

CAPITOLUL VI
TEHNICI DIGITALE DE MODULAȚIE

VI.1 Clasificarea tehnicilor digitale de modulație

Pentru proiectarea unui sistem de comunicații cu transmisie pe fibră optică, cablu sau prin satelit, se dispune în prezent de o mare varietate de tehnici digitale de modulație (tabelul VI.1). Alegerea unei anumite tehnici de modulație trebuie să asigure performanțe superioare și cost minim de transmisie.

TABEL VI.1 Principalele tehnici MODEM clasice și actuale

Nr. ord.	Abreviere	Semnificație
1	ASK (DSB-SC-AM)	Amplitude-Shift Keying
2	PSK (BPSK)	Phase-Shift Keying; Binary PSK
3	DPSK (DBPSK)	Differential PSK
4	DEPSK (DEBPSK)	Differentially Encoded PSK
5	QPSK (CQPSK)	Quadrature PSK; Coherent QPSK
6	OQPSK (SQPSK)	Offset (Staggered)QPSK
7	DQPSK	Differential QPSK
8	DEQPSK	Differentially Encoded QPSK
9	MSK(FFSK)	Minimum-Shift Keying (Fast-FSK)
10	DMSK	Differential MSK
11	GMSK	Generalized (Gaussian) MSK
12	SFSK	Sinusoidal Frequency-Shift Keying
13	GSFSK	Generalized SFSK
14	TFM	Tamed Frequency Modulation
15	Multi-h FM (Correlative FM)	Multiple-index FM
16	IJF-OQPSK	Intersymbol-Jitter-Free OQPSK
17	TSI-OQPSK	Two-Symbol-Interval OQPSK
18	CPFSK	Continuous-Phase FSK
19	QAM	Quadrature Amplitude Modulation
20	SQAM	Superposed QAM
21	APK	Amplitude Phase Keying
22	QPRS	Quadrature Partial Response Signal
23	Q ² PSK	Quadrature-Quadrature PSK
24	GQ ² PSK	Generalized Q ² PSK

Este necesară cunoașterea acestor tehnici de modulație ca principiu, metode de generare, tehnici de demodulare, performanțe, arie de utilizare.

Clasificarea modulațiilor digitale se poate face:

❶ Pe criteriul mărimilor caracteristice purtătoarei care sunt afectate în procesul de modulație:

- a. **Amplitudine:** M-ASK, CE-QAM (MSK, GMSK, SFSK, GSFSK, TFM, SQAM, QPRS), Q²PSK, GQ²PSK (generate cu circuite modulatorie de amplitudine, folosindu-se purtătoare ortogonale);
- b. **Fază:** PSK, DPSK, DEPSK, QPSK, OQPSK, DQPSK, DEQPSK, IJF-OQPSK, TSI-OQPSK, Q²PSK, GQ²PSK;
- c. **Frecvență:** CP-FSK, FFSK, FM-MSK, SFSK, TFM, Multi-h FM;
- d. **Combinatii** ale acestora: APK, Multicarrier APK, MF-NP-SK.

❷ În funcție de numărul de dimensiuni ale spațiului de semnal în care se lucrează:

- a. **Unidimensionale:** ASK; FSK; BPSK;
- b. **Bidimensionale:** modulații pe purtătoare ortogonale (QAM, QPRS), PSK, APK ș.a.
- c. **Tridimensionale:** modulații de amplitudine și/sau de fază pe frecvențe purtătoare multiple: NF-MP-SK;
- d. **Multidimensionale:** modulații combinate de amplitudine și frecvență cu impulsuri formatoare ortogonale: GQ²PSK.

❸ Pe baza numărului stărilor semnalului modulat (M-ar):

- a. **Binare** (s = 2 stări): 2-ASK, BPSK, BFSK, 2-PAM;
- b. **Ternare** (s = 3 stări): modulații ASK, PSK, FSK cu precodare cu răspuns parțial (PR) din clasa I ;
- c. **Cuaternare:** QPSK, MSK, SFSK, IFJ-OQPSK, TSI-OQPSK;
- d. **Multiple:** modulații cu semnal modulator multinivel (N-ASK, N-QAM, N-QPRS, N_{≥5}), N-PSK (N _≥ 8), APK.

O altă clasificare a modulațiilor digitale se face în funcție de condițiile de transmisie și de valorile coeficienților de eficiență spectrală, respectiv de putere.

Tehnicile digitale de modulație utilizate frecvent în transmisiile prin satelit cu putere de emisie limitată și în comunicații radio mobile cu amplificatoare de putere neliniare, au un raport de puteri purtătoare-zgomot (C/N) insuficient pentru a permite

obținerea unei eficiențe spectrale ridicate. Acestea se numesc **modemuri cu eficiență de putere** și au limitată eficiența spectrală la maximum 2 biți/s/Hz. În categoria modemurilor cu eficiență de putere sunt incluse modulațiile pe purtătoare ortogonale cu anvelopă constantă (CE-QAM) precum și tehnicile de modulație de frecvență (CPFSK) cu continuitate de fază.

Cererile actuale de transmisie în sistemele de comunicații terestre (sisteme cu microunde, transmisii pe cablu sau fibră optică, sisteme de transmisii vocale) sunt în continuă creștere, astfel că se impune folosirea unor modemuri cu eficiență spectrală ridicată, respectiv viteză mare de transmisie și lățime minimă a benzii de frecvențe alocate. Noile generații de **modemuri cu eficiență spectrală mare**, cum ar fi cele de tip QAM, QPRS și TCM (*Trellis Coded Modulation*) cu număr mare de stări, asigură un coeficient de eficiență a benzii de cel puțin 6 biți/s/Hz [Feh87].

VI.2 Parametrii modemurilor digitale

Performanțele tehnicilor digitale de modulație se exprimă prin următorii parametri:

❶ **Viteza (rata) de transmisie:** R [biți/s; bps];

❷ **Lățimea benzii de frecvențe** utilizate pentru transmisie: B [Hz];

❸ **Eficiența spectrală** (de bandă) :

$$\eta = \frac{R}{B} \text{ [biți/s/Hz]} \quad (\text{VI.1})$$

❹ **Puterea în bandă:**

$$P_B = \int_{-B}^B W(f)df = 2 \int_0^B W(f)df \quad [\text{W}] \quad (\text{VI.2})$$

unde $W(f)$ este funcția **densitate spectrală de putere** a semnalului modulat iar B corespunde lățimii benzii semnalului modulator în cazul modulațiilor de amplitudine.

Pentru o bandă oarecare specificată de frecvențe, se aplică relația de calcul a puterii:

$$P_{[f_1, f_2]} = 2 \int_{f_1}^{f_2} W(f)df \quad [\text{W}] \quad (\text{VI.3})$$

❺ **Puterea totală:**

$$P_T = \int_{-\infty}^{\infty} W(f)df = 2 \int_0^{\infty} W(f)df \quad [\text{W}] \quad (\text{VI.4})$$

sau, aplicând relația integrală a lui Parseval,

$$P_T = \int_{-T/2}^{T/2} |p(t)|^2 dt \quad (\text{VI.5})$$

unde $p(t)$ reprezintă expresia în domeniul timp a impulsului formator a datelor. În general pentru uniformizarea puterii transmise se preferă normarea puterii totale a semnalului modulat la energia de simbol, prin introducerea unui factor de normare a amplitudinii impulsului de semnalizare.

⑥ Puterea în afara benzii:

$$P_{\text{out of band}} = P_T - P_B \quad (\text{VI.6})$$

poate fi calculată pentru o anumită valoare a parametrului B sau poate fi reprezentată grafic ca funcție de lățimea benzii canalului de transmisie.

Graficele densității spectrale de putere și a puterii în afara benzii constituie două caracteristici de frecvență deosebit de importante pentru orice semnal modulat.

⑦ Eficiența de putere:

$$r = \frac{P_B}{P_T} \cdot 100 [\%] \quad (\text{VI.7})$$

③ **Banda** semnalului modulat o definim ca fiind lățimea benzii de frecvențe, măsurată unilateral în jurul frecvenței purtătoare, în care este inclusă o anumită cotă admisă (90%; 95%; 99%) din puterea totală a semnalului.

Observație: Există și alte definiții ale benzii unui semnal.

În cazul transmisiilor afectate de zgomot aditiv gaussian, o caracteristică importantă a modemului este cea a **probabilității de eroare** în blocul de decizie din receptor, ca funcție de raportul puterilor semnal/zgomot. Se preferă exprimarea acesteia ca funcție de raportul purtătoare/zgomot (C/N) în cazul modemurilor cu eficiență spectrală ridicată și ca funcție de raportul energie de bit/zgomot (E_b/N_0) pentru modemurile cu eficiență de putere.

Orice instrument care măsoară raportul C/N poate fi recalibrat pentru a măsura raportul E_b/N_0 [Feh87]. Acest ultim raport este tot mai mult utilizat întrucât este o mărime normalizată, independentă de banda de zgomot a receptorului.

Între cele două rapoarte există relația:

$$\frac{E_b}{N_0} = \frac{C}{N} \cdot \frac{B}{R} = \frac{C}{N} \cdot \frac{1}{\eta} \quad (\text{VI.8})$$

Expresia funcției de probabilitate de eroare se deduce pe baza constelației de stări a semnalului modulat în planul semnalelor, în funcție de natura și de mărimea perturbațiilor care afectează procesul de transmisie (zgomot aditiv, gaussian, alb sau colorat-AWGN, ACGN; interferențe intersimboluri ISI sau interferențe cu alte canale;

zgomote de fază; fading) precum și în funcție de metoda de demodulare utilizată (coerentă sau necoerentă).

În tabelul VI.2 sunt prezentate valorile necesare ale raportului semnal/zgomot (S/N sau SNR - *Signal-to-Noise Ratio*) pentru un modem în cuadratură (QPSK) cu eficiență de putere și demodulare coerentă, în vederea obținerii anumitor performanțe de eroare la recepție.

TABEL VI.2

Valoarea necesară a raportului S/N
pentru o valoare impusă probabilității de eroare

P_e	S/N (dB)
10^{-2}	5,2
10^{-3}	7,3
10^{-4}	8,6
10^{-5}	9,8
10^{-6}	10,4
10^{-7}	11,3
10^{-8}	12,2

În figura VI.1 este reprezentat graficul probabilității de eroare ca funcție de raportul E_b/N_0 (energie de bit/d.s.p. a zgomotului alb aditiv) pentru semnal QPSK, cu anvelopă constantă, cu modulație de fază și cu eficiență de putere ridicată.

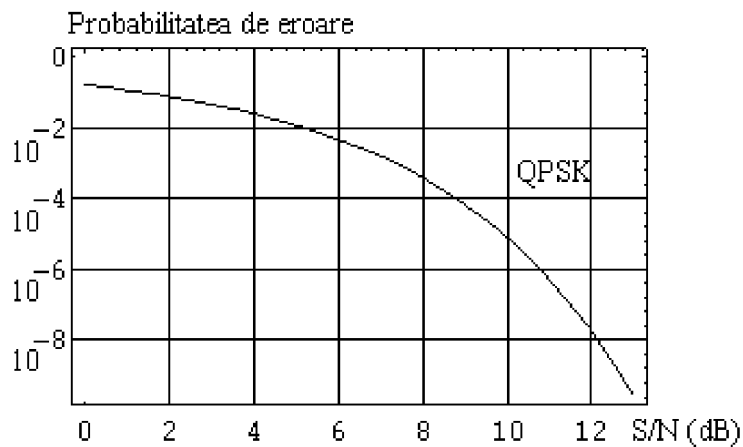


Fig.VI.1 Curba probabilității de eroare a semnalului QPSK

VI.3 Principiile modulațiilor digitale

În cazul unui circuit modulator digital, semnalul purtător este analogic, armonic sau periodic rectangular, iar cel modulator este digital.

Pentru creșterea vitezei de transmisie și a eficienței spectrale se pot folosi mai multe semnale purtătoare.

În cazul unei frecvențe purtătoare unice, dublarea vitezei de transmisie poate fi realizată prin modularea ambelor purtătoare armonice ortogonale, sinus și cosinus, și transmiterea semnalului sumă. Este cazul așa-numitor **modulații pe purtătoare ortogonale** (QAM, QPRS).

Principiul ortogonalității semnalelor poate fi extins prin folosirea de diferite clase de semnale în cuadratură, purtătoare sau impulsuri formatoare (GQ²PSK). În acest mod se obțin scheme de modulație complexe, cu performanțe superioare.

Creșterea vitezei de transmisie poate fi obținută și prin folosirea de semnale purtătoare pe frecvențe multiple, cu dezavantajul creșterii lățimii benzii de frecvențe ocupate.

În figura VI.3 este prezentată schema-bloc a unui modulator în cuadratură cu frecvență purtătoare unică. Implementarea acestuia poate fi făcută cu circuite analogice sau în variantă digitală, prin generarea digitală a formelor de undă (impulsuri formatoare și/sau semnale purtătoare) cu memorii ROM sau cu filtre digitale de tip FIR.

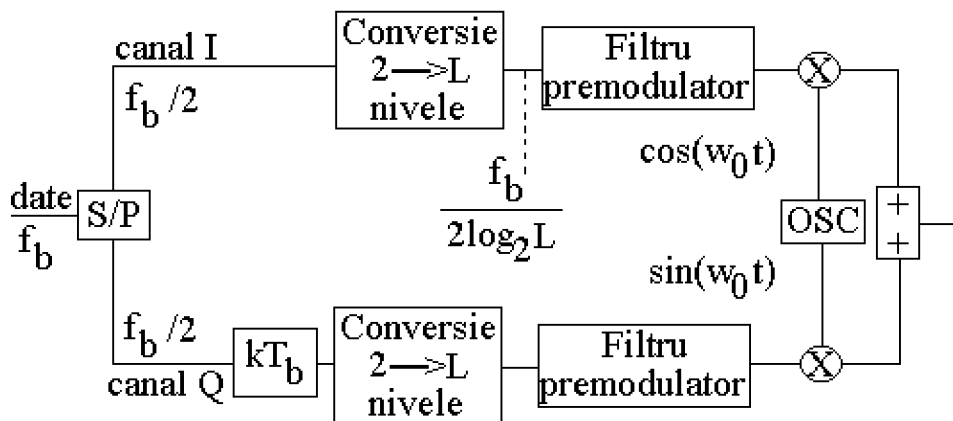


Fig.VI.3 Schema-bloc de principiu a unui modulator digital pe purtătoare

Prin împărțirea șirului datelor în două subșiruri independent procesate, se trece la prelucrarea paralelă a datelor și se obține dublarea vitezei de transmisie.

Creșterea numărului ramurilor unui modulator în cuadratură se poate obține prin introducerea unor filtre premodulatoare digitale de tip FIR, cu funcții răspuns-la-impuls ortogonale (tehnici Q^2 PSK).

Blocul de întârziere (kT_b) sau de offset de pe canalul în cuadratură al modulatorului, este opțional dar deosebit de util dacă se dorește uniformizarea anvelopei semnalului transmis. Acest bloc separă momentele de tranziție de pe cele două canale ale modulatorului astfel încât la fiecare moment semnificativ (de eșantionare a datelor), comută doar un singur bit, iar modulatorul trece din starea curentă într-o stare adiacentă și nu într-una în opoziție de fază. Se elimină astfel tranzițiile de semnal prin nivel 0 absolut și se îmbunătățește funcția de variație a raportului semnal/zgomot pe durata transmisiei. Prin folosirea acestui bloc de întârziere se obțin **modulații digitale cu offset** (OQPSK, MSK, SFSK, TFM, GSFSK ș.a.).

Blocurile de conversie a semnalelor binare în semnale multinivel sunt de fapt circuite de conversie binar-zecimală (BCD) în cazul semnalelor de tip QAM și codoare cu răspuns parțial pentru modulatoarele QPRS. Numărul stărilor unui modulator QPRS este mult redus în comparație cu cel al unui modulator QAM care lucrează cu același număr de biți la intrarea codoarelor. Acest fapt simplifică structura demoduloarelor QPRS prin folosirea unui număr redus de tensiuni de prag în blocul comparator. Dezavantajul tehnicilor de modulație QPRS față de cele QAM este dat de necesitatea creșterii benzii de transmisie.

