

### capitolul 3

## MULTIPLEXARE ȘI DEMULTIPLEXARE IN TIMP

Introducerea mai multor semnale de la surse diferite, cu caracteristici diferite, pe același canal pentru a fi transmise, se numește *multiplexare*. Operația inversă, de extragere și separare a semnalelor la receptor se numește *demultiplexare*.

Multiplexarea și demultiplexarea se pot face *în timp* sau *în frecvență*.

Multiplexarea și demultiplexarea în timp se bazează pe eșantionarea semnalelor și refacerea semnalelor originale din eșantioane.

### 3.1. Eșantionarea

Prin *eșantionare* (sampling), un semnal analogic, continuu variabil în timp, eventual cu discontinuități, este transformat într-o succesiune de impulsuri egal distanțate în timp, cu amplitudinea egală cu nivelul semnalului la momentul prelevării eșantionului; ideal, durata unui eșantion este zero – fig. 3.1. Practic, este suficient ca durata impulsului să fie mică față de durata eșantionării.

Intervalul de timp dintre două eșantioane este *durata (perioada) eșantionării*  $T_S$  iar mărimea  $f_S = 1/T_S$  este *frecvența (viteza) de eșantionare*.

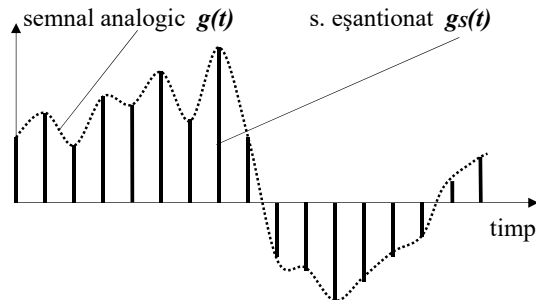


Fig. 3.1. Semnal eșantionat

Prima problemă constă în determinarea condițiilor în care semnalul eșantionat reproduce semnalul util, astfel ca la recepție să se poată reface semnalul original; acestea sunt stabilite prin *teorema eșantionării*.

Conform *teoremei eșantionării* (Shannon - Kotelnikov):

dacă transformata Fourier  $G(\omega)$  a semnalului analogic  $g(t)$  este zero pentru orice frecvență mai mare decât o valoare dată  $f_m = \omega_m/2\pi$  ( $|G(\omega > \omega_m)| = 0$ ) și se cunosc valorile semnalului în toate momentele  $t_n = nT_S$  ( $n$  întreg), atunci semnalul variabil în timp  $g(t)$  este cunoscut pentru orice valoare a lui  $t$  cu condiția ca:

$$f_S = 1/T_S \geq f_N = 2f_m \quad (\text{frecvența } f_N = 2f_m \text{ se numește } \textit{frecvență Nyquist}) \quad (3.1)$$

Cu alte cuvinte, din semnalul eșantionat se poate extrage semnalul util dacă frecvența de eșantionare este mai mare sau egală cu dublul frecvenței maxime din spectrul semnalului analogic. Așadar, numai semnalele cu spectru limitat pot fi refăcute din semnalul eșantionat. De exemplu, un semnal analogic cu spectrul limitat la **4kHz**, trebuie eșantionat cu  $f_S \geq 8\text{kHz}$ .

Conform teoremei eșantionării, dacă condiția (3.1) este satisfăcută, atunci: *prima componentă* (fundamentală) *din spectrul semnalului eșantionat este chiar semnalul analogic inițial*. Aceasta înseamnă că pentru refacerea semnalului util este suficientă utilizarea unui filtru trece-jos (FTJ), la intrarea căruia se aplică semnalul eșantionat iar la ieșire se obține semnal analogic proporțional cu cel inițial.

Afirmațiile de mai sus pot fi dovedite nu prea riguros dar intuitiv, precum urmează.

Eșantionarea poate fi privită ca modularea în amplitudine de către semnalul util  $g(t)$  cu spectru limitat la  $\omega_m = 2\pi f_m$ , a unui tren de impulsuri  $i_s(t)$  periodic cu frecvență  $f_s$  și amplitudine unitară ca în fig. 3.2. Semnalul  $i_s(t)$  fiind periodic admite serie Fourier, deci:

$$g_s(t) = g(t) \cdot i_s(t) = g(t) \cdot \left( a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega_s t \right)$$

$$g_s(t) = a_0 \cdot g(t) + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cdot g(t) \cdot \cos n\omega_s t \quad (3.2)$$

- Primul termen  $a_0 \cdot g(t)$ , este proporțional cu semnalul util și are același spectrul ca și  $g(t)$ .
- Termenii din sumă sunt sinusoidale cu frecvențele  $n f_s$ , modulate în amplitudine de către semnalul util, deci având spectrele în jurul frecvențelor  $n\omega_s$  – fig. 3.3.

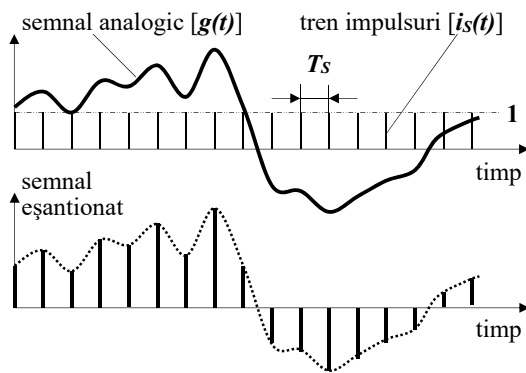


Fig. 3.2. Eșantionare prin modularea în amplitudine a unui tren de impulsuri

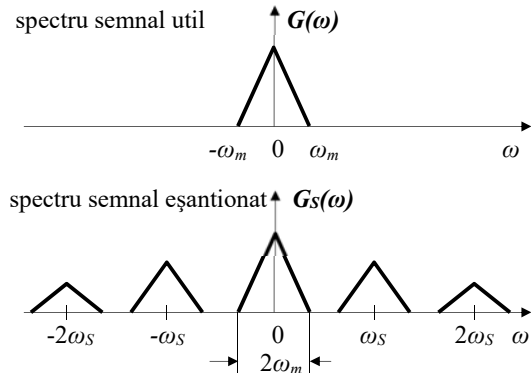


Fig. 3.3. Spectrul semnalului eșantionat

Se observă că:

- prima componentă din spectrul semnalului eșantionat este proporțională cu spectrul semnalului util;
- spectrele nu se suprapun dacă este îndeplinită condiția (3.1).

Conform teoremei eșantionării, semnalul poate fi refăcut perfect din eșantioanele sale dacă (3.1) este realizată. Acesta este însă cazul ideal. În situațiile reale apar erori.

Semnalele reale sunt întotdeauna limitate în timp, cel puțin pe durata observației și ca urmare au spectrul infinit, în timp ce pentru refacere ideală se impune ca spectrul să fie finit deci semnalul să fie cu durată infinită și observat pe toată această durată. Consecința este apariția *erorilor de trunchiere*: spectrul semnalului refăcut este limitat, trunchiat.

O altă categorie de erori apare când frecvența de eșantionare nu este destul de mare. În acest caz, componentele spectrale cu frecvență peste viteza de eșantionare apar în semnalul refăcut cu frecvențe false; aceste componente se numesc *alias* și apare *eroarea de aliasing*.

Trebuie remarcat că în situațiile reale eșantioanele nu pot avea “durată zero”. Eșantioanele sunt sub formă de impulsuri dreptunghiulare; dacă durata este destul de redusă față de perioada de eșantionare, refacerea semnalelor nu este afectată.

Mai trebuie remarcat că în telecomunicații, întotdeauna semnalele sunt cu spectru limitat sau sunt formate astfel prin filtrare, ceea ce permite determinarea vitezei de eșantionare potrivite și refacerea semnalelor cu erori satisfăcătoare de mici.

Eșantionarea chiar este o *modulare în amplitudine a impulsurilor* – MIA (PAM – Pulse Amplitude Modulation), furnizând un semnal de *impulsuri modulate în amplitudine* (IMA).

Semnalele eșantionate se obțin prin două procedee:

1. Prin modularea în amplitudine a unui tren de impulsuri dreptunghiulare, de către semnalul util. Practic se realizează produsul dintre  $g(t)$  și  $i_s(t)$ , folosind multiplicatoare de variate

tipuri - modulatori echilibrați cu tranzistoare sau diode, amplificatoare cu transconductanță variabilă, dispozitive neliniare.

2. Cu ajutorul circuitelor de eșantionare și memorare (S&H – Sample and Hold), bazate pe încărcarea unui condensator cu tensiunea de semnal util. În acest scop se utilizează comutatoare analogice comandate de trenul de impulsuri. Nivelele memorate în condensator sunt apoi “citite” cu un circuit poartă.

Principiul de funcționare al unui circuit S&H reiese din fig. 3.4.

Amplificatorul **A1** are rezistență de ieșire mică pentru ca condensatorul de memorare  $C_h$  să se încarce rapid; **A2** are rezistență de intrare mare pentru ca  $C_h$  să nu descarce în timpul memorării. În perioada de achiziție  $T_a$ , comutatorul  $K_a$  este închis și  $C_h$  se încarcă până la valoarea  $v_{in}$  de la sfârșitul perioadei. Apoi  $K_a$  se deschide și urmează perioada de memorare  $T_h$  în care tensiunea pe  $C_h$  apare la ieșirea **A2**. În timpul memorării, pentru un timp de eșantionare  $\tau_s$ , se închide  $K_s$  și la ieșire apar impulsurile modulate în amplitudine. Perioada de eșantionare este:  $T_s = T_a + T_h$ .

Schema descrisă este “cu condensator de memorare la masă”, dar există și scheme cu condensator în bucla de reacție.

Ideal, ar trebui ca  $C_h$  să încarce complet în perioada de achiziție și să nu se descarce în perioada de memorare iar durata comutării  $K_a$  (timpul de apertură) să fie nulă. În practică aceste condiții nu sunt perfect realizate și apar erori.

Pentru multiplexare în timp se pot utiliza impulsuri modulate în amplitudine. În prezent se folosesc însă impulsuri modulate în cod, cu avantaje majore.

**Nota 1.** Apariția erorii de *aliasing* se poate explica folosind fig. 3.3. Considerând că relația (3.1), nu este îndeplinită adică  $f_s < 2f_m$ , are loc o suprapunere a spectrelor – fig. N1-1, zonele hașurate. O componentă spectrală a semnalului original  $S_o(f_i)$ , din zona de suprapunere, apare în banda  $0 - f_m$  cu frecvența  $f_s - f_i$  reprezentând *semnal alias*  $S_a(f_s - f_i)$  (o componentă spectrală). Componentele alias fiind în banda semnalului, nu pot fi înlăturate prin nici un mijloc și distorsionează semnalul refăcut, al cărui spectru poate să fie mult diferit de al semnalului original, obținut prin filtrare - fig. N1-1.

O primă măsură de reducere, dacă nu de eliminare, a erorilor de alias constă în limitarea spectrului semnalului înainte de eșantionare, la o valoare care să satisfacă relația (3.1). Filtrul de intrare, FTJ sau FTB, cu frecvența de tăiere mai mică decât  $f_s/2$ , se numește adesea *filtru antialiasing*.

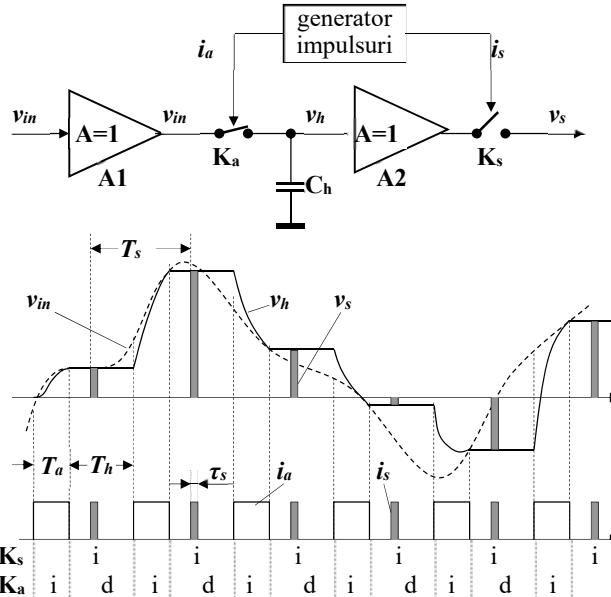


Fig. 3.4. Circuit de eșantionare și memorare (S & H).  
Schema bloc principală și diagramă de semnale

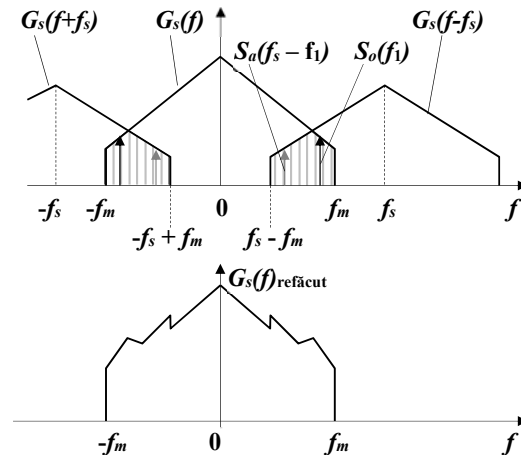


Fig. N1-1. Apariția semnalelor alias și spectrul semnalului refăcut din eșantioane

## 3.2. Principiul multiplexării în timp

O aplicație interesantă a eșantionării constă în *multiplexarea (cu divizare) în timp* – TDM (Time Division Multiplexing – TDM) a semnalelor.

Principiul multiplexării în timp reiese din fig. 3.5: în intervalele dintre eșantioanele unui semnal se introduc eșantioanele altuia ș.a.m.d.

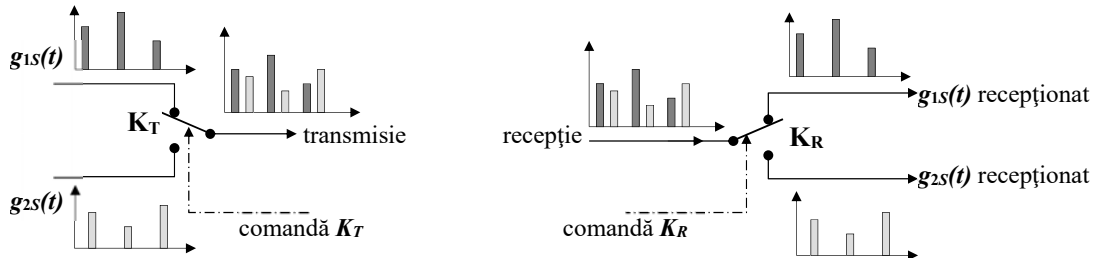


Fig. 3.5. Principiul multiplexării și demultiplexării în timp

Pentru demultiplexare corectă este necesară sincronizarea comutatoarelor de la transmițător ( $K_T$ ) și de la receptor ( $K_R$ ).

Numărul canalelor (semnalelor) care se pot multiplexa  $N$ , depinde de frecvența de eșantionare și de durata impulsurilor. Presupunând pentru toate canalele aceeași viteză de eșantionare  $f_S = 1/T_S$  și aceeași durată a impulsurilor  $\tau_i$ , la limită, dacă impulsurile se succed fără intervale:  $N_{max} = T_S/\tau_i$ . În realitate, între două impulsuri trebuie asigurat un interval de timp (pauză) de același ordin de mărime cu durata impulsurilor; presupunând durata pauzei egală cu a impulsurilor, rezultă  $N_{max} \approx T_S/2\tau_i$ . De exemplu, pentru semnal vocal cu  $f_m = 3400\text{Hz}$  eșantionat cu  $f_S = 8000\text{Hz}$  și  $T_S = 125\mu\text{s}$ , pentru  $\tau_i = 1\mu\text{s}$  rezultă  $N_{max} \approx 62$  canale, ceea ce este destul de puțin. Singura soluție pentru creșterea numărului de canale este reducerea duratei impulsurilor  $\tau_i$ , deoarece  $T_S$  este impus de semnalul util.

În procedeul de multiplexare în timp descris mai sus, se utilizează impulsuri cu nivele variabile, adică modulate în amplitudine, cu numeroase dezavantaje, printre care: dificultăți de stocare, susceptibilitate la perturbații, deformări și modificări de nivel la trecerea prin circuite selective etc. Acest procedeu este foarte rar utilizat în telecomunicații.

În prezent, multiplexarea în timp se face cu *impulsuri modulate în cod*, deci se multiplexează semnale digitale. În paragraful următor se prezintă principiile modulației impulsurilor în cod; mai multe detalii legate de obținerea acestor semnale sunt în §3.6.

