

## 7 DEMODULAREA SEMNALELOR CU MODULAȚIE LINIARĂ

Demodularea (sau detecția) reprezintă procesul prin care se extrage semnalul modulator din semnalul modulat. În acest capitol vor fi analizate, mai întâi, principiile demodulării și, apoi, tehnica realizării circuitelor corespunzătoare, adică a demodulateoarelor.

### 7.1 Principiile demodulării semnalelor cu ML

În această parte se consideră semnalul modulat neafectat de zgomot, având expresia (5.77) a semnalului emis, adică

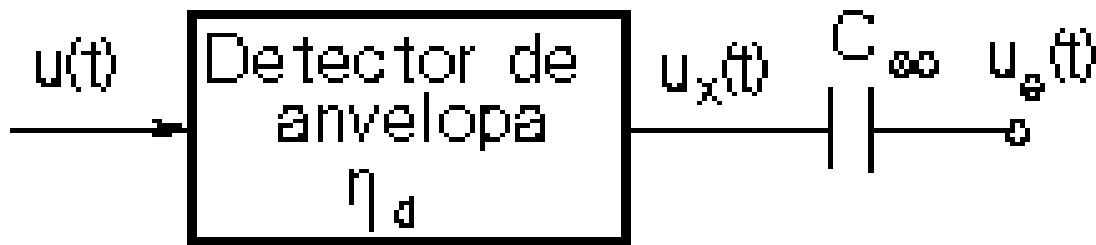
$$u(t) = \frac{\alpha}{2} g(t) \cos \omega_o t + \frac{1}{2} g_q(t) \sin \omega_o t \quad (7.1)$$

Pentru semnalul modulat în amplitudine, având expresia

$$u_{MA}(t) = U_o [1 + mf(t)] \cos \omega_o t, \quad |f(t)| \leq 1 \quad (7.2)$$

cu gradul de modulație  $m$  mai mic decât unitatea, extragerea informației poate fi făcută cu un circuit capabil să urmărească anvelopa

$$U(t) = U_o [1 + mf(t)] \geq 0. \quad (7.3)$$



**Figura 7.1**

Un asemenea circuit este cunoscut sub denumirea de **detector de anvelopă** și poate fi caracterizat prin randamentul detecției,  $\eta_d$ , astfel încât semnalul demodulat, conform schemei date în figura 7.1, are expresia

$$u_x(t) = \eta_d U_o [1 + mf(t)]. \quad (7.4)$$

Eliminând componenta medie, care nu poartă informație, printr-un condensator de cuplaj, rezultă semnalul la ieșire

$$u_e(t) = \eta_d U_o mf(t). \quad (7.5)$$

Pentru celelalte semnale cu modulație liniară, folosirea directă a detectorului de anvelopă nu permite extragerea semnalului modulator deoarece anvelopa lor nu reproduce legea de variație a acestuia. În aceste cazuri se folosesc procedee care implică prezența unui semnal sinusoidal la recepție. După cum se va arăta, funcționarea optimă a demodulatorului reclamă ca acest semnal să aibă frecvența și faza identice cu cele ale purtătoarei emise. Având în vedere că generarea unui semnal cu parametrii doriți prezintă dificultăți tehnice, se va considera cazul general când există erori de fază ( $\varphi_o$ ) și/sau abateri de frecvență ( $\Delta\omega$ ). În consecință, semnalul local va fi scris

$$u_h(t) = A \cos[(\omega_o + \Delta\omega)t + \varphi_o] \quad (7.6)$$

urmând a fi luate în considerație trei cazuri particulare:

- semnal local sincron fără eroare de fază:  $\Delta\omega=0$ ,  $\varphi_o=0$  (cazul ideal);
- semnal local sincron dar care prezintă o eroare de fază:  $\Delta\omega=0$ ,  $\varphi_o \neq 0$ ;
- semnal local asincron  $\Delta\omega \neq 0$ .

După modul în care interacționează semnalul recepționat și cel local se disting două procedee de demodulare:

1. demodularea de produs;

## 2. demodularea de anvelopă cu sumator.

Tinând cont de parametrii semnalului local menționați mai sus, cele două procedee de demodulare se subîmpart în:

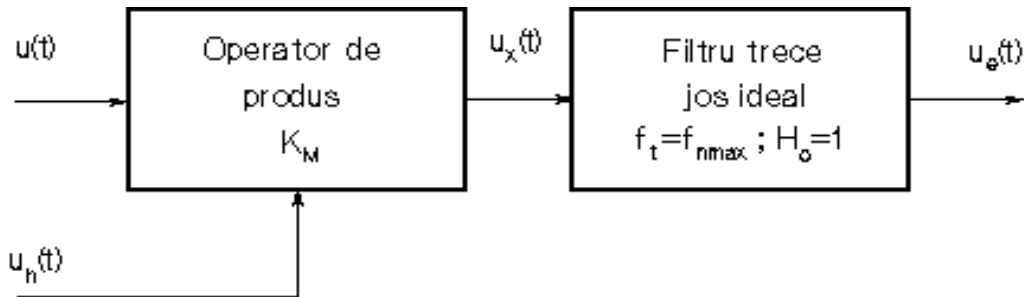
- a) demodulare sincronă;
- b) demodulare sincronă cu eroare de fază;
- c) demodulare asincronă.

În continuare se va face o analiză generală a procesului de demodulare pe baza expresiei (7.1) iar, apoi, se vor particulariza rezultatele pentru diverse tipuri de semnale cu modulație liniară; cu acest prilej se va evidenția efectul abaterilor parametrilor semnalului local față de cazul ideal.

### 7.1.1 Demodularea de produs

Schema bloc a demodulatorului de produs este dată jos.

Semnalul  $u(t)$  aplicat la intrarea 1 a operatorului are expresia (7.1).



**Figura 7.2**

La ieșirea circuitului de înmulțire se obține

$$\begin{aligned}
 u_x(t) &= K_m u(t) A \cos[\omega_o + \Delta\omega)t + \varphi_o] = \\
 &= \frac{K_m A \alpha}{4} g(t) \cos(\Delta\omega t + \varphi_o) - \frac{K_m A}{4} g_q(t) \sin(\Delta\omega t + \varphi_o) + \\
 &\quad + K_m A \alpha g(t) \cos[(2\omega_o + \Delta\omega)t + \varphi_o] + \\
 &\quad + \frac{K_m A}{4} g_q(t) \sin[(2\omega_o + \Delta\omega)t + \varphi_o]
 \end{aligned}
 \tag{7.7}$$

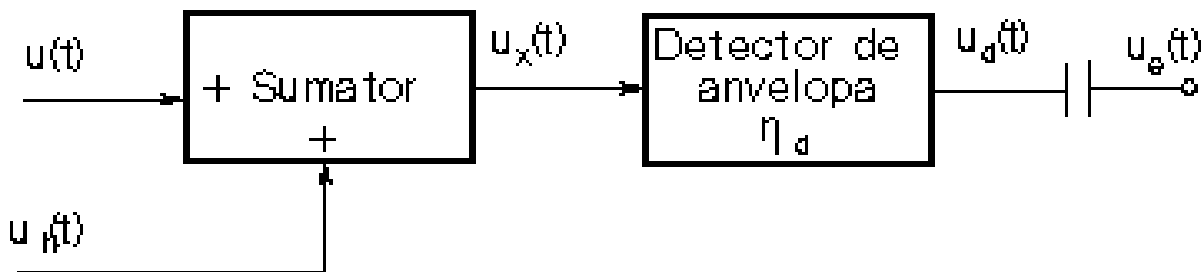
Prin eliminarea componentelor de frecvență înaltă, la ieșirea filtrului trece jos se obține semnalul

$$u_e(t) = \frac{K_m A \alpha}{4} g(t) \cos(\Delta \omega t + \varphi_o) - \frac{K_m A}{4} g_q(t) \sin(\Delta \omega t + \varphi_o) \quad (7.8)$$

### 7.1.2 Demodularea de anvelopă cu sumator

Schema bloc a demodulatorului este dată în figura 7.3. Se observă că se folosește un sumator și un detector de anvelopă. La intrarea acestuia din urmă semnalul poate fi scris sub forma

$$u_x(t) = u(t) + u_h(t) = U_x(t) \cos[\omega_o t + \Phi(t)]. \quad (7.9)$$



**Figura 7.3**

$$u_e(t) = \eta_d U_x(t). \quad (7.10)$$

La ieșire rezultă un semnal proporțional cu anvelopa,  $U_x(t)$ , semnalului  $u_x(t)$

Determinarea anvelopei se face prin scrierea semnalului  $u_x(t)$  ca sumă a doi termeni, componenta în fază și componenta în cuadratură:

$$u_x(t) = a(t) \cos \omega_o t + b(t) \sin \omega_o t \quad (7.11)$$

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

unde

$$\begin{aligned}a(t) &= \frac{\alpha}{2} g(t) + A \cos(\Delta\omega t + \varphi_o) \\b(t) &= \frac{1}{2} g_q(t) - A \sin(\Delta\omega t + \varphi_o)\end{aligned}\tag{7.12}$$