Filtrele premodulatoare sunt filtre FIR de tip trece-jos (LPF - *Low Pass Filter*) care reduc considerabil lățimea spectrului semnalelor modulate. Funcția răspuns-la-impuls a acestora poate fi astfel aleasă încât să asigure rate mari de scădere spectrală (*roll-off rate*) și anvelopă constantă pentru semnalul-sumă modulat.

Oscilatorul local generează semnalele purtătoare pe frecvență intermediară (FI) sau de radiofrecvență (RF).

Se pot folosi și **filtre postmodulatoare** de tip trece-banda (BPF - *Band-Pass-Filter*) pentru reducerea suplimentară a benzii semnalului transmis dar neliniaritățile acestor filtre pot determina fluctuații de anvelopă. Se impune găsirea unor tehnici de modulație care să asigure un spectru de putere cu lobi laterali reduși, cu

eficiență de putere, insensibile la efectele neliniare ale amplificatoarelor de putere folosite.

Observație: Debitul datelor pe cele două canale este mult redus la ieșirea codoarelor multinivel. Astfel pentru un semnal 256-QAM, cu un debit al sursei de 80 Mbps, rezultă la intrarea în modulator un debit de 10^7 simboluri/s. Pentru o valoare de 4 biți/s/Hz a eficienței spectrale, se obține o bandă necesară de RF de 20 MHz.

Demodularea semnalelor QAM se realizează pe principiul demoduloarelor de amplitudine sincrone, prin remodularea semnalului recepționat cu purtătoarele coerente generate local în receptor și filtrarea semnalelor modulate cu filtre în banda de bază.

Apare uneori fenomenul de interferență cu canalul în cuadratură (QCI - *Quadrature-Channel-Interference*) cauzat de imperfecțiunile circuitului de sincronizare de purtătoare.

Pentru semnalele cu modulație totală (cu purtătoare suprimate) se utilizează circuite neliniare pentru refacerea purtătoarelor (bucla Costas, bucla pătratică, bucla DFL - *Decision Feedback-Loop*). Acestea introduc zgomot de fază degradând performanțele sistemului.

Blocurile de decizie necesită circuite comparatoare cu mai multe tensiuni de prag în cazul semnalelor cu eficiență spectrală mare, respectiv cu număr mare de nivele în semnalele modulate. Această structură este mult simplificată la semnalele cu eficiență de putere (QPSK, MSK, SFSK, GSFSK), precum și în cazul semnalelor QPRS.

VI.4 Constelații de semnal

Circuitele modulate digitale au un număr finit de stări care pot fi reprezentate în spațiul semnalelor uni-, bi-, tri- sau multidimensionale (figura VI.4).

Parametrii unei constelații de semnal sunt determinați de coordonatele stărilor și de forma traiectoriilor vectorilor de semnal. Constelațiile cu un număr mare de stări pot fi studiate pe baza teoriei laticilor [Con88], [Cot93/1].

Pătratul distanței dintre două puncte de semnal, exprimată ca **distanță euclidiană**, are semnificația **energiei** transmise pentru realizarea tranziției respective. În

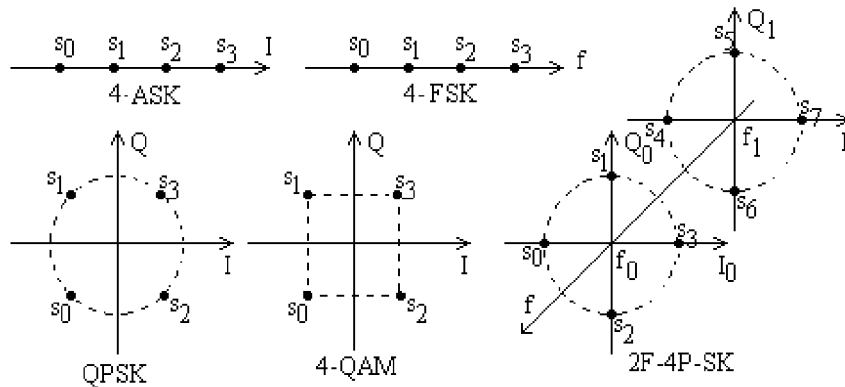


Fig.VI.4 Constelații de stări în spațiul semnalelor

particular, pătratul distanței de la o stare dată până la originea sistemului de axe, reprezintă energia transmisă de sistem în starea respectivă.

Un parametru esențial pentru exprimarea performanțelor de eroare ale unui sistem de comunicații digital îl constituie **distanța euclidiană minimă** (d_0) care corespunde probabilității de eroare maxime a decodorului.

Definiții:

❶ **Distribuția stărilor Ω** este o mulțime care cuprinde coordonatele tuturor stărilor semnalului analizat.

❷ **Funcția de transfer** a unei constelații de semnal, având distribuția de stări Ω , este definită prin relația:

$$T(D) = \sum_i c_i D^i \quad (\text{VI.9})$$

unde coeficienții c_i reprezintă valoarea medie a numărului de stări vecine cu o stare din constelație, aflate față de acea stare la distanța euclidiană pătratică normată egală cu i . Valorile i aparțin unei mulțimi caracteristice a constelației, numită **profilul distanțelor euclidiene: $\Delta(\Omega)$** . Acest profil de distanțe cuprinde toate valorile posibile de distanță care apar într-o constelație.

Fie M numărul stărilor din constelație:

$$M = \text{card}(\Omega) \quad (\text{VI.10})$$

Se notează $N(i)$ mulțimile cuprinzând numărul de stări aflate la distanța euclidiană pătratică normată i de fiecare stare din constelație.

Valoarea medie a elementelor mulțimii $N(i)$ determină coeficientul de ordin i al funcției de transfer.

Pentru aprecierea performanțelor de transmisie este necesară determinarea valorii medii și a dispersiei distanțelor euclidiene dintr-o constelație de semnal dată.

Teoremă [Mag92]: Media și varianța distanței euclidiene pătratice între două puncte ale unei constelații multidimensionale de semnal codat, se calculează cu relațiile:

$$\blacklozenge \text{ media: } E(d^2) = d_0^2 \frac{N}{2} \left[\frac{T'_N(1)}{T_N(1)} \right] \quad (\text{VI.11})$$

$$\blacklozenge \text{ varianța: } \sigma^2(d^2) = d_0^4 \frac{N}{2} \left[\frac{T'_N(1)}{T_N(1)} + \frac{T''_N(1)}{T_N(1)} - \left(\frac{T'_N(1)}{T_N(1)} \right)^2 \right] \quad (\text{VI.12})$$

unde $T(D)$ este funcția de transfer a constelației; d_0 reprezintă distanța euclidiană minimă; N este numărul de dimensiuni ale spațiului semnalelor; ' și '' au semnificația de derivare de ordin I și II a funcției respective.

Observație: Se preferă lucrul cu valorile normalizate ale acestor parametri prin raportare la pătratul distanței euclidiene minime. Pentru constelațiile bidimensionale ($N = 2$), se obțin relațiile:

$$E_n(d^2) = \frac{T'_2(1)}{T_2(1)} \quad (\text{VI.13})$$

$$\sigma_n^2(d^2) = \frac{T'_2(1)}{T_2(1)} + \frac{T''_2(1)}{T_2(1)} - \left(\frac{T'_2(1)}{T_2(1)} \right)^2 \quad (\text{VI.14})$$

Exemplu: Pentru semnalul 4-QAM se obțin: $M = 4$

$$\Omega = \begin{bmatrix} (-1, +1) & (+1, +1) \\ (-1, -1) & (+1, -1) \end{bmatrix}$$

$$\Delta(\Omega) = \{0; 1; 2\}$$

$$N(0) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix} \quad N(1) = \begin{bmatrix} 2 & 2 \\ 2 & 2 \end{bmatrix} \quad N(2) = \begin{bmatrix} 1 & 1 \\ 1 & 1 \end{bmatrix}$$

$$c_0 = 1 \quad c_1 = 2 \quad c_2 = 1$$

$$T(D) = 1 + 2D + D^2 \rightarrow T(1) = 4$$

$$T'(D) = 2 + 2D \rightarrow T'(1) = 4$$

$$T''(D) = 2 \rightarrow T''(1) = 2$$

$$E_n(d^2) = 1, \quad \sigma_n^2(d^2) = 1/2.$$

Prin precodarea semnalului modulator se obțin valori diferite de acestea.

Observații:

◆ Sunt mai performante constelațiile de stări cu valoare medie mare și dispersie mică a distanței euclidiene pătratice.

◆ Valoarea medie a distanței euclidiene pătratice corespunde valorii medii a probabilității de eroare a stărilor.

◆ Un minim al dispersiei acestui parametru semnifică o împrăștiere mai mică a valorilor probabilităților de eroare din fiecare stare. Prin introducerea unor circuite de precodare sau prin folosirea modulațiilor cu offset se pot optimiza performanțele de eroare ale sistemului prin controlul tranzițiilor dintre stări.

◆ În cazul constelațiilor simetrice, se observă independența funcției de transfer de probabilitățile de apariție a biților 1 și 0 la intrarea circuitului.

Demodulatorul digital include un circuit care lucrează pe baza unor **regiuni de decizie** de diferite forme, dependente de tipul constelației (fig.VI.5).

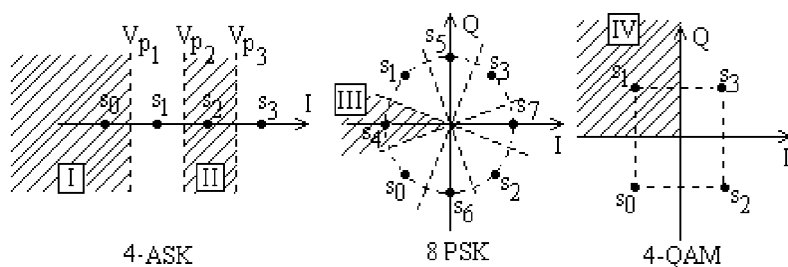


Fig. VI.5 Zone de decizie:

- rectangulare unidimensionale, semiinfinită (I) sau finită (II);
- unghiulară unidimensională (III);
- rectangulară bidimensională (IV).

În cazul constelațiilor rectangulare, se adoptă regiunile de decizie pe baza coordonatelor rectangulare (de exemplu pentru semnalele ASK, FSK, QAM, QPRS). În cazul semnalelor cu modulație digitală de fază se lucrează în coordonate polare (pentru semnale PSK, APK) sau cilindrice (pentru semnale de tip MF-NP-SK).

Un demodulator sincron de amplitudine pe purtătoare ortogonale va lua decizii privind amplitudinea semnalului pe ambele ramuri: în fază (I - *in phase*) și în cuadratură (Q-*quadrature*).

Demodularea semnalelor cu modulație combinată de amplitudine și fază (APK) implică două tipuri de decizie:

- ◆ decizie privind faza semnalului recepționat, cu zone de decizie unghiulare;
- ◆ decizie privind amplitudinea vectorului de semnal afectat de zgomot, cu zone de decizie rectangulare.

În general, semnalele transmise sunt afectate de zgomote aditive, cu distribuție a valorilor de nivel de tip Gauss, Rayleigh sau Rice, cu densitate spectrală de putere constantă, (zgomot alb gaussian: AWGN - *Additive White Gaussian Noise*) sau variabilă (zgomot colorat gaussian: ACGN - *Additive Coloured Gaussian Noise*), în banda canalului de comunicație.

În spații de semnal multidimensionale, se preferă descompunerea vectorului de zgomot în mai multe componente ortogonale, independente (proiecții pe axele sistemului rectangular de coordonate n_I, n_Q ; componente polare n_r, n_A ; componente cilindrice n_r, n_A, n_z) care păstrează distribuția Gauss unidimensională de valori, cu valoare medie nulă:

$$p(n) = \frac{1}{\sqrt{2\pi N}} \exp\left(-\frac{n^2}{2N}\right); N = \frac{N_0}{K} \quad (\text{VI.15})$$

unde K reprezintă numărul componentelor vectorului de zgomot.

În prezența zgomotului aditiv, vectorul de semnal recepționat se exprimă ca:

$$\vec{r} = \vec{s} + \vec{n} \quad (\text{VI.16})$$

Relații echivalente scalare se obțin prin proiecții ale vectorilor pe axele sistemului de coordonate. În funcție de poziția vârfului vectorului recepționat față de pragurile de decizie, se estimează simbolul transmis. În transmisiile cu fading de amplitudine, modulul vectorului recepționat variază aleator, ducând la înrăutățirea performanțelor demodulatorului. Datorită perturbațiilor aferente canalului de transmisie, rezultă pentru fiecare stare a modulatorului câte o zonă de împrăștiere a punctelor asociate semnalului recepționat (fig.VI.6). Pragurile de decizie trebuie modificate corespunzător, atât ca dimensiuni, cât și ca formă. În general, la recepție pot fi vizualizate constelația de stări și diagrama în formă de ochi a semnalului pe baza cărora utilizatorul determină nivelul zgomotului pe canal și poate stabili pragurile optime de decizie.

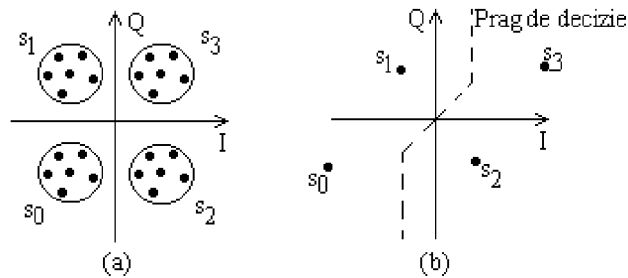


Fig.VI.6 a) Împrăștierea punctelor de semnal pe un CT zgomotos;
b) Modificarea pozițiilor stărilor din constelație în cazul unui CT dispersiv.

VI.5 Tehnici QAM cu anvelopă constantă.

Tehnicile de modulație pe purtătoare ortogonale cu anvelopă constantă (CE-QAM - *Constant Envelope Quadrature Amplitude Modulation*) și **eficiență de putere ridicată** sunt deosebit de utile în cazul sistemelor de transmisie cu putere de emisie limitată, cum sunt sistemele de comunicații prin satelit sau cele de comunicații mobile cu terminale portabile. Utilizarea amplificatoarelor neliniare lucrând în regim de saturație devine astfel posibilă.

Schema de principiu pentru generarea semnalelor QAM va asigura anvelopa constantă semnalului modulat doar dacă nu se utilizează precodare cu simboluri de ieșire de tip multinivel, dacă există bloc de offset pe canalul în cuadratură iar datele sunt formate pe ambele canale cu aceeași funcție 'impuls' care îndeplinește anumite cerințe.

Se au în vedere:

- ◆ forma impulsului formator (de semnalizare);
- ◆ funcția de fază;
- ◆ funcția de anvelopă.

Funcția de fază influențează atât anvelopa cât și spectrul semnalului modulat. În general, se urmărește obținerea unui semnal cu anvelopă constantă și cu eficiență mare de putere, respectiv cu un spectru cât mai compact și cu rată mare de descreștere în frecvență.

Să calculăm funcția de anvelopă a semnalului QAM (fig.VI.3). Expresia acestuia este:

$$y(t) = x_I(t)\cos(2\pi f_c t) + x_Q(t)\sin(2\pi f_c t) \quad (\text{VI.17})$$

unde

$x_I(t)$ - este semnalul modulat ASK dublucurent (de tip MA-PS) pe canalul în fază;

$x_Q(t)$ - este semnalul modulat ASK dublucurent pe canalul în cuadratură;

f_c - este frecvența purtătoare, care se alege multiplu de frecvența de simbol sau de bit pentru a se asigura continuitatea fazei semnalului la momentele de tranziție a datelor. Orice discontinuitate de fază determină creșterea componentelor de înaltă frecvență din spectrul semnalului. În general, se utilizează un oscilator unic (cu cristal de

cuart), de frecvență relativ mare, din semnalul căruia se obțin prin divizare de frecvență toate celelalte frecvențe utile în circuit.

Detaliind expresiile semnalelor modulate pe cele două canale, se obține:

$$y(t) = \sum_n a_{In} p(t - nT_s) \cos(2\pi f_c t) + \sum_n a_{Qn} p(t - T_b - nT_s) \sin(2\pi f_c t) \quad (\text{VI.18})$$

Notatii:

a_{In} ; a_{Qn} - sunt simbolurile de date binare dublucurent (± 1) din intrările filtrelor premodulatoare de pe cele două canale;

$p(t)$ - funcția de tip impuls ("fereastră") de filtrare digitală a datelor:

$$p(t) = 0, \quad |t| > T_s/2.$$

T_s - perioada de simbol a datelor pe canalele modulatorului ($2T_b$);

T_b - perioada de bit la intrarea serie a modulatorului.

n - variabila discretă de timp.