## 3.3. Principiul transmisiilor cu impulsuri modulate în cod

### 3.3.1. Principiul modularii impulsurilor în cod

Transmisiile digitale au avantaje majore față de cele analogice. Pentru transmisie digitală, semnalele analogice sunt transformate, codate, în semnale digitale printr-un ansamblu de prelucrări numit *modularea impulsurilor în cod* (MIC, PCM – Pulse Code Modulation).

Modularea impulsurilor în cod este o formă de codare a semnalelor analogice în numere (cuvinte) binare, care include eșantionarea, cuantizarea și codarea numerică a semnalului original. Așadar, MIC este de fapt o formă de conversie analog digitală.

În procedeul clasic, încă cel mai folosit, fiecărui eșantion prelevat din semnalul analogic îi corespunde un cuvânt binar cu număr fixat de biți. Dacă cuvintele binare sunt cu  $M$  biți, numărul de nivele reprezentabile este  $2^M$ , finit.

În prezent, se folosesc din ce în ce mai mult și procedee de MIC *diferențiale* (MICD, DPCM) în care se codează numai *diferența* dintre nivelul unui eșantion și al eșantionului precedent. Există mai multe variante de MICD, printre care: MICD clasică, modulația Delta (MD), MD adaptivă (MDA), MICD adaptivă (MICDA).

Impulsurile modulate în cod (IMC) sunt materializate sub forma unei succesiuni de impulsuri ideal dreptunghiulare, grupate în cuvinte cu număr fixat de impulsuri și transmise pe canal în serie.

Obținerea impulsurilor modulate în cod presupune parcurgerea următoarelor etape:

1. Filtrarea semnalului analogic, cu FTJ sau FTB, pentru limitarea spectrului și reducerea erorilor de aliasing.
2. Eșantionarea semnalului pentru obținerea semnalului de IMA.
3. Cuantizarea semnalului eșantionat urmată de codare, pentru obținerea semnalului digital.

Cuantizarea și codarea reprezintă de fapt o *conversie analog numerică* (CAN, CAD, ADC – Analog to Digital Conversion).

Semnalul de impulsuri modulate în cod este procesat și transmis serial pe canal sub formă de impulsuri.

La recepție, după extragerea semnalului digital, pentru refacerea semnalului analogic se efectuează următoarele operații:

1. Decodarea semnalului de IMC, de fapt o conversie numeric analogă (CNA, DAC – Digital to Analog Conversion), în urma căreia se obține un semnal în trepte.
2. De regulă se execută reeșantionarea semnalului în trepte, pentru eliminarea efectului de memorare de ordin zero (zero-order-hold effect) care determină distorsionarea spectrului (nivele constante au durată cel puțin  $T_s = 1/f_s$ ).
3. Filtrarea, pentru refacerea semnalului analogic, de regulă cu FTJ.

Echipamentul cu care se realizează MIC se numește *codor* iar cel care realizează refacerea semnalului analogic din IMC se numește *decoder*; ansamblul celor două echipamente, frecvent realizate sub formă de circuit integrat, se numește CODEC (*codor – decoder*) MIC, a cărui schemă bloc apare în fig. 3.6.

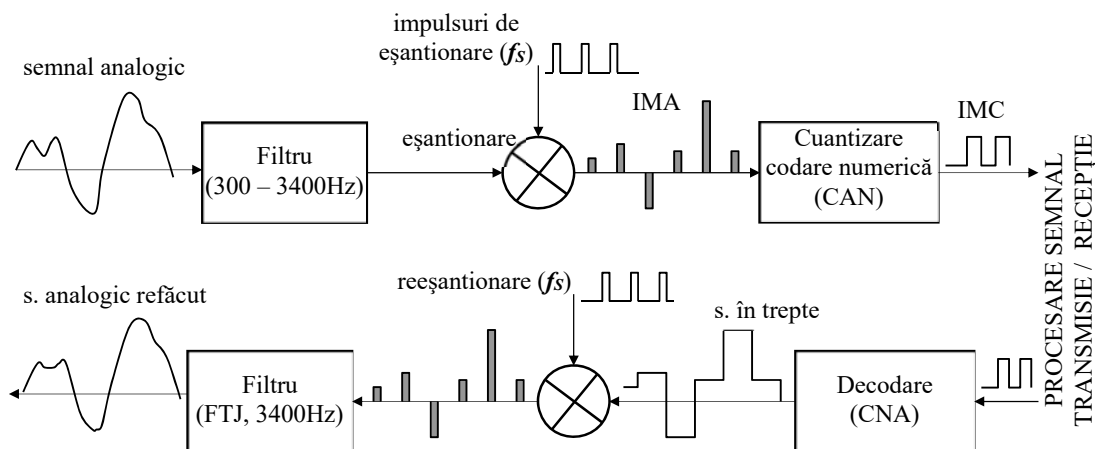


Fig. 3.6. Codor – decoder (CODEC) MIC

În cazul semnalului telefonic, banda se limitează prin filtrare la 300 – 3400Hz. Eșantionarea se execută cu  $f_s = 8\text{kHz}$ , iar cuantizarea se realizează cu **8biți**, valori standardizate. Ca urmare, transmisiile se realizează cu **64kbiți/s.**, în cuvinte de câte 8 biți.

Semnalul la ieșirea din codor este de forma semnalului vehiculat în circuitele digitale ale codorului, deci este un semnal binar unipolar NRZ (Non Return to Zero) – fig. 3.7. Același tip de semnal se aplică și la intrarea decodorului de IMC.

Semnalul IMC binar este de fapt un *semnal de date* și se transmite cu tehnicile transmisiunilor de date, descrise pe larg în literatură. În continuare se vor aborda numai unele probleme legate direct de tehnica transmisiilor cu multiplexare în timp, cum sunt: sincronizarea, codarea le linie, banda necesară etc.

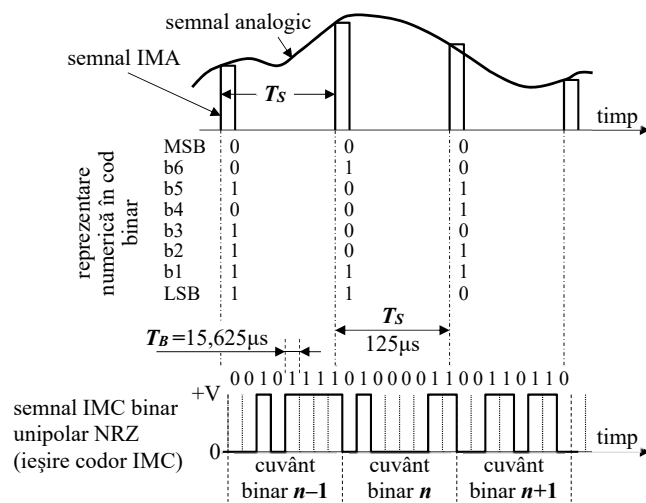


Fig. 3.7. Semnale într-un codor IMC pentru semnal vocal ( $f_s = 8\text{kHz}$ , reprezentare numerică cu 8biți/eșanțion)

### 3.3.2. Structura sistemelor de transmisie cu IMC

Înainte de introducere pe canal, semnalele de date (IMC), sunt prelucrate. În general, la *transmițător* se execută (fig. 3.8):

- 1) codări pentru eliminarea redundanțelor (compresie digitală), operație care nu se execută întotdeauna (de obicei se face pentru transmisiile TV digitale);
- 2) codări pentru detecția și corectarea erorilor;
- 3) multiplexarea în timp, în cursul căreia se execută și organizarea (gruparea) biților în cadre și se introduc impulsuri de sincronizare-cadre și de semnalizare<sup>1</sup>;
- 4) întrețeserea biților (scrambling) pentru reducerea efectelor rafalelor de zgomot (nu se execută întotdeauna) și / sau eliminarea șirurilor lungi de „0” și „1”;
- 5) codarea de linie și / sau modularea digitală a purtătoarei (AF, RF, undă optică).

La *receptor*, se execută operațiile inverse:

- 1) demodularea și/sau decodarea de linie concomitent cu recuperarea informației de timp, adică refacerea semnalelor (tactelor) de sincronizare de cadre și de bit;
- 2) de-întrețeserea (descrambling);
- 3) demultiplexarea;
- 4) decodarea cu detecția și corecția erorilor; decompresia (care este tot o decodare);
- 5) decodarea IMC și obținerea semnalului analogic.

În cazul transmisiilor la distanțe mari, pe canal se introduc *regeneratoare repetitoare de semnal*. Acestea realizează operațiile de recepție până la decompresia digitală, obținând un semnal binar practic fără erori (depinde de performanțele codului corector) cu care se reiau operațiile de la transmisie și semnalul este reintrodus în canal „curățat” de zgomot.

Este de menționat că practic în toate sistemele mari pentru transmisiuni de date (IMC) se utilizează multiplexarea în timp, această posibilitate fiind unul dintre avantajele majore ale comunicațiilor digitale.

<sup>1</sup> Multiplexarea se face după codarea de corecție a erorilor deoarece acesta se face diferit în funcție de natura informației, de nivelul de protecție necesar.

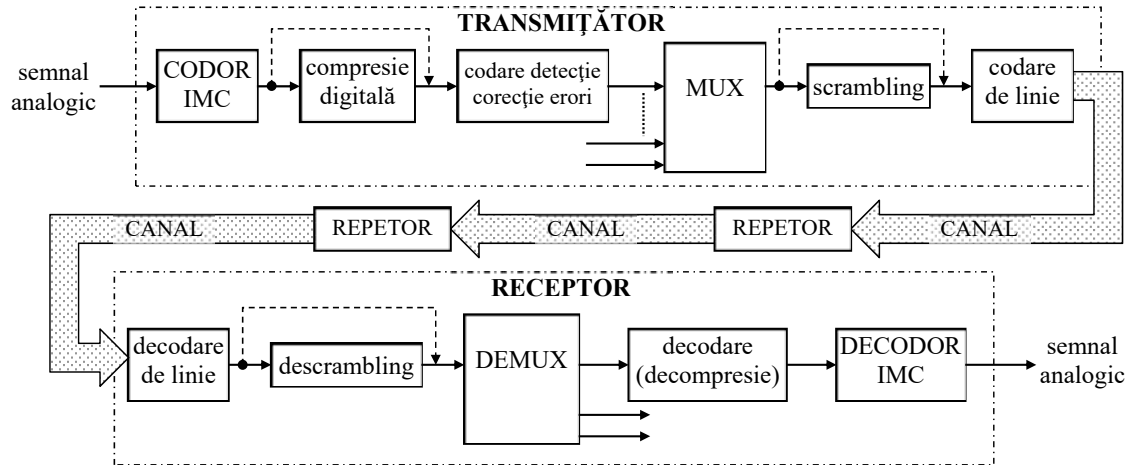


Fig. 3.8. Schema bloc a unui sistem de transmisie cu impulsuri modulate în cod

Primul sistem electric de telecomunicație a fost telegraful – un sistem digital, în care simbolurile literare și numerice se transmit în codul Morse. După inventarea telefonului (A. G. Bell și Edison) prin 1875, timp de aproape un secol telecomunicațiile au fost esențial analogice – semnalele vehiculate, în principal vocale și video, fiind transmise în formă analogică. După 1960 au apărut sistemele telefonice digitale, care utilizează modulația impulsurilor în cod. De atunci, sistemele digitale s-au dezvoltat și diversificat continuu, în prezent având o pondere importantă și în continuă creștere în ansamblul sistemelor de telecomunicații.

Transmișiile de date au față de cele analogice, câteva *avantaje* esențiale:

1. Semnalele digitale, prin natura lor discrete, permit multiplexarea în timp cu ușurință, indiferent de sursă (voce, video, date, ...) folosind aceleași echipamente de comutație și căi de transmisie; numai interfețele cu utilizatorii diferă, în funcție de semnalul analogic.
2. Transmișiile cu IMC pot asigura un raport semnal zgomot superior celui realizabil în sistemele analogice, ceea ce începe să devină esențial în condițiile accentuării poluării electromagnetice datorate activității umane.

La transmișiile pe distanțe foarte mari este necesară *regenerarea* semnalului și separarea de zgomotul aditiv de pe canal. Această operație este dificilă și uneori imposibilă pentru semnale analogice, dar este perfect posibilă în cazul celor digitale. Chiar dacă zgomotul este mare și apar biți eronați, regenerarea fără erori este încă posibilă folosind coduri corectoare de erori. Mai mult, dacă un tip de semnal digital (de date, de exemplu) impune o rată de erori mai mică decât alte tipuri (vocal, de exemplu), se poate utiliza o codare adecvată pentru acel tip de semnal, echipamentele putând fi utilizate fără modificări.

3. Sistemele digitale sunt mult mai flexibile decât cele analogice, în mai multe sensuri:
  - (1) în funcție de necesități, se poate schimba alocarea resurselor la diverși utilizatori, menținând o încărcare destul de constantă a căilor;
  - (2) adăugând sau modificând interfețele cu utilizatorii, se pot vehicula variate semnale;
  - (3) controlul echipamentelor, al serviciilor și al calității semnalelor poate fi total – ceea ce impune o ierarhizare ușor realizabilă.
4. Echipamentele utilizate în transmișiile cu IMC sunt realizate cu circuite integrate digitale relativ ieftine, iar costurile raportate la cantitatea de informație vehiculată sunt deja mai mici decât în cazul sistemelor analogice; aceste costuri scad în continuare.

Singurul *dezavantaj* major al transmișiilor cu IMC este că necesită o bandă de frecvențe mult mai largă decât a semnalului analogic corespunzător. În plus, există multe sisteme analogice în funcție care trebuie mai întâi amortizate înainte de a fi înlocuite cu cele digitale.

În cazul sistemelor care vehiculează cantități mari de informație, avantajele menționate sunt mult mai importante decât dezavantajele, ceea ce justifică răspândirea sistemelor digitale, tendința de a le înlocui pe cele analogice.

În transmisia datelor există o multitudine de probleme. În continuare vor fi tratate pe scurt numai acele aspecte care au o legătură directă cu tehnicile de multiplexare în timp: sincronizarea și banda de frecvențe.

### 3.3.3. Sincronizarea în sistemele de transmisie cu IMC

Vehicularea informațiilor sub formă discretă impune gruparea informației elementare adică a biților, într-o ordine ierarhică, pe nivele de semnificație, așa cum caracterele în cărți sunt grupate în cuvinte, numere, propoziții, fraze, paragrafe etc. Într-o carte, caracterele sunt separate spațial iar grupurile de caractere (cuvinte, numere, ...) sunt separate cu ajutorul unor semne speciale – spații libere, puncte, virgule etc.

În cazul transmisiilor de date, grupul elementar de biți este *cuvântul*. Un cuvânt este un grup de biți cu o semnificație de un tip precizat și poate avea 1, 2, ... N biți; semnificații frecvente ale cuvintelor sunt: nivelul unui eșantion de semnal analogic, începutul unui cadru (secvență lungă de biți) etc. La nivele superioare, cuvintele sunt grupate în secvențe cu diverse denumiri: cadru, rafală, preambul etc.

În cazul transmisiilor discrete, de date, biții respectiv impulsurile prin care sunt materializați<sup>1</sup>, sunt separați în timp. Pe de altă parte, semnalul recepționat este distorsionat, corupt și momentele în care semnalul recepționat este interpretat (eșantionat) trebuie să fie astfel ca:

- eroarea de interpretare să fie minimă; de regulă momentul optim este la „mijlocul” impulsului (unde diagrama în ochi are deschidere maximă), ca în fig. 3.9;
- momentele de citire să fie separate prin durata impulsului – perioada de bit  $T_{BR} = T_B$ .

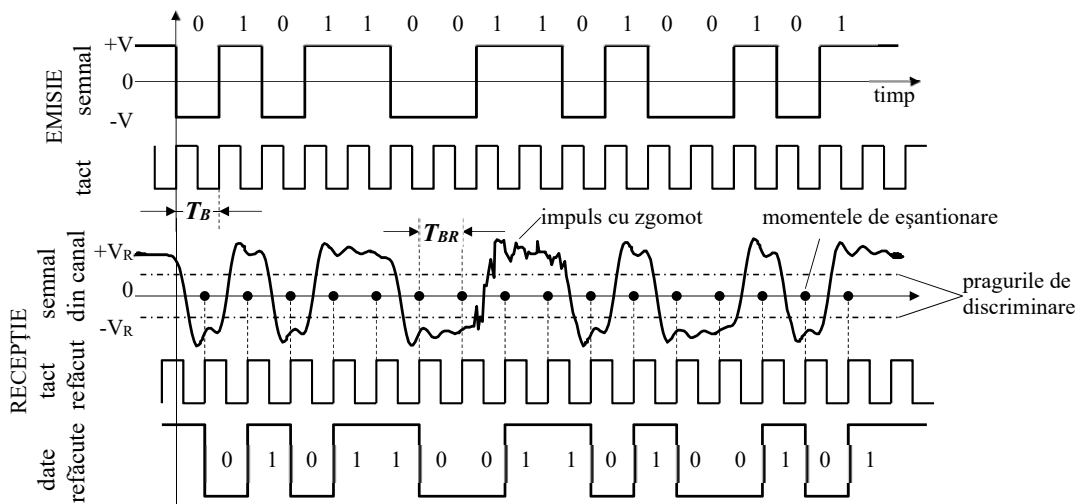


Fig. 3. 9. Eșantionarea semnalului la recepție

Ansamblul de operații prin care la recepție se obține șirul de impulsuri cu perioada de bit și cu fază corectă față de a semnalului recepționat se numește *sincronizare de bit*.

