

5. TRANSMISIUNI DE DATE IN SISTEME CU MODULATIE LINIARA

Deoarece prin canalul de comunicație se transmit de cele mai multe ori frecvențe diferite de spectrul semnalului din banda de bază, este necesară translația de frecvență, atât la sursă cât și la receptor.

Această translație este realizată în procesul de modulație de către o sursă de semnal - generatorul frecvenței purtătoare. Translație în sens invers - demodularea - se realizează la recepție.

Modulația liniară (modulația de amplitudine) este utilizată la transmiterea semnalelor binare.

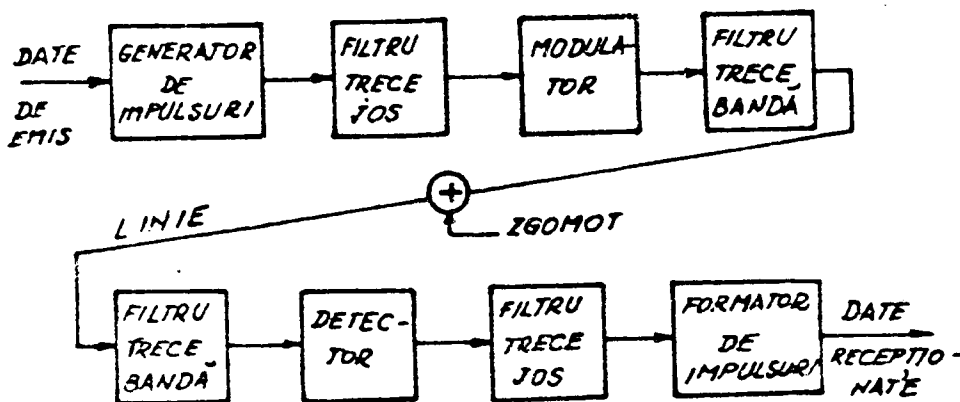


Fig.5.1.

Schema bloc a unui sistem cu modulație liniară este prezentată în figura 5.1. Înainte de modulare semnalul din banda de bază este trecut printr-un filtru de formare (trece jos). Amplitudinea purtătoarei este modificată de către modulator, conform cu semnalul binar de emis. Filtrul de ieșire limitează banda semnalului rezultat prin modulație, în scopul limitării interferențelor. La recepție zgomotele din afara benzii utile sunt eliminate prin filtrare. Detectorul reconstituie semnalul din banda de bază; cum semnalul de la ieșirea detectorului conține și alte componente spectrale, se prevede un filtru trece jos pentru înlăturarea lor. Un formator cu două nivele asigură reconstrucția fi-

nală a secvenței binare recepționate. Sursa și receptorul sînt conectate prin linie, în care pătrunde zgomot aditiv.

5.1. Modulația liniară

Operația de modulare se asigură de către modulator care multiplică semnalul modulator $g(t)$ cu semnalul purtător $s_M = \cos \omega_0 t$. Schema bloc a modulatorului și spectrul semnalului modulator - $G(\omega)$ - în banda de bază sînt prezentate în figura 5.2.

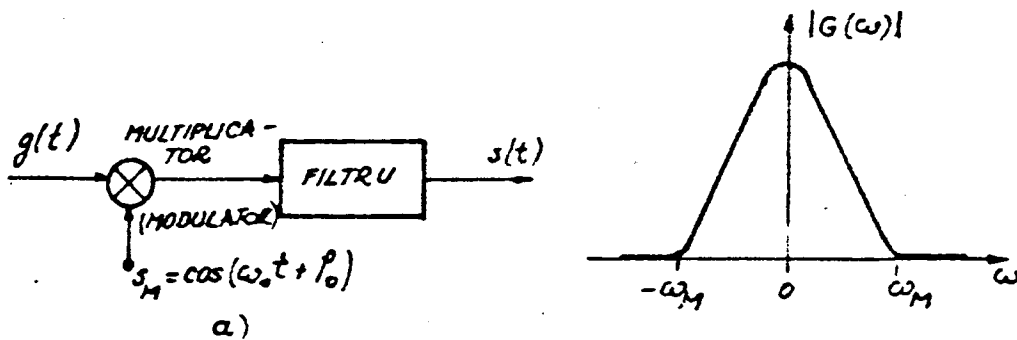


Fig.5.2.

Dacă $H(\omega)$ este caracteristica de frecvență a filtrului, $S(\omega)$ pentru semnalul de ieșire este (considerînd $\varphi_0 = 0$)

$$S(\omega) = H(\omega) \left[\frac{1}{2} G(\omega + \omega_0) + \frac{1}{2} G(\omega - \omega_0) \right]. \quad (5.1)$$

Dacă se consideră canalul $C(\omega)$ egalizat, filtrul $H(\omega)$ servește numai pentru obținerea tipului dorit de semnal modulat, după cum urmează.

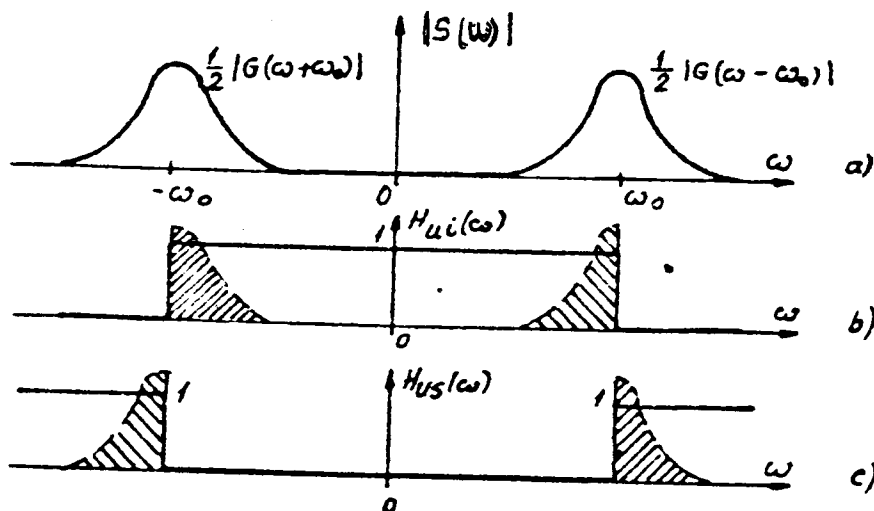


Fig.5.3.

Dacă modularea se efectuează asupra semnalului $s_0 + s(t)$, unde s_0 este o componentă continuă astfel aleasă încît $s_0 + s(t) \geq 0$, semnalul modulat apare sub forma

$$s_a(t) = s_0 \cos \omega_0 t + s(t) \cos \omega_0 t. \quad (5.2)$$

Spectrul acestui semnal, după filtrare va fi

$$S(\omega) = H(\omega) \left\{ \pi s_0 [\delta(\omega - \omega_0) + \delta(\omega + \omega_0)] + \frac{1}{2} [G(\omega - \omega_0) + G(\omega + \omega_0)] \right\}. \quad (5.3)$$

Modulația de amplitudine (MA) cu grad de modulație 100% corespunde semnalizării „da - nu” (OOK).

Purtătoarea poate fi parțial sau total suprimată. Suprimarea purtătoarei se exprimă prin $s_0 = 0$, ceea ce face ca relația (5.3) să se transforme în relația (5.1).