Observație: Unele modemuri digitale, așa-numitele **modemuri multiport**, pot realiza intern multiplexarea datelor provenite de la mai multe surse informaționale, prin excluderea convertorului serie-paralel din schema de principiu QAM din figura VI.3.

Anvelopa semnalului modulat se calculează ca radical din valoarea medie pătratică a acestuia, pe fiecare interval de simbol (în particular pentru $n = 0$):

$$a^2(t) = \overline{y^2(t)} = \overline{a_{In}^2 \cdot p^2(t) \cdot \cos^2(2\pi f_c t) + a_{Qn}^2 \cdot p^2(t - T_b) \cdot \sin^2(2\pi f_c t) + x_I(t)x_Q(t) \cdot \sin(4\pi f_c t)} = \\ = 1 \cdot \overline{p^2(t)} \cdot \frac{1}{2} + 1 \cdot \overline{p^2(t - T_b)} \cdot \frac{1}{2} + 0 = \frac{1}{2} [\overline{p^2(t)} + \overline{p^2(t - T_b)}] \quad (\text{VI.19})$$

Observație: Valorile medii ale funcțiilor trigonometrice se calculează prin integrare pe durata unui simbol.

Se obține astfel **condiția de anvelopă constantă** care trebuie verificată de impulsul formator al datelor:

$$\overline{p^2(t)} + \overline{p^2(t - T_b)} = \text{constant} \quad (\text{VI.20})$$

În caz general, dacă se utilizează filtre formatoare distincte pe cele două canale ale modulatorului, anvelopa este constantă, dacă și numai dacă:

$$\overline{p_I^2(t)} + \overline{p_Q^2(t)} = \text{constant} \quad (\text{VI.21})$$

Această condiție se aplică în cazul modulatorilor digitale în dublă cuadratură, de tip Q² PSK, cu purtătoare ortogonale și filtre formatoare de asemeni în cuadratură.

Relația (VI.20) este verificată de toate funcțiile 'cosinus' de forma:

$$p(t) = \text{Cos}[\Phi(t)], \quad |t| \leq T_b \quad \text{dacă } p(t - T_b) = \text{Sin}[\Phi(t)], \quad |t| \leq T_b.$$

Este necesar ca prin acel offset de timp să rezulte un defazaj de 90° . De asemenea **funcția de fază** $\Phi(t)$ trebuie să aibă o serie de componente periodice cu durata unui simbol. Se alege expresia generală a funcției de fază:

$$\Phi(t) = \frac{\pi t}{2T_b} + \sum_{k=1}^N c_k \sin(k \frac{2\pi t}{T_b}). \quad (\text{VI.22})$$

Coefficienții funcției de fază și ordinul filtrelor formatoare se determină impunând **rata de descreștere spectrală** a semnalului modulat.

Semnalele QAM având această expresie a funcției de fază prezintă o variație sinusoidală a fazei în jurul unei componente liniare, de unde și denumirea de semnale SFSK de ordin N. Excepție face doar semnalul MSK cu toți coeficienții nuli și semnalul OQPSK pentru care impulsul formator are nivel constant pe durata simbolului de date eliminând automat fluctuațiile de navelopă.

Să analizăm **spectrul** unui semnal QAM. Acesta este suma a două semnale cu modulație de amplitudine și purtătoare suprimată. Dacă se utilizează precodoare identice pe cele două canale iar secvențele de date au aceeași distribuție probabilistică, spectrele în banda de bază (BB) vor fi identice. Spectrele de amplitudine ale semnalelor modulate pe fiecare canal se obțin prin filtrare și translare a celor din banda de bază în jurul frecvenței purtătoare, cu un defazaj de 90° datorat ortogonalității purtătoarelor sinus și cosinus. Aplicând principiul suprapunerii efectelor este suficientă analiza spectrului semnalului modulator de pe unul din canale. Acest semnal rezultă din convoluția secvenței de date cu funcția 'răspuns la impuls' a filtrului formator.

Din teorema Wiener-Hincin se cunoaște faptul că pentru un semnal, funcția de autocorelație și densitatea spectrală de putere (d.s.p.) sunt perechi Fourier.

Funcția de autocorelație a semnalului modulator pe ramura în fază I este:

$$R(t) = \overline{m_I(\tau)m_I(\tau-t)} = \overline{[d(\tau) * p(\tau)][d(\tau-t) * p(\tau-t)]} \quad (\text{VI.23})$$

(* este simbolul de convoluție; \bar{x} reprezintă valoarea medie a variabilei x).

Secvența de date are expresia:

$$d(\tau) = \sum_n a_n \delta(\tau - nT_s) \quad (\text{VI.24})$$

Înlocuind în relația (VI.23) rezultă, după regruparea termenilor, convoluția a două funcții de autocorelație, a datelor și a impulsului formator:

$$R(t) = \overline{d(\tau)d(\tau-t)} * \overline{p(\tau)p(\tau-t)} = R_{dd}(t) * R_{pp}(t) \quad (\text{VI.25})$$

Aplicând transformata Fourier, obținem expresia d.s.p. în BB:

$$W(f) = W_d(f) \cdot W_p(f) \quad (\text{VI.26})$$

D.s.p. $W_d(f)$ a datelor reprezintă **factorul de discriminare** al spectrului, fiind dependent doar de secvența de date aplicată. Acesta este influențat atât de natura sursei informaționale discrete, cât și de precodările utilizate, prin **factorul de codare** ($C(f)$):

$$W_d(f) = W_s(f) \cdot C(f) \quad (\text{VI.27})$$

Spectrul semnalului generat de o sursă pur aleatoare (sau aleatorizată în vederea asigurării secretului naturii sale) este identic cu cel al zgomotului alb, adică este constant în banda de frecvențe utilizată pentru transmisie.

Deci spectrul semnalului de date este dictat doar de circuitele de codare:

$$W_d(f) = k \cdot C(f) \quad (\text{VI.28})$$

D.s.p. a filtrului formator $W_p(f)$ se numește **factor de formă** și este cel care determină rata de descreștere spectrală globală a semnalului modulat.

Se calculează cu relația:

$$W_p(f) = \frac{1}{T_s} |P(f)|^2 \text{ cu } P(f) = F\{p(t)\}. \quad (\text{VI.29})$$

Spectrul semnalului modulat este cu atât mai compact cu cât funcția de fază are mai multe derivate continue și nule la capetele intervalului de definiție.

Teoremă [Pap77]: "Dacă un semnal limitat în timp este continuu și egal cu zero la capetele intervalului de definiție și are k derivate continue și nule la capete, atunci transformata Fourier a semnalului descrește asimptotic în frecvență ca $1/f^{k+2}$."

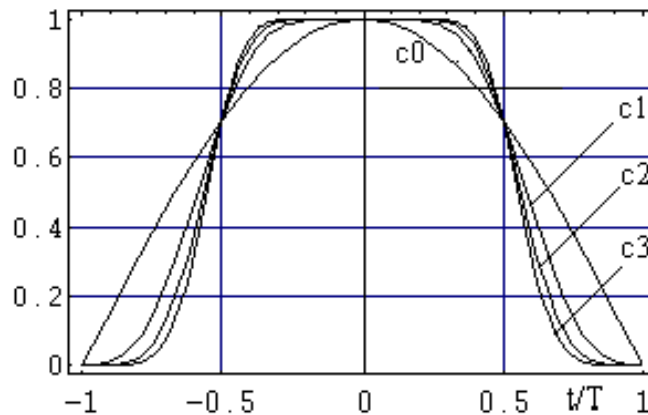
Conform acestei teoreme densitatea spectrală de putere (dsp) a unui semnal modulat cu un impuls cu k derivate continue și nule la capete, descrește asimptotic în frecvență cu rata:

$$r = 20(k + 2) [\text{dB/dec}] = 6(k + 2) [\text{dB/oct}] \quad (\text{VI.30})$$

Exemplu: Coeficienții funcțiilor de fază pentru semnale de tipul N-SFSK sunt dați în tabelul VI.3. Ferestrele de ordin N (Fig.VI.7) au rata de scădere spectrală: $r = 40(N + 1) [\text{dB/dec}] = 12(N + 1) [\text{dB/oct}]$ (VI.31)

Tabelul VI.3 Coeficienții funcției de fază pentru semnale N - SFSK

Ordin N	Semnal	c1	c2	c3	c4
0	MSK	0	0	0	0
1	SFSK	-1/4	0	0	0
2	DSFSK	-1/3	1/24	0	0
3	TSFSK	-3/8	3/40	-1/120	0
4	QSFSK	-2/5	1/10	-2/105	1/560

Fig.VI.7 Funcții "fereastră" de tip cosinus ($N = 0; 1; 2; 3$)*Observații:*

- ◆ Impulsurile formatoare sunt ponderate prin constante de normare care se determină pe baza valorii impuse energiei impulsului.
- ◆ Circuitele de formare a biților din modulatorul QAM se implementează ca filtre digitale FIR, cu funcția răspuns-la-impuls impusă.

Spectrele normate de putere ale semnalelor modulate SFSK generalizate de diferite ordine (N) (figura VI.8), cu impulsuri formatoare cu simetrie pară, cu răspuns total pe intervalul de bit, se calculează cu relația:

$$\frac{W_N(f)}{A^2 \cdot T} = \frac{16}{\pi^2} \cdot [\cos(2\pi f)]^2 \cdot \left\{ \sum_{n_1=-M_1}^{M_1} \sum_{n_2=-M_2}^{M_2} \dots \sum_{n_N=-M}^{M_N} \left[\prod_{i=1}^N J_{n_i}(A_i) \right] \cdot \left[\frac{1+4 \sum_{i=1}^N i \cdot n_i}{16f^2 - (1+4 \sum_{i=1}^N i \cdot n_i)^2} \right] \right\}^2 \quad (\text{VI.32})$$

Notatii:

f - frecvența normalizată la frecvența de bit;

$J_N(x)$ - funcția Bessel de speța I și de ordin N ;

M_1, \dots, M_N - valori-limită determinate din condiția:

$$|J_{M_i}(A_i)| < \varepsilon = 10^{-9}. \quad (\text{VI.33})$$

D.s.p. a semnalului modulat se normalizează la energia de simbol:

$$E_s = C \cdot T_s = \frac{A^2}{2} \cdot 2T_b = A^2 T_b \quad [\text{J}]$$

unde C [W] este puterea purtătoarei nemonulate și A [V] este amplitudinea purtătoarelor.

Graficele sunt reprezentate prin logaritmare d.s.p. și a frecvenței.

Puterea semnalului se calculează în dB cu relația: $P[\text{dB}] = 10 \lg \frac{P[\text{W}]}{1\text{W}}$

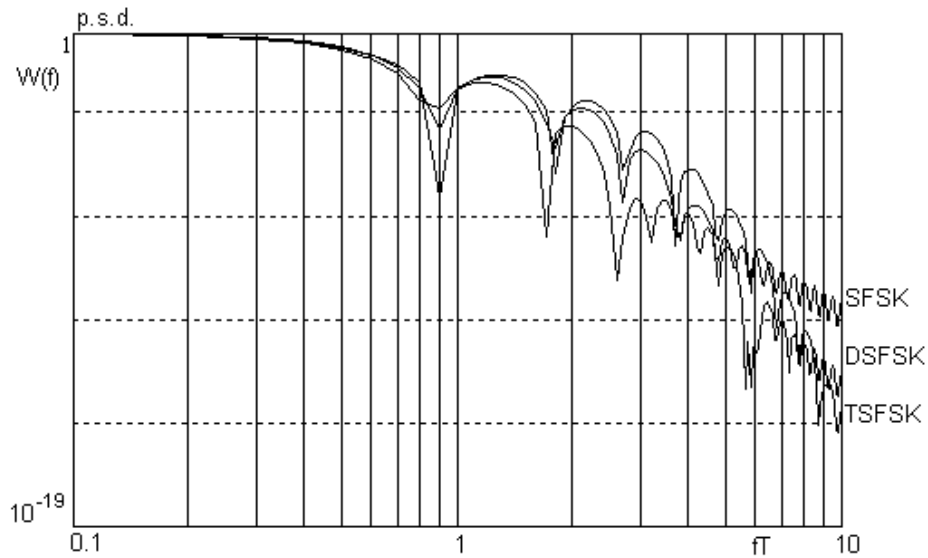


Fig.VI.8 Densitatea spectrală de putere a semnalelor N-SFSK (N=1; 2; 3)

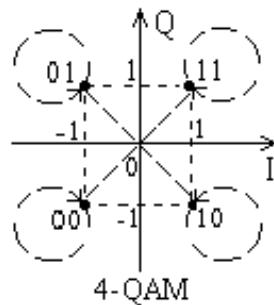


Fig.VI.9 Constelația de stări a unui semnal 4-QAM

În realitate, semnalele CE-QAM prezintă mici fluctuații de anvelopă. Să analizăm constelația de stări a acestor semnale (Fig. VI.9).

În cazul schemei de modulație fără offset sunt permise tranzițiile între stările opuse din diagramă ($00 \leftrightarrow 11$; $01 \leftrightarrow 10$) ceea ce implică trecerea semnalului prin originea sistemului de axe corespunzător nivelului 0, adică anvelopa normală se modifică conform șirului de valori: $\sqrt{2} \rightarrow 0 \rightarrow \sqrt{2}$ deci cu variație de 100% (Fig.VI.10).

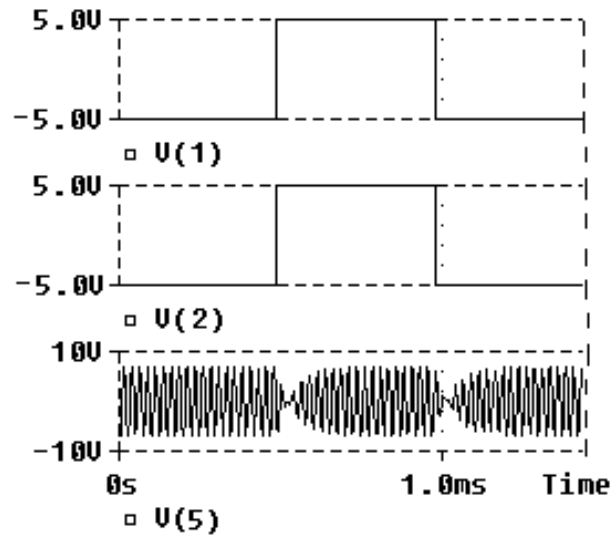


Fig.VI.10 Fluctuații de anvelopă în semnalul QAM fără offset pentru tranziții 00-11-00

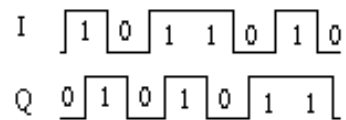


Fig.VI.11 Secvențe de date pe canalele modulatorului QAM cu

În cazul transmisiei cu offset, tranzițiile datelor pe cele două canale ale modulatorului nu au loc simultan, fiind permise doar tranzițiile între stările adiacente, ceea ce conduce la o variație a anvelopei normale $\sqrt{2} \rightarrow 1 \rightarrow \sqrt{2}$ de circa 30%.

Exemplu: Pentru secvențele binare din figura VI.11, se observă că trecerea din starea 00 spre 11 se face prin starea intermediară 10, deci cu fluctuații minime de anvelopă.

Este evident faptul că prin modularea în frecvență sau fază se obține semnal cu anvelopă constantă. Se preferă însă utilizarea modulatorilor digitale în cuadratură întrucât demodularea se face relativ simplu pe principiul demodulării sincrone de amplitudine.

VI.6 Moduloare CPFSK

Semnalele cu modulație digitală de frecvență și cu continuitate de fază (CPFSK - *Continuous Phase Frequency Shift Keying*) au spectrul relativ îngust, mai precis o eficiență de putere mare comparativ cu tehnicile QAM cu număr mare de stări.