<sup>1</sup> Semnalul fizic purtător de informație binară – impulsul de date, poate fi binar (2 nivele) sau multinivel (3, 4, .. nivele). În cazul impulsurilor binare fiecare nivel reprezintă 1 bit. În cazul impulsurilor cu 4 nivele, fiecare nivel reprezintă una din cele 4 valori posibile pentru un grup de 2 biți.



Formarea semnalului sincro-bit la recepție (achiziția sincronizării de bit) durează multe perioade de bit și toată informația anterioară este pierdută. Pe de altă parte, cuvintele dintr-o transmisie digitală au semnificații și în funcție de poziția ocupată în șirul de cuvinte transmise. Rezultă că sincronizarea de bit nu este suficientă pentru interpretarea mesajelor.

Problema se rezolvă prin gruparea cuvintelor în formații mai mari, de obicei numite *cadre* iar semnificația cuvintelor este determinată de poziția în cadru. Rezultă că este necesară informația de „început de cadru”, care se obține printr-un ansamblu de operații numit *sincronizare de cadru* sau de grup. Sfârșitul unui cadru se poate determina prin numărarea tactelor, cadrele fiind întotdeauna organizate cu număr determinat de biți (impulsuri). În principiu, sincronizarea de cadre se realizează inserând un cuvânt cu proprietăți speciale la începutul cadrului; uneori biții din acest cuvânt sunt repartizați în mai multe cadre.

Justificarea faptului că sincronizarea de bit nu este suficientă pentru realizarea sincronizării de cadre este lăsată ca problemă pentru cititor.

Sistemele de transmisiuni de date necesită în general trei semnale de sincronizare:

- semnalul de *sincronizare de bit*, necesar pentru a separa impulsurile dintr-un interval de timp de impulsurile din intervalele adiacente;
- semnalul de *sincronizare de cadre*, necesar pentru a separa grupurile de impulsuri (biți);
- semnalul de *sincronizare de purtătoare*, necesar numai în transmisiile cu modulație de purtătoare, în care este necesară demodularea coerentă, aspect care nu va fi tratat.

**a. Sincronizarea de bit** presupune disponibilitatea la recepție a unui semnal sub formă de impulsuri periodice (semnal de tact, de ceas) cu perioada egală cu durata unui impuls (bit, simbol) de date și aflat într-o relație de fază corectă și stabilă cu faza impulsurilor.

Există două procedee de realizare a sincronizării de bit:

1. Prin transmiterea unui semnal sincro-bit pe canal separat, procedeu puțin folosit nefiind economic.
2. Prin extragerea semnalului sincro-bit din semnalul recepționat. Acest procedeu este de departe cel mai utilizat în transmisiile la distanțe mari.

De fapt, mai există un procedeu și anume utilizarea unor impulsuri START – STOP la începutul și sfârșitul fiecărui cuvânt binar de 7 – 8 biți, care declanșează generatorul de tacte cu frecvență de bit cunoscută. Pe durata a 7 – 8 impulsuri, sincronismul (relația de fază corectă dintre impulsurile de tact și de date), se menține. Procedeu este utilizabil numai dacă impulsurile recepționate nu sunt prea deformate și se folosește la transmisii pe distanțe mici (metri ... zeci de metri), de obicei în transmisiile seriale între calculatoare și cu perifericele.

De regulă, din diverse motive, pe canale se vehiculează semnale în coduri de linie în al căror spectru nu se află linii (impulsuri  $\delta$ ). Există însă multe tehnici de extragere a semnalului de tact din semnalul (în cod de linie) recepționat. Tehnica de sincronizare se adoptă în funcție de codul de linie utilizat.

Indiferent de procedeu folosit, menținerea sincronizării este posibilă numai dacă în semnal lipsesc șirurile lungi de semnale cu același nivel. Cu alte cuvinte, semnalul IMC trebuie să includă cât mai multe tranziții de nivel. Problema se rezolvă în două moduri:

1. Prin *întreșeserea biților* (interleaving, scrambling), operație care este de fapt o codare se execută după multiplexare. Operația asigură alternanța biților 1 și 0 și se execută pe șiruri lungi de date, care conțin aproximativ același număr de 1 și 0. Această întreșesere nu trebuie confundată cu întreșeserea pentru protecție la erori<sup>1</sup>.

---

<sup>1</sup> Intreșeserea antiperturbativă a biților se realizează pentru reducerea efectelor zgomotului în rafale. Ideea este ca biții inițial în succesiune, să fie deplasați pe axa timpului (la intervale mai mari decât durata probabilă a rafalelor perturbatoare). La recepție biții sunt plasați în succesiunea necesară – biții dintr-un grup eronat sunt plasați în cuvinte diferite. Ca urmare, un cuvânt conține puțini (1 – 3) biți eronați și se poate realiza corecția prin cod.

- Prin folosirea unui cod cu fază scindată (cum este codul Manchester), în care nu pot apare mai mult de 2 impulsuri consecutive cu același nivel. E adevărat însă că în acest caz, la aceeași viteză de transmisie, banda necesară se dublează.

**b. Sincronizarea de cadru** are ca scop stabilirea momentului de început al unui cadru, grup de biți. Sincronizarea de cadru este realizabilă numai după obținerea sincronizării de bit.

Sincronizarea de grup se realizează prin transmiterea unui cuvânt distinct, o secvență de date specifică; acest cuvânt se numește *prefix, secvență (cuvânt) sincro – cadre* etc.

Biții care formează cuvântul sincro – cadre poate fi plasat în întregime la începutul fiecărui cadru sau distribuit în mai multe cadre succesive (câte 1, 2, ... biți la începutul sau la sfârșitul fiecărui cadru).

**Procedul cu secvență sincro cadre distribuită** este folosit în sistemul de transmisii cu multiplexare în timp din SUA numit T1 (§3.4). În acest sistem, un cadru cuprinde 193 de biți din care: 192 biți sunt de date iar ultimul bit este de sincronizare cadre. Secvența de sincronizare ( $s_1, s_2, \dots, s_m$ ) este formată din 12 biți în formatul (logic) 100011011100, așadar pentru sincronizare sunt necesare 12 cadre.

La receptor, biții sunt introduși într-un registru serie, în ordinea sosirii, pe fronturile tactului de bit recuperat. De la celulele registrului cu pozițiile 193, 2x193, ... 12x193, se extrag biții și se compară cu secvența de sincronizare cunoscută – fig. 3.10.

Biții extrași sunt (sau sunt formați) în cod polar ( $0_{\text{logic}} = -1, 1_{\text{logic}} = +1$ ). Compararea se face executând corelația încrucișată între secvența celor  $M$  biți extrași ( $x_1, x_2, \dots, x_M$ ) cu secvența sincro ( $s_1, s_2, \dots, s_M$ ) cunoscută:

$$C = \sum_{i=1}^M x_i s_i . \quad (3.3)$$

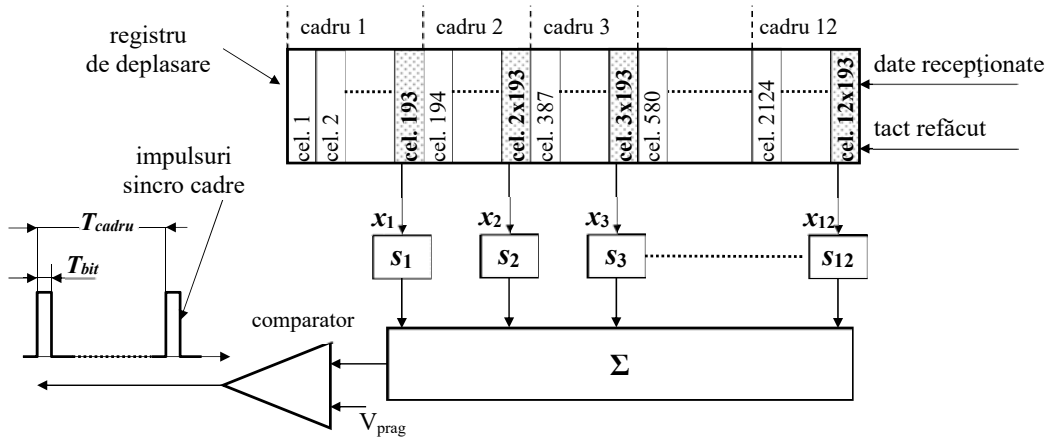


Fig. 3. 10. Sincronizator de cadre pentru secvență de sincronizare distribuită în 12 cadre

Dacă secvența biților extrași  $\{x_i\}$  este identică cu secvența de sincronizare  $\{s_i\}$ , la ieșirea din sumator se obține nivelul  $M$  ( $M = 12$  în cazul din fig. 3.10). Dacă secvența  $\{x_i\}$  are un singur bit diferit de  $\{s_i\}$ , nivelul la ieșirea sumatorului este  $M - 2$ . Fixând pragul comparatorului la o valoare ceva mai mică decât maxima, de exemplu  $M - 1$ , se poate realiza sincronizarea de cadru: registrul conține în celula 1 – primul bit din cadrul 1, în celula 194 – primul bit din cadrul 2 ș.a.m.d. Așadar, cadrele sunt localizate și pot fi prelucrate individual.

Este posibilă și falsa sincronizare, dacă în șirul de date se află o secvență identică cu  $\{s_i\}$ . Probabilitatea ca aceasta să se întâmple, pentru  $V_{\text{prag}} = M - 1$  și o distribuție echiprobabilă a biților 0 și 1, este:

$$P_{fs} = \left(\frac{1}{2}\right)^M = 2^{-M} \quad (3.4)$$

Relația poate fi folosită pentru determinarea lungimii secvenței sincro necesară într-o aplicație. Reducerea ratei de false sincronizări se poate face și printr-o codare potrivită, prin care să se elimine posibilitatea apariției șirurilor de date care coincid cu secvența de sincronizare; se mai pot utiliza ferestre de timp sau alte procedee mai sofisticate.

Dacă dintr-un motiv oarecare sincronizarea de cadru s-a pierdut, pentru refacerea sincronizării sunt necesare minimum  $M + 1$  cadre. Dacă cuvântul de sincronizare este plasat în întregime la începutul cadrelor, refacerea sincronizării este mult mai rapidă.

**Procedeele sincronizării cu secvența de sincronizare completă plasată la începutul cadrului**, funcționează după exact același principiu ca și procedeele precedente, cu singura deosebire că se folosește un registru cu numai  $M$  celule (câți biți include secvența). În cazul cadrelor foarte lungi (mii de biți), acesta este procedeele preferat din motive evidente.

Sincronizatorul de cadre funcționează în trei regimuri: de *căutare*, de *verificare* și de *calare*; uneori căutarea și verificarea sunt incluse într-un singur regim – de *achiziție*.

- În regim de căutare, se execută numai corelația datelor recepționate cu secvența sincro cunoscută. Pragul de decizie se stabilește printr-un compromis între probabilitatea falsei sincronizări și durata căutării (durata crește cu cât probabilitatea admisă este mai mică). În cazul secvențelor distribuite, durata căutării este minimum  $M$  cadre; în cazul secvențelor concentrate, în condiții optime, sincronizarea se poate obține de la primul cadru.
- În regim de verificare, sistemul cercetează următorul cadru, efectuând în continuare corelația date – secvență sincro. Pragul de decizie poate fi diferit de cel din timpul căutării. Dacă pragul de decizie este depășit, se intră în regimul de calare; în caz contrar se reia căutarea.
- Regimul de calare este cel normal, de lucru. În continuare se execută corelația date – secvență sincro și se compară cu pragul de decizie, de obicei stabilit la un nivel mai redus decât în căutare și verificare. Dacă pragul nu este depășit într-un număr specificat de cadre, se consideră sincronizarea pierdută și se reia căutarea.

Evident, este de dorit ca secvența de sincronizare să fie cât mai puțin corelată cu datele și mai ales cu secvențe trunchiate prin deplasare ale însăși secvenței de sincronizare, adică:

$$C_k = \sum_{i=1}^{M-k} s_i s_{i+k} \quad (3.5)$$

să fie cât mai mică pentru  $k \neq 0$  ( $s_i = +1$  sau  $-1$ ,  $M$  – lungimea secvenței)

Printre cele mai avantajoase secvențe din acest punct de vedere sunt *secvențele (codurile) Barker*, care asigură  $|C_k(k \neq 0)| \leq 1$ . Se cunosc coduri Barker de 3, 7, 11 și maximum 13

biți. În medii foarte zgomotoase sunt uneori necesare coduri mai lungi decât 13 biți. În aceste cazuri se folosesc coduri Neuman – Hofman. Acestea asigură o corelație minimă între secvența sincro și datele recepționate. Corelația cu secvența sincro trunchiată nu este atât de mică ca în cazul codurilor Barker, dar încă destul de mică pentru ca sincronizarea să se realizeze sigur.

Coduri Barker

| Cod           | $C_k(k = 0)$ | $C_k(k \neq 0)$ |
|---------------|--------------|-----------------|
| 110           | 3            | 0 sau -1        |
| 1110010       | 7            | 0 sau -1        |
| 11100010010   | 11           | 0 sau -1        |
| 1111100110101 | 13           | 0 sau -1        |

$1_{\text{logic}} = +1$ ;  $0_{\text{logic}} = -1$

### 3.3.4. Banda de frecvență a semnalului de impulsuri modulate în cod

De regulă, la ieșirea codorului de IMC se obține semnal binar, de forma unor impulsuri dreptunghiulare ca în fig. 3.7; este un semnal în cod unipolar NRZ; tot un astfel de semnal este acceptat și la intrarea decodorului MIC. În circuitele logice, în sistemele de calcul, se vehiculează tot un astfel de semnal.

Toate operațiile logice, incluzând codările și decodările pentru detecția și corectarea erorilor, compresia și decompresia digitală, întrețeserea biților, etc., se execută cu circuite logice în care se vehiculează semnale binare în cod unipolar NRZ (fig. 3.7) așa cum se obțin la ieșirea codorului de IMC și se acceptă la intrarea decodorului de IMC. Multiplexarea în timp se execută cu circuite logice și deci se realizează tot cu semnale binare (unipolare NRZ).

Semnalul unipolar NRZ este puțin potrivit pentru transmisii la distanțe mari în primul rând deoarece are componentă continuă mare<sup>1</sup> și conține linii spectrale. Semnale de acest fel se utilizează pentru transmisii pe distanțe scurte (metri ... zeci de metri), de exemplu între unitățile centrale de calcul și periferice (monitor, imprimantă, ...).

Pentru transmisii la distanțe mari, în funcție de natura canalului, se folosesc alte forme de undă, alte tipuri de semnale, digitale sau analogice, provenite prin codare sau modulare, din semnalul binar vehiculat în circuitele logice.

Semnalele utilizate în prezent pentru transmisia la distanțe mari a informațiilor sub formă de date (materializate sub formă de impulsuri) sunt:

- semnale analogice provenite din modularea digitală a unei purtătoare (de AF – comunicații prin MODEM, de RF – transmisii radio sau o undă optică – transmisii optice);
- impulsuri digitale într-un *cod de linie*, sub formă de semnale dreptunghiulare provenite din codarea semnalelor de date inițiale (în cod binar).

Pentru transmisii cu IMC la distanțe mari, semnalele în cod binar sunt transformate în semnale numite în *cod de linie*. Se cunosc numeroase coduri de linie; câteva apar în fig. 3.11. Printre cele mai utilizate coduri sunt: polar RZ, bipolar RZ, coduri cu fază scindată (Manchester), duobinar NRZ, codul NRZ cu 4 nivele (polar cuaternar), codurile Trellis (folosite pentru transmisii prin MODEM) etc.

