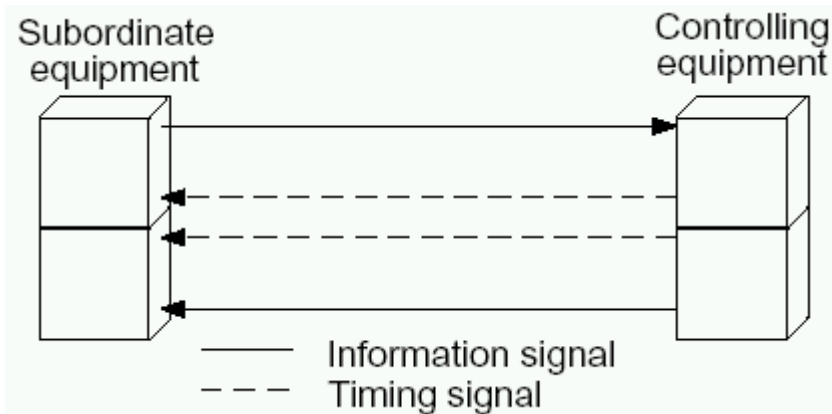


Fig. 27 Interfețe contradirecționale. Schemă de principiu.

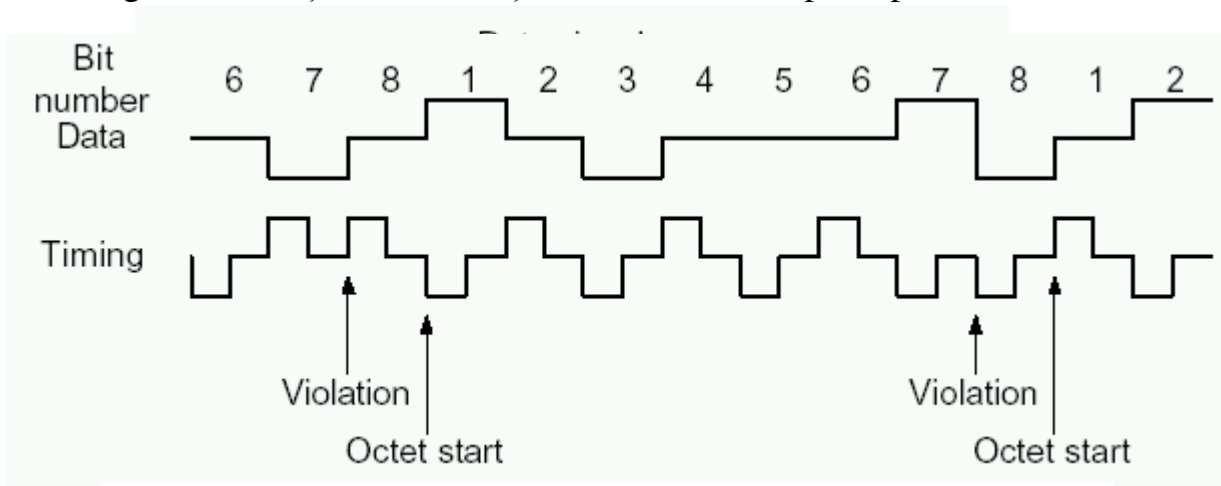


Fig. 28 Formarea semnalului transmis pe interfață

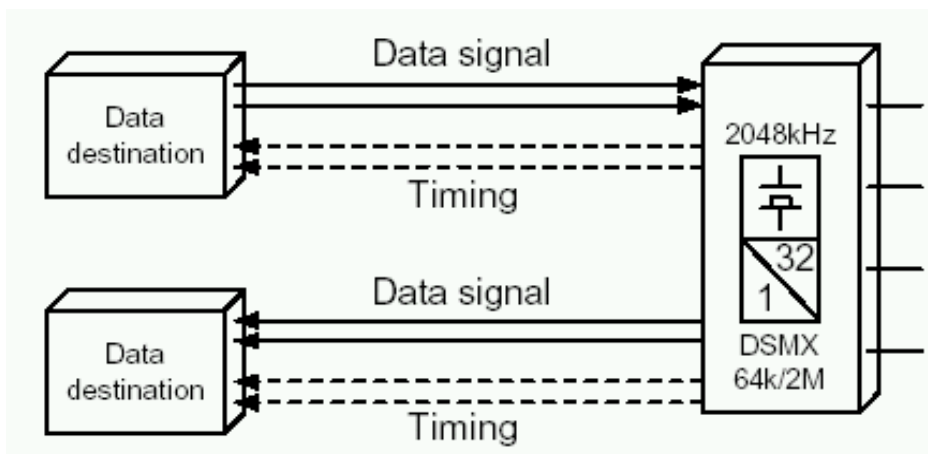


Fig. 29 Interfață contradirecțională-detaliu