Totuși semnalele CE-QAM sunt echivalente unor semnale CPFSK. Se constată existența a numeroase aspecte comune pentru diferite tehnici digitale de modulație diferite ca mod de generare [Wei96]. Acest fapt permite diversificarea metodelor de modulare/demodulare, în funcție de condițiile în care se realizează transmisia, precum și găsirea unor tehnici noi de modulație cu performanțe superioare.

Moduloarele CPFSK au schema-bloc de principiu din figura VI.12.

Semnalele CPFSK cu indici multipli de modulație au expresia generală:

$$y(t) = A \cos \left[\omega_0 t + 2\pi \sum_i h_i c_i \int_{-\infty}^t g(t-iT) dt + \varphi_i \right] \quad (\text{VI.34})$$

Notații:

A - amplitudinea purtătoarei;

ω_0 - pulsația semnalului purtător;

T - perioada de simbol;

h_i - indicele de modulație adoptat pe intervalul i de bit ales dintr-o mulțime finită de valori;

c_i - simbol de date;

φ_i - constantă de fază (0 sau π) care asigură continuitatea fazei semnalului modulat la momentele în care se realizează tranziții în semnalul de date;

$g(t)$ - impulsul modulator cu durata T în cazul semnalelor CPFSK cu răspuns total pe intervalul de bit, respectiv NT pentru semnalele CPFSK cu răspuns parțial.

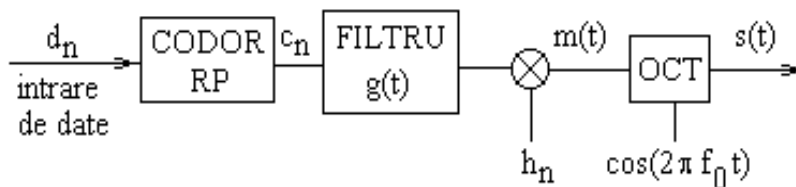


Fig.VI.12 Schema-bloc a modulatorului CPFSK

Se adoptă condiția de normare:

$$\int_0^T g(t) dt = 1 \quad (\text{VI.35})$$

Valoarea amplitudinii impulsului $g(t)$ se alege astfel încât variația maximă de fază pe durata simbolului i să fie: $a_i h_i \pi$ radiani.

Pentru a obține semnale FSK cu fază continuu variabilă, funcția de fază a semnalului modulat trebuie să fie continuă și impulsul formator să admită primitivă continuă.

Exemplu:

Semnalul MSK generat pe principiul QAM are expresia:

$$s(t) = \sum_n \left\{ a_{I_n} \cos\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \cos[2\pi\omega_c(t - 2nT)] + a_{Q_n} \sin\left(\frac{\pi t}{2T}\right) \sin[2\pi\omega_c(t - nT_s)] \right\}$$

Simbolurile de date binare iau valorile +1 sau -1. Raportul acestora este egal cu produsul lor respectiv cu suma lor modulo-2 care poate fi considerată ieșirea dintr-un codor corelativ:

$$c_n = a_n \oplus a_{n-1} = a_{I_n} \oplus a_{Q_n}$$

cu durata de simbol $2T$.

Expresia semnalului devine, pe un interval de simbol:

$$s(t) = a_{I_n} \cos\left[2\pi\omega_c t + c_n \frac{\pi t}{2T}\right]$$

Dar simbolul de date prin valoarea sa determină faza acestuia (0 sau π) pe acel interval, asigurând continuitatea fazei la tranzițiile biților. Deci,

$$s(t) = a_{I_n} \cos\left[2\pi\omega_c t + 2\pi \cdot h_n \cdot c_n \cdot \int_{-\infty}^t g(x) dx + \varphi_n\right]$$

unde $h_n = 0,5$

iar $g(t) = \frac{1}{2T_b}$, pentru $|t| \leq T_b$

Similar se poate face conversia oricărui semnal CE-QAM în semnal CPFSK.

Deci semnalul MSK poate fi generat ca semnal CPFSK (MSK-FM) cu indice de modulație unic 0,5 și funcție liniară de fază.

Clasificarea semnalelor CPFSK

Sistemele CPFSK se împart, în funcție de durata impulsului formator:

◆ **semnale CPFSK cu răspuns total** pentru semnal formator limitat la un interval de simbol;

◆ **semnale CPFSK cu răspuns parțial** cu o durată a impulsului formator de mai multe perioade de simbol.

După modul de variație a fazei semnalului modulat se obțin:

- ◆ **semnale CPFSK cu fază liniară;**
- ◆ **semnale CPFSK cu fază neliniară;**

O altă clasificare, se poate face în funcție de numărul valorilor posibile ale indicelui de modulație în frecvență:

- ◆ **semnale CPFSK cu indice de modulație unic** (aceeași valoare pe orice interval de simbol);

- ◆ **semnale CPFSK cu indici multipli de modulație** (în general valorile acestora aparțin unei mulțimi discrete și finite).

Observații:

- ◆ Semnalul FFSK este un caz particular de semnal MSK pentru o purtătoare de frecvență $3f_{bit}/4$. Deci semnalul MSK poate fi generat ca semnal CPFSK (notație: MSK-MF), cu indice unic de modulație $h = 0,5$, funcție de fază liniar-variabilă și cu răspuns total.

- ◆ Semnalul clasic SFSK se încadrează în categoria semnalelor CPFSK cu răspuns total, cu indice unic de modulație (0,5) și variație sinusoidală de fază.

- ◆ Similar, semnalul TFM este de tip CPFSK, cu răspuns parțial $(1+2D+D^2)$, cu indice unic de modulație și funcție de fază neliniară.

- ◆ Se constată că semnalele CPFSK cu răspuns parțial, eventual cu indici multipli de modulație, asigură un **spectru rapid descrescător** pentru semnalul modulat concomitent cu un **lob spectral principal deosebit de îngust**, fiind deosebit de atractive pe canalele de comunicații cu banda limitată sever precum și la viteze mari de transmisie.

- ◆ Semnalele CE-QAM sunt echivalente, ca funcție de fază, cu semnalele CPFSK cu indice unic de modulație, generate cu diferite filtre formatoare sau circuite de codare în structura modulatorului de frecvență.

Dacă impulsul formator din modulatorul 4-QAM cu offset este:

$$p(t) = \cos [\Phi(t)], \forall t \in [-T; T] \quad (\text{VI.36})$$

respectă condiția de anvelopă constantă a semnalului modulat atunci același semnal poate fi obținut cu un modulator digital de frecvență cu continuitate de fază, cu indice unic de modulație (0,5) și cu răspuns total, cu un filtru având funcția răspuns-la-impuls:

$$g(t) = \frac{1}{2\pi h} \frac{d\Phi}{dt} \quad (\text{VI.37})$$

Astfel impulsul formator de ordin N pentru modulatorul digital de frecvență de tip GSFSK are expresia:

$$g_N(t) = \sum_{k=0}^N C_k \cos\left[k \cdot \frac{2\pi t}{T}\right] \quad (\text{VI.38})$$

Coefficienții impulsurilor formatoare CPFSK se calculează conform relației (VI.39) și au valorile specificate în tabelul VI.4.

$$C_k = (-1)^k \frac{N^2}{2(N-k)!(N+k)!} \quad (\text{VI.39})$$

Tabelul VI.4

Coefficienții impulsurilor formatoare CPFSK

Ordin N	Denumire semnal	C0	C1	C2	C3	C4
0	MSK	1/4	0	0	0	0
1	SFSK	1/4	-1/4	0	0	0
2	DSFSK	1/4	-1/3	1/12	0	0
3	TSFSK	1/4	-3/8	3/20	-1/40	0
4	QSFSK	1/4	-2/5	1/5	-2/35	1/140

Numeroase modemuri telefonice (Bell Systems, CCITT) utilizează, fie pe canalul de transmisie a datelor fie pe canalul auxiliar destinat transferului anumitor secvențe de control, **modulația digitală de frecvențe binară** (BFSK) care asociază fiecare bit de date cu o frecvență purtătoare fixă. La momentele de tranziție din semnalul de date, se produce un salt de frecvență în semnalul modulat.

Acest semnal se caracterizează prin:

- ◆ frecvența de bit, f_{bit} ;
- ◆ frecvența purtătoare pe bitul '1', f_1 ;
- ◆ frecvența purtătoare pe bitul '0', f_0 ;
- ◆ frecvența centrală a spectrului: $f_c = \frac{f_1 + f_0}{2}$;
- ◆ deviația de frecvență: $\Delta f = |f_1 - f_c| = |f_0 - f_c|$.
- ◆ indicele de modulație: $h = \frac{2\Delta f}{f_{bit}}$.

Indicele de modulație de frecvență are valoarea minimă 0,5 în cazul semnalului BFSK. Creșterea valorii acestuia conduce la minimizarea suprapunerii spectrale (*spectral aliasing*) și prin mai buna separare a spectrelor este facilitat procesul de demodulare.

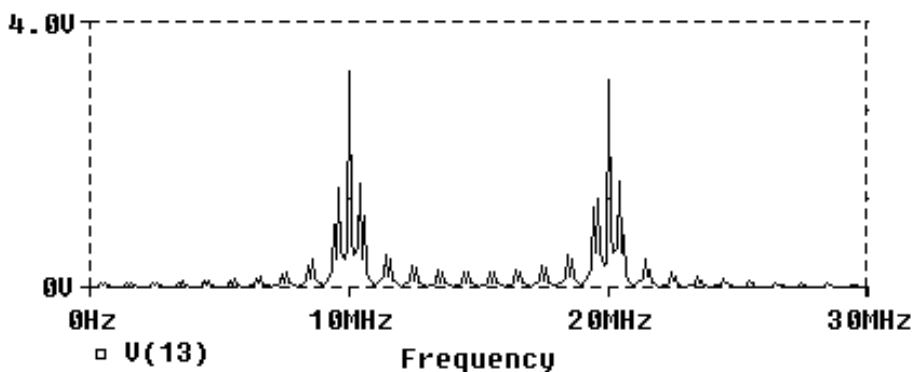


Fig.VI.14 Spectrul de putere al unui semnal modulat BFSK

Se observă că semnalul BFSK (Fig. VI.14) poate fi privit ca sumă a două semnale ASK simplucurent (unipolare) generate pe cele două frecvențe purtătoare, unul pe secvența de date originală, iar al doilea pe secvența de date negată. Acest fapt explică forma spectrului BFSK (sumă de două spectre ASK) și principiul de demodulare bazat pe demodulatorul de amplitudine cu filtrări adecvate ale semnalului.

VI.7 Modemuri digitale cu eficiență spectrală

Modemurile digitale cu eficiență spectrală ridicată, spre deosebire de cele cu eficiență de putere, se folosesc pentru transmisii de date pe canale cu banda limitată sever și cu raport de puteri purtătoare/zgomot (C/N) suficient pentru ca sistemul de comunicații să suporte mai mult de 2 biți/s/Hz.

Canalele telefonice sunt adecvate pentru modemurile cu eficiență spectrală mare datorită cererii tot mai ridicate de transmisie. Întrucât lățimea benzii canalului [300; 3400]Hz este relativ mică și raportul C/N disponibil este în general de cel puțin 30 dB, se pot utiliza procesoare de semnal performante cu costuri rezonabile. Un mare număr de tehnici de modulație cu eficiență mare de bandă sunt utilizate în sistemele digitale de transmisie pe linie telefonică dar și în sistemele de bandă largă (transmisii prin satelit, sisteme de comunicații terestre pe fibră optică sau alte ghiduri de undă). În numeroase aplicații radio sau în transmisiile cu microunde se utilizează modulații de tip QAM sau QPR, cu număr mare de stări (49; 64; 225; 256).

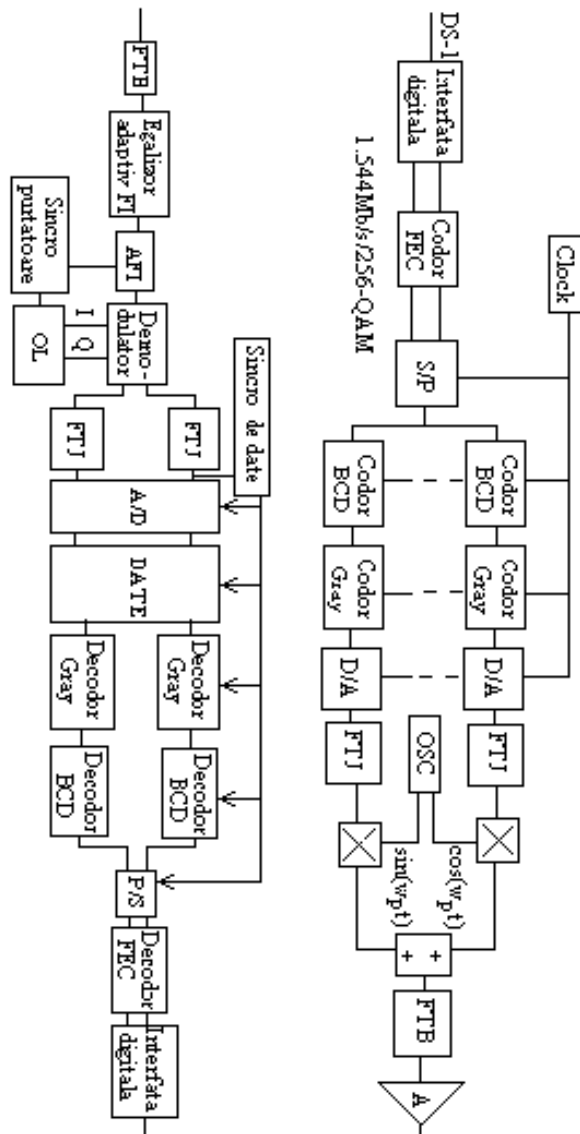


Fig. VI.13 256-QAM/1,544Mbps

Datorită proprietăților de corelație pe care le au semnalele QPR, acestea pot fi folosite la viteze mari de transmisie pe canale cu banda limitată sever [Feh87].

Schema de principiu a unui modem digital de tip QAM, care are incorporat un filtru egalizor adaptiv în banda de bază (BATE - *Baseband Adaptive Transversal Equalizer*) și circuite de corecție a erorilor (FEC - *Forward-Error-Correction*), este reprezentată în figura VI.13. Schema prezentată poate fi adaptată și pentru modulații QPR folosind codoare cu răspuns parțial, pentru diferite rate de transmisie.

În tabelul VI.5 sunt specificate valorile teoretice ale eficienței spectrale și ale raportului C/N pentru diferite tehnici de modulație pentru transmisii de mare viteză (PSK, QAM, QPR: Fig.VI.15,VI.16, VI.17), pentru o probabilitate de eroare $P_e=10^{-10}$.

Tabelul VI.5

Performanțele unor modulații digitale cu număr mare de stări

Tipul modulației	Eficiența spectrală estimată (biți/s/Hz)	C/N [dB]
QPSK	2	13
8-PSK	3	14,2
16-PSK	4	18,1
32-PSK	5	22,5
16-QAM	4	26
64-QAM	6	33
256-QAM	8	38
9-QPR	4	16
25-QPR	8	22
81-QPR	16	34,5

În practică, datorită degradării semnalului pe durata transmisiei prin interferențe intersimboluri (*ISI-Intersymbol Interefernce*), prin interferențe cu canalul propriu, cel adiacent sau în cuadratură (*CCI-CoChannel Interference*, *ACI-Adjacent Channel Interference*, *QCI-Quadrature Channel Interference*), prin zgomote sau fading-uri, rata de transmisie utilizată este inferioară celei estimate teoretic. Practic:

$$\eta = \frac{R}{W} = 68.2\%K \quad (\text{VI.40})$$

unde K reprezintă eficiența spectrală estimată teoretic.