O problemă esențială pentru orice sistem de transmisie este *banda ocupată de semnal*, știut fiind că banda canalului trebuie să fie mai decât banda semnalului. În consecință, este important să se poată face o apreciere a benzii semnalului de IMC codat în cod de linie. Se va observa că, semnalul IMC este aleator și în consecință, în domeniul frecvență se poate discuta numai despre densitatea spectrală de putere (d.s.p.) a semnalului.

Între banda unui semnal analogic și banda semnalului IMC corespunzător există o legătură neliniară. Banda semnalului de IMC depinde de viteza de transmisie<sup>2</sup>, de forma impulsului și de tipul codării în banda de bază (de codul de linie folosit<sup>3</sup>).

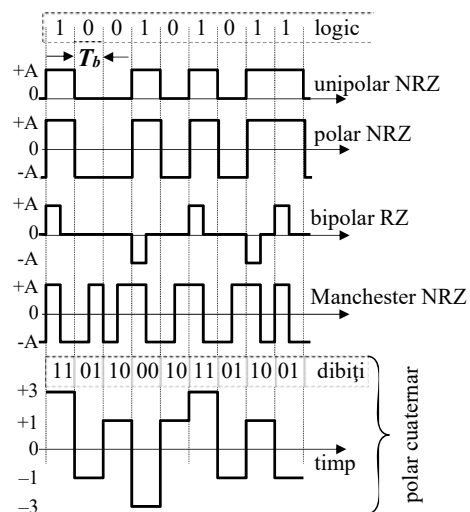


Fig. 3.11. Forme de undă pentru câteva semnale în cod de linie

<sup>1</sup> Componenta continuă nu conține informație dar pentru a fi transmisă necesită putere – care se consumă inutil.

<sup>2</sup> Viteza de transmisie se poate referi la numărul de biți sau la numărul de simboluri transmise în 1s. Confuzia se poate elimina prin folosirea termenilor *viteză de bit* (*bit rate*) în **bit/s** și *viteză de simbol* (*symbol rate*) în **baud**.

<sup>3</sup> Semnalul de IMC obținut prin *codare de linie* se numește adesea *semnal în banda de bază*.

Dacă  $T_b$  este durata bitului de date, viteza de bit este  $R_b = 1/T_b$ . Banda de frecvențe a IMC până la primul nul al d.s.p. este în funcție de codul de linie<sup>1</sup>:

$$\begin{aligned} B_{IMC} &= R_b \quad (\text{unipolar/polar NRZ, bipolar RZ}); \\ B_{IMC} &= 2R_b \quad (\text{Mancheste NRZ}) \end{aligned} \quad (3.6)$$

Intre frecvența maximă din spectrul semnalului analogic ( $f_{\max}$ ) și frecvența de eșantionare ( $f_s$ ) există relația cunoscută:  $f_s = 1/T_s \geq f_N = 2f_{\max}$ ;  $f_s$  poate fi mult mai mare decât frecvența Nyquist (în MD, de exemplu).

Strict vorbind, banda semnalului analogic este  $B_{sa} = f_{\max} - f_{\min}$ . Deoarece  $f_{\max} \gg f_{\min}$  și în cazul transmisiilor cu IMC contează  $f_{\max}$ , se poate considera  $B_{sa} = f_{\max}$ .

Viteza de bit a semnalului IMC ( $R_b$ ), în format binar, cel mai simplu, depinde de numărul de trepte de cuantizare  $N_Q = 2^M$  ( $M$  – numărul de biți/cuvânt) și de frecvența de eșantionare ( $f_s$ ):

$$R_b = Mf_s \geq Mf_N = 2Mf_{\max} = 2MB_{sa} \quad (3.7)$$

Având în vedere relația (3.6), rezultă că banda semnalului IMC binar (până la primul nul al d.s.p.) este:

$$B_{IMC} \geq R_b = Mf_s \geq Mf_N = 2Mf_{\max} = 2MB_{sa} \quad (3.8)$$

În cazul semnalului telefonic cu  $f_{\max} = 3,4\text{kHz}$ , eșantionat cu  $f_s = 8\text{kHz}$ , codat cu  $M = 8\text{biți/cuv.}$ , rezultă  $R_b = 8 \cdot 8 = 64\text{kbbit./s}$ ; în cazul utilizării unui cod unipolar NRZ banda ( $B_{IMC}$ ) minimă necesară este 64kHz iar în cazul unui cod Manchester este de 128kHz.

În cazul utilizării altor coduri de linie și/sau al altor reprezentări, banda necesară semnalului IMC poate fi sensibil mai mică decât arată relația (3.8). De exemplu, în cazul codului duobinar, în care fiecare impuls-simbol în cod de linie corespunde unei combinații de 2 biți de date (un dibit), cu notațiile din fig. 3.11, rezultă:

- viteza de bit este:  $R_b = 2/T_b$  (bit/s), deoarece în  $T_b$  se transmit 2 biți;
- viteza de simbol este:  $D = 1/T_b = R_b/2$  (baud);
- banda până la primul nul al d.s.p. este  $B_{simbol} = 1/T_b = D = R_b/2$ .

### 3.4. Tehnica transmisiilor cu multiplexare în timp a impulsurilor modulate în cod

#### 3.4.1. Modalități de multiplexare în timp

În §3.2 s-a prezentat principiul multiplexării în timp a eșantioanelor provenite de la diverse surse de semnal; acestea sunt *impulsuri modulate în amplitudine* (IMA). Multiplexarea IMA impune existența unor intervale de timp între impulsuri pentru a reduce cumva interferența intersimbol care afectează amplitudinea impulsurilor recepționate.

În cazul transmisiilor cu IMC, cu date în general, impulsurile pot fi transmise fără nici un interval, deoarece la receptor nu contează amplitudinea absolută a impulsurilor ci nivelul față de pragurile de decizie (fig. 3.9).

În tehnica transmisiilor cu IMC, a datelor, multiplexarea în timp se poate face:

- prin întrepeserea biților:  $B_{sursa\ 1}, B_{sursa\ 2}, \dots, B_{semnalizare\ 1}, \dots, B_{sursa\ N}, B_{semnalizare\ K}, B_{sursa\ 1}, \dots$ ;
- prin întrepeserea unor grupe de biți (cuvinte), cu aceeași lungime (când sunt de date) sau diferită (cuvinte sau de semnalizare, sincronizare, ...):  $C_{sincronizare}, C_{sursă1}, C_{sursă2}, \dots, C_{semnalizare\ 1}, \dots, C_{semnalizare\ K}, \dots, C_{sursă\ N}, C_{sincronizare}, \dots$

<sup>1</sup> Couch II, Leon W., *Modern communication systems: principles and applications*, Prentice-Hall, NJ, 1995

Intotdeauna biții sunt grupați în formații (secvențe): cadre, subcadre, supercadre, ...

În rețele de transmisie dedicate, locale, cu puține canale, se întrețes biți sau cuvinte în funcție de situația concretă. În cazul sistemelor mari, cum sunt rețelele telefonice, întotdeauna se întrețes cuvinte sau chiar blocuri mai mari, deoarece identificarea sursei și destinației se face mai economic (procentul de biți de identificare din totalul celor transmiși este mai mic).

Sistemele de multiplexare în timp pot fi *sincrone*, sau *asincrone* sau *statistice*.

În *sistemele sincrone*, toate blocurile funcționează pe tacte sincronizate cu un tact general (master clock). În general, aceste sisteme se folosesc pentru multiplexarea aceluiasi tip de semnal furnizat de mai multe surse. Cazul tipic este al transmisiilor cu IMC: toate impulsurile provin de la codoare de IMC care furnizează datele cu același tact pe care se face și multiplexarea; un astfel de sistem este folosit pentru nivelul 1 de multiplexare în transmisiile telefonice (DS1 și E1, descrise în §3.4.2).

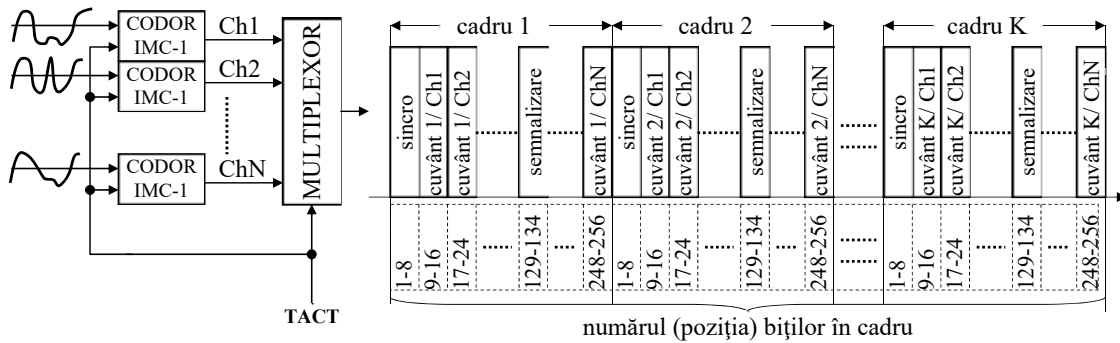


Fig. 3.12. Multiplexare în timp sincronă – poziția cuvintelor în cadre (sistem european E1)

În această categorie intră și sistemele în care unele surse (canale) furnizează date pe tacte cu frecvență submultiplu întreg al tactului general (dar sincronizat cu acesta).

Dacă viteza datelor pe canale este  $R_{Ch}$ , durata unui cadru trebuie să fie:

$$T_{cadru} = 1/R_{Ch} \quad (3.9)$$

Dacă se multiplexează  $N$  canale cu  $M$  biți pe cuvânt și se adaugă  $S$  biți pentru sincronizare și semnalizări, numărul de biți în cadru este  $N \cdot M + S$ , iar durata unui bit la ieșirea MUX este:

$$T_B = T_{cadru} / (N \cdot M + S) \quad (3.10)$$

Ca urmare, viteza de ieșire a datelor (tactul de multiplexare)  $R_{MUX}$  este:

$$R_{MUX} = (NM + S) / T_{cadru} \text{ (biți/s)} \quad (3.11)$$

Caracteristic acestor sisteme este faptul că informația (cuvântul) de la un canal ocupă aceeași poziție în diferite cadre; canalul (sursa) este identificată prin poziția în cadru.

Multiplexarea sincronă se folosește în sistemele de transmisie (telefonice) *cu circuite comutate*, în care: (a) fiecare canal (sursă) are alocată o poziție fixă în fiecare cadru, fie că există sau nu date disponibile pentru transmisie și (b) căile fizice pe care se vehiculează semnalele de la o sursă sunt alocate acelei surse pe toată durata legăturii (ca și poziția în cadru). Aceasta înseamnă că resursele sunt alocate unei legături fie că sunt fie că nu sunt date de transmis – acesta este unul dintre dezavantajele sistemului.

*Sistemele asincrone (statistice)* se folosesc pentru multiplexarea datelor care sosesc de la diverse surse pe tacte nesincrone – cu viteze diferite sau variabile în timp:  $R_{Ch1}$ ,  $R_{Ch2}$ , ... În aceste cazuri, viteza de ieșire a datelor din multiplexor (tactul de multiplexare)  $R_{MUX}$  trebuie să fie mai mare decât rezultă din relația (3.11). În acest caz, este posibil ca la ieșire să apară biți falși (bitul din canalul care trebuie eșantionat nu este încă disponibil); în exemplul din fig. 3.13, la tactul 9, dacă s-ar introduce eșantionul din canalul 1 ar apare un bit "0" fals (bitul "1" corect nu este încă disponibil). Evident, nu se poate bloca tactul și nici nu se poate schimba ordinea

biților la ieșire. Soluția problemei constă în introducerea unor *biți (impulsuri) de umplură* (stuffing bits), așa cum se observă în fig. 3.13.

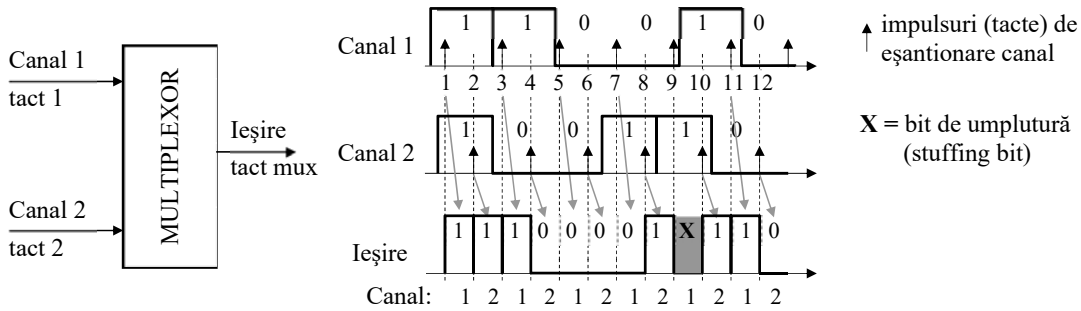


Fig. 3.13. Principiul utilizării biților (impulsurilor) de umplură (stuffing bits)

De regulă, diferențele între frecvențele tactelor diverselor canale nu sunt prea mari – sunt de ordinul  $\times 10^{-3}$ . Aceasta permite ca în sistemele reale să se poată introduce – sau nu, după nevoi, biți de umplură la intervale regulate în interiorul cadrelor. Din chiar fig. 3.13, în care nesincronismul este exagerat pentru exemplificare, se poate observa că poziția bitului de umplură nu este critică – poate fi introdus cu succes și în tactul 5 sau 7.

Dacă diferențele între frecvențe sunt mari, se folosesc registre tampon (buffers) în care datele intră și ies cu viteze (frecvențe de tact) mult diferite.

Receptorul este informat că în anumite poziții din cadru sunt sau nu sunt biți de umplură cu ajutorul unor cuvinte indicatoare (stuffing indicators) inserate în cadre.

Multiplexarea asincronă se utilizează în sistemele de transmisie (telefonice) *cu pachete comutate* în care: (a) pozițiile din cadre nu sunt alocate unui canal anume, (b) alocarea pozițiilor și a căilor fizice (resursele) se face în funcție de necesități, după cum sosesc datele, după regula “primul venit – primul servit” și (c) identificarea surselor și a destinațiilor se realizează pe baza unor *identificatori* plasați la începutul fiecărui bloc de date. Aceasta înseamnă că resursele se alocă în funcție de necesități – avantajul principal al procedurii.

### 3.4.2. Ierarhizarea multiplexării în timp. Multiplexare multi-nivel.

În funcție de complexitatea rețelelor de transmisie a datelor, sistemele de transmisie cu multiplexare în timp pot fi: cu un singur nivel sau cu mai multe nivele de multiplexare.

- **Sisteme cu un singur nivel de multiplexare**, sunt cele cu un multiplexor la sursă și un demultiplexor la recepție, ca în fig. 3.14. De regulă acestea se folosesc în rețele mici și dedicate, specializate (de exemplu pentru achiziția datelor, în rețele locale de calculatoare).

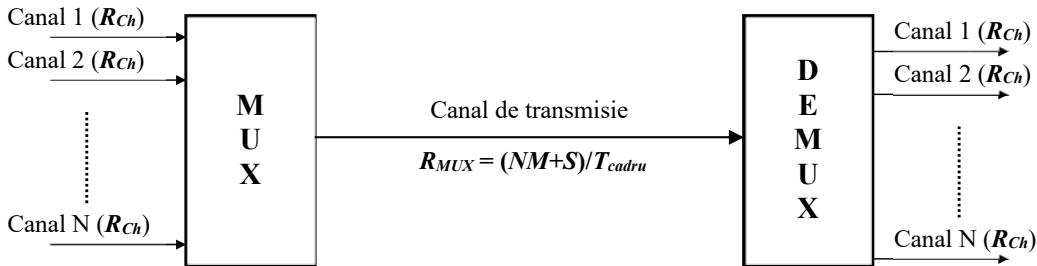


Fig. 3.14. Multiplexare în timp cu un singur nivel (multiplexare sincronă)

- **Sistemele cu mai multe nivele de multiplexare** (multiplexare ierarhizată) se utilizează în rețele mari – cazul tipic este al rețelelor telefonice. Principiul multiplexării pe nivele ierarhice este ilustrat în fig. 3.15; demultiplexarea se execută de asemenea pe mai multe nivele.