În continuare se vor prezenta tipuri de semnale cu purtătoarea suprimată.

Semnale cu bandă laterală dublă (BLD) se obțin dacă $H(\omega) = 1$. Semnalul $s_d(t)$ de la ieșirea modulatorului este

$$s_d(t) = s(t) \cos \omega_0 t, \quad (5.4)$$

spectrul său ocupînd o bandă dublă comparativ cu banda semnalului modulator - figura 5.3.a.

Semnale cu bandă laterală unică (BLU). Pentru transmiterea informației purtate de semnalul modulat este suficientă una din cele două benzi laterale, inferioară sau superioară. Dacă $\mathcal{U}(\omega)$ este funcția treaptă unitară,

$$H_{ui}(\omega) = \mathcal{U}(\omega + \omega_0) - \mathcal{U}(\omega - \omega_0) \quad (5.5)$$

este caracteristica filtrului ce reține banda laterală inferioară. Filtrul

$$H_{us}(\omega) = 1 - H_{ui}(\omega) \quad (5.6)$$

reține banda laterală superioară.

Semnalul modulat, ca funcție de timp se determină [66] ca fiind

$$s_{ui}(t) = \frac{1}{2} g(t) \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} \mathcal{H}\{g(t)\} \sin \omega_0 t, \quad (5.7)$$

$\mathcal{H}\{g(t)\}$ fiind transformata Hilbert a semnalului $g(t)$, în cuadratură cu el. Transformata se obține printr-un filtru cu caracteristica

$$F(\omega) = -j \cdot \text{Sgn}(\omega). \quad (5.8)$$

Acest filtru trece tot și care introduce un defazaj constant de

90° , indiferent de frecvența componentei spectrale, nu este realizabil. Pentru domenii înguste de frecvență pot fi realizate rețele ce implementează transformata Hilbert.

Deși eficiente în ceea ce privește utilizarea benzii alocate, dificultățile de filtrare a benzii pentru semnalele cu componente spectrale apropiate de $\omega = 0$ nu recomandă acest tip de modulație în sistemele de transmisiuni de date.

Semnale cu rest de bandă laterală (RBL). Acestea necesită o lățime de bandă cu $\sim 25\%$ mai mare decât sistemele BLU, transmitând frecvențele joase prin două benzi laterale iar frecvențele înalte printr-una singură.

Inexistența purtătoarei în sistemele prezentate are avantaje sub raportul utilizării puterii emițătorului, în schimb refacerea purtătoarei la recepție în vederea detecției coerente impune folosirea unor circuite complicate.

5.2. Demodulația semnalelor cu modulație liniară și purtătoare suprimată

Extragerea informației purtate de semnalele modulate se face prin procesul de demodulare. Metodele de demodulare pot fi necoerente și coerente.

Demodulația necoerentă, deși simplă, se utilizează mai puțin în transmisiunile de date ca urmare a slabei performanțe obținute atunci când semnalul util este însoțit de zgomot. Ea se utilizează în cazul semnalizării OOK.

Demodulația coerentă se realizează prin înmulțirea semnalului modulat cu un semnal nemodulat de aceeași frecvență și în fază cu purtătoarea (sinfazic). După cum s-a văzut - relația (5.7) - un semnal cu modulație liniară este de forma

$$s(t) = x(t) \cos \omega_0 t + y(t) \sin \omega_0 t.$$

Prin înmulțirea cu semnalul de la recepție

$$s'(t) = \cos(\omega_0 t + \theta),$$

urmată de filtrare ce înlătură componentele cu frecvența ce în-
trece ω_M , se obține

$$s_d'(t) = \frac{1}{2} x(t) \cos \theta + \frac{1}{2} y(t) \sin \theta \quad (5.9)$$

relație ce pune în evidență două efecte negative cauzate de deca-
lajul de fază între purtătoare și semnalul utilizat la demodulare

și anume reducerea amplitudinii semnalului și apariția unei componente în cuadratură cu acesta. Se impune deci funcționarea cu $\theta = 0$, respectiv sincronizarea purtătoarei de referință.

După modul în care se realizează sincronizarea purtătoarei vom distinge

- metode ce prelucrează semnalul recepționat
- metode ce utilizează unul sau mai multe semnale pilot special transmise.

Bucșa de sincronizare Costas, face parte din prima categorie de metode, fiind utilizată în sisteme de transmisiuni cu BLD sau cu modulație liniară de fază. Schema bloc a buclei Costas se prezintă în figura 5.4. Conform relației (5.2), semnalul recep-

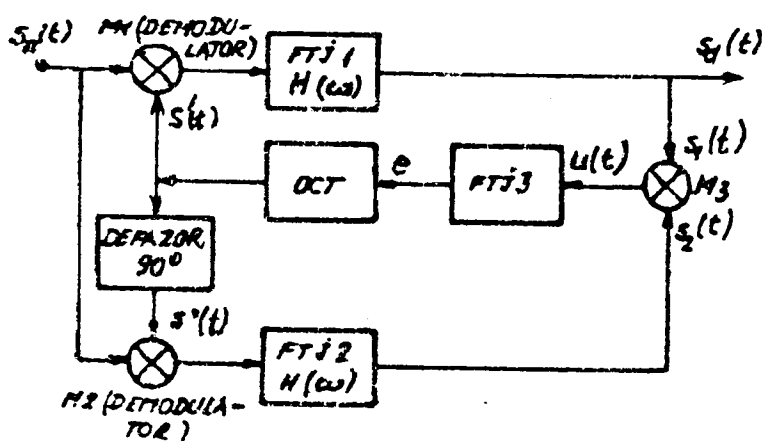


Fig.5.4.

ționat este $x(t) \cdot \cos \omega_0 t$. Considerăm că semnalul de referință $s'(t)$ are inițial un mic defazaj θ față de purtătoarea semnalului recepționat. După înmulțirile efectuate de multiplicatoarele $M1$ și $M2$ între s_R și s' respectiv s_R și s'' (în cuadratură cu s') și filtrare, rezultă $s_1(t) = 0,5 \cdot s(t) \cdot \cos \theta$ și $s_2(t) = 0,5 \cdot x(t) \cdot \sin \theta$. La ieșirea multiplicatorului $M3$ apare

$$u(t) = \frac{1}{4} x^2(t) \cdot \sin 2\theta \approx \frac{\theta}{2} x^2(t).$$

Filtrul trece jos 3 mediază $u(t)$, rezultînd semnalul eroare

$$e \approx \frac{\theta}{2} X^2,$$

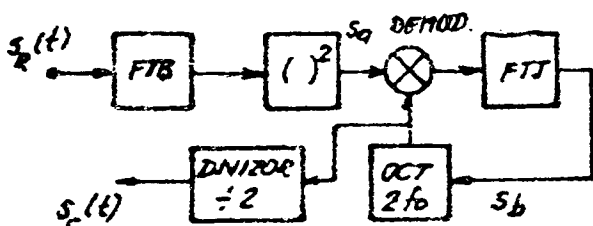
unde X^2 este valoarea efectivă a lui $x(t)$ (puterea semnalului). Eroarea e comandă oscilatorul controlat în tensiune (OCT) în sensul reducerii sale pînă ce $e=0$ sau $\theta = 0$, ceea ce era de dorit.