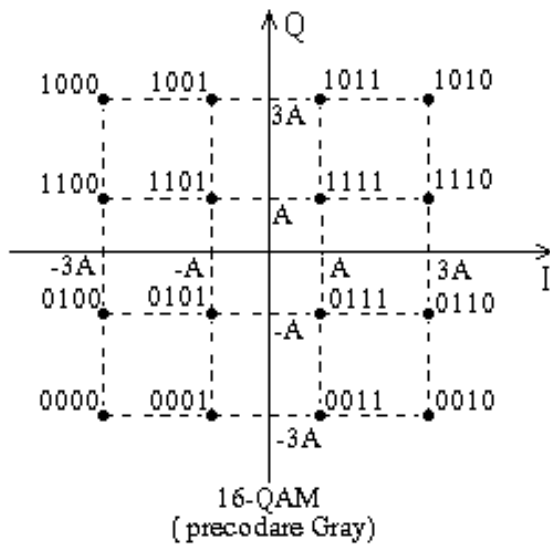


Fig.VI.15 Constelația de stări a semnalului 16-QAM

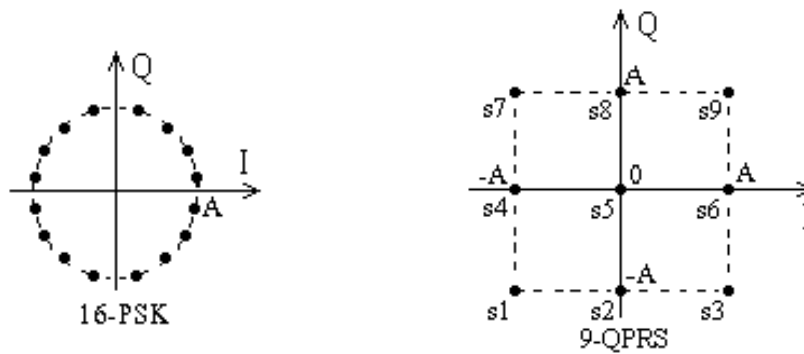


Fig.VI.16 Constelația de stări 16-PSK

Fig.VI.17 Constelația de stări 9-QPRS

Se cunoaște relația de legătură dintre raportul puterilor C/N ; E_b/N_0 și eficiența spectrală [Feh87]:

$$\eta = \frac{C/N}{E_b/N_0} \quad (\text{VI.41})$$

Viteza maximă de transmisie a datelor pe un canal de comunicații, cu lățime de bandă B și IIS neglijabilă, se determină cu relația aproximativă:

$$v[\text{bps}] = \frac{4}{3} Bn \quad (\text{VI.42})$$

unde prin n s-a notat numărul de biți care definesc o stare a modulatorului.

Se poate obține o putere necesară de emisie mai mică, cu aceiași parametri de transmisie și aceleași performanțe ale demodulatorului, prin folosirea unor **coduri cu răspuns parțial (RP)**.

Se consideră următoarea formă a funcției de transfer a unui codor RP:

$$F(D) = (1+D)^m (1-D)^n (1+D^2)^p \quad (\text{VI.43})$$

Notație: ($m; n; p$) dimensiunile codului.

În tabelul VI.6 sunt prezentate codurile cu RP optime pentru semnale cu modulație QPR [Scr97/2].

Tabelul VI.6: Coduri cu RP optime

Ordin K	Dimensiuni (m;n;p)	N	M	E [%]	B ₉₀ [%]
1	(1;0;0)	2	3	25	14.1
	(0;1;0)				27.3
2	(0;0;1)	2	3	62.5	68.2
	(1;1;0)				73.7
3	(1;0;1)	4	5	68.75	26.04
	(0;1;1)				154.11
	(2;1;0)				74.56
	(1;2;0)				127.53
4	(1;1;1)	2	3	90.625	82.91
5	(2;1;1)	4	5	92.19	40.58
	(1;2;1)				139.79
6	(1;1;2)	4	5	96.09	64.07
	(2;2;1)				40.1
	(3;3;0)				126.86

Parametrii codorului RP sunt:

N - numărul coeficienților nenuli din funcția de transfer a codorului (intrări în sumatorul ponderat);

M - numărul nivelelor din semnalul de ieșire;

E - eficiența de reducere a numărului de stări comparativ cu un codor BCD;

B_{90} - lățimea benzii de frecvențe normate (prin raportare la frecvența de bit la intrarea serie în modulator) în care este conținută 90% din energia semnalului codat.

Evident, pentru o anumită aplicație se va utiliza legea de codare RP care asigură numărul minim de stări în modulator respectiv banda minimă necesară de transmisie.

În general, se va accepta un anumit compromis între eficiența de reducere a numărului de stări pentru modulator și înrăutățirea raportului semnal/zgomot pe canal.

O altă posibilitate de optimizare a performanțelor modulatorilor digitale de mare viteză constă în precodarea de tip **trellis** a semnalelor modulatorilor în vederea creșterii distanței Euclidiene dintre stările între care se efectuează tranziții. Acest lucru conduce la creșterea raportului semnal/zgomot, respectiv la scăderea sensibilității sistemului de comunicații față de zgomotul aditiv. Se obțin așa-numitele **tehnici TCM** (*Trellis-Coded-Modulation*). Constrângerile impuse tranzițiilor dintre stările modulatorului decurg din modul de precodare precum și prin decalarea cu câte o perioadă de bit (*offset*) a tranzițiilor din secvențele de date din intrările paralele ale modulatorului (respectiv de la ieșirile convertorului serie-paralel).

Exemplu: Să exemplificăm schema de modulație 8-PSK cu precodare de tip trellis. Stările modulatorului sunt definite pe 3 biți. Este evident că prin decalarea momentelor de tranziție din semnalul de date, la fiecare interval de bit se modifică numai un bit deci distanța Hamming între două secvențe de date succesive are valoarea 1. Observăm în figura VI.18 că tranziția din starea 2 (combinație 010) în starea 5 (combinație 101) se efectuează prin stările intermediare 6 (combinație 110) și 4 (combinație 100).

Să analizăm pe criteriul distanței Hamming unitare, combinațiile de 3 biți care nu trebuie să fie adiacente în constelația de stări:

$0 \rightarrow \{1; 2; 4\}$, $1 \rightarrow \{0; 3; 5\}$, $2 \rightarrow \{3; 0; 6\}$, $3 \rightarrow \{2; 1; 7\}$,

$4 \rightarrow \{5; 6; 0\}$, $5 \rightarrow \{4; 7; 1\}$, $6 \rightarrow \{7; 4; 2\}$, $7 \rightarrow \{6; 5; 3\}$.

Stările respective trebuie să nu se găsească la distanța euclidiană minimă din constelația de semnal a modulatorului. Rezultă modul de definire a stărilor ca în figura VI.19.

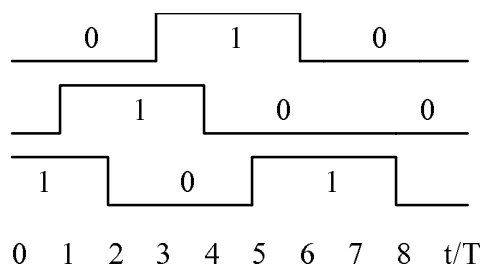


Fig.VI.18 Tranziții decalate pe 3 biți

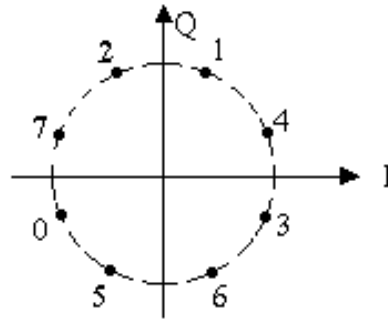


Fig.VI.19 Constelația 8-PSK cu precodare trellis

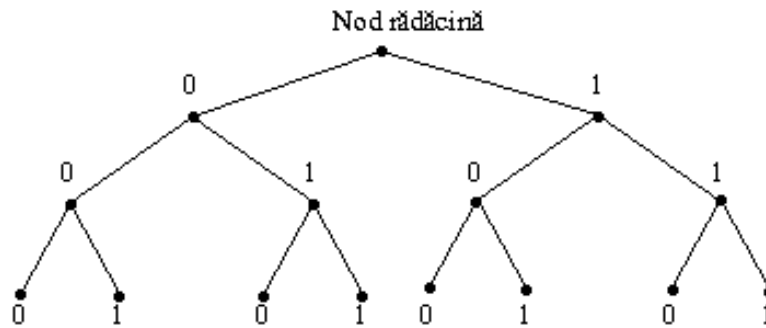


Fig.VI.20 Precodarea trellis pe 3 biți

Această distribuție de stări poate fi obținută și pe baza unei diagrame de tip 'arbore' cu 3 nivele, prin partiționări succesive în constelații cu distanță euclidiană minimă crescută. Cuvintele se citesc de la extremitățile 'ramurilor' spre nodul rădăcină. Combinațiile rezultate din trunchi comun trebuie să fie plasate în constelația modulatorului la distanță euclidiană maximă (0 - 4; 2 - 6; 1 - 5; 3 - 7).

Similar se face precodarea 'trellis' pe orice număr de biți (4; 5; 6; 7; 8). Precodarea de tip Gray nu asigură performanțe superioare celei de tip trellis.

Analiza constelațiilor cu sau fără precodare se face pe baza funcției de transfer a acesteia. Se calculează în fiecare caz valoarea medie și dispersia distanței euclidiene pătratice a constelației. Creșterea distanței medii dintre stări reprezintă mărirea artificială (prin precodare) a raportului semnal/zgomot respectiv scăderea probabilității de eroare a demodulatorului.

VI.8 Principiile demodulatorilor digitale

Datorită similitudinilor existente între diferitele tehnici de modulație digitală cu cea de amplitudine, majoritatea demodulatorilor digitale se implementează pe principiul demodulării coerente (sincrone) de amplitudine sau necoerente, cu detector de anvelopă (abreviat DA) (Fig.VI.21, VI.22, VI.23). În afara circuitelor de demodulare analogică, sunt necesare diverse blocuri de filtrare, de sincronizare (de purtătoare, de bit, de simbol) și de decizie (eșantionare, cuantizare folosind comparatoare de prag, decodare zecimal - binară).

Evident detecția necoerentă este utilă doar pentru demodularea semnalelor ASK simplu-curent.

Demodulatorul ASK sincron poate fi utilizat și pentru demodularea PSK binară.

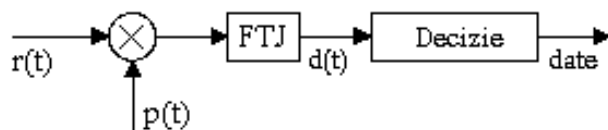


Fig.VI.21 Demodulator ASK coerent

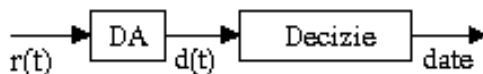


Fig.VI.22 Demodulator ASK necoerent

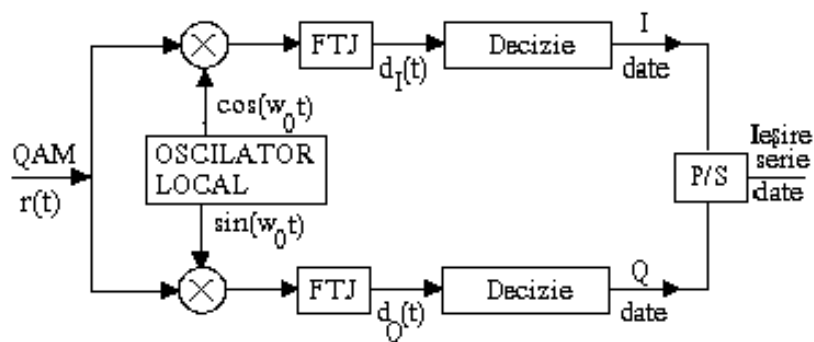


Fig.VI.23 Demodulator QAM

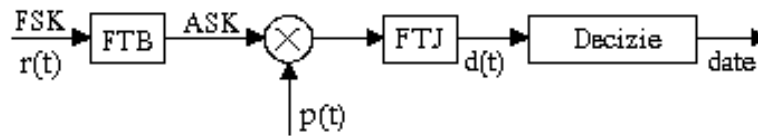


Fig.VI.24 Demodulator FSK coerent

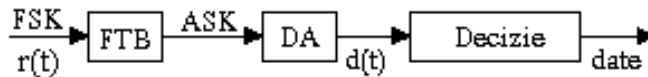


Fig.VI.25 Demodulator FSK necoerent

În cazul semnalului FSK, prin filtrare trece-bandă se poate separa o componentă de tip ASK unipolar, după care se poate utiliza o schemă de demodulare de amplitudine (Fig.VI.24, VI.25). Pentru performanțe superioare, se pot demodula toate componentele ASK ale semnalului FSK, folosind un singur bloc de decizie multiplă.

Observație: În transmisiile afectate de zgomot aditiv gaussian, distribuția probabilistică a zgomotului se modifică la trecerea semnalului prin detectorul de anvelopă (devine distribuție Rayleigh pentru valoare medie 0 sau Rice, pentru medie nenulă a nivelelor de semnal din intrare). Acest fenomen conduce la scăderea performanțelor respectiv la creșterea raportului semnal/zgomot minim necesar de transmisie în cazul demodulateorilor necoerente comparativ cu cele coerente.

VI.9 Standarde de comunicații. Interfețe. Modemuri telefonice

Pentru a putea realiza comunicația între două terminale de date realizate de producători diferiți este necesară respectarea aceluiași standard, adică asigurarea adaptării (compatibilității) electrice a echipamentelor de transmisie.

În domeniul telecomunicațiilor există diferite organizații producătoare de standarde:

- ◆ Organizația Internațională de Standardizare (**ISO** - *International Standards Organization*);

- ◆ Uniunea Internațională de Telecomunicații (**ITU** - *International Telecommunications Union*);
- ◆ Comitetul Consultativ Internațional de Telegrafie și Telefonie (**CCITT** - *Comité Consultatif Internationale de Télégraphique et Téléphonique*);
- ◆ Institutul Național American de Standardizare (**ANSI** - *American National Standards Institute*);
- ◆ Asociația Producătorilor de Echipamente Electronice (**EIA** - *Electronics Industries Association*);
- ◆ Institutul de Inginerie Electrică și Electronică (**IEEE** - *The Institute of Electrical and Electronics Engineers*);
- ◆ Institutul European de Standardizare în telecomunicații (**ETSI** - *The European Telecommunication Standard Institute*).

Unele standarde date de diferite organizații pot fi echivalente. Rolul acestora este de a permite dezvoltarea schimburilor de bunuri și servicii între diferite țări.

Comunicația între două entități cu funcții diferite, cum ar fi cazul unui calculator și a unei imprimante, se realizează prin intermediul unei *interfețe* (circuit de adaptare) care va lucra conform unui standard adoptat de proiectant.

Câteva dintre standardele utilizate în prezent în telecomunicații, conform **modelului de referință ISO** specific rețelelor de comunicații, sunt următoarele:

- ◆ pentru nivelul fizic: CCITT V.19, V.21, V.24, V.35, V.38, X.21, ISDN, EIA RS-232-C/D, RS-422-A, RS-423, RS-449;
- ◆ pentru nivelul de legătură de date: ISO 8802, CCITT X.25;
- ◆ pentru nivelul de rețea: IEEE 802.3;
- ◆ pentru nivelul de transport: ISO 8073, 8072;
- ◆ pentru nivelul de sesiune: ISO 8326, 8327;
- ◆ pentru nivelul de prezentare: ISO 8822, 8823;
- ◆ pentru nivelul de aplicații: CCITT X.400, ISO 9040, 9041, 8831, 8832 ș.a.

Interfețele sunt descrise prin caracteristici:

- ◆ **mecanice** (tip, arhitectură, mod de conectare, număr de pini);
- ◆ **electrice** (definesc caracteristicile electrice ale echipamentelor);
- ◆ **funcționale** (stabilesc funcțiile circuitelor de comunicație între DTE și DCE);
- ◆ **procedurale** (precizează procedurile de stabilire și control a legăturii, transferul datelor, eliberarea conexiunii).

VI.9.1 Standardul RS-232-C pentru interfața de date serială

EIA a realizat standardul RS-232-C pentru comunicații seriale iar CCITT a adoptat un standard echivalent, numit V.24. Este un standard pentru nivelul fizic de comunicație. Distanța maximă dintre DTE și DCE este de 16,5 m la un debit binar maxim de 19200 bps cu transmisie neechilibrată (se utilizează un singur fir de masă). Se utilizează conectori cu 25 de pini corespunzând la 25 de funcții specifice. RS-232-D se deosebește de RS-232-C prin circuite suplimentare de testare (la distanță sau în buclă locală).

Aceste standarde se pot utiliza pentru transmisii sincrone sau asincrone, pe 2 sau pe 4 fire, pe linii specializate sau în rețeaua telefonică comutată.