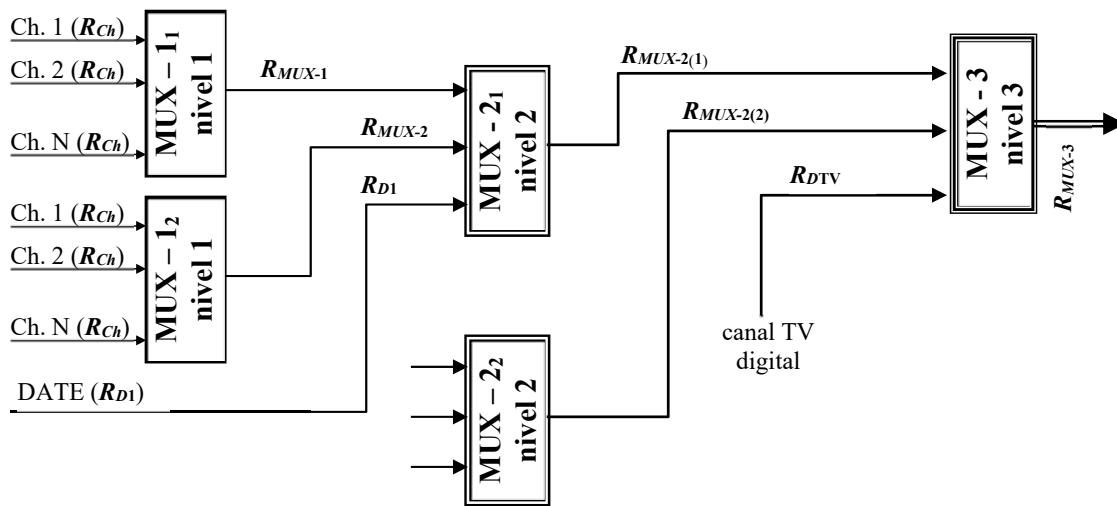


Fig. 3.15. Principiul multiplexării în timp pe mai multe nivele ierarhizate (nivelul 1 – sincron, nivelele 2 și 3 – asincrone)

În prezent, în rețelele telefonice digitale se utilizează în principal trei ierarhii (standarde) de multiplexare în timp multi-nivel.

- ierarhia nord americană, folosită în SUA și, cu unele mici deosebiri, în Japonia;
- ierarhia standardizată de CCITT, folosită în Europa și restul lumii (exceptând SUA și Japonia);
- standardul SONET (SDH), pentru comunicații pe fibră optică.

În toate aceste sisteme, conexiunea abonat – centrală este analogică, pe cablu din Cupru, de regulă bifilar torsadat.

De prin 1990 se folosește și sistemul ISDN (Integrated Services Digital Network) dedicat conexiunii abonat – centrală, încă în evoluție. În acest sistem, la abonat, prin demultiplexare, se poate realiza una sau toate dintre operațiile: (a) refacerea unui semnal vocal, (b) refacerea unui semnal video și (c) procesarea de date pentru telemetrie sau aplicații pe calculator.

**a. Ierarhia nord-americană pentru multiplexare multi-nivel** are la bază sistemul de transmisie cu IMC cu multiplexare în timp numit **T1**<sup>1</sup> (numit și **DS1**), care este standardul de multiplexare la cel mai scăzut nivel (fig. 3.17).

**Sistemul T1** este destinat multiplexării sincrone a 24 de canale vocale.

Semnalele sunt furnizate de modulatori de impulsuri în cod “clasice” care:

- eşantionează semnale analogice în banda vocală cu 8000 eşantioane/s [pot fi semnale vocale cu spectrul limitat la 3400Hz și cu compresie instantanee de nivel după legea  $\mu$  sau semnale de la MODEM-uri în banda AF],
- generează cuvinte de cod cu 8biți/eșantion (din care 1 bit de semn) și
- furnizează impulsuri cu  $8000 \cdot 8 = 64\text{kbiți/s}$ .

În prezent, se pot multiplexa și semnale de date dacă au viteză potrivită.

Multiplexarea se face prin înțrețeserea cuvintelor grupate în cadre; în fiecare cadru se mai introduce 1 bit sincro cadru (ultimul bit din cadru). La fiecare 6 cadre, ultimul bit (LSB)

<sup>1</sup> T = Terrestrial; 1 = prima cifră din 1,544Mbiți/s. T1 – conceput de Bell System, aplicat de AT&T (1960 - 65).



din fiecare cuvânt se înlocuiește cu un bit de semnalizare – fig. 3.16. Biții de semnalizare sunt folosiți pentru codurile de apel, stabilirea duratei legăturilor etc.

Numărul de biți dintr-un cadru este:  $8 \cdot 24 + 1 = 193$  biți/cadru.

Viteza de eșantionare a unui canal este  $R_{Ch} = 8\text{kbiți/s}$ , deci după (3.9) durata unui cadru este  $T_{cadru} = 125\mu\text{s}$  în care sunt incluși 193biți; ca urmare, viteza de transmisie la ieșirea multiplexorului (la nivelul 1) este  $R_{T1} = 193/125 \cdot 10^{-6} = 1,544$  Mbiți/s ( $T_{B(T1)} = 0,6477\mu\text{s}$ ).

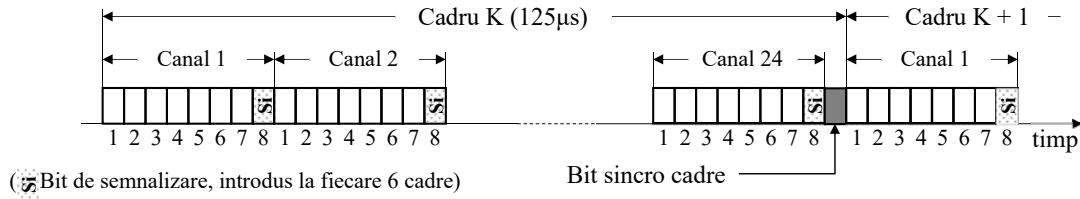


Fig. 3.16. Formatul de cadru în sistemul de multiplexare T1

Codul de linie folosit în sistemul T1 este Bipolar RZ (fig. 3.11) a cărui densitate spectrală de putere are primul nul la frecvența egală cu viteza de transmisie – așadar, canalul trebuie să aibă o bandă de cel puțin 1,544MHz. O asemenea bandă este asigurată de canale din perechi de fire din Cupru torsadate, pe distanțe de 50 ... 100km.

Sincronizarea de bit se asigură prin extragerea tactului din semnalul recepționat. Prin redresare (ridicare la pătrat) a semnalului Bipolar RZ se obține semnal Unipolar RZ în al cărui spectru există o componentă cu frecvența tactului, destul de ușor separabilă.

Sincronizarea de cadru se realizează după procedeul cu „secvență sincro cadre distribuită”, descris în §3.3.3.b.

Mult mai puțin folosite sunt sistemele de multiplexare la primul nivel numite T1C, T1D și T1G – tabelul 3.1.

Sistemul T1 se folosește și ca sistem cu un singur nivel de multiplexare; aceasta a fost de altfel și prima aplicație.

În sistemul nord-american, nivelele superioare de multiplexare sunt numite T2, T3, T4 și T5, cu caracteristicile esențiale indicate în tabelul 3.1; schema generală este ca în fig. 3.17. Semnalele de la ieșirea fiecărui nivel de multiplexare sunt numite DS<sup>1</sup>-nr. nivel (DS-1 ... DS-5); se folosește și denumirea DS-0, pentru semnalul de IMC vocal (64kbiți/s).

Multiplexarea la nivele superioare se realizează după sistemul asincron (mai curând cvasi-sincron, diferențele între frecvențe fiind mici), deoarece datele de intrare sosesc de la mari distanțe și sincronizarea este imposibil de menținut. Pentru a compensa efectele micilor variații ale frecvențelor de tact (viteze de transmisie) de pe canale, se folosesc biți de umplu-tură și indicatori corespunzători.

Organizarea datelor în cadre este destul de complicată. De exemplu, la nivelul 2 se întrețes biții de pe cele 4 canale T1 cu care se formează subcadre; se introduc și indicatori de umplutură, eventual biți de umplutură, diverși biți de control sincronizare și semnalizare.

Tabel 3.1. Ierarhia de multiplexare nord-americană

| Sistem | Viteza (Mbit/s) | Semnal digital no. | Număr canale vocale | Suport fizic canal    | Cod de linie         | Distanța maximă de transmisie |
|--------|-----------------|--------------------|---------------------|-----------------------|----------------------|-------------------------------|
| T1     | 1,544           | DS-1               | 24                  | cablu bifilar         | Bipolar RZ           | 100km                         |
| T1C    | 3,152           | DS-1C              | 48                  | cablu bifilar         | Bipolar RZ           | -                             |
| T1D    | 3,152           | DS-1D              | 48                  | cablu bifilar         | Duobinar NRZ         | -                             |
| T1G    | 6,443           | DS-1G              | 96                  | cablu bifilar         | NRZ – 4 nivele       | 300km                         |
| T2     | 6,312           | DS-2               | 96                  | cablu bifilar special | B6ZS <sup>2</sup> RZ | 500km                         |

<sup>1</sup> DS = Digital Signaling

|                       |         |      |      |               |                      |       |
|-----------------------|---------|------|------|---------------|----------------------|-------|
| <b>T3<sup>1</sup></b> | 44,736  | DS-3 | 672  | cablu coaxial | B3ZS <sup>2</sup> RZ | local |
| <b>T4</b>             | 274,176 | DS-4 | 4032 | cablu coaxial | Polar NRZ            | 800km |
| <b>T5</b>             | 560,160 | DS-5 | 8064 | cablu coaxial | Polar NRZ            | 800km |

<sup>1</sup> – Folosit în centrale telefonice locale (în clădiri)  
<sup>2</sup> – BxZS = binar cu x zerouri substituite (un șir de x zerouri logice este înlocuit cu un impuls în cod cu 3 nivele, pentru menținerea sincronizării de bit)

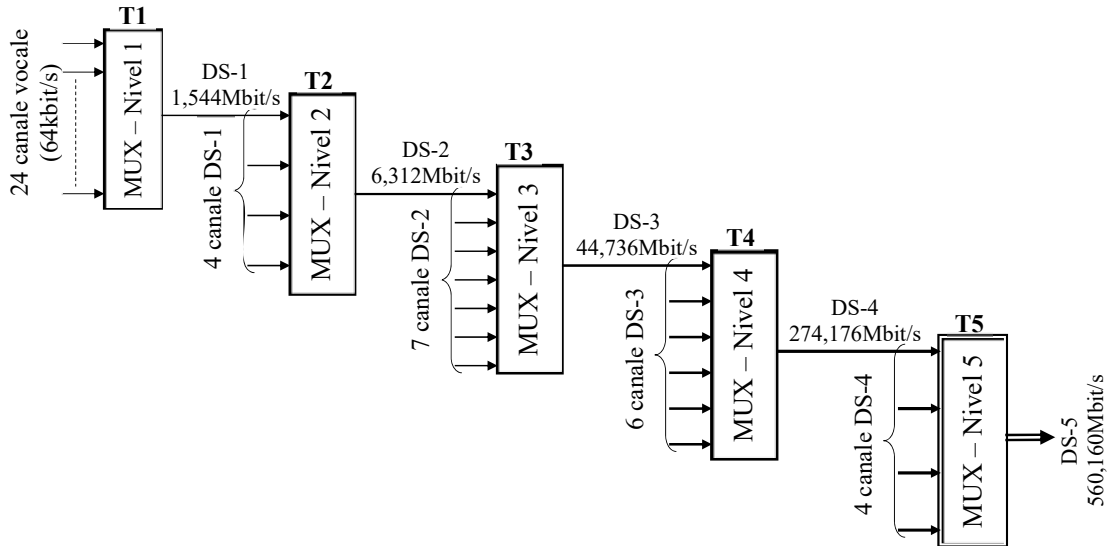
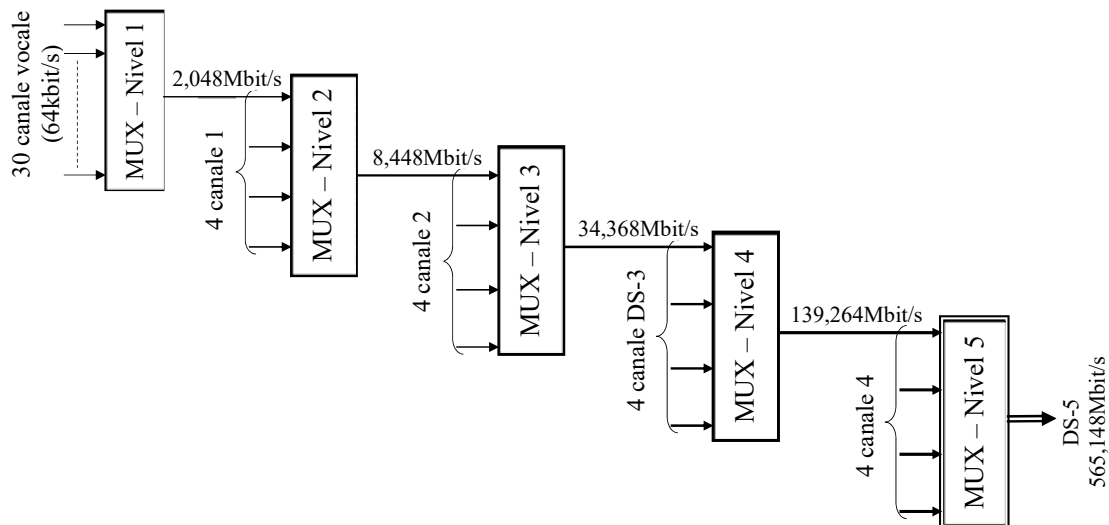


Fig. 3.17. Ierarhia de multiplexare în timp nord-americană

**b. Ierarhia CCITT pentru multiplexare multi-nivel** (introdusă în Europa și folosită în toată lumea exceptând SUA și Japonia), este structurată pe 5 nivele (ca și sistemul T) dar cu formate de cadre și viteze de transmisie diferite. Structura sistemului apare în fig. 3.19.

La nivelul de bază (1) se multiplexează 30 de semnale de IMC codate “clasic” cu 8 biți/cuvânt după eșantionare cu 8kHz; semnalele audio sunt cu compresie instantanee de nivel după legea A. Impulsurile modulate în cod sunt furnizate cu viteza de 64kbit/s.

Multiplexarea la nivelul 1 se execută prin întrețeserea a 30 de cuvinte de date, a unui cuvânt sincro cadru (la începutul cadrului) și a unui cuvânt de semnalizare (al 16-lea cuvânt în cadru) care formează un cadru cu durata de 125μs – fig. 3.18.



18  
Fig. 3.17. Ierarhia CCITT de multiplexare în timp

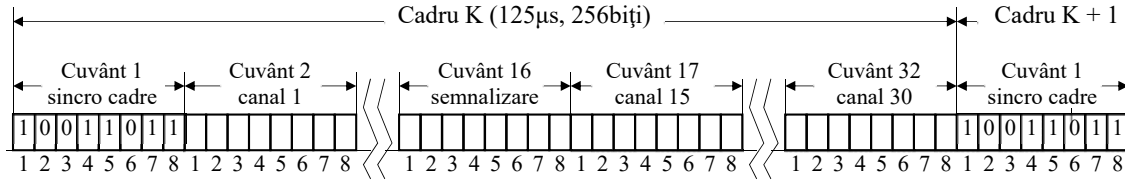


Fig. 3.18. Formatul de cadru în sistemul de multiplexare CCITT

c. **SONET/SDH<sup>1</sup>** este un standard pentru transmisiuni de date pe fibră optică prin multiplexare sincronă, adaptabil la standardele existente dar cu rezerve pentru dezvoltare, utilizabil pentru comunicații în rețele locale și pe distanțe mari.

În SONET se folosesc semnale optice (OS) obținut prin modularea OOK a luminii cu semnal electric. Semnalul electric este numit STS (Synchronous Transfer Signal).

La nivelul 1, datele sunt organizate în cadre cu durata 125μs, cuprinzând 6840 biți, organizați în 810 cuvinte de 8 biți dintre care 783 sunt pentru utilizatori iar 27 sunt pentru sincronizare, semnalizări etc.

Tabel 3.2 Ierarhia SONET

| Nivel / OC <sup>1</sup>                    | Viteza de transmisie |
|--|----------------------|
| 1/ CO-1                                    | 51,84 Mbit/s         |
| 2/ OC-3                                    | 155,52 Mbit/s        |
| 3/ OC-9                                    | 466,56 Mbit/s        |
| 4/ OC-12                                   | 622,08 Mbit/s        |
| 5/ OC-18                                   | 933,12 Mbit/s        |
| 6/ OC-24                                   | 1244,16 Mbit/s       |
| 7/ OC-36                                   | 1866,24 Mbit/s       |
| 8/ OC-48                                   | 2488,32 Mbit/s       |
| <sup>1</sup> OC – Optical Carrier (signal) |                      |

### 3.5. Modularea impulsurilor în cod

#### 3.5.1. Introducere

Principiul modulării impulsurilor în cod a fost expus în §3.3.1. Pe scurt, semnalele de IMC se obțin prin eșantionarea și apoi cuantizarea și conversia analog-numerică a semnalelor analogice. Refacerea semnalelor originale se realizează prin conversie digital-analogică și filtrare trece-jos.