Anvelopa  $U_x(t)$  are expresia

$$U_x(t) = \sqrt{a^2(t) + b^2(t)}.\tag{7.13}$$

După calcule elementare rezultă

$$\begin{aligned}U_x(t) &= A \left[ 1 + \frac{\alpha g(t)}{A} \cos(\Delta\omega t + \varphi_o) - \right. \\&\quad \left. - \frac{g_q(t)}{A} \sin(\Delta\omega t + \varphi_o) + \frac{\alpha^2 g^2(t) + g_q^2(t)}{4 A^2} \right]^{\frac{1}{2}}\end{aligned}\tag{7.14}$$

Se introduce ipoteza că amplitudinea purtătoarei, care este însumată la demodulare, este mare în raport cu cea a semnalului recepționat

În aceste condiții, neglijând ultimul termen de sub radical în relația (7.14) și

$$A^2 \gg \frac{\alpha^2 g^2(t) + g_q^2(t)}{4}\tag{7.15}$$

efectuând o dezvoltare în serie limitată la termenii principali, rezultă

$$U_x(t) = A + \frac{\alpha g(t)}{2} \cos(\Delta\omega t + \varphi_o) - \frac{g_q(t)}{2} \sin(\Delta\omega t + \varphi_o)\tag{7.16}$$

La ieșirea detectorului de anvelopă, după eliminarea componentei continue, semnalul este

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

$$u_e(t) = \eta_d \left[ \frac{\alpha g(t)}{2} \cos(\Delta\omega t + \varphi_o) - \frac{g_q(t)}{2} \sin(\Delta\omega t + \varphi_o) \right] \quad (7.17)$$

Se constată că cu excepția unei constante multiplicative, expresia (7.17) este identică cu expresia (7.8) obținută în cazul demodulării de produs. Trebuie reținut însă, că (7.17) a rezultat prin neglijarea termenilor de ordin superior în (7.14). Acești termeni sunt mici dar, din punctul de vedere al semnalului demodulat, reprezintă distorsiuni. Aceste distorsiuni pot fi reduse prin mărirea amplitudinii  $A$ , acțiune care are anumite limite dependente de detectorul de anvelopă folosit.

În concluzie, distorsiunile nu pot fi evitate și dacă nu pot fi acceptate trebuie folosită detecția de produs.

### 7.1.3 Efectul parametrilor purtătoarei locale asupra semnalului demodulat

Analizând expresia (7.8) se constată că dacă

$$\Delta\omega = 0; \quad \varphi_o = 0 \quad (7.18)$$

semnalul demodulat poate fi scris

$$u_e(t) = K_d \frac{\alpha}{2} g(t) \quad (7.19)$$

unde prin  $K_d$  a fost desemnată o constantă specifică procedeului de demodulare folosit:

$$K_d = \eta_d \quad (7.20)$$

pentru detectorul de anvelopă cu însumare, și

$$K_d = \frac{K_m A}{2} \quad (7.21)$$

pentru detectorul de produs.

Expresia (7.19) evidențiază faptul că respectarea condițiilor (7.18), adică **demodularea sincronă**, asigură prelucrarea optimă a oricărui tip de semnal cu modulație liniară.

Deoarece, așa cum s-a mai precizat mai înainte, generarea purtătoarei pentru

demodularea sincronă este dificilă în acest paragraf vor fi analizate efectele nerespectării condițiilor (7.18) asupra demodulării diferitelor semnale cu modulație liniară [6].

**a) Detectia semnalelor MA-PS și MA**

În acest caz  $\alpha=2$ ,  $g_q(t)=0$ , iar semnalul la ieșire are expresia:

$$u_{eo}(t) = \eta_d g(t) \cos(\Delta\omega t + \varphi_o) \quad (7.22)$$

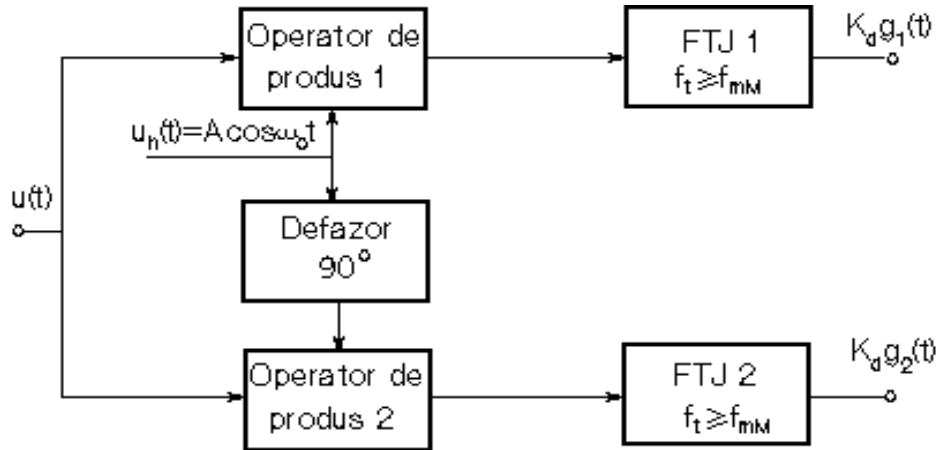
Dacă există o eroare de frecvență ( $\Delta\omega \neq 0$ ) atunci  $u_{eo}(t)$  nu permite recunoașterea semnalului modulator  $g(t)$ . Demodularea este evident necorespunzătoare. Dacă  $\Delta\omega=0$  și  $\varphi_o \neq 0$ , atunci

$$u_{eo}(t) = \eta_d g(t) \cos \varphi_o \quad (7.23)$$

Este acceptabilă o valoare a unghiului  $|\varphi_o|$  nu prea mare, astfel ca semnalul la ieșire să nu fie mult micșorat.

Dacă  $\varphi_o = \pm\pi/2$  atunci  $u_{eo}(t)=0$ , în această situație recepția fiind anulată.

În consecință, pentru demodularea semnalelor MA-PS este necesară refacerea exactă, la recepție, a frecvenței de emisie și controlarea erorii de fază.



**Figura 7.4**

Cazul particular,  $\varphi_o = \pm\pi/2$  este folosit în mod convenabil la transmisiunile cu modulație în cuadratură. Aceste semnale sunt folosite pentru a transmite mesaje diferite pe cele două componente (în fază și în cuadratură); ele pot fi scrise

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

$$u_q(t) = g_1(t) \cos \omega_o t + g_2(t) \sin \omega_o t \quad (7.24)$$

Ținând cont de rezultatul demodulării pentru  $\varphi_o = \pm \pi/2$  se constată că schema bloc dată în figura 7.4, permite recuperarea celor două mesaje. Trebuie menționat că refacerea purtătoarei cu faza corectă este foarte importantă la aceste demodulatoare; erorile de fază conduc nu numai la atenuarea mesajului dorit ci și la perturbarea unui semnal de către celălalt (diafonie).

Semnalele cu modulație în cuadratură sunt utilizate în unele sisteme de televiziune în culori pentru transmiterea semnalelor de crominanță (sistemul SECAM).

**b) Detecția semnalelor cu BLU**

În acest caz

$$\alpha = 1; \quad g_q(t) = +\hat{g}(t) \quad (7.25)$$

În continuare, analiza va fi efectuată pentru  $g_q(t) = \hat{g}(t)$ , ceea ce corespunde semnalului cu banda laterală superioară. Din relația (7.8) se obține

$$u_{eo}(t) = \frac{\eta_d}{2} [g(t) \cos(\Delta\omega t + \varphi_o) + \hat{g}(t) \sin(\Delta\omega t + \varphi_o)] \quad (7.26)$$

Este interesant să se determine transformata Fourier a acestui semnal:

$$\begin{aligned} \mathfrak{T}\{u_{eo}(t)\} = U_{eo}(\omega) = \frac{\eta_d}{4} [G(\omega - \Delta\omega) e^{j\varphi_o} + G(\omega + \Delta\omega) e^{-j\varphi_o} - \\ - G(\omega - \Delta\omega) j \operatorname{sgn}(\omega - \Delta\omega) e^{j\varphi_o} + G(\omega + \Delta\omega) j \operatorname{sgn}(\omega + \Delta\omega) e^{-j\varphi_o}] \end{aligned} \quad (7.27)$$

Având în vedere notația

$$G(\omega) = G_-(\omega) + G_+(\omega) \quad (7.28)$$

rezultă

$$U_{eo}(\omega) = \frac{\eta_d}{2} [G_-(\omega - \Delta\omega) e^{j\varphi_o} + G_+(\omega + \Delta\omega) e^{-j\varphi_o}] \quad (7.29)$$

Se presupune mai întâi că  $\Delta\omega = 0$  și  $\varphi_o = 0$ . În acest caz



*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

$$\begin{aligned}
 U_{eo}(\omega) &= \frac{\eta_d}{2} [G_-(\omega) e^{j\varphi_0} + G_+(\omega) e^{-j\varphi_0}] = \\
 &= \frac{\eta_d}{2} G(\omega) e^{-j\varphi_0 \operatorname{sgn} \omega}
 \end{aligned}
 \tag{7.30}$$

Rezultă că toate componentele spectrale ale semnalului sunt defazate cu un unghi constant  $\varphi_0$ . Forma semnalului este evident modificată dar în cazul transmisiei mesajelor analogice de audiofrecvență, deoarece urechea nu sesizează defazajele dintre componente, recepția are loc în condiții normale.

Se presupune acum  $\Delta\omega \neq 0$  și, pentru simplificare,  $\varphi_0 = 0$ .