Banda buclei Costas, B_L , este determinată de filtrul trece jos 3. În prezența zgomotului alb se demonstrează că, la o corectă

dimensionare faza variază în jurul valorii corecte cu dispersia dată de relația [41]

$$\sigma_{\phi}^2 = \frac{N_0 B_L}{X^2} \quad (5.10)$$

Bucła pătratică - figura 5.5 - are performanțe identice cu cele ale buclei Costas. După dispozitivul de ridicare la pătrat se obține



$$s_a(t) = \frac{x^2(t)}{2} + \frac{x^2(t)}{2} \cos 2\omega_0$$

motiv pentru care oscilatorul controlat în tensiune oscilează pe $2f_0$. După filtrul trece jos se obține un semnal proporțional cu produsul dintre puterea

Fig.5.5.

semnalului recepționat și (la defazaaje mici) defazajul θ , care va acționa în sensul anulării defazajului. Prin divizare se obține un semnal cu frecvența purtătoarei, în fază sau în opoziție de fază cu ea.

Ambiguitatea de 180° în defazaaj este caracteristică atât buclei pătratice cât și buclei Costas. Ca urmare a acestui inconvenient se pot produce confuzii între simboluri. În sistemele diferențiale acest inconvenient dispare. Pentru celelalte cazuri se recomandă transmiterea unor secvențe de recunoaștere.

Din a doua categorie fac parte sisteme ce folosesc un semnal pilot pe frecvența purtătoarei dar cu amplitudine mică în comparație cu aceasta sau sisteme care folosesc semnale pilot în afara benzii ocupate de semnalul util.

În figura 5.6 se prezintă un sistem care la sursă înlătură componentele din jurul frecvenței 0 a semnalului, printr-un filtru trece sus. În acest mod, după modulare, purtătoarea nu apare în spectrul rezultat. Semnalul modulată, de la ieșirea modulatorului echilibrat, este însumat cu o componentă spectrală, în cuadratură cu purtătoarea, mult atenuată. Deoarece spectrul datelor nu mai apare (ca urmare a filtrării de la emisie) în vecinătatea frecvenței purtătoarei, la recepție sincronizarea purtătoarei de referință se face fără ambiguitatea de 180° amintită la bucla Costas și bucla pătratică.

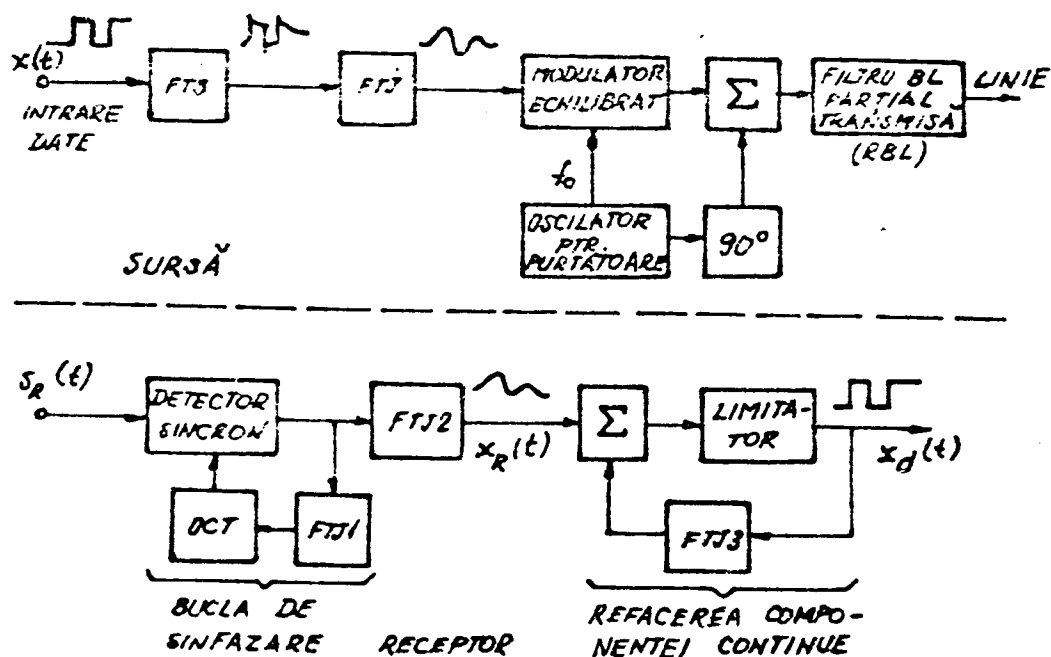


Fig.5.6.

Deoarece purtătoarea de referință este în cuadratură cu purtătoarea suprimată, în semnalul obținut prin demodulare coerentă la receptor lipsește componenta continuă.

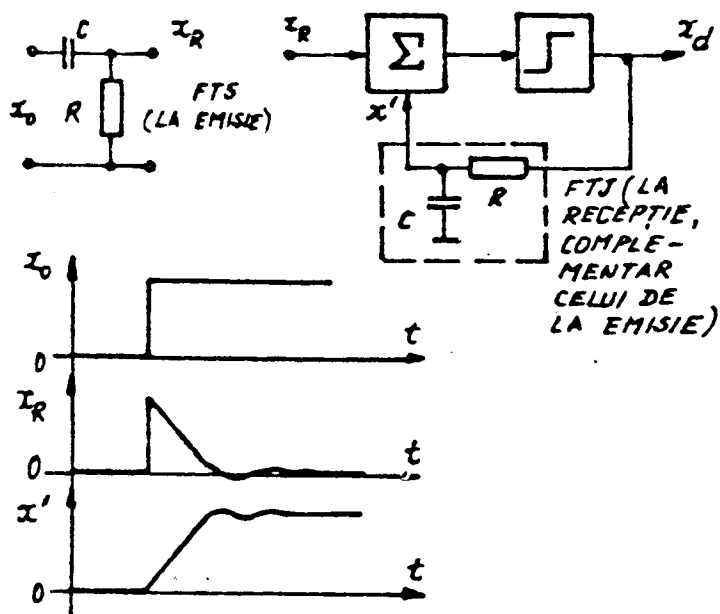


Fig.5.7.

Refacerea componentelor continuă și de joasă frecvență ce se elimină la emisie pentru a asigura funcționarea corectă a buclei de sinfazare se realizează printr-o buclă, cunoscută sub de-

numirea de circuit cu reacție cuantizată (quantized feedback). - figura 5.7. Bucla conține în reacție un filtru trece jos, complementar filtrului trece sus de la recepție. Modul în care se refac componentele continue poate fi urmărit în figura 5.7.

În absența zgomotelor și a distorsiunilor de întârziere, tranzițiile semnalului sînt recepționate cu temporizare precisă și frecvențele joase sînt refăcute corect. Dacă însă tranzițiile semnalelor recepționate sînt deplasate ca urmare a distorsiunilor introduse de către canal, distorsiunile semnalului obținut vor fi importante.

În consecință, metoda prezentată conduce la o mare sensibilitate față de distorsiunile canalului. Această deficiență poate fi redusă prin coborîrea frecvenței de tăiere a filtrului trece jos de la emisie, dar, apărînd componente spectrale cu frecvența apropiată de a purtătoarei acestea, intrînd în banda filtrului buclei de sinfazare, vor deranja refacerea purtătoarei.