În prezent, de departe cele mai transmise semnale prin MIC sunt cele de audiofrecvență (AF), cu banda limitată la circa 3400Hz și care pot fi: semnale vocale sau semnale de MODEM. Mai rar se transmit și semnale TV, cu banda limitată la 6 – 7MHz.

În orice sistem de transmisie, scopul esențial este ca semnalul la receptor să fie cât mai puțin diferit de cel de la emițător, mai puțin distorsionat. Identitatea celor două semnale nu este realizabilă dintr-o varietate de motive. Printre cauzele esențiale ale diferențelor dintre semnale este și existența zgomotelor, a perturbațiilor.

Zgomotele sunt clasificate după multe criterii, printre care și modalitatea de apariție. Din acest punct de vedere, se deosebesc zgomote provenite din exteriorul sistemului (zgomote de canal, datorate cuplajelor parazite etc.) și zgomote intrinseci metodelor de prelucrare a semnalelor. În ultima categorie intră *zgomotul de cuantizare* intrinsec procedurii de transmisii prin MIC. Reducerea zgomotului de cuantizare este esențială și a impus prelucrări suplimentare ale semnalelor și noi procedee de MIC; din aceste motive va fi discutat mai jos.

Printre prelucrările utilizate pentru reducerea zgomotului de cuantizare, importante sunt *compresia de nivel* și *modularea adaptivă* în diverse variante, prezentate în continuare.

<sup>1</sup> SONET (Synchronous Optical NETwork) a fost propus de Bellcore prin 1985. După negocieri, a fost adoptat sub o formă puțin modificată de către CCITT (1989) sub numele SDH (Synchronous Digital Hierarchy). Diferențele dintre SONET și SDH sunt cauzate de diferențele dintre ierarhiile de multiplexare T (SUA) și CCITT (Europa).

Discuția din §3.3.4 a relevat că, indiferent de codul de linie folosit, banda ocupată de semnalul de IMC este cu atât mai mare cu cât numărul de impulsuri (de biți) pe eșantion este mai mare. Ca urmare, s-au depus eforturi de a reduce acest număr – de a utiliza cât mai puțini biți/eșantion. Astfel, a apărut MIC diferențială și modulația Delta, care de asemenea vor fi discutate mai jos.

### 3.5.2. Eroarea de cuantizare

Cuantizarea se realizează întotdeauna cu *erori de cuantizare*, a căror origine rezultă din fig. 3.18. Se consideră un cuantizor *uniform*, adică cu treaptă de cuantizare  $\Delta$  constantă (în fig. 3.18,  $\Delta = 2$ ) pe tot intervalul de variație al mărimii de intrare  $x$ .

Dacă cuantizorul ar fi ideal, cu treaptă de cuantizare nulă, mărimea de ieșire ar varia ideal după dreapta  $y(x) = k \cdot x$ ; în fig. 3.18 s-a considerat  $k = 1$ . Treapta nefiind nulă, mărimea de ieșire variază în trepte, fiind afectată de *eroarea de cuantizare*  $e_q(x)$ . Așadar:

$$y_q(x) = y(x) + e_q(x); \text{ aici: } y_q(x) = kx + e_q(x) \quad (3.9)$$

Eroarea variază între  $-\Delta/2$  și  $+\Delta/2$  ( $\pm 1$  în fig. 3.18); în anumite puncte eroarea este nulă.

Dacă nivelul semnalului de intrare variază aleator pe durata dintre două cuantizări cu valori comparabile sau mai mari decât  $\Delta/2$ , atunci erorile de cuantizare de la o eșantionare la alta sunt necorelate și pot fi distribuite cu egală probabilitate oriunde în intervalul  $-\Delta/2 \dots +\Delta/2$  ( $\pm 1$ , fig. 3.18). Se poate admite că proprietățile statistice ale erorii de cuantizare sunt independente de semnalul util și eroarea poate fi tratată ca *zgomot - zgomot de cuantizare*<sup>1</sup>.

Din punct de vedere probabilistic, procesul este staționar și ergodic. Ca urmare, având în vedere că eroarea de cuantizare este cu certitudine în intervalul  $[-\Delta/2, +\Delta/2]$  cu probabilitate constantă, funcția densității de probabilitate  $p(e_q)$  este tot o constantă și satisface relația:

$$\int_{-\Delta/2}^{+\Delta/2} p \, de_q = 1 \text{ din care rezultă } p = 1/\Delta.$$

Ca urmare, se pot determina valorile *medie pătratică și efectivă* ale *zgomotului (erorii) de cuantizare*.

$$\begin{aligned} \overline{e_q^2} &= e_{qef}^2 = \int_{-\Delta/2}^{+\Delta/2} e_q^2 p(e_q) de_q = \frac{1}{\Delta} \int_{-\Delta/2}^{+\Delta/2} e_q^2 de_q = \frac{1}{\Delta} \cdot \frac{1}{3} \cdot e_q^3 \Big|_{-\Delta/2}^{+\Delta/2} = \frac{\Delta^2}{12} \\ \overline{e_q} &= \Delta^2/12; \quad e_{qef} = \Delta/\sqrt{12} = 0,29\Delta \end{aligned} \quad (3.10)$$

La recepție, în absența altor perturbații, semnalul refăcut este rezultatul suprapunerii zgomotului de cuantizare peste semnalul original.

Dacă semnalul este o tensiune cu valoarea eficace  $V_{ef}$  constantă pe o durată, raportul semnal ( $S$ ) - zgomot de cuantizare uniformă ( $N_{QU}$ ) este:

$$\begin{aligned} S/N_{QU} &= (V_{ef}/e_{qef})^2 = 12(V_{ef}/\Delta)^2 \\ S/N_{QU} &= 10 \log(S/N_{QU}) \end{aligned} \quad (3.11)$$

Dacă se face codare numerică cu  $M$  biți/cu-vânt, numărul nivelelor de cuantizare este  $2^M$  și intervalul de variație a nivelului semnalului cuantizat este  $\Delta \cdot 2^M$ . Dacă  $V_{max}$  este nivelul maxim al semnalului deci  $V_{max} = \Delta \cdot 2^M$ , din (3.11) rezultă:

<sup>1</sup> Sunt două cazuri în care tratarea erorii de cuantizare ca zgomot independent de semnal nu este posibilă: când nivelul de intrare este constant și când nivelul de intrare variază, între două eșantionări, cu regularitate, cu multipli sau submultipli ai treptei.

$$S/N_{QU} = 12 \left( \frac{V_{ef}}{V_{max}} 2^M \right)^2 \quad (3.12)$$

$$S/N_{QU(\text{dB})} = 10,8 + 6 \cdot M + 20 \log \left( \frac{V_{ef}}{V_{max}} \right) (\text{dB})$$

Din relația (3.12) se constată că raportul semnal zgomot de cuantizare uniformă (în dB) variază liniar cu nivelul semnalului de intrare, ceea ce înseamnă că semnalele slabe sunt cele mai afectate de zgomotul de cuantizare.

Îmbunătățirea raportului semnal – zgomot de cuantizare se poate obține mărind rezoluția cuantizorului  $M$ . Sistemele de cuantizare pentru semnal vocal se proiectează de regulă considerând că pe durate destul de mari:  $V_{ef} = V_{max}/8$ . Normele impun rapoarte semnal – zgomot (mediat pe durată mari) peste **50dB**. Considerând predominant zgomotul de cuantizare, din (3.12) rezultă că rezoluția cuantizorului uniform necesară în acest caz trebuie să fie:

$$M = (S/N_{QU} - 10,8 - 20 \log(1/8))/6 = (50 - 10,8 + 18)/6 = 9,53 = 10 \text{ biți/cuvânt}$$

Ca urmare, eșantionând cu **8kHz**, viteza de transmisie trebuie să fie **80kbit/s**.

O soluție mult mai bună pentru creșterea raportului semnal – zgomot de cuantizare la nivele mici de semnal constă în realizarea *cuantizării neuniforme*, cu trepte de cuantizare diferite: mici pentru nivele mici de semnal și mari pentru nivele de semnal mari. Cuantizarea neuniformă sub forma de mai sus este echivalentă cu o *compresie de nivel a semnalului*.

### 3.5.3. Transmisia semnalului vocal cu MIC.

#### Compandare. Cuantizare neuniformă. Raport semnal zgomot

Cuantizarea neuniformă, cu trepte de cuantizare tot mai mari pe măsură ce crește nivelul semnalului, este de fapt o *compresie instantanee a nivelului semnalului* și se înțelege din fig. 3.19. Semnalul compresat nu este inteligibil și pentru refacerea semnalului original la recepție, se procedează la *decompresie* sau *expandare*; ansamblul procesării *compresie + expandare* se numește *compandare*.

Compresia se poate realiza:

- asupra semnalului analogic folosind un circuit compresor cu caracteristică neliniară ca în fig. 3.19, urmat de un cuantizor uniform, sau
- digital, în cadrul conversiei analog numerice.

Indiferent de procedeu, compresia realizează o dependență a nivelului instantaneu al semnalului compresat  $y_c[x(t)]$  de nivelul semnalului original  $x(t)$  după o relație numită *lege de compresie*.

În sistemele telefonice cu MIC din SUA și Japonia se folosește *legea  $\mu$* :

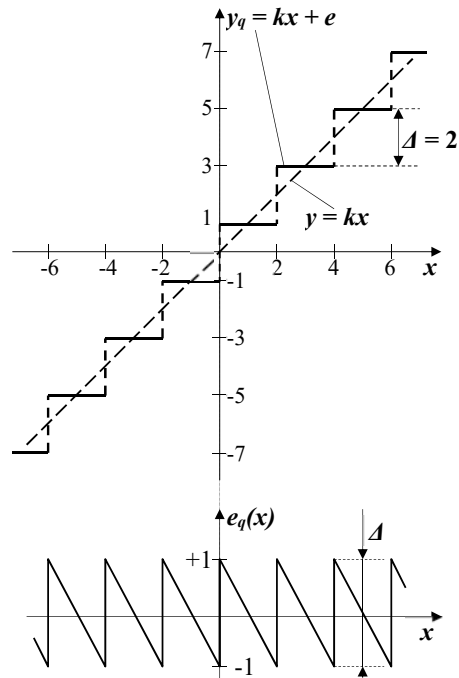


Fig. 3.18 Cuantizare și eroare de cuantizare (cuantizare uniformă)

$$\frac{y_c(x)}{y_{c \max}} = \text{sign}(x) \cdot \frac{\ln\left(1 + \mu \frac{|x|}{x_{\max}}\right)}{\ln(1 + \mu)}; \quad 0 \leq \frac{|x|}{x_{\max}} \leq 1 \quad (3.13)$$

$\mu = 255$  (uzual)

În sistemele telefonice cu MIC din Europa se utilizează *legea A*:

$$\frac{y_c(x)}{y_{c \max}} = \begin{cases} \text{sign}(x) \cdot \frac{A|x|/x_{\max}}{1 + \ln A} & 0 \leq \frac{|x|}{x_{\max}} \leq 1/A \\ \text{sign}(x) \cdot \frac{1 + \ln(A|x|/x_{\max})}{1 + \ln A} & 1/A \leq \frac{|x|}{x_{\max}} \leq 1 \end{cases} \quad (3.14)$$

$A = 87,56$  (uzual)

Compresia instantanee logaritmică este mult folosită în sistemele telefonice.

Calitativ, se poate observa că în cazul utilizării compresiei:

- la nivele de semnal ( $V_{ef}$ ) mici, treapta de cuantizare ( $A$ ) fiind mică, raportul semnal – zgomot de cuantizare ( $S/N_Q$ ) poate fi realizat destul de mare – relația (3.11);
- pe măsură ce nivelul semnalului crește, crește și treapta de cuantizare și ca urmare raportul semnal – zgomot de cuantizare crește puțin sau rămâne constant.

În concluzie, în cazul cuantizării neuniforme, raportul semnal – zgomot de cuantizare variază puțin cu nivelul semnalului.

În alți termeni, cuantizarea neuniformă înseamnă că semnalele slabe sunt convertite AN ca și cum cuantizorul (CAN) ar fi cu rezoluție mare (11 – 13bit/cuv.) iar semnalele puternice sunt convertite AN ca și cum CAN ar fi cu rezoluție mică (5 – 7bit/cuv.).

Aceasta înseamnă că semnalele slabe sunt mai puțin distorsionate, mai fidel reproduse, decât cele puternice. La recepție, după CNA și expandare, semnalele cu nivel mic vor fi redată cu fidelitate mai bună, cu dinamica mai apropiată de original, în timp ce semnalele puternice vor fi redată cu o mai proastă reproducere a dinamicii. Aceasta este în acord cu funcționarea sistemului auditiv, care este sensibil la variațiile de nivel ale semnalelor slabe și este puțin sensibil la variațiile de nivel ale semnalelor tari.

Compresia instantanee – la emisie și expandarea - la recepție, se poate realiza analogic, folosind circuite cu componente neliniare, de exemplu amplificatoare logaritmice și exponențiale, bazate pe caracteristica exponențială a joncțiunilor pn.

Compresia instantanee se poate realiza și digital, în cadrul MIC; se spune că se realizează *MIC adaptivă* (APCM – Adaptive PCM) – se “adaptează” treapta de cuantizare la nivelul semnalului. Uzual, se aproximează caracteristica neliniară de compresie cu un număr de segmente de dreaptă și se codează după anumite reguli, diferite față de cuantizarea uniformă. Principiul procedurii este exemplificat în fig. 3.21.

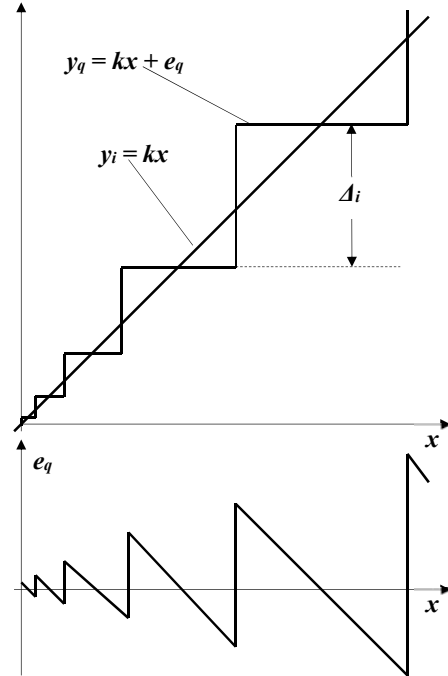


Fig. 3.19. Cuantizarea neuniformă și eroarea de cuantizare

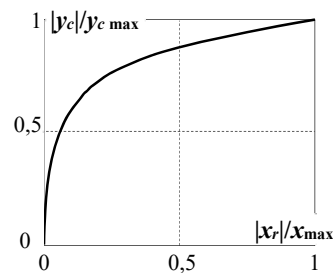


Fig. 3.20. Caracteristica intrare ieșire după legea  $\mu$

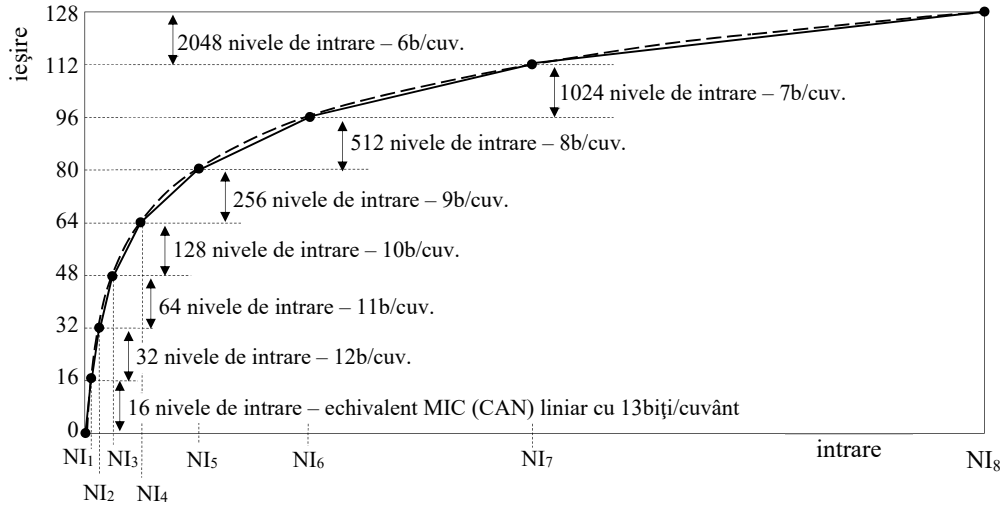


Fig. 3.21. Aproximarea legii  $\mu$  cu 16 segmente de dreaptă pentru cuantizare neuniformă – cadranul I (-----caracteristica după legea  $\mu$ , ————aproximația din segmente)

Se consideră MIC cu 8bit/cuvânt și compresie după legea  $\mu$  – curba punctată din fig. 3.21, reprezentând caracteristica de compresie din cadranul I (semnal de intrare pozitiv). Numărul total de nivele de cuantizare este  $2^8 = 256$ , dintre care 128 pentru semnale pozitive și 128 pentru cele negative. Întregul interval al reprezentării numerice a mărimii de ieșire (-128 ... +128) este divizat în 16 intervale egale și corespunzător acestor intervale, caracteristica continuă se aproximează cu 16 segmente – în fig. 3.21 apar cele 8 segmente din cadranul I.