Nivelele de semnal sunt +3V...+15V pentru valoare logică '1', respectiv -15V...-3V pentru '0' logic.

Pentru **transmisii asincrone**, sunt utilizați efectiv doar 10 pini (9 pini dacă se folosește un singur fir de masă), minimum 4 pini (cei specificați prin *):

- 1* - masa de protecție (**PG** - *Protective Ground*);
- 2* - transmisie de date (**TxD** - *Data Transmission*);
- 3* - recepție date (**RxD** - *Data Receiving*);
- 4- cerere de emisie (**RTS** - *Transmission Request*);
- 5- gata de emisie (**CTS** - *Clear To Send*);
- 6- DCE pregătit pentru transmisie (**DSR** - *Data Set Ready*);
- 7* - masă de semnal (**SG** - *Signal Ground*);
- 8- detecția purtătoarei (**CD** - *Carrier Detect*);
- 20- terminal de date pregătit (**DTR** - *Data Terminal Ready*).

Temporizările între semnalele de control depind de tipul circuitelor interconectate precum și de linia folosită pentru transmisie (de exemplu: timpul de comutare OFF-ON între pinii 4 și 5 este de 400-1000 ms pe linii comutate și de 20-50 ms pe linii închiriate).

Pentru **transmisii sincrone**, se utilizează suplimentar semnale de bază de timp, pe frecvența modem-ului (DCE), la emisie pinul 15, respectiv 17 pentru recepție. Dacă DTE este un port al unui calculator atunci tactul este transmis către DCE pe pinul 24.

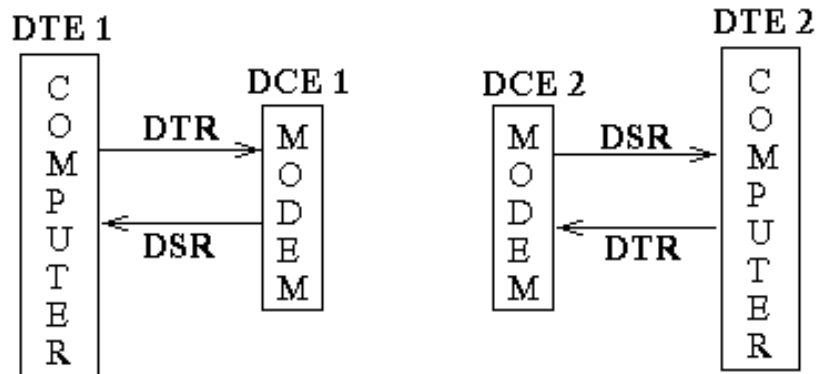


Fig.VI.26 Echipamente pregătite pentru transmisie

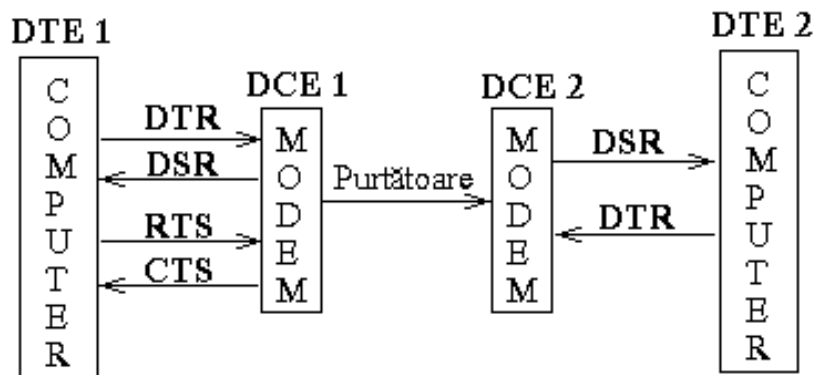


Fig. VI.27 Inițierea apelului

Confirmarea sau infirmarea recepției corecte în regim semiduplex se poate face pe un canal auxiliar de mică viteză (tipic 75 bps).

Să exemplificăm primele faze ale unei comunicații între două DTE-uri.

Înainte de apelul propriu-zis apare comunicația dintre fiecare DTE și DCE-ul asociat, fiind activi (ON) pini DTR și DSR (Fig. VI.26).

Cererea de transmisie a computerului 1 determină activarea altor pini înainte de a se realiza transmisia propriu-zisă a datelor (Fig. VI.27).

Modem-ul apelat sesizează prezența purtătoarei pe linie și activează CD spre terminalul 2 (Fig. VI.28).

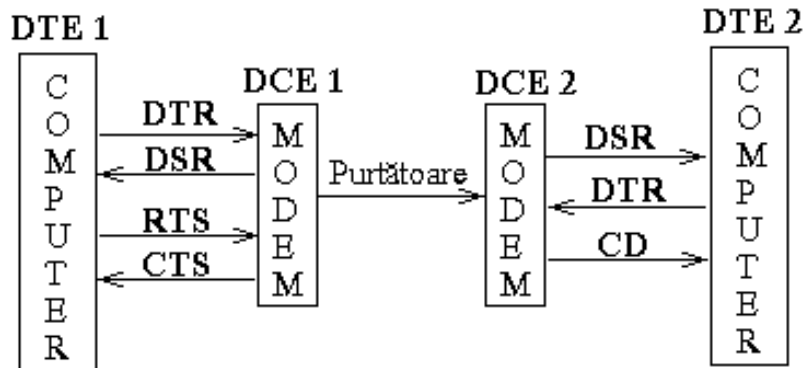


Fig.VI.28 Sesizarea apelului

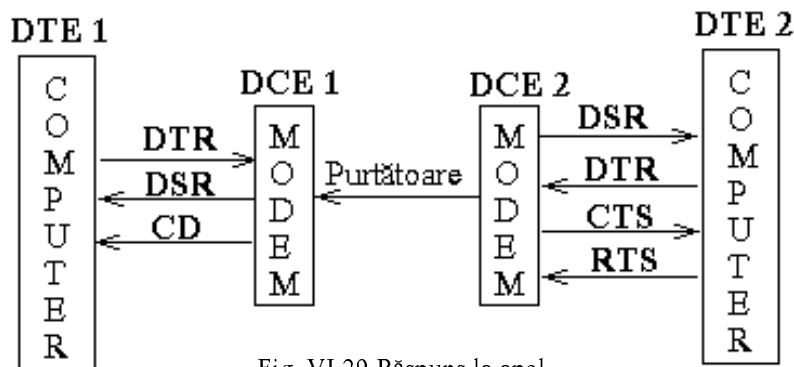


Fig. VI.29 Răspuns la apel

Dacă terminalul apelat este pregătit să recepționeze datele, în prealabil va răspunde apelului prin transmisia pe linie a unei purtătoare de o anumită frecvență spre terminalul apelant (Fig.VI.29).

Se observă că transmisia se realizează în modul semiduplex fiind necesară schimbarea sensului de transmisie pe linie, de mai multe ori în timpul comunicației.

La viteze mai mari de transmisie (48, 56, 64 kbps) se pot aplica standardele CCITT V.35, V.36, V.37, V.90 care prevăd circuite de date echilibrate.

Interfața RS-232-C a fost devansată prin standardul RS-449 care cuprinde **trei standarde**:

- ◆ RS-423-A, echivalent cu RS-232-C cu transmisie neechilibrată;
- ◆ RS-422-A cu transmisie echilibrată și fire duble în circuitele principale cu vi-

teze de 10 Mbps la 130 m. (Zona de tranziție între nivelele logice este redusă de la 6 V la 0.4 V cu nivele absolute de maxim 6 V);

◆ RS-449 pentru specificarea caracteristicilor mecanice, funcționale și procedurale.

Interfața RS-449 utilizează doi conectori de legătură, cu 37 și respectiv 9 pini.

Complexitatea acestui standard l-au făcut neatractiv pentru producători ceea ce a determinat înlocuirea lui cu RS-530 care lucrează cu un conector universal de 25 pini și prezintă aceleași structuri pentru circuitele de date, control și tact ca la standardele precedente cu diferența că lucrează numai în regim echilibrat, iar ca circuite de test se păstrează cele în buclă locală sau la distanță, precum și modul de test.

Standardele prezentate nu au posibilitatea de **apel automat**. S-au dezvoltat pentru comunicațiile în rețea telefonică publică comutată (PSTN) standardele RS-366-A și V.25. Folosirea modemurilor inteligente reduce însă atractivitatea acestora.

Pentru transmisii seriale digitale s-au introdus standardele X.21 și X.21bis, care lucrează cu un conector cu 15 pini, cu semnale suplimentare de sincronizare de bit și de octet, cu viteză de 10 Mbps pe distanțe de maxim 10 m. Costul interfeței X-21 este însă o problemă ceea ce a determinat adoptarea lui X.21 bis cu conector de 25 pini, echivalent cu RS-232-C. Totuși funcțiile speciale suplimentare oferite de standardul X.21 (conectare rapidă, grup închis de utilizatori, redirecționarea apelurilor etc) îl fac atractiv pentru rețelele publice de date.

VI.9.2 Standardul GPIB pentru transmisii paralele

Standardul IEEE-488 sau GPIB (*General Purpose Interface Bus*) pentru transmisii paralele de date, în absența modem-urilor, este deosebit de atractiv.

Se utilizează 8 linii paralele de transmisie și se pot interconecta maximum 15 entități (calculatoare, imprimante, scanere, cititoare de prețuri, fax-uri etc).

Semnalele de control specifice sunt:

ATN	Attention	Server-ul(ex.calculatorul) atenționează toate stațiile subordonate că urmează o transmisie;
DAV	Data Valid	Server-ul plasează datele pe bus (câte un octet);

EOI	End Or Identify	Sfârșit de transmisie sau cerere de identificare;
NDAC	Not Data Accepted	Activat de către receptor în timpul prelucrării unui octet primit;
NRFD	Not Ready For Data	Dezactivat de receptor în momentul când este pregătit pentru recepție.

Observație: Acest standard nu prevede controlul erorilor.

VI.9.3 Conexiuni fizice

Interconectarea unor terminale produse de firme diferite poate crea probleme legate de reprezentarea datelor, funcție de tehnologia de fabricație (bipolară TTL - *Transistor-Transistor Logic*, MOS-*Metal-Oxide Semiconductor* cu variantele sale CMOS, NMOS, PMOS, sau ECL - *Emitter Coupled Logic*) ori de mediul de transmisie (conductor metalic, fibră optică, eter).

Între echipamente apar diferențe legate de viteza de lucru, de nivelele de tensiune și de putere, sau ca timp de propagare. Inițial, circuitele TTL erau mai rapide dar necesitau un consum de putere mai mare decât în cazul circuitelor CMOS.

În circuitele TTL nivelele logice '1' și '0' sunt asociate cu tensiuni 2,4 V.... 5 V, respectiv 0...0,4 V, cu prag de zgomot de 0,4 V și fan-out 10 (limitare importantă cauzată de valorile curenților absorbiți de sarcină).

Pentru circuitele logice CMOS, nivelele de tensiuni la ieșire, în stările High, Low sunt limitate inferior la (VDD -0,5 V) deci 2,5 V....3 V pentru tensiune de alimentare 3V, respectiv 0 V... 0,05 V, cu prag de zgomot de circa 0,9 V (30% din valoarea tensiunii de alimentare). Fan-out-ul ia valoarea tipică 100, dictată de încărcarea capacitivă a ieșirii (5 pF pentru fiecare sarcină CMOS) care modifică substanțial timpii de propagare ai semnalelor prin porți. Dar creșterea timpilor de propagare prin porți conduce la reducerea vitezei de transmisie.

Exemplu: Pentru tensiune de alimentare 10 V și frecvență de bit 5 MHz se impune condiția:

$$t_{pHL}=t_{pLH}=0,5C(\text{pF})+15 \text{ ns} < 200 \text{ ns}$$

Rezultă sarcina capacitivă maximă admisă: C = 370 pF

Excluzând capacitatea proprie de 20pF, rezultă valoarea fan-out-ului: $N = 70$. Similar se poate determina lungimea maximă a liniei telefonice pentru o valoare impusă a vitezei de transmisie.

Interconectarea circuitelor TTL și CMOS este posibilă în măsura în care se asigură **compatibilitatea electrică între echipamente**.

Comunicația între DTE-uri pune însă și problema **transmisiei la distanță a semnalelor digitale**, deci a puterii emise. De exemplu, semnalele TTL pot fi transmise în formă binară pe cel mult un metru de cablu. Este necesară conversia informației transmise în semnal cu nivel de putere suficient pentru a parcurge canalul de comunicație, pe distanța impusă și cu raport de puteri semnal/zgomot cu valoarea minimă prestabilită.

Conversia semnalelor se face cu circuite speciale, așa-numitele convertoare de nivel, plasate în transmițător și în receptor, având funcții complementare.

Observație: Comunicarea dintre echipamente (DTE) și stocarea datelor pe diferite suporturi (magnetice, optice) sunt procese echivalente. Viteza de transmisie a datelor pe canalul de comunicație poate fi echivalată cu densitatea datelor înregistrate pe un anumit suport iar durata de transmisie cu capacitatea de memorie necesară stocării datelor.

Calitatea transmisiei datelor depinde atât de echipamentele de transmisie/recepție utilizate cât și de tipul canalului de comunicație care asigură legătura între acestea.

Transferul datelor poate fi făcut sub formă de:

◆ semnal electric transmis prin conductoare metalice:

- pe linii aeriene;
- în cablu simetric cu torsadare în pereche, în dublă pereche, în quartă, în dublă quartă etc;
- în cablu coaxial;

◆ unde radio transmise în eter;

◆ microunde, cu transmisie de asemenea în eter condiționată de posibilitatea propagării nelimitate, în linie dreaptă între transmițător și receptor (de exemplu, între o stație terestră și un satelit geostaționar sau pe liniile de radioreleu);

◆ radiație electromagnetică din domeniul frecvențelor vizibile cu transmisie pe fibră optică.

Rate relativ mici de transmisie a datelor (56 kbps) se obțin pe liniile telefonice iar maximul de viteză se poate atinge pe fibre optice (8 bilioane bps/70 km).

Rețelele de comunicație WAN pot utiliza deci structura de cable optice, cu diode laser pentru transmisie pe distanțe mari și fotodiode pentru recepție. Apar pierderi de semnal doar în joncțiuni, fiind necesară utilizarea optocuploarelor.

Transmisia datelor se poate face fie în banda de bază, fie cu modulare-demodulare.

Atenuarea semnalului pe canal poate fi compensată prin amplificare din loc în loc combinat cu refacerea formei semnalului rectangular transmis, în repețoare telefonice (vocale sau în sistem de curenți purtători), radiorelee, sateliți.

VI.9.4 Componenta UART

În interiorul DTE, transferul și stocarea datelor se face în varianta paralel, iar comunicația cu alt DTE relativ îndepărtat, se face serial. Este necesară deci conversia serie-paralel sau paralel-serie a datelor precum și "împachetarea" cuvintelor, pentru

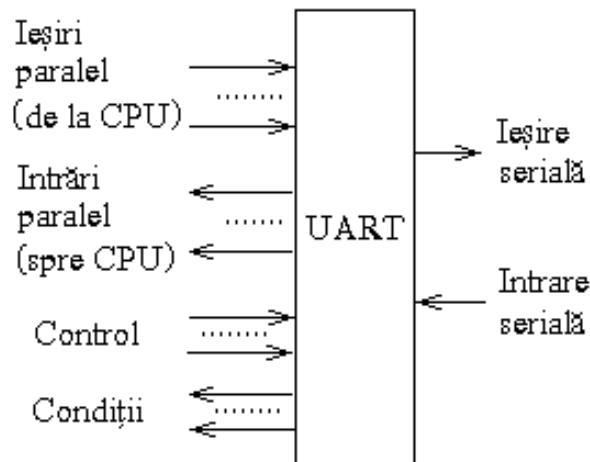


Fig. VI.30 Conexiunile de bază ale UART

transmisie asincronă, cu biți de START și STOP, eventual și de paritate (ca în cazul codului ASCII, cu cuvinte de 7 biți de date și unul de paritate).

Aceste operații sunt efectuate de către dispozitivul asincron universal de recepție și transmisie UART (*Universal Asynchronous Receiver/Transmitter*) sau ACE (*Asynchronous Communication Element*).

Schema de principiu a UART este reprezentată în figura VI.30.