Un sistem mai avantajos, ce permite transmiterea întregului spectru al informației numerice utilizează un emițător (sursă) similar celui din figura 5.6 dar lipsit de filtrul trece sus. Receptorul are structura prezentată în figura 5.8. El utilizează

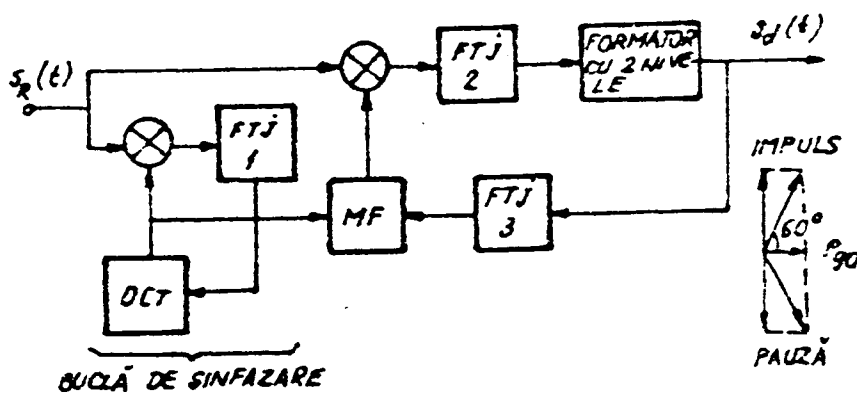


Fig.5.8.

o buclă de sinfazare compusă din oscilatorul comandat în tensiune, modulator și filtru trece jos FTJ1 pentru detectarea componentei cu frecvența purtătoarei, rezultată din spectrul datelor și componenta în cuadratură introdusă la emisie.

După cum se poate vedea din diagrama fazorială existentă în figura 5.8, purtătoarea în cuadratură P_{90} , este perturbată de componentele de joasă frecvență (impuls - pauză) ale semnalului

numeric. Spre exemplu, dacă componenta în cuadratură este jumătate din cea corespunzătoare semnalului, unghiul de perturbare este de $\pm 60^\circ$.

Deoarece banda buclei de sinfazare este redusă, domeniul de deplasare al frecvenței în timpul celor mai multe secvențe de date este mică. Depărtarea de la condițiile normale de sinfazare depinde liniar de valoarea medie a frecvenței datelor binare.

Semnalul de ieșire al formatorului (detector de prag cu 2 niveluri) este filtrat prin FTJ3; componenta continuă modulează în fază, prin modulatorul de fază MF, purtătoarea obținută prin bucla de sinfazare.

Semnalul de ieșire din modulatorul MF (purtătoare reconstituită și cu faza corectată) este aplicat detectorului sincron.

Metoda prezentată este mai puțin sensibilă la efectul distorsiunilor provenite din întârzierile variabile în timp decât cea care refuze la recepție componentele de joasă frecvență ale semnalului (eliminate la emisie).

O metodă ce face parte din a doua categorie transmite un semnal pilot modulat sinusoidal și situat în afara benzii de frecvență ocupate de semnalul binar. Frecvența pilotului și frecvența anvelopei sale de modulație se aleg în rapoarte armonice față de frecvența purtătoarei. La recepție din pilot se obține atât frecvența purtătoarei originale cât și decalajul de frecvență (Δf) introdus de canal.

Sistemul este prezentat în figura 5.9. La emisie din purtătoarea originală, cu frecvența f_0 , se obține prin divizare cu n o a doua purtătoare (cu frecvența f_0/n) plasată la limita inferioară a canalului. Ea se modulează cu un semnal cu frecvența $f_0/n \cdot m$ ce se obține prin divizarea cu m a celei de-a doua purtătoare și se însumează cu semnalul RBL obținut în mod normal.

La recepție, prin filtrul trece bandă f_0/n se separă pilotul, cu frecvența deplasată cu Δf (decalaj introdus de canal). Un detector de anvelopă extrage anvelopa de modulație a pilotului (frecvența ei este $f_0/(n \cdot m)$) și asigură sinfazarea unui oscilator (OCT) comandat în tensiune, pe frecvența f_0 . Prin divizare cu n și filtrare cu un filtru trece bandă acordat pe $\frac{n-1}{n} f_0$ se obține un semnal ce se aplică, împreună cu pilotul, unui modulador. Rezultă, după filtrare un semnal cu frecvența $f_0 + \Delta f$ ce se aplică demodulatorului sincron.

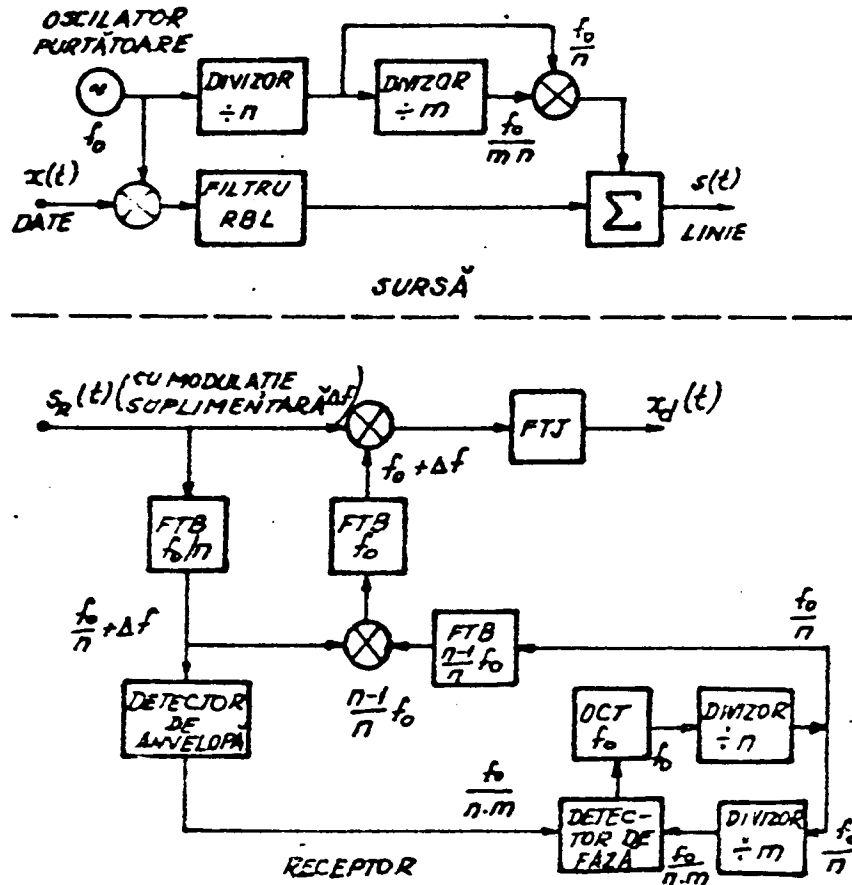


Fig.5.9.

Separarea în frecvență a semnalului util față de pilot prezintă atât avantaje cât și dezavantaje. Cele două semnale fiind separate, mesajul nu influențează purtătoarea refăcută la recepție. În schimb, este posibil ca decalajul de frecvență și defazajele introduse de canal să difere pentru semnal și purtătoare, ceea ce implică corecții suplimentare de fază în vederea realizării unei demodulări coerente optime.