În cadrul fiecărui segment, se realizează cuantizare uniformă cu 4bit/cuvânt, deci cu 16 trepte de cuantizare diferite de la un interval la altul. În total se obțin  $16 \cdot 16 = 256$  nivele de cuantizare.

Reprezentarea numerică se face cu 8 biți, după următoarele reguli:

- 1 bit de semn (1 – pozitiv, 0 – negativ);
- 3 biți pentru identificarea intervalului, a segmentului de aproximare;
- 4 biți pentru codarea numerică a nivelului de intrare.

Se observă din relația (3.12) că lungimea pe abscisă a fiecărui segment este dublul lungimii segmentului precedent, din stânga, adică:

$$\frac{NI_2 - NI_1}{NI_1} = \frac{NI_3 - NI_2}{NI_2 - NI_1} = \dots = \frac{NI_k - NI_{k-1}}{NI_{k-1} - NI_{k-2}} = \dots = \frac{NI_8 - NI_7}{NI_7 - NI_6} = 2$$

Rezultă că intervalul total în care variază mărimea de intrare în primul cadran este:

$$NI_8 = (2^8 - 1) \cdot NI_1$$

Întregul interval de variație, pozitiv și negativ (cadranul I și III), al mărimii de intrare este:

$$NI_{total} = 2(2^8 - 1) \cdot NI_1$$

Primul interval este cuantizat cu treapta  $\Delta_1 = NI_1/16 = NI_1/2^4$ . Aceasta este echivalent cu o cuantizare uniformă, cu treapta  $\Delta_1$ , a întregului interval  $NI_{total}$  cu un număr nivele dat de relația:  $NI_{total} = 2(2^8 - 1) \cdot 2^4 \Delta_1 = (2^{13} - 2^5) \Delta_1 \approx 2^{13} \Delta_1$ , deci cu CAN (sistem de MIC) cu rezoluție de 13biți/cuvânt.

În al doilea interval, treapta de cuantizare este  $\Delta_2 = NI_2/16 = NI_2/2^4 = 2\Delta_1$ , operație echivalentă cu o cuantizare uniformă cu treapta  $\Delta_2$  a întregului interval  $NI_{total}$  cu  $2^{12}\Delta_2$  nivele, deci cu CAN (MIC) cu rezoluție de 12biți/cuvânt.

Așadar, rezoluția cuantizării pe fiecare interval este cu 1bit/cuvânt mai mică decât pe intervalul din stânga (fig. 3.10); pe ultimul segment rezoluția este 6biți/cuvânt.

Cel mai mic nivel de intrare decelabil este evident  $\Delta_1$  – nivel elementar de intrare.

Primul interval cuprinde 16 nivele (elementare) de intrare, codate cu 13biți/cuvânt; al doilea interval cuprinde  $2 \cdot 16 = 32$  nivele (elementare) de intrare, codate cu 12biți/cuvânt; ...; ultimul interval cuprinde  $2^7 \cdot 16 = 2048$  nivele elementare, codate cu 6biți/cuvânt (fig. 3.10).

Principiul cuantizării neuniforme descris mai sus se aplică și pentru aproximarea legii de compresie cu alt număr de segmente; uzuale sunt aproximările cu 15 și cu 13 segmente.

Expandarea la recepție se poate realiza cu CNA de 4biți, a cărui referință (treaptă de conversie DA) este controlată de cei 3 biți de identificare a intervalului.

Deducerea riguroasă a expresiei raportului semnal ( $S$ ) – zgomot de cuantizare ( $N_{QNU}$ ) neuniformă este destul de dificilă. Avantajele cuantizării neuniforme pot fi însă deduse nu prea riguros dar intuitiv, pe baza relației (3.5) și a funcționării cuantizorului neuniform digital.

Din fig. 3.21, se observă că  $NI_k/NI_8 = (2^k - 1)/255$ , deci:  $NI_1/NI_8 = 1/255$ ,  $NI_2/NI_8 = 3/255$ , ...,  $NI_7/NI_8 = 127/255$ ,  $NI_8/NI_8 = 1$ . În reprezentare logaritmică rezultă:

$$NI_1/NI_{8(\text{dB})}, \dots, NI_8/NI_{8(\text{dB})} = -48, -38,6, -31,2, -24,6, -18,3, -12,1, -6, 0 \text{ dB}$$

Corespunzător nivelelor  $NI_1, NI_2, \dots, NI_8$  în cuantizare uniformă cu  $M = 8\text{biți/cuvânt}$ , după (3.5), în care se înlocuiește  $V_{ef}/V_{\max}$  cu  $NI_k/NI_8$ , rezultă rapoartele semnal – zgomot de cuantizare uniformă:

$$S/N_{QU(\text{dB})NI1} = 10,8 + 6 \cdot 8 - 48 = 10,8 \text{ dB}, \quad S/N_{QU(\text{dB})NI2} = 20,2 \text{ dB}, \quad \dots, \quad S/N_{QU(\text{dB})NI8} = 58,8 \text{ dB}$$

În cazul cuantizării neuniforme, pe primul segment de aproximare (nivel 0 –  $NI_1$ ) se cuantizează uniform cu  $M_1 = 13\text{biți/cuvânt}$ , pe al doilea segment cu  $M_2 = 12\text{biți/cuvânt}$  ș.a.m.d. Aplicând (3.5) ca mai sus, rezultă:

$$S/N_{QNU(\text{dB})NI1} = 10,8 + 6 \cdot 13 - 48 = 40,8 \text{ dB} = S/N_{QU(\text{dB})NI1} + 30 \text{ dB},$$

$$S/N_{QNU(\text{dB})NI2} = 10,8 + 6 \cdot 12 - 38,6 = 44,2 \text{ dB} = S/N_{QU(\text{dB})NI2} + 24 \text{ dB},$$

$$S/N_{QNU(\text{dB})NI3} = 10,8 + 6 \cdot 11 - 31,2 = 45,6 \text{ dB} = S/N_{QU(\text{dB})NI3} + 18 \text{ dB},$$

$$S/N_{QNU(\text{dB})NI4} = 10,8 + 6 \cdot 10 - 24,6 = 46,2 \text{ dB} = S/N_{QU(\text{dB})NI4} + 12 \text{ dB},$$

$$S/N_{QNU(\text{dB})NI5} = 10,8 + 6 \cdot 10 - 18,3 = 46,5 \text{ dB} = S/N_{QU(\text{dB})NI5} + 6 \text{ dB},$$

$$S/N_{QNU(\text{dB})NI6} = 10,8 + 6 \cdot 10 - 12,1 = 46,7 \text{ dB} = S/N_{QU(\text{dB})NI5} + 0 \text{ dB},$$

$$S/N_{QNU(\text{dB})NI7} = 10,8 + 6 \cdot 10 - 6 = 46,8 \text{ dB} = S/N_{QU(\text{dB})NI7} - 6 \text{ dB},$$

$$S/N_{QNU(\text{dB})NI8} = 10,8 + 6 \cdot 10 - 0 = 46,8 \text{ dB} = S/N_{QU(\text{dB})NI8} - 12 \text{ dB}$$

Rezultatele apar în graficul din fig. 3.22. Se constată, în cazul aproximării legii  $\mu$  cu 15 – 16 segmente, o îmbunătățire a  $S/N_{QNU}$  de 30dB la nivele mici, față de  $S/N_{QU}$ , ceea ce este în acord cu observațiile experimentale<sup>1</sup>.

La nivele peste limita maximă acceptată, se produce “supraîncărcarea” cuantizorului și raportul semnal zgomot se degradează brusc.

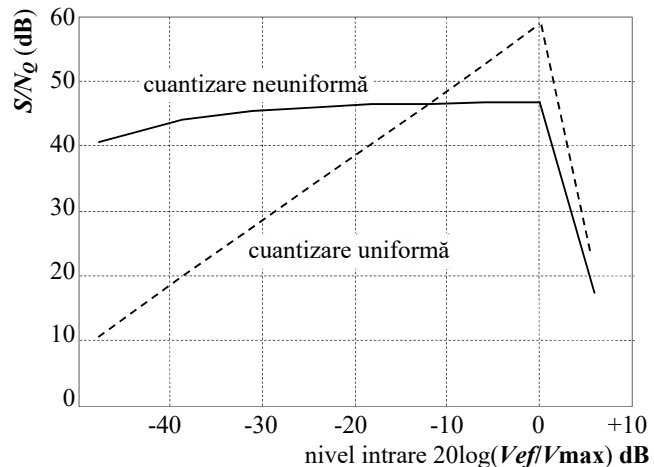


Fig. 3.22. Raportul semnal zgomot de cuantizare, pentru cuantizare uniformă și neuniformă (legea  $\mu$ )

<sup>1</sup> Technical Staff, Bell Telephone Laboratories, *Transmission Systems for Communications* (5<sup>th</sup> ed.), Bell Telephone Laboratories, Holmdel, NJ, 1982



În sistemele de transmisie cu MIC, în afara zgomotului de cuantizare, apare și *zgomotul de canal*, care se manifestă prin eronarea biților recepționați. Recepția unui bit eronat se manifestă prin apariția unui eșantion cu nivel eronat și după FTJ-ul de refacere, în cazul transmisiilor telefonice, se aude ca o pocnitură. Câtă vreme frecvența de apariție a biților eronați nu este prea mare, audiția nu este degradată. În general se acceptă că audiția este de calitate satisfăcătoare dacă probabilitatea de eroare de bit (BER – bit error rate) nu depășește  $10^{-4}$ .

Probabilitatea de eroare de bit depinde esențial de raportul dintre puterea purtătoarei de RF ( $C$ ) și a zgomotului ( $N$ ) și desigur, de tipul modulației digitale folosite. Ca regulă,  $S/N$  determinat de zgomotul de canal crește cu  $C/N$  până la un nivel (prag), după care variază foarte puțin. Sub prag, în zgomotul de la recepție predomină cel datorat canalului; peste acest prag, în zgomotul total la recepție devine predominant zgomotul de cuantizare – fig. 3.23.

Transmisiile cu MIC descrise mai sus sunt “clasice” și sunt cele mai utilizate pentru semnalul vocal, în sistemele telefonice, de RR și CS. Cu sau fără compandare, aceste sisteme utilizează 8bit/cuvânt și viteze de transmisie de bit de 64kbit/secundă.

În prezent, se dezvoltă și sisteme de transmisie cu MIC cu viteze mai mici, utilizând variante ale procedurii de modulare a impulsurilor în cod descris mai sus.

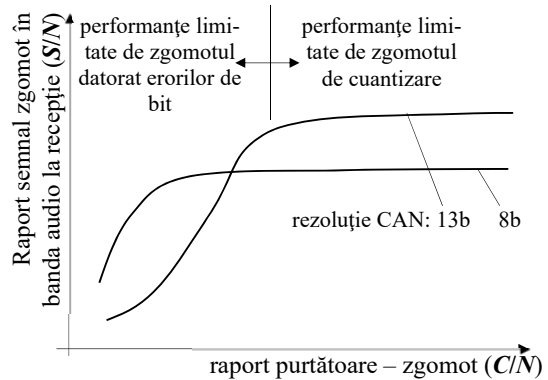


Fig. 3.23. Dependenta raportului semnal zgomot de raportul purtătoare zgomot de canal în transmisiile cu MIC (reprezentare calitativă)

### 3.5.4. Procedee diferențiale de modulare a impulsurilor în cod

Dacă un semnal audio sau video este eșantionat cu o frecvență mai mare decât frecvența Nyquist, se constată că eșantioanele adiacente sunt puternic corelate. Aceasta înseamnă că în medie, nivelul semnalului nu se modifică rapid între două eșantionări adiacente. Cu alte cuvinte, varianța dintre două eșantioane adiacente este mai mică decât varianța semnalului pe o durată mare. Când un astfel de semnal este codat în procedeele MIC clasice, un număr de biți din cuvântul binar reprezentând un eșantion, sunt identici cu un număr de biți din eșantionul precedent, deci cuvântul conține informație redundantă – fig. 3.24. Eliminând redundanța înainte de codare, se realizează o codare cu mai puțini biți pe cuvânt, mai eficientă.

Astfel, ideea este de a nu cuantiza întregul eșantion ci numai *diferența față de eșantionul precedent* – acesta este principiul *modulației delta*.

Se poate face și altfel, observând că dacă se cunosc valorile unui număr de eșantioane, atunci se poate aproxima valoarea unui nou eșantion. În continuare, se poate cuantiza numai *diferența dintre valoarea eșantionului și valoarea prezisă, aproximată* – acesta este principiul *modulației diferențiale*.

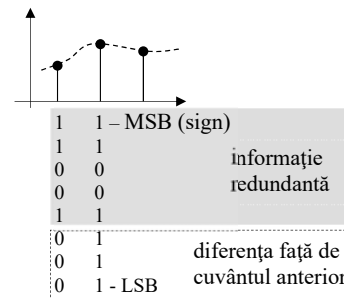


Fig. 3.24. Redundanta informației la codarea eșantioanelor

### 3.5.4.1. Modularea impulsurilor în cod diferențială – MICD (DPCM – Differential PCM)

Fie un semnal  $s(t)$  eșantionat cu perioada  $T_S$  ( $1/T_S > f_N$ ).

În sistemul MICD, se cuantizează și apoi se codează, diferența dintre nivelul eșantionului  $s(nT_S)$  și un nivel estimat  $s_p(nT_S)$ , prevăzut pentru eșantionul respectiv.

Estimarea sau predicția nivelului – obținerea valorii  $s_p(nT_S)$ , se realizează cu un circuit numit *filtru de predicție*, pe baza studierii evoluției nivelului mai multor eșantioane precedente eșantionului de la momentul  $nT_S$ .

Schema bloc a sistemului de generare a semnalelor cu MICD este ca în fig. 3.25.a; în fig. 3.25.b apare receptorul pentru semnale MICD.

La intrarea sistemului există un sumator  $\Sigma_1$ , la intrările căruia se aplică șirul de eșantioane de semnal  $\{s(nT_S)\}$  (intrare “+”) și șirul de eșantioane estimate  $\{s_p(nT_S)\}$  (intrare “-”); la ieșire, pentru fiecare eșantion, apare diferența:

$$e_p(nT_S) = s(nT_S) - s_p(nT_S) \quad (3.15)$$

$e_p(nT_S)$  este eroare de predicție care se cuantizează, rezultând eroarea de predicție cuantizată:  $e_{pq}(nT_S)$ .