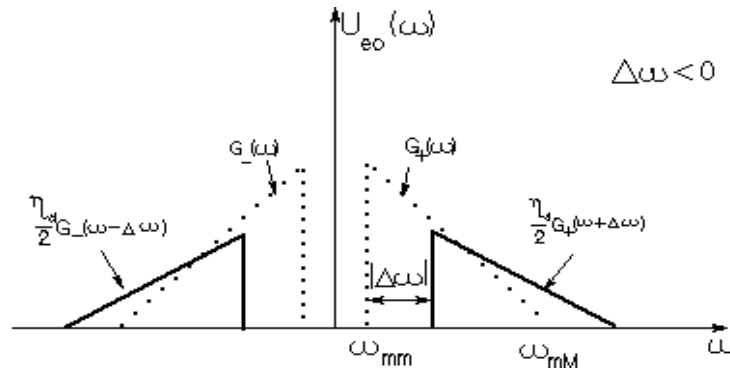
Transformata Fourier a semnalului la ieșirea demodulatorului este

$$U_{eo}(\omega) = \frac{\eta_d}{2} [G_-(\omega - \Delta\omega) + G_+(\omega + \Delta\omega)] \tag{7.31}$$

Dacă  $\Delta\omega < 0$  atunci, în raport cu transformata Fourier a semnalului modulator reprezentată punctat în figura 7.5, cea a semnalului demodulat este deplasată spre frecvențe înalte.

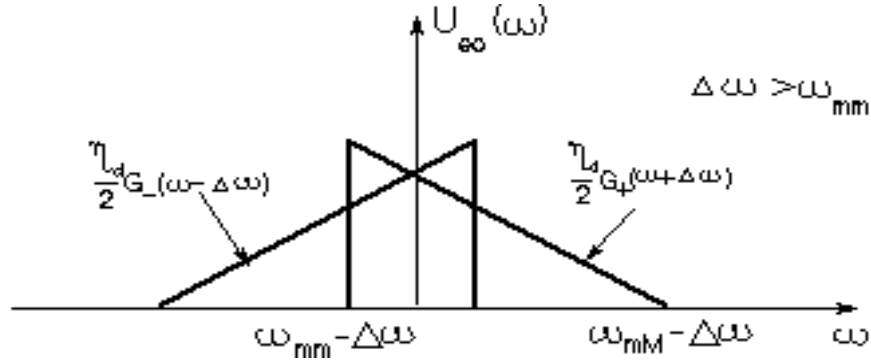
În cazul transmisiei unui mesaj vocal, pentru valori rezonabile ale abaterii de frecvență  $\Delta\omega$ , deplasarea componentelor către frecvențe înalte se manifestă printr-o tonalitate mai ridicată, păstrându-se inteligibilitatea.

Dacă  $0 < \Delta\omega < \omega_{mm}$  este evident că deplasarea spectrului semnalului modulator are loc către frecvențe joase, cu efectul îngroșării tonalității mesajului și menținerea inteligibilității.



**Figura 7.5**

În cazul în care  $\Delta\omega > \omega_{mm}$ , are loc efectul de "întoarcere a spectrului", care alterează complet mesajul transmis, după cum este vizibil și în reprezentarea dată în figura 7.6.



**Figura 7.6**

O concluzie importantă rezultată din analiza de mai sus este aceea că frecvența oscilatorului la recepție nu este obligatoriu să fie sincronizată cu cea de la emisie. Utilizând un oscilator cu stabilitatea de  $10^{-7}$ , la o frecvență de emisie de 30 MHz, se obține o abatere de  $\pm 3\text{Hz}$ , care are efecte neglijabile.

### c) Detectia semnalelor cu RBL.

În cazul acestor semnale

$$\alpha = 1 ; g_q(t) = \pm g_I(t)$$

Se va analiza cazul semnalelor care transmit (aproape) integral banda laterală superioară, adică  $g_q(t) = -g_I(t)$ ; se obține

$$u_e(t) = \frac{\eta_d}{2} [g(t) \cos(\Delta\omega t + \varphi_0) + g_I(t) \sin(\Delta\omega t + \varphi_0)] \quad (7.32)$$

Se desparte semnalul modulator în două componente:

$$\Im\{g(t)\} = G(\omega) = G_1(\omega) + G_2(\omega) \quad (7.33)$$

în care:

$$\begin{aligned} G_1(\omega) &= 0 \quad \text{pentru } |\omega| > \omega_1 \\ G_2(\omega) &= 0 \quad \text{pentru } |\omega| \leq \omega_1 \end{aligned} \quad (7.34)$$

Notând

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

$$\begin{aligned} g_{10}(t) &= \mathfrak{T}^{-1}\{G_1(\omega)\} \\ g_{20}(t) &= \mathfrak{T}^{-1}\{G_2(\omega)\} \end{aligned} \quad (7.35)$$

se pot scrie relațiile

$$\begin{aligned} g(t) &= g_{10}(t) + g_{20}(t) \\ g_1(t) &= g_{11}(t) + g_{21}(t) = g_{11}(t) + \hat{g}_{20}(t) \end{aligned} \quad (7.36)$$

date fiind caracteristicile filtrului de formare.

La ieșirea demodulatorului semnalul va fi

$$\begin{aligned} u_{eo}(t) &= \frac{\eta_d}{2} [g_{10}(t) \cos(\Delta\omega t + \varphi_o) + g_{11}(t) \sin(\Delta\omega t + \varphi_o)] + \\ &+ \frac{\eta_d}{2} [g_{20}(t) \cos(\Delta\omega t + \varphi_o) + \hat{g}_{20}(t) \sin(\Delta\omega t + \varphi_o)] \end{aligned} \quad (7.37)$$

Pentru cel de al doilea termen din componența semnalului  $u_{eo}(t)$  se pot prelua concluziile rezultate la analiza demodulării semnalului cu BLU.

În ceea ce privește primul termen, acesta provine dintr-un semnal MA-PS care a suferit o distorsionare liniară, distorsionare care depinde de filtrul de formare. Pentru fixarea ideilor se admite că

$$q(\omega) = \begin{cases} j\frac{\omega}{\omega_1} & |\omega| \leq \omega_1 \\ j\operatorname{sgn} \omega & |\omega| > \omega_1 \end{cases} \quad (7.38)$$

Se constată

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

$$g_{11}(t) = \mathfrak{I}^{-1} \left\{ -j \frac{\omega}{\omega_1} G(\omega) \right\} = -\frac{1}{\omega_1} \dot{g}_{10}(t) \quad (7.39)$$

ceea ce permite scrierea semnalului demodulat sub forma

$$u_{eo}(t) = \frac{\eta_d}{2} [g_{10}(t) \cos(\Delta\omega t + \varphi_o) - \frac{1}{\omega_1} \dot{g}_{10}(t) \sin(\Delta\omega t + \varphi_o)] + \quad (7.40)$$

$$+ \frac{\eta_d}{2} [g_{20}(t) \cos(\Delta\omega t + \varphi_o) + \hat{g}_{20}(t) \sin(\Delta\omega t + \varphi_o)]$$

Pentru ca semnalul demodulat să fie corespunzător este necesar ca ambele componente să fie demodulate corect. În consecință, la detecția semnalelor RBL este necesar  $\Delta\omega=0$ , condiție impusă de primul termen (care provine dintr-un semnal MA-PS).

Dacă semnalul transmis  $g(t)$  este de videofrecvență, este obligatoriu să fie îndeplinită și condiția  $\varphi_o=0$ . În caz contrar, semnalul va fi inutilizabil întrucât termenul al doilea (provenit dintr-un semnal cu BLU) are toate componentele spectrale defazate cu un unghi constant ceea ce nu este acceptabil pentru semnalele de tip impuls.

Dacă semnalul este de audiofrecvență și  $\varphi_o \neq 0$ , atunci componentele funcției  $g_{20}(t)$  apar defazate după demodulare, ceea ce nu deranjează. Primul termen din relația (7.37) are expresia

$$u_{eo}(t)_1 = \frac{\eta_d}{2} [g_{10}(t) \cos \varphi_o - \frac{1}{\omega_1} \dot{g}_{10}(t) \sin \varphi_o] \quad (7.41)$$

și reprezintă un semnal provenit din  $g_{10}(t)$  care a suferit o distorsionare liniară. Într-adevăr, se poate scrie

$$\mathfrak{I}\{u_{eo}(t)_1\} = \frac{\eta_d}{2} G_1(\omega) [\cos \varphi_o - \frac{j}{\omega_1} \sin \varphi_o] \quad (7.42)$$

Pentru valori  $\varphi_o$  mici distorsionarea poate fi, uneori, acceptabilă.

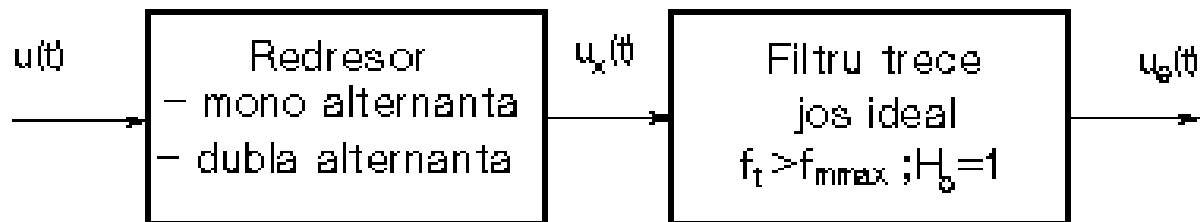
## 7.2 Tehnica demodulării semnalelor cu ML

În acest subcapitol vor fi analizate circuitele, mai des folosite, care implementează procedeele de demodulare prezentate mai sus. Aceste circuite, denumite în continuare *detectoare*, se pot clasifica în:

- a) detectoare de anvelopă, care la rândul lor pot fi:
  - detectoare de valori medii;
  - detectoare de vârf;
- b) detectoare de produs.