Un procedeu ce diminuează efectele diferite ale canalului, asupra semnalului util și componentelor destinate sincronizării se prezintă în figura 5.10. Dacă $F=1/T$ este frecvența de repetiție a simbolurilor, la marginile spectrului RBL se introduc (figura 5.11) două componente spectrale cu frecvențele $f_1=f_0-F$ și $f_2=f_0+F/2+f_b$.

Dacă a este amplitudinea componentelor spectrale introdu-

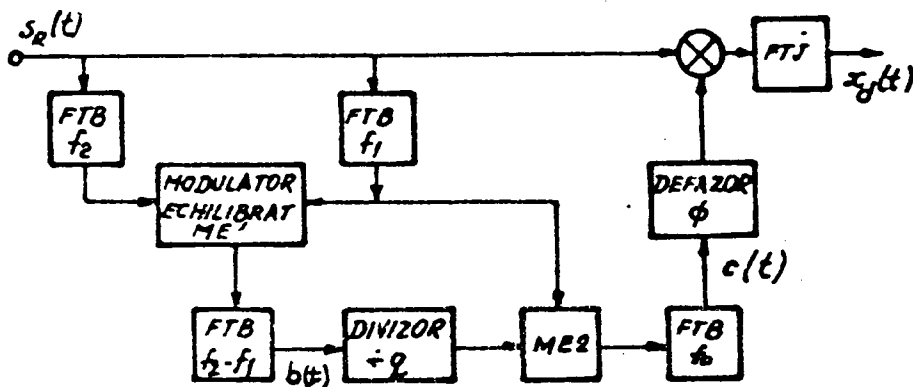


Fig.5.10.

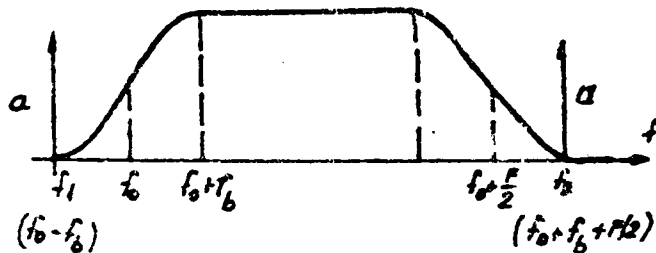


Fig.5.11.

se, semnalul recepționat are forma

$$s_R(t) = x(t)\cos[\omega_0 t + \Delta\omega \cdot t + \theta(t) + \Phi_0] + y(t)\sin[\omega_0 t + \Delta\omega \cdot t + \theta(t) + \Phi_0] + a \cos[\omega_1 t + \Delta\omega \cdot t + \theta(t) + \Phi_1] + a \cos[\omega_2 t + \Delta\omega \cdot t + \theta(t) + \Phi_2], \quad (5.11)$$

unde $\Delta\omega$ este decalajul de frecvență datorat canalului, $\Phi_{0(1,2)}$ sînt defazajele constante iar $\theta(t)$ este defazajul lent variabil introdus în procesul de transmisiune a datelor.

Două filtre de bandă extrag din semnalul din linie componentele spectrale cu frecvențele f_1 și f_2 iar după modulatorul echilibrat ME1 se extrage componenta spectrală cu frecvența $f_2 - f_1$

$$b(t) = U_1 \cos\left[2\pi\left(\frac{F}{2} + 2f_b\right)t + \Phi_2 - \Phi_1\right] = U_1 \cos(2\pi f_b q t + \Phi_2 - \Phi_1) \quad (5.12)$$

unde s-a notat

$$q = \frac{F}{2f_b} + 2.$$

Astfel se aleg frecvențele încît q să fie un întreg. Se divizează frecvența componentei $b(t)$ cu q și semnalul obținut se aplică,

împreună cu semnalul de frecvență f_1 , modulatorului MS2. După filtrul trece bandă se obține semnalul $c(t)$ cu expresia

$$c(t) = U_2 \cos[2\pi f_0 t + \Delta\omega \cdot t + \theta(t) + \Phi] \quad (5.13)$$

unde

$$\Phi = \Phi_0 + \frac{\Phi_2 - \Phi_1}{2}$$

Cu o compensare a fazei Φ , semnalul $c(t)$ se utilizează în detecția coerentă.

5.3. Erori în sistemele de transmisiuni cu modulație liniară

În cazul modulației de amplitudine, corespondența între spectrul semnalului modulator și al celui modulat este simplă și deci performanțele sistemelor cu modulație liniară pot fi deduse din cele ale sistemelor ce funcționează în banda de bază. Reducerea unui sistem cu modulație liniară la un sistem în banda de bază se face prin echivalarea schemelor lor echivalente.

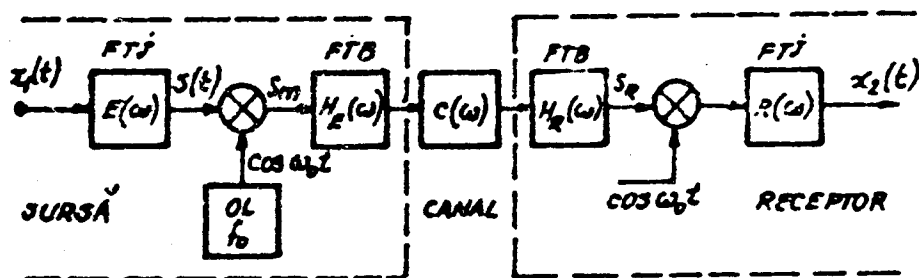


Fig.5.12.

În figura 5.12 se prezintă cazul transmisiunii cu modulație liniară. Fie secvența de date de la intrare

$$x_1(t) = \sum_n a_n s_1(t-nT) \quad (5.14)$$

$$X_1(\omega) = G_1(\omega) \sum_n a_n e^{-jn\omega T} \quad (5.15)$$

și cea de la ieșire

$$x_2(t) = \sum_n a_n s_2(t-nT) \quad (5.16)$$

$$X_2(\omega) = G_2(\omega) \sum_n a_n e^{-jn\omega T} \quad (5.17)$$

La ieșirea filtrului trece jos se obține semnalul $s(t)$ avînd spectrul

$$S(\omega) = F(\omega) X_1(\omega), \quad (5.18)$$

semnal ce se modulează, rezultînd $s_m(t)$ cu spectrul

$$S_m(\omega) = \frac{1}{2} [S(\omega + \omega_0) + S(\omega - \omega_0)]. \quad (5.19)$$

Cu notația

$$H(\omega) = H_F(\omega) C(\omega) H_R(\omega), \quad (5.20)$$

semnalul de după filtru trece bandă de la recepție are spectrul

$$S_R(\omega) = H(\omega) \cdot \frac{1}{2} [S(\omega + \omega_0) + S(\omega - \omega_0)]. \quad (5.21)$$

Acest semnal se aplică demodulatorului coerent iar răspunsul acestuia se trece prin filtrul trece jos $R(\omega)$. Rezultă spectrul $X_2(\omega)$ dat de relația

$$X_2(\omega) = \frac{1}{4} R(\omega) \left\{ H(\omega + \omega_0) [S(\omega + 2\omega_0) + S(\omega)] + H(\omega - \omega_0) [S(\omega) + S(\omega - 2\omega_0)] \right\}. \quad (5.22)$$