Predicția se face pe baza eșantioanelor cuantizate, deci la intrarea filtrului de predicție trebuie aplicate semnale cuantizate  $s_q(nT_S)$  care se obțin în sumatorul  $\Sigma_2$  plasat la intrarea filtrului și care furnizează semnalul cuantizat:

$$s_q(nT_S) = s_p(nT_S) + e_{pq}(nT_S) \quad (3.16)$$

Cuantizorul (fig. 3.25.a) realizează operația cu o eroare de cuantizare  $e_q(nT_S)$ :

$$e_{pq}(nT_S) = e_p(nT_S) + e_q(nT_S) \quad (3.17)$$

Din (3.15), (3.16) și (3.17) rezultă imediat expresia semnalului total cuantizat, sub forma cunoscută din §3.5.2 rel. (3.9), în care apare explicitată eroarea de cuantizare:

$$s_q(nT_S) = s(nT_S) + e_q(nT_S) \quad (3.18)$$

Se va observa (fig. 3.25.a) că ceea ce se transmite este eroarea de

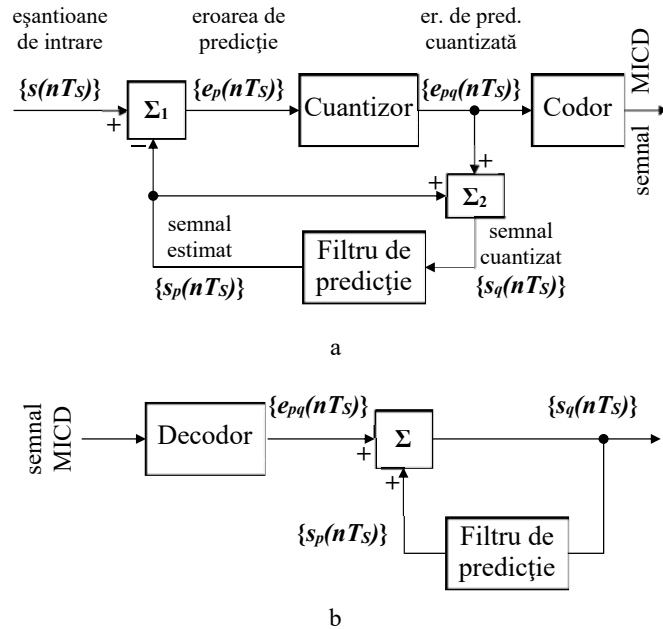


Fig. 3.25. Sistem de transmisie cu MICD: a – emițător; b – receptor

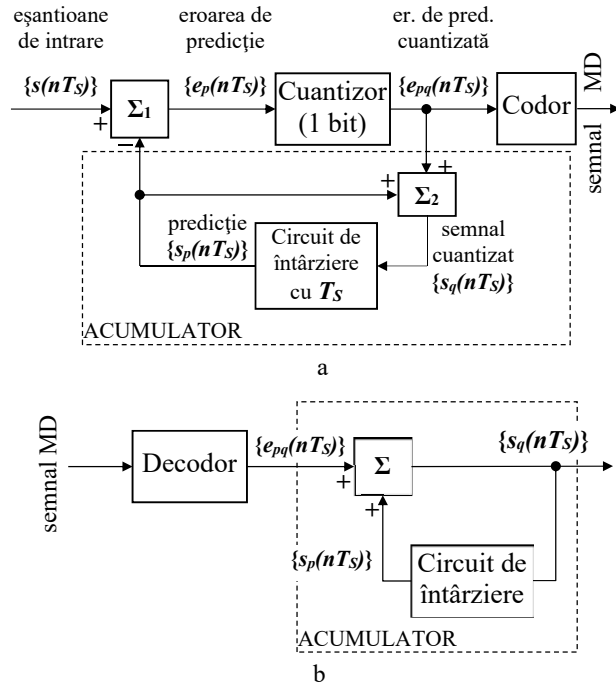


Fig. 3.26. Sistem de transmisie cu modulație delta: emițător (a), receptor (b)

predicție, cuantizată și codată – acesta este semnalul MICD. Dacă predicția este bună, eroarea de predicție este mult mai mică decât semnalul (nivele). La un număr de biți/cuvânt dat, treapta de cuantizare a erorii de predicție este mult mai mică decât treapta de cuantizare a întregului semnal și deci eroarea de cuantizare – din (3.17), este mult mai mică decât se poate realiza în sistemul cu MIC clasic (la același număr de biți/cuvânt).

La receptor – fig. 3.25.b, decodorul reface eroarea de predicție care se sumează cu nivelul de semnal estimat, obținând la ieșire semnalul eșantionat  $s_q(nT_S)$  din (3.18). Semnalul estimat se obține cu un filtru de predicție identic cu cel de la formarea semnalului cu MICD.

Filtrul de predicție asigură sumarea a  $p$  eșantioane cuantizate anterioare eșantionului actual  $s_q(nT_S)$ , fiecare fiind înmulțit cu un *coeficient* (pondere); astfel, semnalul estimat este:

$$s_p(nT_S) = w_1 s_q[(n-1)T_S] + w_2 s_q[(n-2)T_S] + \dots + w_p s_q[(n-p)T_S]$$

Principiile determinării coeficienților și analiza performanțelor sistemelor cu MICD depășește cadrul acesteicărți; pentru inițiere în domeniu se recomandă bibliografia<sup>1</sup>.

### 3.5.4.2. Modulația delta – MD (DM – Delta Modulation)

Modulația delta este o extindere a principiului modulației diferențiale. În cadrul MD se cuantizează eroarea de predicție cu numai 1 bit, filtrul de predicție se reduce la un simplu circuit de întârziere cu perioada de eșantionare  $T_S$  iar cuantizorul este un simplu comparator.

Modulația delta presupune eșantionarea semnalului cu o frecvență mult mai mare decât frecvența Nyquist ( $1/T_S \gg f_N$ ), astfel ca diferența de nivel între două eșantioane consecutive să fie mai mică decât treapta de cuantizare  $\Delta = 2\delta$ .

În cea mai simplă formă, modulatorul delta are schema bloc ca în fig. 3.15.a.

La intrările  $\Sigma_1$  se aplică semnalul  $s(nT_S)$  și estimatul  $s_p(nT_S)$  iar la ieșire se obține eroarea de predicție  $e_p(nT_S)$ .

Estimatul este de fapt nivelul eșantionului precedent, cuantizat:  $s_q(nT_S - T_S)$ . Deci:

$$e_p(nT_S) = s(nT_S) - s_q[(n-1)T_S] \quad (3.18)$$

Spre deosebire de MICD, în MD contează numai semnul erorii:  $\text{sign}[e_p(nT_S)]$ . În funcție de semn, cuantizorul de 1 bit, furnizează un impuls pozitiv ( $+\delta = +\Delta/2$ ) sau unul negativ ( $-\delta = -\Delta/2$ ):

$$e_{pq}(nT_S) = \delta \cdot \text{sign}[e_p(nT_S)]; \quad e_{pq}(nT_S) = \begin{cases} +\delta & e_p(nT_S) > 0 \\ -\delta & e_p(nT_S) < 0 \end{cases} \quad (3.19)$$

Nivelul semnalului total cuantizat este o aproximare în trepte a semnalului (fig. 3.27):

$$s_q(nT_S) = s_q[(n-1)T_S] + e_{pq}(nT_S) \quad (3.20)$$

Se observă că nivelul estimat este suma nivelelor cuantizate ale eșantioanelor anterioare eșantionului actual. Cu alte cuvinte, sumatorul  $\Sigma_2$  și circuitul de întârziere funcționează ca un *acumulator* de nivele cuantizate, de erori de predicție.

La intrarea circuitului de întârziere se aplică:

$$s_q(nT_S) = s_q[(n-1)T_S] + e_q(nT_S) = s_q[(n-2)T_S] + e_q[(n-1)T_S] + e_q(nT_S) = \dots$$

$$s_q(nT_S) = \sum_{i=1}^n e_q(iT_S) \quad (3.21)$$

La ieșirea circuitului de întârziere apare semnalul din (3.21) întârziat cu  $T_S$ :

$$s_q(nT_S) = \sum_{i=1}^{n-1} e_q(iT_S) \quad (3.22)$$

<sup>1</sup> Haykin, S. *Communications Systems*, Second Edition, J. Wiley&Sons, NY, 1983, §8.6

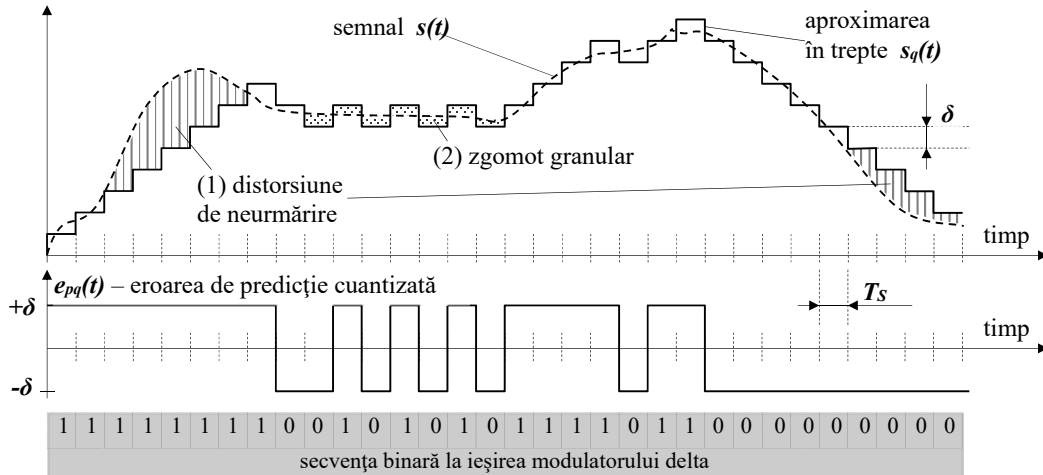


Fig. 3.27. Semnale în modulatorul delta (liniar, cu treaptă de cuantizare constantă)

La recepție, semnalul în trepte din (3.22) este refăcut din semnalul decodat, în acumulator – fig. 3.27.b. Zgomotul de cuantizare din afara benzii semnalului este eliminat prin filtrare trece jos.

Comparativ cu MICD, MD are două avantaje mari: (1) are o structură foarte simplă, atât la emisie cât și la recepție, ușor de implementat și (2) “cuvintele” transmise sunt de 1 bit și deci nu este necesară sincronizare de cuvânt. Din aceste motive, sistemele DM sunt atractive pentru anumite tipuri de transmisie și pentru înregistrarea / redarea sunetelor.

Se observă că, atunci când semnalul crește/scade monoton, aproximația în trepte crește /scade liniar. De aceea, MD cu treaptă de cuantizare constantă se numește MD *liniară*.

MD liniară prezintă un dezavantaj major: dacă nivelul semnalului variază prea repede, semnalul în trepte nu poate urmări semnalul și apare *distorsiunea de neurmărire* (slope-overload distortion) – fig. 3.27, zonele (1). Distorsiunea de neurmărire nu apare dacă panta semnalului ( $ds(t)/dt$ ) este mai mică decât panta aproximației în trepte ( $\delta/T_s$ ):

$$\delta/T_s \geq \max|ds(t)/dt| \quad (3.23)$$

Dacă se mărește  $\delta$  pentru a satisface (3.23), apare altă problemă: când nivelul semnalului variază lent, semnalul cuantizat este o succesiune regulată de impulsuri  $+\delta / -\delta$  care determină *zgomotul granular* (granular noise) – zona (2), fig. 3.28; în spectru apare o componentă de zgomot cu nivel mare și frecvență  $1/2T_s$ , greu de eliminat.

Dacă se folosește o viteză de eșantionare foarte mare (de 8 ... 64 ori mai mare decât frecvența Nyquist), se poate folosi o treaptă de cuantizare mică fără să mai apară distorsiuni de neurmărire și zgomot granular mare. Evident, procedeul nu este potrivit pentru transmisii.

Cele două probleme pot fi rezolvate dacă se modifică treapta de cuantizare: mare când semnalul variază rapid și mică pentru semnale lent variabile. Astfel, se *adaptează* treapta la modul de variație al semnalului și se realizează *MD adaptivă* – MDA (ADM – Adaptive Delta Modulation).

Sistemele MDA pot asigura calitate satisfăcătoare a semnalului la viteze de transmisie mult mai mici (24 ... 32kbiți/sec. semnal vocal) decât cele necesare pentru MD sau MIC.

### 3.5.4.3. Modulația delta adaptivă

În prezent, MDA se realizează prin două tehnici:

- una dintre tehnici folosește un set de valori discrete pentru treapta de cuantizare și un bloc logic pentru stabilirea treptei la cuantizor<sup>1</sup>;
- în a doua tehnică, se realizează o variație continuă a treptei de cuantizare; sistemele de acest tip se numesc uneori *MD cu pantă continuu variabilă* (CVSD – Continuously Variable Slope Delta [Modulation]).

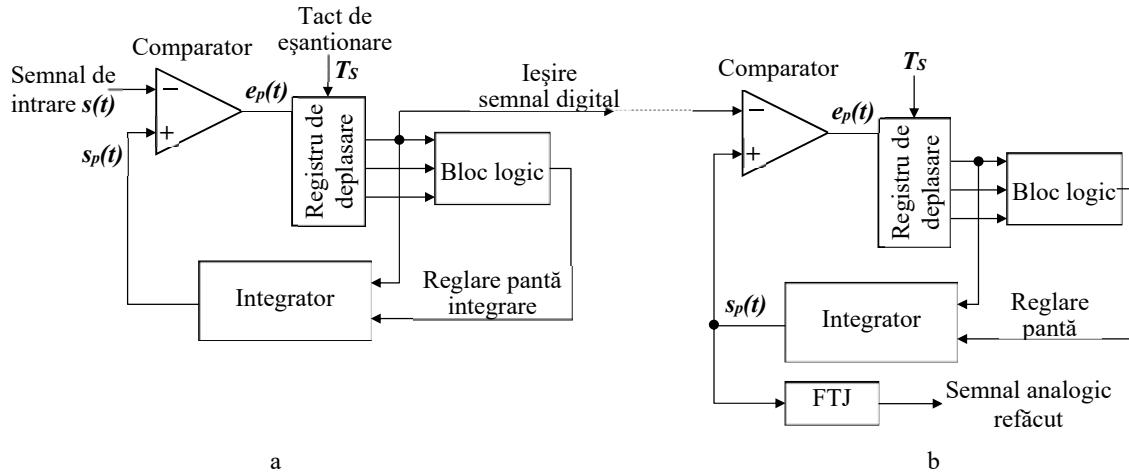


Fig. 3.28. Modulație delta cu pantă continuu variabilă: a – emisie, b - recepție

În sistemul MD cu pantă continuu variabilă, acumulatorul constă într-un integrator a cărui pantă (câștig) de integrare este comandată de un circuit logic – fig. 3.28.a. Când există o succesiune de “1” sau “0” (cel puțin doi), circuitul logic comandă modificarea pantei drepte de la ieșirea integratorului, ceea ce este echivalent cu modificarea treptei de cuantizare.

La recepție, același bloc logic determină adaptarea pantei integratorului astfel ca la ieșire să apară același semnal ca și la ieșirea integratorului de la emisie (fig. 3.29). După filtrare trece jos se obține semnalul analogic.

Se observă că prin modificarea pantei integratorului se reduc distorsiunile de neurmărire. În consecință, se poate obține o bună calitate a semnalului recepționat la viteze de eșantionare și de transmisie mai mici decât în cazul sistemelor cu MIC și MD cu trepte de cuantizare constante. De exemplu, pentru semnal vocal, calitatea recepției în sistemul CVSD la viteze de transmisie de 24 ... 32kbiți/sec. este comparabilă cu aceea realizată cu MIC clasică la viteza de 64kbiți/sec.

### 3.3.4.4. Modulația impulsurilor în cod diferențială adaptivă – MICDA (ADPCM)

Utilizarea MICDA (ADPCM) permite reducerea numărului de biți/cuvânt transmis de la 8 (MIC clasic) la 5 – 4 și corespunzător a vitezei de transmisie. MICDA presupune realizarea unei *cuantizări adaptive* și a unei *predicții adaptive*. Aceasta înseamnă:

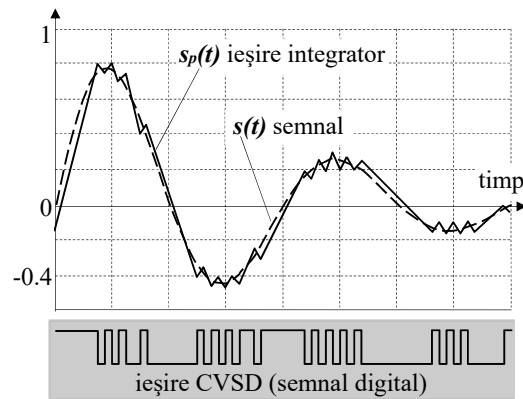


Fig. 3.29. Semnale în modulatorul delta cu pantă continuu variabilă (CVSD)

<sup>1</sup> Haykin, S. *Digital Communications*, J. Wiley&Sons, NY, 1988, §5.6

- adaptarea treptei de cuantizare la viteza de variație a semnalului și
- adaptarea predicției, modificarea coeficienților filtrului de predicție în acord cu nivelul semnalului.

Descrierea, chiar succintă, a sistemelor MICDA și a tehnicilor de adaptare a predicției depășește cadrul acestei cărți și pentru introducere în domeniu se recomandă bibliografia<sup>1</sup>.

Se menționează totuși că sistemele MICDA sunt foarte performante; se asigură o calitate deosebit de bună a semnalului vocal la viteze de transmisie de 32kbiți/sec și o calitate acceptabilă la 16kbiți/sec. Două asemenea sisteme sunt recomandate și standardizate de CCITT (recomandările G.723 și G.726) și se utilizează în unele sisteme de comunicații prin sateliți.

---

<sup>1</sup> Haykin, S. *Digital Communications*, J. Wiley&Sons, NY, 1988, §5.7