### 7.2.1 Detectoare de valori medii

Principiul de funcționare pentru detectoarele de valori medii este descris prin schema bloc dată în figura 7.7.



**Figura 7.7**

Semnalul aplicat la intrare este un semnal MA cu purtătoare

$$u_1(t) = U_o[1 + mf(t)]\cos \omega_0 t \quad (7.43)$$

Semnalul redresat (mono sau dublă alternanță) este reprezentat în figura 7.8. și poate fi scris

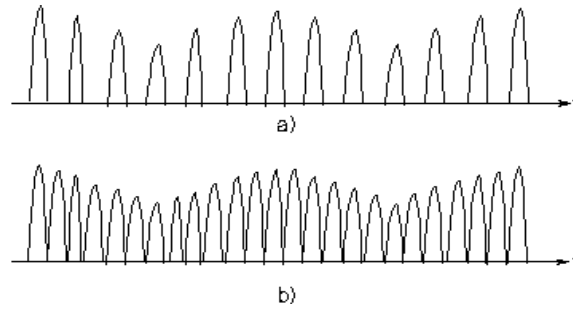
$$\begin{aligned} u_x(t) &= u_1(t) f_c[\cos \omega_0 t] \\ \text{respectiv} \\ u_x(t) &= u_1(t) f_c'[\cos \omega_0 t] \end{aligned} \quad (7.44)$$

unde  $f_c[*]$  reprezintă funcțiile de comutație (figura 6.6.) definite prin:

$$f_c = \begin{cases} 1 & \text{pentru } \cos \omega_0 t \geq 0 \\ 0 & \text{pentru } \cos \omega_0 t < 0 \end{cases}$$

respectiv

$$f_c' = \begin{cases} 1 & \text{pentru } \cos \omega_0 t \geq 0 \\ -1 & \text{pentru } \cos \omega_0 t < 0 \end{cases} \quad (7.45)$$



**Figura 7.8**

Se reiau dezvoltările în serie Fourier pentru funcțiile de comutație :

$$f_c[\cos \omega_0 t] = \frac{1}{2} + \sum_{k=0}^{\infty} \frac{2}{(2k+1)\pi} (-1)^k \cos(2k+1)\omega_0 t \quad (7.46)$$

$$f_c'[\cos \omega_0 t] = \sum_{k=0}^{\infty} \frac{4}{(2k+1)\pi} (-1)^k \cos(2k+1)\omega_0 t \quad (7.47)$$

Constatând că diferența între cele două situații constă numai în prezența sau absența componentei continue și într-un coeficient (egal cu 2) care afectează valoarea amplitudinilor celorlalte componente, se continuă analiza pentru redresarea monoalternanță punctând, atunci când este cazul, avantajele folosirii redresării dublă alternanță.

Semnalul redresat, aplicat la intrarea filtrului trece-jos, este

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

$$\begin{aligned}
 u_x(t) = & \frac{1}{2} U_o [1 + mf(t)] \cos \omega_o t + \\
 & + \frac{2}{3\pi} U_o [1 + mf(t)] \cos^2 \omega_o t + \\
 & + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2}{(2k+1)\pi} (-1)^k \cos(2k+1) \omega_o t
 \end{aligned} \tag{7.48}$$

Tinând cont de relația

$$\cos^2 \omega_o t = \frac{1}{4} (1 + \cos 2 \omega_o t) \tag{7.49}$$

se remarcă existența unei componente care este proporțională cu semnalul modulator. Filtrul trece-jos trebuie să separe această componentă de celelalte. Se observă că acest lucru este posibil dacă

$$f_o > 2 f_{mM} \quad \text{și} \quad f_t = f_{mM} \tag{7.50}$$

semnalul demodulat fiind

$$u_e(t) = \frac{1}{\pi} [1 + mf(t)] \tag{7.51}$$

Similar, în cazul redresării dublă alternanță, se obține

$$u_e(t) = \frac{2}{\pi} [1 + mf(t)] \tag{7.52}$$

iar condiția (7.50) devine

$$f_o > f_{mM}; \quad f_t = f_{mM} \tag{7.53}$$

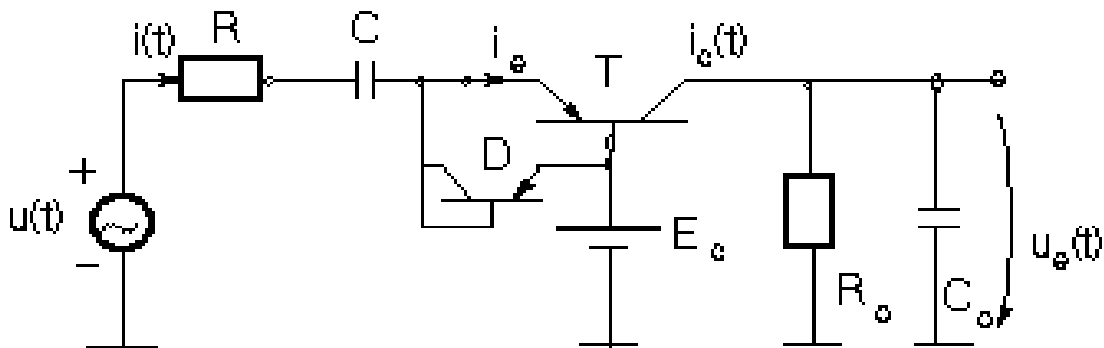
Dintre circuitele care realizează detecția de valori medii vor fi prezentate două:

1. detectorul cu tranzistor bipolar;
2. detectorul cu redresor de precizie.

**1. Detectorul de valori medii cu tranzistor bipolar;** O schemă de principiu pentru acest detector este dată în figura 7.9.

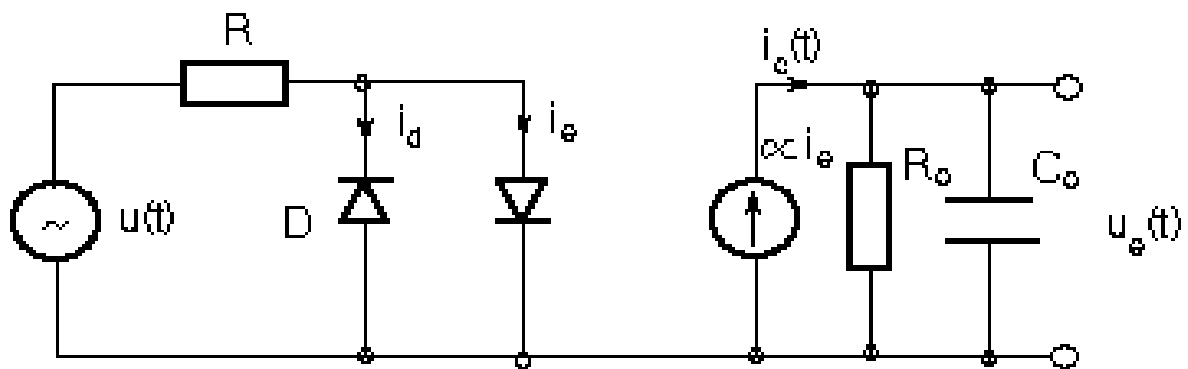
În schema dată joncțiunea bază-emitor joacă rolul diodei redresoare iar dioda (realizată, adeseori tot cu un tranzistor) permite trecerea alternanțelor negative ale semnalului  $u(t)$ , astfel încât prin condensator, componenta medie să fie nulă. Pentru a realiza acest deziderat, diodele trebuie să fie identice; acesta este motivul pentru care se folosește un tranzistor identic cu  $T$  conectat ca diodă. În acest mod, condensatorul se încarcă la început, și rămâne încărcat, cu tensiunea  $E_c$ .

Funcționarea circuitului ca detector, în ipoteza că diodele sunt ideale, este



**Figura 7.9**

evidențiată de schema echivalentă dată în figura 7.10.



**Figura 7.10**



*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

Generatorul care atacă filtrul trece-jos, format de grupul  $R_o C_o$ , este comandat de curentul care circulă prin joncțiunea BE

$$i_c(t) = \alpha i_e(t) = \begin{cases} \frac{\alpha u(t)}{R} & \text{pentru } u(t) > 0 \\ 0 & \text{pentru } u(t) \leq 0 \end{cases} \quad (7.54)$$

Așadar, circuitul dat reprezintă o implementare pentru varianta monoalternanță a schemei bloc care a fost analizată mai sus. Filtrul are un singur pol deci, pentru o rejecție corespunzătoare (cu cca, 40dB) a componentelor nedorite (situate în jurul frecvenței  $f_o$ ) este necesar să fie îndeplinită condiția  $f_o > 100 f_{max}$ .