Deoarece semnalul din banda de bază are spectrul limitat și deoarece filtrele $F(\omega)$ și $R(\omega)$ au banda de trecere mult mai mică decît ω_0 , $S(\omega + 2\omega_0)$ și $S(\omega - 2\omega_0)$ vor fi practic eliminate. Rămîne deci, ținînd seama și de relațiile (5.15) și (5.18), pentru semnalul recepționat

$$X_2(\omega) = \frac{1}{4} R(\omega) F(\omega) G_1(\omega) \left(\sum_n a_n e^{-jn\omega T} \right) [H(\omega + \omega_0) + H(\omega - \omega_0)]. \quad (5.23)$$

Deoarece interesează numai spectrul recepționat în banda de bază, se va nota cu $A(\omega)$ componenta trece jos a filtrului cu funcția de frecvență $H(\omega + \omega_0) + H(\omega - \omega_0)$ și deci

$$X_2(\omega) = \frac{1}{4} R(\omega) F(\omega) A(\omega) G_1(\omega) \sum_n a_n e^{-jn\omega T}. \quad (5.24)$$

Comparînd relațiile (5.17) și (5.24) rezultă că

$$G_2(\omega) = \frac{1}{4} R(\omega) F(\omega) A(\omega) G_1(\omega) \quad (5.25)$$

unde $G_2(\omega)$ echivalează sistemul MA cu un sistem în banda de bază. Factorul $A(\omega)$ diferențiază sistemele BLD, BLU și RBL. În figura 5.13. se prezintă componenta $A(\omega)$ pentru cele 3 tipuri MA-PS. În cazul semnalelor BLU nu se produc modificări în raportul semnal zgomot prin demodularea coerentă. Cu oarecare aproximație afirmația este valabilă și pentru sistemele RBL. Aproximația este datorată unor suprapuneri din spectru, în jurul frecvenței zero.

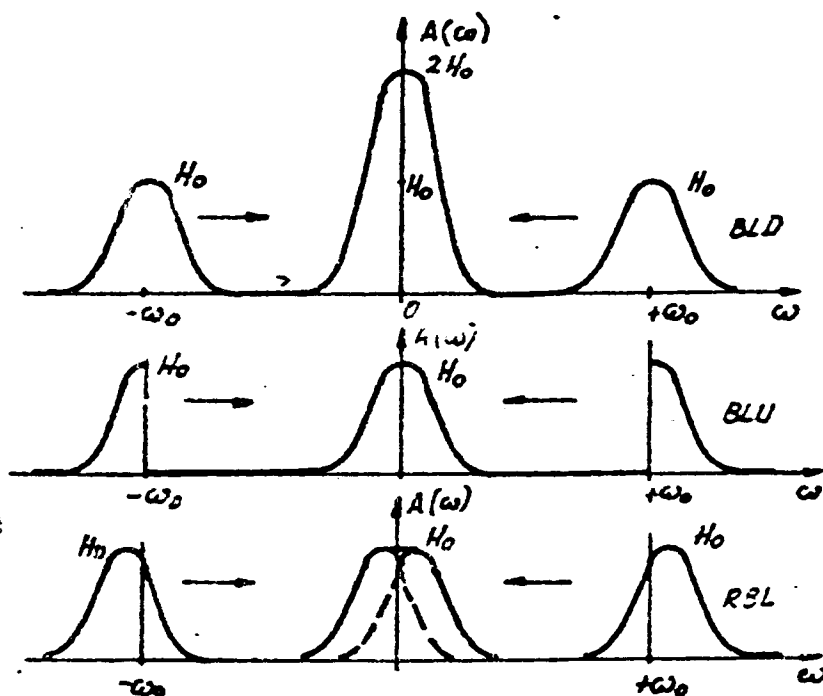


Fig.5.13.

Dacă simbolurile sînt echiprobabile și zgomotul aditiv este alb, gaussian, probabilitatea de eroare a sistemelor BLU și RBL se exprimă - vezi relația (4.63) - prin

$$P_e = \frac{1}{2} \left(1 - \frac{1}{M}\right) \operatorname{erfc} \left[\sqrt{\frac{3}{2(M^2+1)}} \sqrt{\gamma} \right], \quad (5.26)$$

unde γ este

$$\gamma = \frac{P_s}{P_z} \quad (5.27)$$

raportul semnal/zgomot la intrarea detectorului coerent.

În cazul modulației BLD, se suprapun, prin translație de frecvență, două caracteristici $H(\omega)$ identice pentru a obține $A(\omega)$. Componentele de semnal în cele două benzi fiind coerente, amplitudinea lor se dublează deci puterea crește de 4 ori (cu 6 dB) pe cînd Relația (5.26) este aplicabilă, dar γ se înlocuiește cu dublul său

S-a analizat doar cazul sistemelor cu purtătoarea suprimeată. Deoarece se utilizează și sistemul MA tip OOK, se va analiza și cazul detecției de envelopă. Schema unui receptor pentru semnale OOK se prezintă în figura 5.14.

* puterea de zgomot se dublează doar (crește cu 3dB).

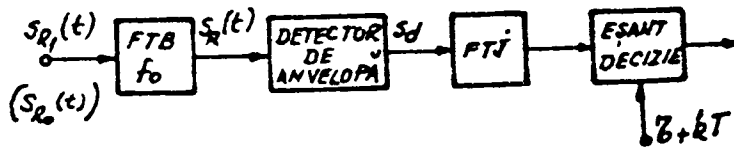


Fig.5.14.

Pentru tensiunea de zgomot dintr-o bandă îngustă în jur de ω_0 se poate scrie [9]

$$Z(t) = v(t) \cos \omega_0 t - w(t) \sin \omega_0 t \quad (5.28)$$

unde $v(t)$ și $w(t)$ sînt componente în cuadratură.

În cazul modulației OOK simbolul 1 are expresia

$$s_{R1}(t) = [U_0 + v(t)] \cos \omega_0 t - w(t) \sin \omega_0 t \quad (5.29)$$

durata de emisie a simbolului 1 fiind T , iar U_0 amplitudinea semnalului recepționat în absența zgomotului. Pentru simbolul zero se recepționează semnelul

$$s_{R0}(t) = v(t) \cos \omega_0 t - w(t) \sin \omega_0 t. \quad (5.28')$$

Se presupune că sincronizarea de bit se realizează perfect iar deciziile binare apar pe baza rezultatului testării semnalului de la ieșirea detectorului. Nu se ia în considerare interferența între simboluri.