UART este responsabil de adăugarea precum și de extragerea biților START, STOP, de control precum și de controlul efectiv al erorilor de transmisie (*over-run*, *framing*) și de direcționarea acestor informații spre CPU (*Central Processing Unit*). În același timp, CPU dă către UART informații privind viteza pe linie, lungimea cuvintelor, tipul parității (pară, impară, mark, space sau fără paritate), numărul biților de STOP (1; 1,5; 2). De asemenea, UART asigură controlul modemului prin intermediul anumitor registre.

VI.9.5 Modemuri telefonice

Interconectarea echipamentelor terminale de date aflate la distanță necesită transmisia mesajelor prin anumite canale de comunicație respectiv diferite medii de transmisie.

Rețeaua telefonică este deosebit de avantajoasă pentru comunicațiile de date datorită multitudinii utilizatorilor și a ariei extinse pe care o deservește. Se pune deci problema asigurării condițiilor optime de transmisie a datelor pe canalele telefonice.

În primul rând este necesară conversia datelor într-un semnal adecvat canalului de transmisie utilizat printr-o anumită tehnică de modulație. Intelectarea DTE-ului cu linia telefonică se face printr-un DCE, respectiv un **modem** (*Modulator-Demodulator*) propriu fiecărui terminal.

Există diferite tipuri de modem-uri telefonice:

- ◆ cu **cuplare directă** la linia telefonică, respectiv cu conectare la priza telefonică;
- ◆ cu **cuplare indirectă (acustică)** - datele sunt transmise prin intermediul telefonului, mai precis a microfonului, sub formă de semnal acustic; **în infraroșu** etc).

Evident modem-urile cuplate direct sunt mai performante dar pentru terminalele portabile (*laptop*) este avantajos un modem cu cuplaj acustic.

Modem-ul poate fi separat de DTE deci dispozitiv **extern** sau poate fi un modul în interiorul terminalului, adică modem **intern**.

Funcție de tipul canalului de comunicații folosit, modem-urile pot funcționa în regim:

- ◆ **simplex;**
- ◆ **semi-duplex;**
- ◆ **duplex.**

Modul de transmisie diferențiază două categorii de modem-uri:

- ◆ **asincrone;**
- ◆ **sincrone.**

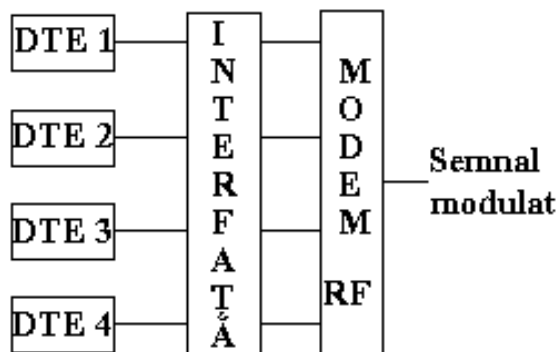


Fig.VI.31 Interconectarea componentelor dintr-o rețea de comunicații cu un modem de bandă largă

Un alt criteriu de clasificare a modem-urilor este lățimea benzii de frecvențe disponibile, rezultând modem-uri:

- ◆ **de bandă îngustă;**
- ◆ **de bandă largă;**
- ◆ **pentru linii dedicate;**
- ◆ **telefonice în banda vocală.**

Modem-urile de bandă largă (*broadband modem*) sau modem-urile **multiport** sunt în general utilizate pentru interconectarea mai multor terminale dintr-o rețea de comunicații, cu mediul de transmisie, în variantă multiplexată (Fig.VI.31). În aceste cazuri este necesară o bună sincronizare a DTE-urilor iar proiectarea și întreținerea acestor rețele sunt dificile. În plus, creșterea numărului de utilizatori devine o problemă.

Standardele de transmisie în rețelele de comunicații de bandă largă stabilesc lățimea benzii de transmisie (ex. IEEE 802: 6MHz în SUA; 8MHz în Europa), numărul de canale; benzile de separare a canalelor; compatibilități cu alte standarde etc.

Modem-urile se caracterizează și prin **rata de transmisie**. Prin compararea acestora cu lățimea benzii alocate se obțin modem-uri:

- ◆ **de mică viteză;**
- ◆ **de mare viteză;**
- ◆ **de medie viteză.**

De exemplu, în cazul modemurilor telefonice, cu transmisie binară simplex sau semi-duplex în banda 300 Hz ... 3400 kHz, se consideră 9600 bps ca o viteză medie de transmisie iar 600 bps reprezintă o rată mică de transmisie. Transferul binar al datelor în mod duplex pe circuitele pe două fire se realizează pe o bandă de frecvențe redusă la jumătate comparativ cu transmisia pe patru fire.

Funcție de caracteristica atenuare-frecvență a liniei telefonice, dacă se utilizează o bandă îngustă de frecvențe: 800 Hz ... 2400 Hz, se pot transmite date fie cu un raport de puteri semnal/zgomot minim, fie pe distanțe mai mari (20 ... 30 km). Transmisia sincronă a datelor pe linia telefonică se poate realiza la viteze relativ mari de 56 kbps.

Creșterea ratei de transmisie față de valoarea maximă impusă pentru transmisii binare, pe un canal de comunicații de bandă limitată, se poate face prin mărirea numărului stărilor modulatorului digital.

VI.9.6 Exemple de modem-uri telefonice

Canalele telefonice sunt adecvate pentru modemurile cu eficiență spectrală mare datorită cererii tot mai ridicate de transmisie. Întrucât lățimea benzii canalului (300... 3400)Hz este relativ mică și raportul C/N disponibil este în general de cel puțin 30 dB, se

pot utiliza procesoare de semnal performante cu costuri rezonabile. Un mare număr de tehnici de modulație cu eficiență mare de bandă sunt utilizate în sistemele digitale de transmisie pe linie telefonică dar și în sistemele de bandă largă (transmisii prin satelit, sisteme de comunicații terestre pe fibră optică sau alte ghiduri de undă). În numeroase aplicații radio sau în transmisiile cu microunde se utilizează modulații de tip QAM, TCM, QPR, cu număr mare de stări (16; 32; 49; 64; 128; 225; 256). Datorită proprietăților de corelație pe care le au semnalele QPR, acestea pot fi folosite la viteze mari de transmisie pe canale cu banda limitată sever.

Câteva tipuri de modem-uri telefonice și caracteristicile acestora sunt prezentate în Tabelele VI.7 și VI.8.

Modemurile în standarde CCITT utilizează frecvențe de apel de 2100Hz; 2400Hz și 2250Hz în timp ce în standardele Bell Systems transmit apelul pe 2225 Hz.

Interconectarea a două modemi realizate în standarde diferite implică asigurarea compatibilității lor ca valoare a frecvenței de apel, mod de transmisie, tip de modulație, viteză de transmisie etc. Compatibilitatea electrică este asigurată de interfața de comunicații (RS-232; RS-449; X.21 etc).

Observații:

◆ Există anumite circuite denumite impropriu **modemuri în banda de bază** (Fig.VI.31) care realizează doar operațiile complementare unui modem privind procesarea datelor (codare, decodare, filtrare, egalizare, corecții de semnal, sincronizare de bit etc.). Deși nestandardizat de CCITT, acest tip de circuit poate fi folosit pentru transmisia datelor pe linii telefonice urbane, nepupinizate, la viteze de 1200, 2400, 4800, 9600 și 19200 bps.

Datele, sincronizate de tactul intern al modem-ului, sunt codate conform unui anumit cod de linie (Bifazic, Miller etc). Cuplarea terminalului de date la linia telefonică se face printr-un transformator de linie (interfață V.24).

La recepție, din semnalul egalizat cu un filtru adaptiv, se reface semnalul de date codat urmând a se face în final decodarea.

◆ Interconectarea DTE-DCE respectiv calculator-modem se poate face printr-o interfață ce corespunde standardului de transmisie adoptat (CCITT V.24; RS-232-C; RS-422-A; RS-423-A; RS-449 ș.a.).

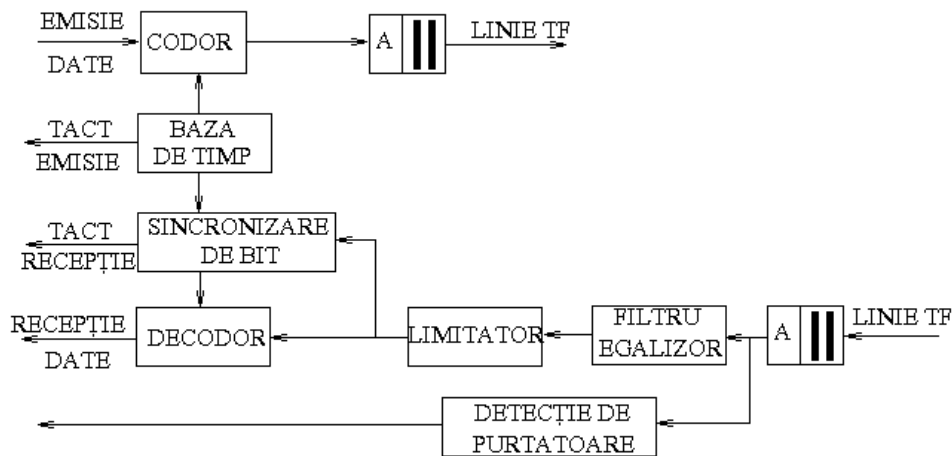


Fig.VI.32 Modem în banda de bază cu egalizor adaptiv încorporat

În cazul folosirii interfeței seriale RS-232-C conexiunile se pot face pe un număr minim de pini (semnale: transmisie de date XMIT (2); recepție de date RECV (3); masă de semnal SG(7)) în cazul transmisiei neechilibrate, caz cunoscut sub denumirea de **conexiune simplă de modem nul**.

În majoritatea aplicațiilor, cablul de conexiune simplă **modem nul** nu este satisfăcător și pentru a se permite controlul transmisiei se realizează configurarea a cel puțin 9 pini: (2-TxD, 3- RxD, 4-RTS, 5-CTS, 6-DSR,7-SG, 8-CD, 20-DTR, 22-RI). În fig.VI.33 se exemplifică modul de conectare pentru transmisie duplex sau semiduplex cu conector RS-232-C cu 25 de pini.

În fig.VI.33 se observă că DTR1 în '1' logic activează RI2 și DSR2. RTS1 activ determină trecerea pe nivel '1' logic a pinilor CTS1 și CD2 pentru apelarea DTE2. Similar DTE2 răspunde la apel urmând a se efectua transmisia datelor de la TxD1 spre RxD2.

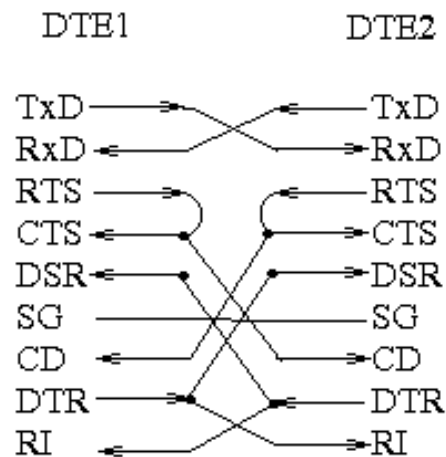


Fig.VI.33 Configurația completă a cablului de modem nul

Tabel VI.7
Modemuri telefonice (Standarde Bell Systems)

Standard	Debit (bps)	Mod de transmisie		Modulație	Linie folosită	Observații
103/113	300	asincron	semiduplex, duplex	BFSK	comutată/ închiriată	- $f_1=1070\text{Hz}/2025\text{Hz}$ - $f_0=1270\text{Hz}/2225\text{Hz}$ - $f_c=1170\text{Hz}/2125\text{Hz}$ - $\Delta f=100\text{Hz}$; - $h=0,66$;
201B,C	2400	sincron	semiduplex, duplex	DQPSK (convenție B)	comutată/ închiriată	Standard echivalent AT&T 2024A
202C	1200	asincron	semiduplex	BFSK	comutată	-canal de retur opțional (5bps); -egalizor încorporat - $f_1=1200\text{Hz}$; - $f_0=2200\text{Hz}$; - $f_c=1700\text{Hz}$; - $\Delta f=500\text{Hz}$; - $h=0,83$;
202 D,R,T	1800	asincron	semiduplex, duplex		închiriată	
208 A,B	4800	sincron	semiduplex, duplex	8-PSK (convenție B)	comutată/ închiriată	Standard echivalent AT&T 2048A,C
209	9600	sincron	duplex	16-QAM necodat	închiriată	- Multiplexor încorporat; -Standard echivalent AT&T 2096
212A,B	300	asincron	semiduplex, duplex	BFSK	comutată	- similar cu modemul Bell 103
	1200	sincron	semiduplex, duplex	DQPSK (convenție A)	comutată	-compatibil cu CCITT V.22 în modulele 1;2;3;4.

Tabel VI.8 Modemuri telefonice (norme CCITT)

Standard	Debit (bps)	Mod de transmisie		Modulație	Linie folosită	Observații
V.17	14400	sincron	semiduplex	TCM	comutată	- utilizat în aplicații facsimil; - minim 7200bps; - interfață V.24; - cifrator și egalizor adaptiv incorporate.
V.21	300	asincron	semiduplex, duplex	BFSK	comutată	- $f_1=980\text{Hz}/1650\text{Hz}$ - $f_0=1180\text{Hz}/1850\text{Hz}$ - $f_c=1080\text{Hz}/1750\text{Hz}$ - $\Delta f=100\text{Hz}$.
V.22	600	asincron sincron	semiduplex, duplex	BPSK	comutată/ închiriată	- modurile 3;4;
	1200	asincron sincron	semiduplex, duplex	DQPSK	comutată/ închiriată	- modurile 1;2;5.
V.22bis	1200	asincron	semiduplex, duplex	DQPSK	comutată	- idem V.22;
	2400	asincron	semiduplex, duplex	QAM	comutată	
V.23	600	asincron sincron	semiduplex, duplex	BFSK	comutată	- interfață V.24; V.28; - canal de retur 75 bps; - egalizor incorporat; - $f_1=1300\text{Hz}$; - $f_0=1700\text{Hz}$; - $f_c=1500\text{Hz}$; - $\Delta f=200\text{Hz}$.
	1200	asincron sincron	semiduplex, duplex	BFSK	comutată	- $f_1=1300\text{Hz}$; - $f_0=2100\text{Hz}$; - $f_c=1700\text{Hz}$; - $\Delta f=400\text{Hz}$.
V.26	1200	sincron	semiduplex	BPSK	comutată	- interfață V.24; - canal de retur opțional (75 bps) cu modulație BFSK (390Hz/450Hz); - circuit de anulare a ecourilor;

Standard	Debit (bps)	Mod de transmisie		Modulație	Linie folosită	Observații
V.26bis; ter	2400	sincron	semiduplex, duplex	DQPSK convenția B	închiriată	- idem V.26.
V.27	4800	sincron	semiduplex, duplex	8-PSK convenția A	comutată/închiriată	-
V.29	4800	sincron	semiduplex, duplex	QPSK	închiriată	-
	7200	sincron	semiduplex, duplex	8-APK	închiriată	- 2A-4P-SK;
	9600	sincron	semiduplex, duplex	16-APK	închiriată	- 2A-8P-SK;
V.32	4800	sincron	semiduplex, duplex	4-QAM	închiriată	-
	9600	sincron	duplex	16-TCM/16-QAM	comutată	-
V.32bis	max. 14400	sincron	duplex	128-TCM; (64-TCM; 32-TCM)	comutată sau linie pe 2 fire, închiriată prin legături punct cu punct;	- include circuite de anulare a ecourilor; - cifrator incorporat; - viteză minimă: 7200 b/s; - compatibil cu V.32 la 9600bps; -viteză de modulație: 2400 Bauds;
V.33	14400	sincron	semiduplex, duplex	TCM	închiriată	-modem multiport cu MUX incorporat; - viteză minimă 2400bps;
V.36	48k 56k 64k 72k	sincron	duplex	AM-VSB	canal pentru grup primar (48kHz)	-modem de bandă largă; -interfață V.24; - se plasează în interiorul centraleiTF;
V.61	4800 max. 14400	sincron	duplex	TCM	comutată sau linie pe 2 fire, închiriată	- transmisie simultană de semnal vocal și de date (4800 bps); - opțional, transmisie numai de date cu rate de până la 14400 bps; - canal auxiliar de 342 bps.