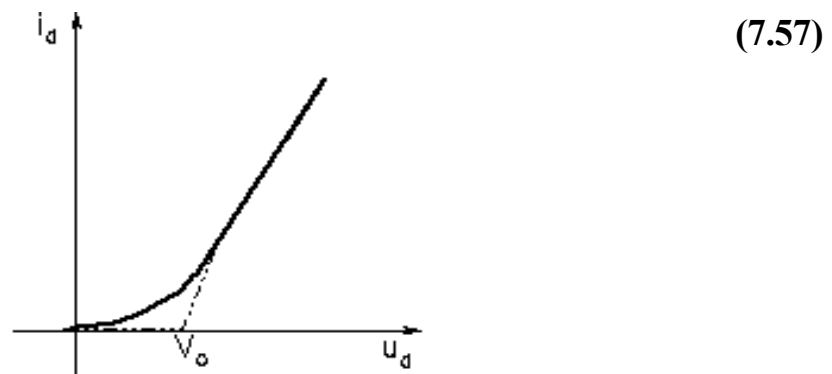
Dacă dioda este reală, caracteristica  $i_d = f(U_d)$  are expresia

$$i_d = I(e^{\frac{u_d}{U_T}} - 1) \quad (7.55)$$

și reprezentarea grafică dată în figura 7.11. Datorită existenței unei tensiuni de prag ( $V_o \approx 0,2$  pentru diode cu germaniu respectiv  $V_o \approx 0,6$  V pentru diode cu siliciu) rezultă că relația (7.54) este valabilă numai dacă

$$U_o[1 + mf(t)] \ll V_o \quad (7.56)$$

practic fiind suficient



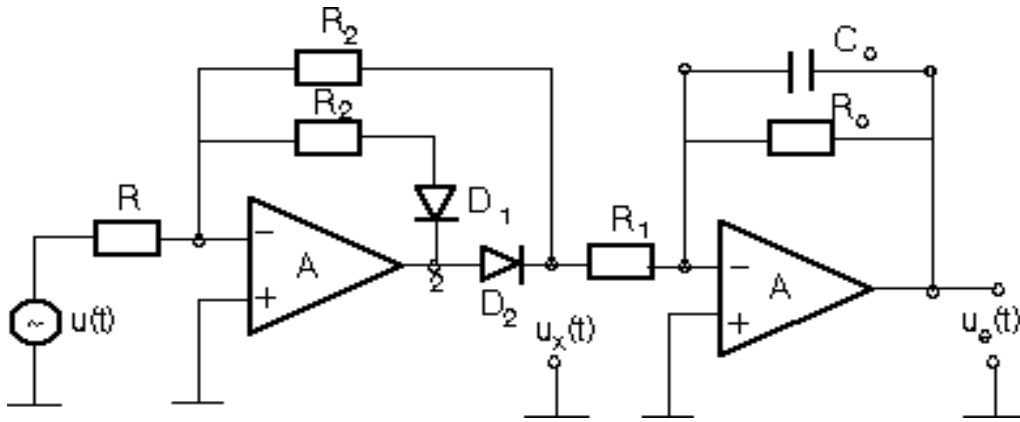
**Figura 7.11**

În consecință, detectorul analizat implică semnale de intrare relativ mari, cu atât mai mari cu cât gradul de modulație este mai apropiat de unitate. Dacă această cerință este îndeplinită se poate folosi aproximarea

$$u_e(t) = \frac{\alpha U_o}{\pi(R + R_d)} [1 + mf(t)] \otimes z_o(t) \quad (7.58)$$

unde a fost luat în considerație și efectul rezistenței diodei în conducție ( $R_d$ ), iar  $z_o(t)$  reprezintă funcția pondere corespunzătoare impedanței circuitului  $R_o C_o$ .

**Detectorul de valori medii cu redresor de precizie** are schema dată în figura 7.12.



**Figura 7.12**

Dioda redresoare este  $D2$ . Dioda  $D1$  asigură închiderea buclei de reacție pentru alternanța negativă a semnalului din punctul 2. Se arată [11][26] că folosind acest montaj, tensiunea de prag a diodei scade de cca  $(A+1)$  ori.

Dacă semnalul de intrare este

$$u(t) = U_o [1 + mf(t)] \cos \omega_0 t \quad (7.59)$$

componenta de frecvență joasă a semnalului redresat poate fi scrisă

$$u_x(t) = \frac{R_2 U_o}{\pi R} [1 + mf(t)] \quad (7.60)$$

Cel de al doilea operațional realizează un filtru trece-jos având funcția de transfer

$$H(s) = - \frac{R_o}{R_1 (1 + s R_o C_o)} \quad (7.61)$$

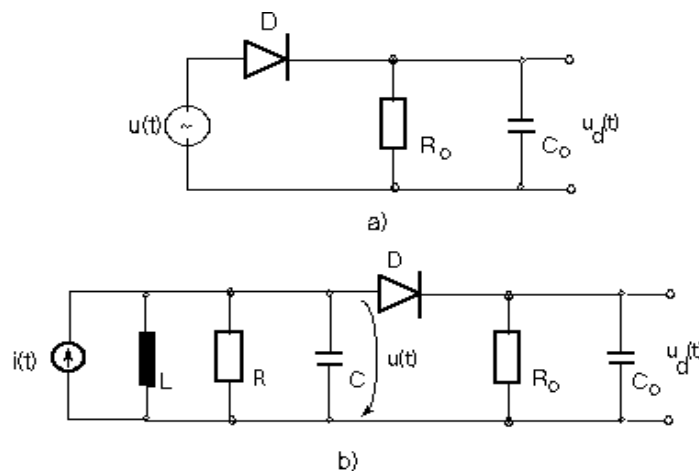
Dacă  $f_{3dB} > f_{mM}$ , componentele de frecvență înaltă ale semnalului demodulat nu vor fi afectate cu mai mult de 3 dB și se poate aproxima

$$U_d(t) \approx -\frac{R_2}{R} \frac{R_o}{R_i} \frac{U_0}{\pi} [1 + mf(t)] \quad (7.62)$$

Se observă că filtrul este de ordinul 1 deci, și în acest caz, este necesar  $f_o \gg f_{max}$ . Dacă această condiție nu poate fi îndeplinită, se va înlocui filtrul trece jos prezentat mai sus, cu unul de ordin superior.

### 7.2.2 Detectoare de vârf

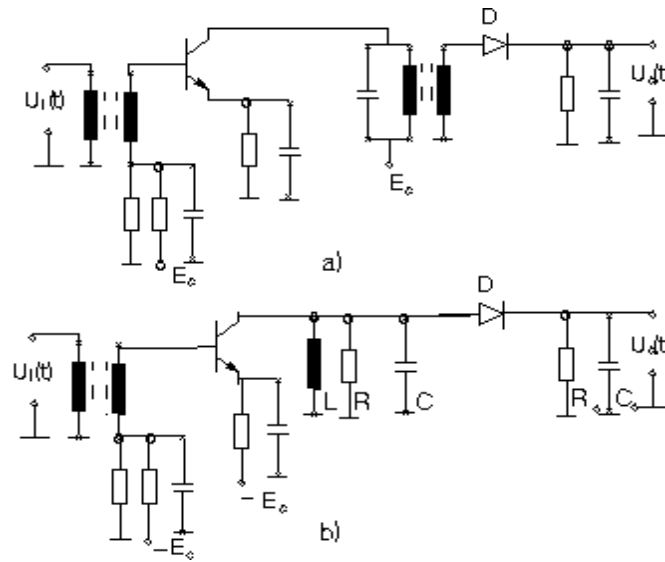
Acestea sunt detectoarele de anvelopă tipice. Dintre variantele existente, în figura 7.13 sunt date două, care au fost (și mai sunt încă) folosite în multe sisteme de comunicație:



**Figura 7.13**

- detector de vârf serie, atacat cu generator de tensiune; (figura 7.13-a).
- detector de vârf serie, atacat cu generator de curent (figura 7.13-b);

În figura 7.14, sunt date schemele circuitelor care implementează detectoarele menționate.



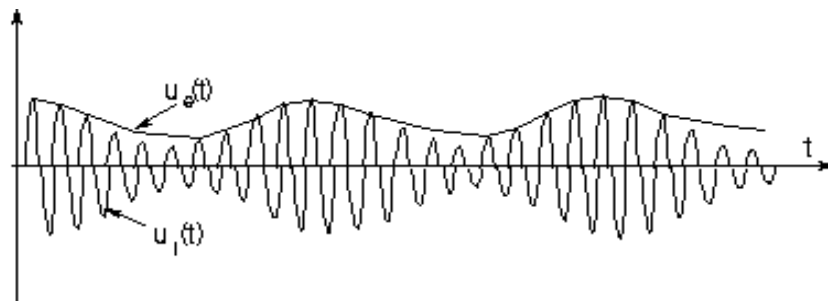
**Figura 7.14**

Se reamintește că pentru ca semnalul prelucrat cu un detector de anvelopă să urmărească anvelopa semnalului modulat este necesară îndeplinirea condițiilor:

$$\tau = R_0 C_0 \gg T_0$$

$$\tau \ll T_{mm}.$$

Dacă prima condiție nu este îndeplinită, semnalul detectat prezintă ondulații, altfel spus este însoțit de un rest de purtătoare; dacă a doua condiție nu este îndeplinită, atunci tensiunea de pe condensator poate să nu mai urmărească anvelopa semnalului modulat, la scăderea acesteia și apar așa numitele "*distorsiuni de neurmărire*" (figura 7.15).