Detectorul de anvelopă furnizează la ieșirea sa înfășurătoarea cu valoarea instantanee

$$s_{d1}(t) = r_1(t) = \sqrt{[U_0 + v(t)]^2 + w^2(t)} \quad 0 \leq t \leq T \quad (5.20)$$

pentru simbolul unu, și cu valoarea instantanee

$$s_{d0}(t) = r_0(t) = \sqrt{v^2(t) + w^2(t)} \quad 0 \leq t \leq T. \quad (5.31)$$

După cum se vede, $r_1(t)$ și $r_0(t)$ sînt două variabile aleatoare în care $v(t)$ și $w(t)$ sînt componente cu repartiție gaussiană, lent variabile. Se demonstrează [40] că densitățile de probabilitate corespunzătoare celor două variabile sînt:

$$p(r_1) = \frac{r_1}{P_z} I_0 \left(\frac{U_0 r_1}{P_z} \right) e^{-\frac{U_0^2 + r_1^2}{2P_z}} \quad 0 \leq r_1 \quad (5.32)$$

$$p(r_0) = \frac{r_0}{P_z} e^{-\frac{r_0^2}{2P_z}} \quad 0 < r_0 \quad (5.33)$$

unde P_z este puterea zgomotului de la intrarea detectorului de anvelopă iar I_0 este funcția Bessel modificată de speța 1-a și ordin 0

$$I_0(x) = J_0(jx) = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} e^{x \cos \theta} d\theta.$$

Decizia cu privire la simbolul recepționat se ia pe baza comparării eșantionului recepționat cu un prag, U_p . Dacă $r(t) > U_p$ decizia luată este "unu", iar dacă $r(t) < U_p$, decizia este "zero".

Probabilitatea de apariție a unei erori când s-a transmis simbolul unu este

$$P_{e1} = P\{r_1 < U_p\} = \int_0^{U_p} p(r_1) dr = 1 - \int_{U_p}^{\infty} p(r_1) dr. \quad (5.34)$$

Substituind $p(r_1)$ dat de relația (5.32) în probabilitatea de eroare (5.34) se obține

$$P_{e1} = 1 - \int_{U_p}^{\infty} \frac{r_1}{P_z} I_0\left(\frac{U_p r_1}{P_z}\right) e^{-\frac{U_p^2 + r_1^2}{2P_z}} dz = 1 - Q(\sqrt{2\gamma}, b_0) \quad (5.35)$$

unde s-a notat cu γ raportul semnal/zgomot la ieșirea filtrului în momentul eșantionării și cu b_0 valoarea normală a tensiunii de prag:

$$\gamma = \frac{U_0^2}{2P_z}, \quad b_0 = \frac{U_p}{P_z}$$

iar Q este definit de relația

$$Q(a, b) = \int_b^{\infty} I_0(ax) e^{-\frac{a^2 + x^2}{2}} x dx. \quad (5.36)$$

Probabilitatea apariției unei erori când s-a transmis simbolul zero se poate calcula cu

$$P_{e0} = P\{r_0 > U_p\} = \int_{U_p}^{\infty} p(r_0) dr_0 \quad (5.37)$$

sau substituind (5.33) in această ultimă relație.

$$P_{e0} = \int_{U_T}^{\infty} \frac{r_0}{P_z} e^{-\frac{r_0^2}{2P_z}} dr_0 = e^{-\frac{U_p^2}{2P_z}} = e^{-\frac{b_0^2}{2}} \quad (5.38)$$

Considerind că cele două simboluri au probabilitatea egală de apariție, probabilitatea medie de apariție a unei erori, in cazul detecției necoherente este

$$P_e = \frac{1}{2} (P_{e1} + P_{e0}) = \frac{1}{2} [1 - Q(\sqrt{2}\gamma, b_0)] + \frac{1}{2} e^{-\frac{b_0^2}{2}} \quad (5.39)$$

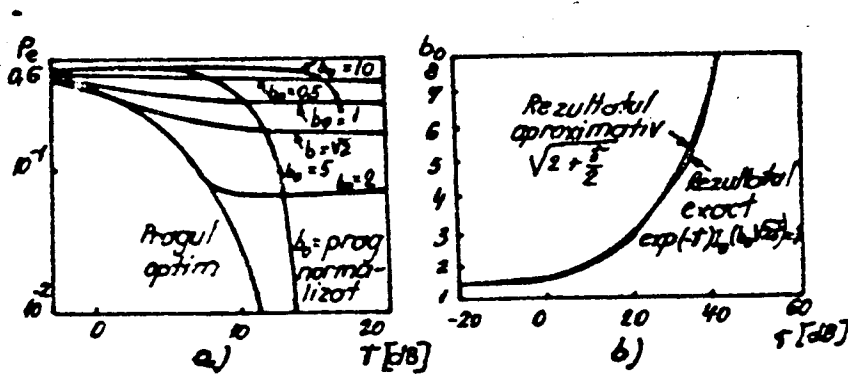


Fig.5.15.

Reprezentarea grafică a probabilității de eroare P_e - relația (5.39) - se dă în figura 5.15.a. După cum se vede, pentru orice raport semnal/zgomot γ , există un prag normalizat b_0 la care probabilitatea de eroare este minimă. Pragul normalizat minim este proporțional cu raportul semnal/zgomot. Pentru a determina b_0 ce minimizează probabilitatea de eroare se impune

$$\frac{\partial P_e}{\partial b_0} = 0$$

de unde se ajunge la ecuația transcendentă

$$e^{-\gamma} I_0(\sqrt{2}\gamma, b_0) = 1 \quad (5.40)$$

Expresia

$$b_0 = \sqrt{\frac{\gamma}{2} + 2} \quad (5.41)$$

reprezintă o aproximare analitică foarte bună a ecuației (5.40). Se vede că pragul de decizie optim depinde de valoarea raportului semnal/zgomot. In cazul unor rapoarte mari, (5.41) poate fi con-

siderată sub forma

$$b_0 = \sqrt{\frac{\gamma}{2}}. \quad (5.41')$$

Plecînd de la relația (5.36) și ținînd seama de definiția (4.61) a funcției $\operatorname{erfc}(x)$ se poate scrie

$$Q(a,b) = 1 - \frac{1}{2} \operatorname{erfc}\left(\frac{a-b}{2}\right) \quad (5.42)$$

sau, substituind în (5.39) și ținînd seama de (5.41'),

$$P_e = \frac{1}{4} \operatorname{erfc}\left(\frac{\sqrt{\gamma}}{2\sqrt{2}}\right) + \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma}{4}}. \quad (5.43)$$

În cazul discutat al valorii mari pentru γ , se poate aplica dezvoltarea asimptotică funcției $\operatorname{erfc}(x)$

$$\operatorname{erfc}(x) \approx \frac{1}{x\sqrt{\pi}} \cdot e^{-x^2}$$

și relația (5.43) devine

$$P_e \approx \frac{1}{\sqrt{2\pi\gamma}} e^{-\frac{\gamma}{8}} + \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma}{4}} \approx \frac{1}{2} e^{-\frac{\gamma}{4}}. \quad (5.44)$$

În cazul detecției coerente aplicate sistemelor MA OOK, valoarea optimă a pragului este dată tot de relația (5.41'). La rapoarte semnal/zgomot mari nu există diferențe esențiale între cele două tipuri de detecție.