VI.9.7 Modem-uri inteligente

Cele mai atractive din punctul de vedere al facilității de utilizare sunt **modem-urile inteligente** (*Smartmodems*) prevăzute eventual cu **unitate de apel automat** (*ACU - Automatic Calling Unit*). Această unitate, realizată sub formă hard sau soft, este cea care plasează apelul pe linie și stabilește legătura, fie la anumite ore când tarifele de transmisie sunt mai mici, fie când numărul utilizatorilor este redus. Altă aplicație a unității de apel automat este cea de verificare a apelantului prin preluarea adresei acestuia și apelarea lui ulterioară în vederea eliminării posibilității preluării unor informații false de la potențiali adversari. Modem-urile inteligente lucrează cu secvențe de control speciale (exemplu: setul de instrucțiuni Hayes) pe baza unor protocoale specifice. Standardul RS-366 prevede caracteristicile ACU incorporate în modem-urile digitale.

Modem-urile inteligente Hayes sau 'compatibile Hayes' (exemplu: modemurile Telebit's Trailblazer) folosesc setul complet sau parțial de instrucțiuni Hayes, originale (Tabel VI.9) sau modificate, cu prefix AT și parametri exprimați binar (0 sau 1). Modificarea acestor comenzi a avut ca scop creșterea vitezei de lucru peste 9600 bps, valoarea specifică modem-urilor Hayes.

Răspunsul la apel este coordonat prin așa-numitele **coduri rezultate** (Tabel VI.9).

Exemplu: Instrucțiunile folosite pentru stabilirea legăturii dintre calculatorul propriu și un alt terminal, printr-un modem telefonic inteligent:

AT H1 ; ocuparea liniei,
AT DT1, nnnnnn ; formarea numărului dorit.

Observații:

- ◆ Setul de comenzi Hayes stă la baza programelor soft de control a modem-urilor cu unitate automată de răspuns și apel.
- ◆ Programul respectiv (*software*) oferă diferite opțiuni care vizează:
 - tipul legăturii: poștă electronică (*e-mail*); transfer de fișiere (FTP); aplicații facsimil; transmisii vocale etc.
 - monitorizarea continuității transmisiei cu sesizarea eventualelor întreruperi (*File Transfer in Progress*);

- operații de tip utilitar (*rename; delete; copy; paste*);
- setarea unor echipamente (ex: imprimantă, scanner etc);
- efectuarea de teste de transmisie.

◆ Compatibilitatea modemurilor inteligente trebuie asigurată la nivelul seturilor de comenzi de bază și rezultante, eventual și la nivel de registre.

Tabelul VI.9

Setul de instrucțiuni Hayes

Set	Instrucțiune	Descriere
Comenzi de bază	A	Apel
	A/	Repetarea ultimei comenzi
	C	Comutarea purtătoarei ON/OFF
	D	Formarea numărului de telefon
	E	Opțiune de vizualizare a caracterelor pe ecran
	F	Alegerea modului de transmisie duplex/semiduplex
	H	Circuit telefonic închis/deschis
	I	Cerere pentru cod de identificare sau sumă de control
	M	Comutarea difuzorului ON/OFF
	O	Conectarea modemului la linia telefonică
	P	Transmisia informației de selecție prin impulsuri
	Q	Cerere de transmisie a codului rezultat
	R	Schimbarea stării modemului apelant
	S	Inițializarea registrelor modem-ului
	T	Formarea numărului cu tonuri specifice
	V	Transmisia codului rezultat cu cifre sau cuvinte
	X	Folosirea setului de bază sau extins
Z	Inițializare modem	
Coduri rezultante	0/OK	Linie de comandă executată fără erori
	1/CONNECT	Detectie a purtătoarei pe linie
	2/RING	Detectie apel
	3/NO CARRIER	Lipsa purtătoarei pe linie
	4/ERROR	Detectie de erori în linia de comandă

Comunicațiile între modemurile inteligente sunt coordonate prin diverse protocoale. **Protocolul MNP** (*Microcom Networking Protocol*) este destinat transferului de fișiere de date, între modem-uri inteligente, cu capacitate mare de detecție și corecție a erorilor de transmisie. În prezent, acest protocol este utilizat ca standard industrial.

Proiectat după modelul OSI, protocolul MNP prezintă 3 nivele:

1. nivelul legăturii de date;
2. nivelul de sesiune;
3. nivelul de transfer de fișiere.

Formatul unui cadru MNP este asemănător celui utilizat de protocoalele SDLC și HDLC: Se folosesc câmpuri de delimitare (*FLAG*) de trei octeți. Primul câmp de control descrie utilizatorul (mod de transmisie duplex/semiduplex; lungimea mesajului etc) iar al doilea stabilește nivelul serviciului sau clasa protocolului MNP în care se efectuează transmisia. Controlul erorilor se face cu un cod ciclic (CCITT-12; CCITT-16 etc).

Protocolul MNP are 9 **clase de utilizare** dezvoltate succesiv:

Clasa 1 - transmisie asincronă, semiduplex, BOP;

Clasa 2 - suplimentar mod de transmisie duplex;

Clasa 3 - transmisie sincronă în pachet, fără biți de START și STOP;

Clasa 4 - se adaugă clasei 3 facilități de optimizare a formatului pachetelor și lungime adaptivă a grupelor de pachete de date;

Clasa 5 - se utilizează metode de compresie a datelor;

Clasa 6 - se negociază viteza de transmisie și se aplică transmisia duplex statistică (asemănător alocării dinamice a vitezelor de transmisie specifice protocolului WFQ);

Clasa 7 - se aplică metode de compresie a datelor cu predicție;

Clasa 8 - se adaugă în structura modem-ului filtre de egalizare realizate în standard CCITT V.29;

Clasa 9 - se combină avantajele modem-ului în standard CCITT V.32 cu metodele de compresie a datelor obținându-se debite binare de 40kbps în transmisie duplex.

Observație: În momentul stabilirii legăturii între două terminale, protocolul consideră că acestea pot comunica doar pe nivelul logic inferior. După această etapă, urmează a se negocia clasa MNP în care se poate încadra transmisia respectivă, în funcție

de performanțele modem-urilor folosite. Astfel dacă un modem MNP întâlnește unul non-MNP, modem-ul MNP va lucra ca modem neinteligent făcând posibilă transmitia datelor.

VI.9.8 Controlul și testarea modem-urilor

Modem-urile, denumite generic DCE, permit transmitia pe canalul de comunicații a semnalului de date aplicând o anumită tehnică de modulație (ASK; FSK; PSK; QAM; TCM).

Modem-ul asociat terminalului care inițiază transmitia, DCE-ul apelant, se găsește în **modul de transmisie** (*ORIGINATE*) iar cel care răspunde apelului și recepționează mesajul este în **modul de răspuns la apel** (*ANSWER*). Stabilirea propriu-zisă a legăturii cu echipamentul apelat se realizează în **modul de apel** (*DIAL-MODE*). Testarea funcționării modem-ului se face în **modul de autotest** (*SELF-TEST; LOOPBACK-TEST*) iar întreruperea procesului de comunicație în condițiile schimbării parametrilor de transmisie (atenuări puternice pe linie sau recepția unei secvențe 'nule' de tip *break-condition*) se poate face prin **deconectarea automată** a modemului (*AUTOMATIC DISCONNECT*).

Uzual, interconectarea DTE-ului cu un DCE se face prin intermediul unei interfețe care respectă un anumit standard de comunicație (RS-232-C, RS-449; RS-422-A; RS-423-A; EIA- 694; V.24; V.28 ș.a.) cu conectori cu număr diferit de căi (9; 25; 37). Tendințele actuale de transmisie a datelor între echipamente apropiate (2m), cu viteze relativ mari (Mbps), exclud legăturile 'prin fir' în favoarea celor 'în infraroșu' (*IrDA- Infrared Data Association*).

Inversarea sensului de transmisie pe un canal cu comunicație în modul semi-duplex implică transmitia unor secvențe de control (de tip ACK; ENQ) nespecifice protocoalelor simple (ex. RS-232). Este necesară aplicarea unui protocol de transmisie pe un nivel superior, cum ar fi protocolul Bisync, care stabilește în fiecare moment ce terminal transmite date.

În anumite condiții se utilizează un canal suplimentar (secundar) de comunicații (*Backward Channel*) invers ca sens față de canalul principal, pentru transmitia unor secvențe de sincronizare, corecție de erori sau pentru controlul traficului.

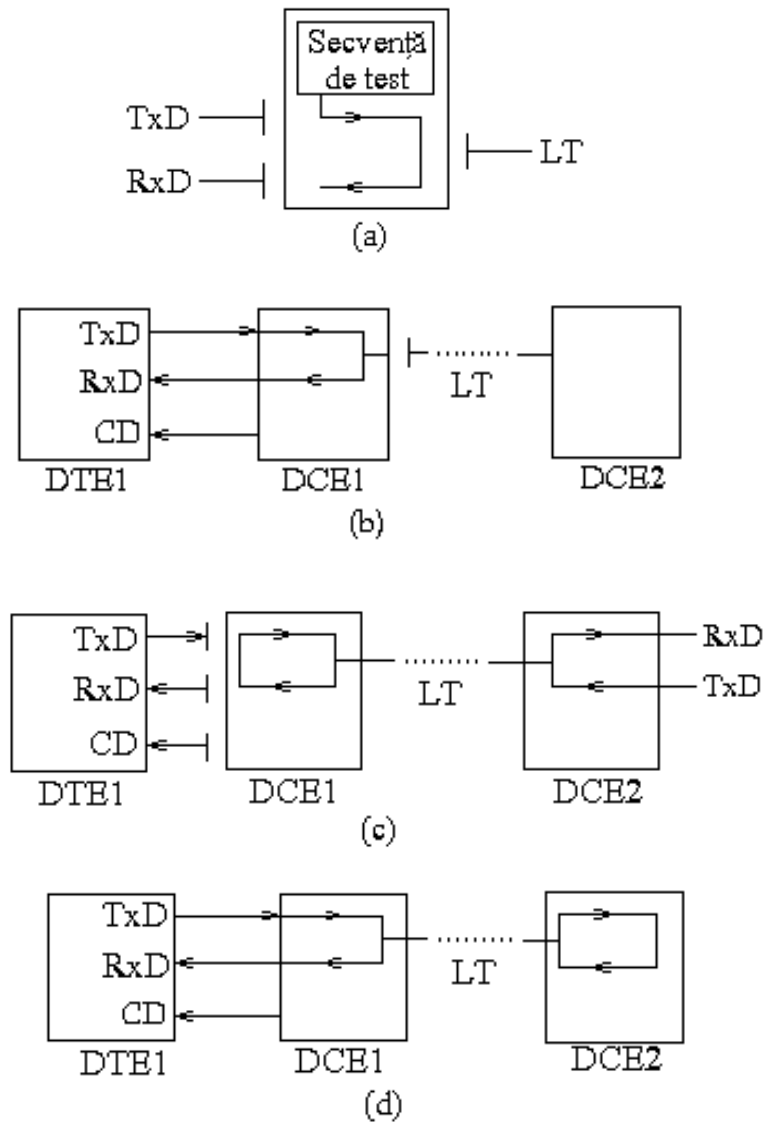


Fig.VI.34 Testarea modem-ului: (a) auto-test; (b) testare analogică; (c) testare digitală; (d) testare globală.

Controlul funcționării modem-ului se face prin intermediul UART. În general, acesta admite un număr limitat de conexiuni prin modem și permite testarea unor condiții

de transmisie prin **registru de control a modemului** (MCR - *Modem Control Register*) precum și determinarea stării modemului prin **registru de stare a modemului** (MSR - *Modem Status Register*).

MCR poate determina anumite întreruperi ale UART, poate activa semnalele DTR (*Data Terminal Ready*) și RTS (*Request to Send*) spre UART.

DTR activ semnifică faptul că terminalul propriu este conectat prin modem la linia telefonică.

RTS reprezintă cererea de transmisie în cazul comunicațiilor semi-duplex.

Registru de stare MSR este utilizat pentru sesizarea schimbărilor intervenite în funcționarea modemului. Orice modificare a stării modemului determină apariția unei întreruperi în funcționarea UART prin **registru de activare a întreruperii** (IER) și cel de **identificare a întreruperilor** (IIR).

Testarea funcționării modemului se poate efectua în următoarele variante:

◆ **autotest** (*Self-Test*): o secvență binară de test, generată intern, este modulată, demodulată (modem-ul în buclă închisă este deconectat de la LT și de la terminalul propriu) după care se compară secvența obținută cu cea inițială; se testează atât frecvențele de emisie cât și cele de recepție (Fig.VI.34a);

◆ **test de transmisie analogică** (*Analog Loopback Test*): se testează legătura modemului cu terminalul propriu (Fig.VI.34b) conexiunea cu linia telefonică fiind întreruptă;

◆ **test de transmisie digitală** (*Digital Loopback Test*): se verifică funcționarea modemului apelat (Fig.VI.34c), terminalul propriu fiind deconectat;

◆ **test global** (*Remote Loopback Test*): sunt testate ambele modem-uri precum și linia telefonică (Fig.VI.34d).

VI.10 Aplicații

P1. Reprezentați constelația de stări în spațiul semnalelor pentru modulatorul:

- a) 8-ASK; b) 25-QPRS; c) 16-APK; d) 2F-8P-SK.

P2. Găsiți valoarea eficienței spectrale a unui modem telefonic de 14400bps cu transmisie duplex cu separare în frecvență a căilor.

P3. Calculați puterea totală a unui semnal MSK cu amplitudine 5V și viteza de modulație 4800 Bauds. Dacă transmisia se face în banda vocală și este afectată de zgomot

aditiv alb de $0,02\text{W/Hz}$, care este valoarea în dB a raportului C/N ?

P4. Determinați media și varianța distanței euclidiene pătratice medii pentru constelația de stări a unui modulator:

- a) QPSK cu precodare Miller ; b) 9-QPRS necodat;
c) 16-QAM necodat; d) 8-PSK precodat 'trellis'.

P5. Calculați coeficienții filtrului formator din modulatorul 5-GSFSK.

P6. Deduceți rata de descreștere a spectrului de putere al semnalului:

- a) MSK; b) SFSK; c) DSFSK; d) TSFSK.

P7. Deduceți coeficienții filtrului formator pentru semnalul 5-GSFSK generat cu o schemă CPFSK.

P8. Descrieți modulația 16-QAM cu precodare 'trellis' (metoda TCM).

P9. Calculați lungimea maximă a liniei telefonice (capacitate nominală 50nF/km) pentru o transmisie de date cu un modem de 56kbps , alimentat la 10V , realizat în tehnologie CMOS.

P10. Modelați canalul de comunicații de date ca FTJ. Deduceți expresia impulsului rectangular filtrat de canal. Determinați expresiile coeficienților de interferență intersimboluri funcție de lățimea benzii canalului și viteza de transmisie. Calculați viteza de transmisie a datelor și coeficienții de IIS semnificativi (cu valori mai mari decât 10% din eșantionul propriu) pentru un canal audio (lungime maximă a IIS - 5).

P11. Determinați valoarea indicelui de modulație în frecvență pentru un modem în standard CCITT: a) V.21; b) V.23.

P12. Fie un modem MOTOROLA pentru transmisii duplex de date, voce sau fax la 56kbps în standard V.90 (combină facilitățile altor standarde CCITT); utilizat și pentru poșta electronică, transfer de fișiere; cu facilități de securizare a sistemului cu parolă, control al volumului; viteze de transmisie în modul FAX: 14400bps (V.17), 9600bps și 7200bps (V.29), $4800/2400\text{bps}$ (V.27ter), 300bps (V.21); în modul de date rate de transmisie până la 115kbps ; compatibil cu modemurile în standarde V.34bis, V.32bis, V.32, V.21, V.22, V.23, Bell 212A, Bell 103; corecție de erori MNP clasele 2-4; compresie de date conform MNP clasa 5 și V.42 bis; control prin UART; necesită minimum: procesor Intel Pentium® PC 166MHz ; 256K memorie cache; 16MB RAM; ISA; spațiu minim de stocare pe HD 20MB ; CD-ROM. Ce tipuri de modulatatoare sunt incluse în acest modem? Ce tehnici de precodare se aplică?