**Figura 7.15**

Îndeplinirea simultană și satisfăcătoare a celor două condiții implică:

$$f_0 \gg 100 f_{mM}$$

Nu întotdeauna această cerință poate fi satisfăcută; acesta este unul dintre motivele pentru care sunt necesare relații de proiectare precise care fac obiectul analizei

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

care urmează.

Dintre alternativele de analiză a funcționării detectorului de vârf se remarcă două; acestea se disting prin modul în care este aproximat impulsul de curent care circulă prin diodă în perioada când aceasta conduce:

- aproximarea cu o variație liniară;
- aproximarea cu o variație sinusoidală.

Primul procedeu este adecvat pentru analiza detectorului atacat cu generator de curent iar al doilea pentru analiza detectorului atacat cu generator de tensiune; rezultatele obținute sunt comparabile.

In ambele cazuri analiza poate fi despărțită în doua etape:

a) analiza statică, în care se presupune că semnalul este nemodulat; în această etapă se determină:

- rezistența de intrare;
- relația între semnalul detectat și amplitudinea semnalului de intrare (randamentul detecției sau factorul de detecție);
- nivelul undulațiilor semnalului detectat;

b) analiza dinamică, în care, presupunând semnalul de intrare modulat, se determină condițiile care trebuiesc îndeplinite pentru a evita distorsiunile de urmărire.

In această lucrare va fi prezentată analiza detectorului serie atacat cu generator de curent (figura 7.13-b).

a) **Analiza statică** a funcționării detectorului de vârf presupune semnalul de intrare dat prin

$$u_i(t) = U_i \cos \omega_o t \quad (7.63)$$

pentru detectorul cu generator de tensiune respectiv prin

$$i_i(t) = I_i \cos \omega_o t \quad (7.64)$$

pentru detectorul cu generator de curent. } n continuare va fi analizată varianta a doua.

Dacă constanta de timp  $R_o C_o$  este mare în raport cu perioada purtătoarei  $T=2\pi/\omega_o$ , atunci tensiunea la ieșire  $u_e(t)$  este practic constantă. Considerând că circuitul selectiv are un factor de calitate în sarcină  $Q_s$  suficient de mare, tensiunea la bornele circuitului

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

este

$$u_i(t) = U_i \cos \omega_o t \quad (7.65)$$

Presupunând dioda  $D$  ideală, pentru a simplifica analiza, rezultă că aceasta se deschide pentru un timp scurt în raport cu perioada  $T$  și numai în vecinătatea maximelor tensiunii  $u_i(t)$ . Ca o consecință a acestui fapt, tensiunea continuă la ieșire este practic egală cu  $U_i$ . Curentul prin diodă poate fi dezvoltat în serie Fourier:

$$i_D(t) = I_{D0} + I_D I \cos \omega_o t + \dots, \quad (7.66)$$

Pe de altă parte se poate scrie:

$$I_{D0} = \frac{I}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} i_D(t) dt; \quad I_D I = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} i_D(t) \cos \omega_o t dt \quad (7.67)$$

Deoarece pulsul de curent este foarte scurt în raport cu perioada  $T$  și există în jurul momentului  $t=0$  se poate efectua aproximația:

$$I_D I = \frac{2}{T} \cos \omega_o \xi \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} i_D(t) dt \Big|_{\xi=0} \approx 2 I_{D0} \quad (7.68)$$

Tinând seama de acest rezultat curentul  $i_D(t)$  capătă expresia

$$i_D(t) = I_{D0} (1 + 2 \cos \omega_o t + \dots) \quad (7.69)$$

Componenta medie  $I_{D0}$  se determină din condiția

Deoarece amplitudinea tensiunii  $u_i(t)$  la bornele circuitului acordat este  $U_i$  iar componenta fundamentală a curentului absorbit de diodă este în fază cu tensiunea și are amplitudine  $2I_{D0}$  rezultă rezistența de intrare a detectorului

$$R_D = \frac{U_i}{2 I_{D0}} = \frac{R_o}{2} \quad (7.71)$$

Factorul de calitate, în sarcină, al circuitului acordat devine

$$Q_s = \frac{R_e}{\omega_o L}; \quad \frac{1}{R_e} = \frac{1}{R} + \frac{2}{R_o} \quad (7.72)$$

iar amplitudinea tensiunii la bornele circuitului acordat

$$U_i = R_e I_i \quad (7.73)$$

Se observă că tensiunea la ieșirea detectorului  $U_i$  este proporțională cu amplitudinea curentului  $I_i$ , injectat în circuitul acordat. Din acest motiv detectorul este *de anvelopă*.

Funcționarea completă a detectorului, trebuie să țină seama și de *fenomenul de încărcare și descărcare a condensatorului*  $C_o$ . Acest fenomen este direct legat de forma curentului  $i_D(t)$  prin diodă.

Se va analiza curentul prin diodă în vecinătatea momentului  $t=0$ . Se notează cu  $t_1$  momentul deschiderii diodei și cu  $t_2$  momentul blocării sale. Deoarece  $t_o=t_2-t_1 < T=2\pi/\omega_o$  se poate considera tensiunea la bornele circuitului acordat  $u_i(t) \approx U_i$  și, de asemenea,  $i_i(t) \approx I_i$ , în intervalul  $t \in (t_1, t_2)$ . Cu alte cuvinte pentru  $t \in (t_1, t_2)$  se pot scrie ecuațiile:

$$i_i(t) = I_i; i_R(t) = \frac{U_i}{R}, i_{Ro} = \frac{U_i}{R_o}$$

$$i_L(t) = i_L(t_1) + \frac{1}{L} \int_{t_1}^t U_i dt = i_L(t_1) + \frac{U_i(t-t_1)}{L} \quad (7.74)$$

Din bilanțul curenților prin circuit, se obține

$$i_c + i_{co} = I_i - i_R - i_{Ro} - i_L, \quad (7.75)$$

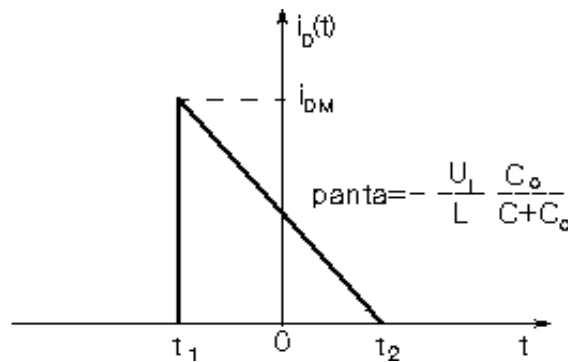
ceea ce arată că suma  $i_c(t) + i_{co}(t)$  urmărește o lege de variație liniar descrescătoare, datorită termenului  $i_L(t)$ , cu panta  $-U_i/L$ . Pe de altă parte avem:

$$i_{co}(t) = \frac{C_o}{C + C_o} [i_c(t) + i_{co}(t)] \quad (7.76)$$

de unde se determină panta legii de variație liniară a curenului  $i_{co}(t)$  ca fiind

$$p = -\frac{U_i}{L} \frac{C_o}{C + C_o} \quad (7.77)$$

Deoarece curenul prin diodă este format din suma curenților  $i_{co}(t)$  și  $i_{Ro}(t)$ , dintre care ultimul este practic constant, rezultă că  $i_D(t)$  are, la rândul lui, o lege de variație liniar descrescătoare ca în figura 7.16.



**Figura 7.16**

În reprezentarea dată s-a ținut seama că la momentul  $t_2$  curenul prin diodă se anulează. Valoarea maximă  $i_{DM}$  a curenului prin diodă, pe o perioadă, se determină în



funcție de  $t_o$  și de panta curentului prin diodă

$$i_{DM} = \frac{U_i}{L} \frac{C_o}{C + C_o} t_o \quad (7.78)$$

Pe de altă parte curentul mediu prin diodă este

$$I_{Do} = \frac{U_i}{R_o} = \frac{1}{T} \int_{t_1}^{t_2} i_D(t) dt = \frac{i_{DM} t_o}{2T} \quad (7.79)$$

Combinând relațiile (7.76) și (7.77) se obține

$$\frac{t_o}{T} = \sqrt{\frac{C_o + C}{\pi R_o \omega_o C_o C}} \sqrt{\frac{1}{\pi R_o \omega_o C}} \quad (7.80)$$

aproximația fiind valabilă pentru  $C_o \gg C$ . Relația (7.79) este utilă pentru a verifica ipoteza  $t_o \ll T$  în care s-a lucrat.

În final trebuie subliniat faptul că tensiunea  $u_e(t)$  nu este constantă, deoarece atunci când dioda  $D$  este blocată condensatorul  $C_o$  se descarcă prin rezistența  $R_o$ , urmând să se încarce odată cu deschiderea diodei. Ținând cont de acest fenomen pot fi evaluate ondulațiile tensiunii de ieșire. Variația tensiunii la ieșirea detectorului,  $\Delta U_e$ , în ipoteza  $t_o \ll T$  se poate evalua ținând cont de egalitatea dintre sarcina cu care se încarcă condensatorul  $C_o$  și cea pe care o pierde prin descărcare

$$C_o \Delta U_e = U_i \frac{T}{R_o} \quad R_o C_o \ll T \quad (7.81)$$

adică

$$\frac{\Delta U_e}{U_i} = \frac{T}{R_o C_o} \quad (7.82)$$

Așadar, pentru ca ondulațiile corespunzătoare variației  $\Delta U_e$  să fie neglijabile este necesar ca  $R_o C_o \gg T$ .