5.6. MODEMURI MA. RECOMANDĂRI CCITT. SCHEMA BLOC

Recomandările CCITT în vigoare prevăd aplicarea modulației de amplitudine în transmisiunile de date pe circuite utilizând lățimea de bandă a unui grup primar (60—108 kHz) din sistemele telefonice de curenți purtători. Vitezele de transmisie recomandate sînt de 48, 56, 64 și 72 kbit/s (aviz V 35) sau 96, 112, 128, 144 și eventual 168 kbit/s (aviz V37). Se utilizează MA—BLU, spectrul semnalului în banda de bază fiind format după o caracteristică cu răspuns parțial din clasa a IV-a (par. 4.8.1). Frecvența purtătorului este de 100 kHz. Pentru reconstituirea purtătorului la recepție se recomandă transmiterea unui pilot de frecvență egală cu cea a purtătorului. Avizul V35, mai puțin folosit, recomandă pentru transmisiuni sincrone cu viteza de 48 kbit/s, sau transmisiuni asincrone cu viteza pînă la 48 kbit/s, MA—BLR cu frecvența purtătorului de 100 kHz. Deși pentru transmisiuni de date în banda telefonică vocală avizele CCITT nu recomandă folosirea modulației de amplitudine, s-au realizat și modemuri care la vitezele de 4800, 7200 și 9600 bit/s, utilizează MAQ sau MA—BLR. În fig. 5.20 este prezentată schema bloc a unui modem ce folosește MA—BLR pentru transmisiuni cu viteza de 7200 bit/s în banda telefonică vocală

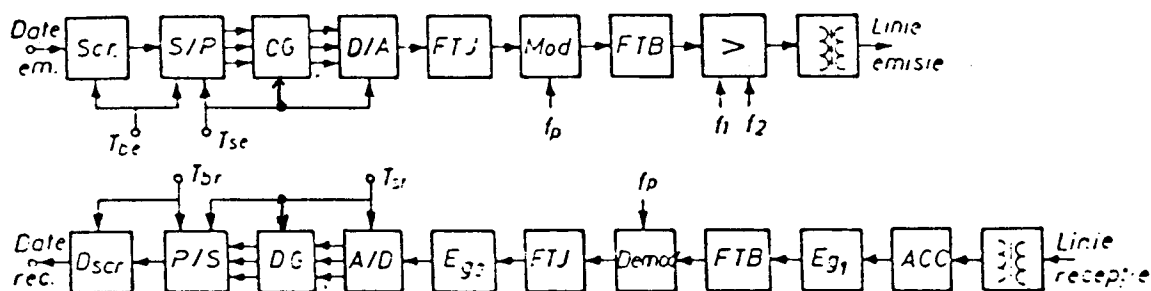


Fig. 5.20. Schema bloc a unui modem MA-BLR.

Frecvența purtătorului este 2400 Hz iar rapiditatea de modulație este de 2400 baudzi. Fluxul datelor serie avînd viteza de 7200 bit/s, corespunzătoare tactului de bit la emisie (T_{be}), este trecut prin scramblerul *Scr* și convertorul serie paralel *S/P*, obținîndu-se grupuri de cîte trei biți (tribiți) cărora, după codorul Gray și convertorul digital-analogic *D/A*, le va corespunde un semnal în banda de bază cu opt nivele de amplitudine.

Filtrul trece jos (*FTJ*) care urmează, împreună cu filtrul postdectție din receptor, formează spectrul semnalului în banda de bază după o caracteristică în cosinus ridicat cu un factor de exces de bandă $\alpha=0,5$ (fig. 5.21 a). După modulator, în care semnalul în banda de bază modulează purtătorul de frecvență $f_p=2400$ Hz, urmează un filtru trece bandă (*FTB*) care are rolul să elimine parțial banda laterală superioară asigurînd, împreună cu filtrul aflat înaintea demodulatorului în partea de recepție, o caracteristică spectrală cu simetrie impară în raport cu frecvența purtătorului (fig. 5.21 b, 5.21 c). Amplificatorul care urmează asigură nivelul necesar semnalului emis și totodată permite introducerea

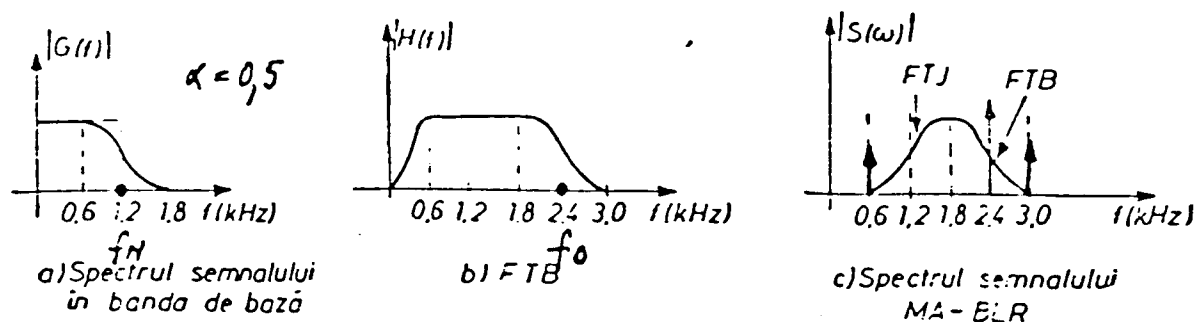


Fig. 5.21. Formarea spectrului semnalului MA-BLR.

a) Spectrul semnalului în banda de bază; b) FTB; c) Spectrul semnalului MA-BLR.

În semnalul de linie a doi piloți de frecvențe $f_1=600$ Hz și $f_2=3\,000$ Hz. În partea de recepție amplificatorul cu câștig controlat (ACC) asigură un nivel constant semnalului recepționat. Urmează un egalizator de linie E_{g1} , filtrul trece bandă, demodulatorul și filtrul trece jos postdectecție, după care semnalul este corectat în egalizorul E_{g2} în banda de bază. Convertorul analogic-digital A/D realizează sondarea semnalului corespunzător tactului de simbol recepție T_{sr} , de frecvență 2 400 Hz și ia decizia asupra nivelului de amplitudine (din cele opt) recepționat. După decodorul Gray și convertorul P/S , fluxul datelor serie este trecut prin descrambler.

Tactul de bit emisie T_{be} , cu frecvența de 7 200 Hz, poate fi asigurat de către modem sau de către sursa de date. Tactul de simbol emisie T_{se} cu frecvența de 2 400 Hz corespunde rapidității de modulație și se formează din T_{be} . Purtătorul de la recepție, necesar demodulării, tactul de simbol recepție T_{sr} și tactul de bit recepție T_{br} se obțin prin prelucrarea piloților recepționați într-un bloc de reconstituire nefigurat în schemă.

Desigur schema prezentată este o schemă bloc generală, care evidențiază o modalitate de realizare a principalelor funcțiuni ale unui modem MA—BLR, fără a exclude și alte variante posibile. Spre exemplu, în partea de emisie, semnalul modulat și filtrat se poate obține din componentele sale în fază și în cuadratură, așa cum s-a arătat în paragraful 5.2.3.

MA—BLU permite o utilizare mai eficientă a benzii de frecvențe în comparație cu MA—BLR. Obținerea semnalului MA—BLU în transmisiunile de date este dificilă din cauză că semnalul modulator are componente importante de frecvențe foarte joase și eliminarea completă a unei benzi laterale este însoțită de distorsionarea celeilalte benzi în apropierea frecvenței purtătorului. Formarea semnalului modulator corespunzător unei caracteristici spectrale cu răspuns parțial de tip trece bandă, așa cum recomandă avizele V36 și V37, simplifică problema eliminării unei benzi laterale, însă duce la scăderea protecției față de zgomot (par. 4.8.3).