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

b) **Analiza dinamică** a funcționării detectorului de vârf, are în vedere semnale de intrare modulate

$$i_i(t) = I_i[1 + m f(t)]\cos \omega_o t = a(t)\cos \omega_o t \quad (7.83)$$

În condițiile în care factorul de calitate al circuitului acordat în sarcină  $Q_s$  este suficient de mare, tensiunea la bornele sale poate fi scrisă

$$u_i(t) = g(t)\cos \omega_o t \quad g(t) > 0 \quad (7.84)$$

Se introduce ipoteza că dioda  $D$  se deschide în fiecare perioadă  $T$  a semnalului purtător și că ondulațiile sunt neglijabile; rezultă

$$u_e(t) = g(t) \quad (7.85)$$

Pe baza rezultatelor obținute la analiza statică se poate admite reprezentarea

$$i_D(t) = i_{D0}(t)[1 + 2\cos \omega_o t + \dots] \quad (7.86)$$

unde  $i_{D0}(t)$  este o mărime lent variabilă. Se obține

$$g(t) = u_e(t) = i_{D0}(t) \otimes z_o(t); \quad z_o(t) = \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \frac{R_o}{1 + j\omega R_o C_o} \right\} \quad (7.87)$$

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

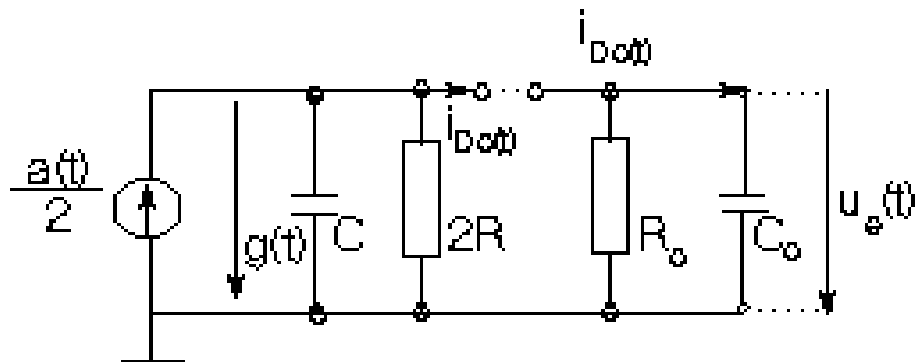
Tensiunea la bornele circuitului acordat este determinată de curentul  $i_i(t)$  din care se scade componenta curentului  $i_D(t)$  care are spectrul axat în jurul frecvenței  $f_o$

$$i(t) = [a(t) - 2 i_{D0}(t)] \cos \omega_o t \quad (7.88)$$

Se obține

$$u_i(t) = g(t) \cos \omega_o t = \{[a(t) - 2 i_{D0}(t)] z_{oJF}(t)\} \cos \omega_o t \quad (7.89)$$

unde  $z_{oJF}(t)$  reprezintă funcția pondere a circuitului echivalent de joasă frecvență, de bandă îngustă, corespunzător circuitului acordat derivație.



**Figura 7.17**

Deoarece

$$\frac{1}{\pi B} = 2RC \quad (7.90)$$

rezultă

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

$$g(t) = \frac{a(t)}{2} - i_{Do}(t) \quad [2 z_{JF}(t)] \quad (7.91)$$

unde

$$2 z_{JF}(t) = \mathfrak{F}^{-1} \left\{ \frac{2R}{1 + j\omega 2RC} \right\} \quad (7.92)$$

Relațiile (7.88) și (7.91) conduc, din punctul de vedere al semnalului modulator, la schema echivalentă dată în figura 7.17.

Impedanța de transfer corespunzătoare este

$$Z_T(j\omega) = \frac{R_e}{1 + j\omega R_e(C + C_o)} \quad (7.93)$$

unde rezistența  $R_e$  este combinația, în paralel, a rezistențelor  $R$  și  $R_o/2$ .

Pentru ca semnalul de la ieșire să urmărească semnalul modulator este necesar ca

$$2 R_e(C + C_o) < \frac{1}{2\pi f_{mM}} \quad (7.94)$$

în care  $f_{mM}$  reprezintă frecvența modulatorie maximă.

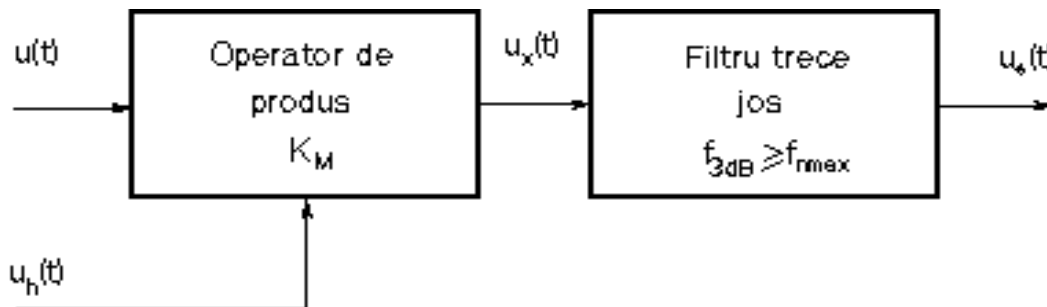
În analiza de mai sus s-a presupus că dioda  $D$  se deschide în fiecare perioadă a semnalului purtător. Dacă această ipoteză nu este satisfăcută apar distorsiunile de urmărirea. Fie un moment oarecare  $t_k$  la care dioda conduce atunci:  $u_i(t_k) = u_e(t_k) - g(t_k)$ . Când dioda se blochează  $g(t)$  scade exponențial cu constanta de timp  $2RC$  în vreme ce  $u_e(t)$  scade exponențial cu constanta  $R_o C_o$ . După o perioadă  $T$ , dioda se va deschide din nou dacă

$$2RC > R_o C_o \quad (7.95)$$

deci aceasta este condiția care asigură evitarea distorsiunilor de urmărirea.

### 7.2.3 Detectoare de produs

Schema bloc pentru detectoarele de produs este reluată în figura 7.18; se observă asemănarea acestei scheme cu cea corespunzătoare sistemelor de producere a semnalelor cu modulație liniară; semnalele de intrare au altă structură iar filtrul trece-bandă a fost înlocuit cu un filtru trece-jos.



**Figura 7.18**

Deci, se poate presupune că orice soluție utilizată pentru producerea semnalelor cu ML, care folosește simularea unui operator de produs, poate fi adaptată, cu performanțe mai bune sau mai puțin bune, și pentru implementarea detecției de produs.

Funcție de modul de realizare a operatorului de produs se disting următoarele variante constructive de detectoare de produs:

- detectoare de produs cu element neliniar, care la rândul lor pot fi:
  - detectoare cu tranzistor cu efect de câmp;
  - detectoare cu tranzistor bipolar;
- detectoare de produs de tip comutator (cu chopper), care și ele pot fi:
  - detectoare cu comutator simplu;
  - detectoare cu comutator dublu;
- detectoare de produs cu multiplicator analogic, printre care se disting:
  - detectoare cu multiplicator analogic cu o intrare neliniară;
  - detectoare cu operator de produs integrat.

Pentru a ilustra ideile generale enunțate mai sus, în continuare vor fi analizate, succint, trei dintre soluțiile menționate:

- a) detectorul de produs cu pereche diferențială de tranzistori bipolari;
- b) detectorul de produs cu operator de produs integrat;
- c) detectorul de produs cu comutator dublu.

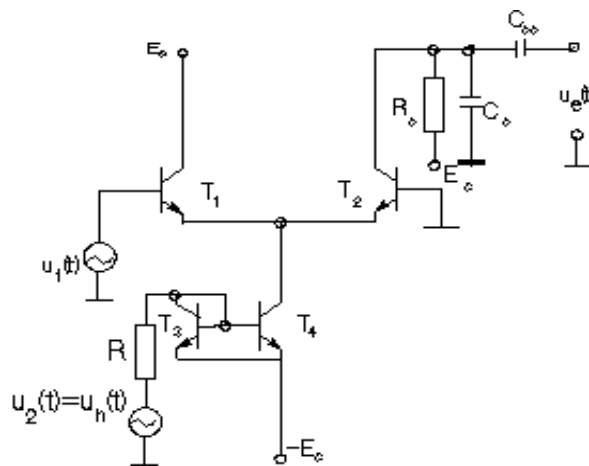
**a) Schema detectorului de produs realizat cu o pereche diferențială de tranzistori bipolari** (cea mai simplă soluție de multiplicator analogic cu o intrare neliniară) este dată în figura 7.19.

Detectoarele de produs pot prelucra orice tip de semnal cu ML. Pentru simplificarea expresiilor prelucrate se va lua în considerație cazul semnalelor MA-PS; deci semnalul modulat, aplicat pe intrarea diferențială, poate fi scris

$$u_1(t) = U_o m_f(t) \cos \omega_o t \quad (7.96)$$

iar semnalul generat local

$$u_2(t) = U_2 \cos \omega_o t \quad (7.97)$$



**Figura 7.19**

Se observă că semnalul modulat este aplicat pe intrarea "neliniară"; pentru a evita

$$U_o < V_T = 13\text{mV} . \quad (7.98)$$

distorsionarea anvelopei trebuie îndeplinită condiția

Acesta fiind, de regulă, semnalul recepționat, de nivel mic, condiția (7.97) nu este foarte restrictivă. Ar mai exista varianta de a aplica semnalul modulat în locul lui  $u_h(t)$  când nu există pericolul distorsiunilor; se va arăta că randamentul detecției este mai redus și deci semnalul modulat (sau cel demodulat) ar trebui mult amplificat.

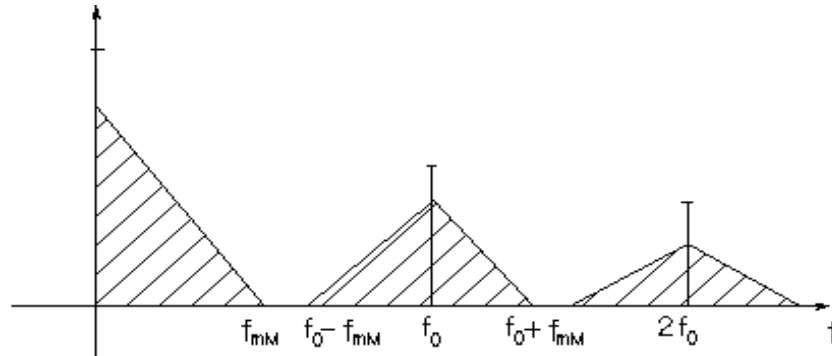
În cazul considerat curentul de colector prin tranzistorul  $T_2$  este

$$i_{c2}(t) \approx \frac{I_o(t)}{2} \left[ 1 - \frac{U_o m f(t)}{2V_T} \cos \omega_o t \right] \quad (7.99)$$

unde

$$I_o(t) = I_o \left[ 1 + \frac{U_1}{R I_o} \cos \omega_o t \right]; \quad I_o = \frac{E_e - V_o}{R} \quad (7.100)$$

Reprezentând spectrul de amplitudini al curentului  $i_{c2}(t)$  (figura 7.20) se constată că filtrul trece jos trebuie să elimine componentele concentrate în jurul frecvenței  $f_o$ , atenuându-le cu cel puțin 40 dB; în același timp componentele semnalului demodulat nu trebuie afectate cu mai mult de 3 dB. Filtrul fiind de ordinul 1, acest deziderat este realizabil dacă  $f_o > 100 f_{mM}$ . Dacă această condiție nu poate fi îndeplinită se adaugă celule de filtrare suplimentare.



**Figura 7.20**

În condițiile de mai sus se determină tensiunea detectată

$$u_e(t) \approx \frac{I}{8} \frac{U_2 U_o}{R V_T} f(t) \otimes z_o(t) \approx \frac{I}{8} \frac{U_2 U_o R_o}{R V_T} f(t) \quad (7.101)$$

Definind randamentul detecției (în acest caz denumirea mai potrivită ar fi aceea de *factor de detecție*) ca raportul între amplitudinea semnalului demodulat și amplitudinea compenentei în fază a semnalului modulat rezultă

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

$$K_D = \frac{R_o U_1}{8R V_T} \quad (7.102)$$

Din expresia (7.101) rezultă că acest parametru variază proporțional cu amplitudinea semnalului generat local, atâta timp cât  $U_2 < E_e - V_o$ .

Procedând similar, pentru varianta în care cele două generatoare își schimbă locul între ele, se deduce

$$u_e(t) \approx \frac{U_m R_o U_2}{2R V_T} f(t); \quad U_2 < \frac{V_T}{2} \quad (7.103)$$

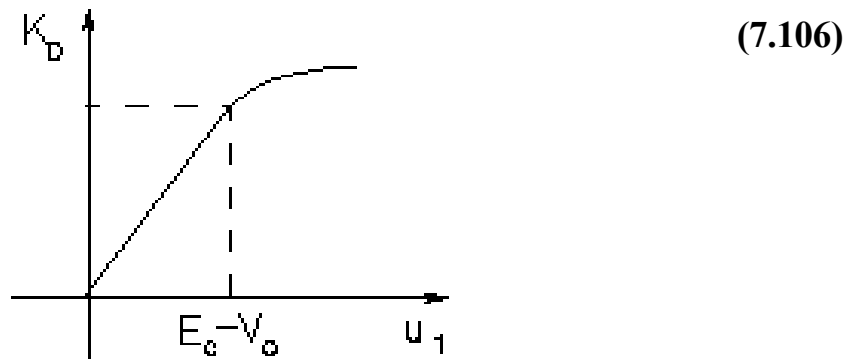
expresie care, din punctul de vedere al filtrului trece-jos, este valabilă în aceleași condiții. Dacă amplitudinea  $U_2$  crește, apare un fenomen de limitare a creșterii amplitudinii semnalului demodulat funcție de această mărime, fenomen care se desăvârșește pentru  $U_1 \geq 4V_T$ , când rezultă

$$u_e(t) \approx \frac{I}{\pi} \frac{R_o}{R} U_o f(t) \quad (7.104)$$

Determinând, factorul de detecție se obține

$$K_D = \frac{R_o U_2}{8R V_T} \quad (7.105)$$

mărime care crește atunci când  $U_1$  crește tinzând spre valoarea limită (figura 7.21)



**Figura 7.21**

Așadar factorul de detecție realizat cu noua schemă este de cca  $U_2/V_T$  ori mai mic decât în cazul anterior; cum generarea unui semnal local, sinusoidal, de amplitudine mare nu este dificilă această scădere poate fi considerabilă.



**b) Schema unui detector de produs realizat cu ajutorul circuitului integrat MC 1495** este dată în figura 7.22.; semnalele aplicate sunt date de expresiile (7.95) și (7.96) iar semnalul detectat poate fi extras fie în mod diferențial, fie între o ieșire și masă. Semnalul modulat este aplicat pe intrarea care admite o gamă dinamică mare pentru a evita distorsiunile neliniare care ar putea să apară la semnale recepționate mari.

Conform analizei din paragraful 6.3.4 atunci când  $R_x \gg 1/g_m$ , se obține

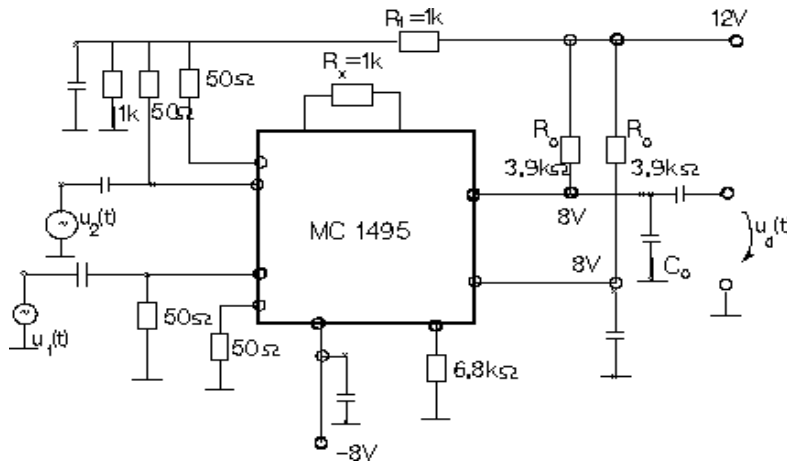
$$i_{1,2}(t) = I_o \left[ 1 + \frac{u_2(t)}{R_x I_o} \th \frac{u_1(t)}{2 V_T} \right] i_{\check{C}} \quad (7.107)$$

$$i_{\check{O}} \left[ 1 + \frac{u_1(t) u_2(t)}{2 R_x I_o V_T} \right];$$

unde

$$I_o = \frac{E_e - V_o}{R + 0.6} \quad \text{iar} \quad U_1 < \frac{V_T}{2} \quad (7.108)$$

iar rezistențele sunt exprimate în kΩ.



**Figura 7.22**

În limitele condiției (7.107) semnalul detectat, crește proporțional cu amplitudinea  $U_2$  ca în cazul ultimei variante din paragraful precedent; la valori mai mari ( $U_2 \geq 4V_T$ ) se poate scrie

$$i_{1,2}(t) = I_o \left[ 1 + \frac{u_1(t)}{R_x I_o} \left( \frac{4}{\pi} \cos \omega_o t - \frac{4}{3\pi} \cos 3 \omega_o t + \frac{4}{5\pi} \cos 5 \omega_o t + \dots \right) \right] \quad (7.109)$$

In cazul ieșirii diferențiale, tensiunea detectată este

$$u_e(t) \approx \frac{4U_o}{\pi R_x} f(t) \otimes z_o(t) \approx \frac{4R_o U_o}{\pi R_x} f(t) \quad (7.110)$$

cu condiția ca filtrul trece-jos să fie caracterizat prin  $f_{3dB} > f_{mM}$ . Rezultă că factorul de detecție depinde de amplitudinea semnalului conform diagramei din figura 7.21. adică mărirea amplitudinii  $U_1$  peste  $4V_T$  nu se justifică dar nici nu are implicații negative.

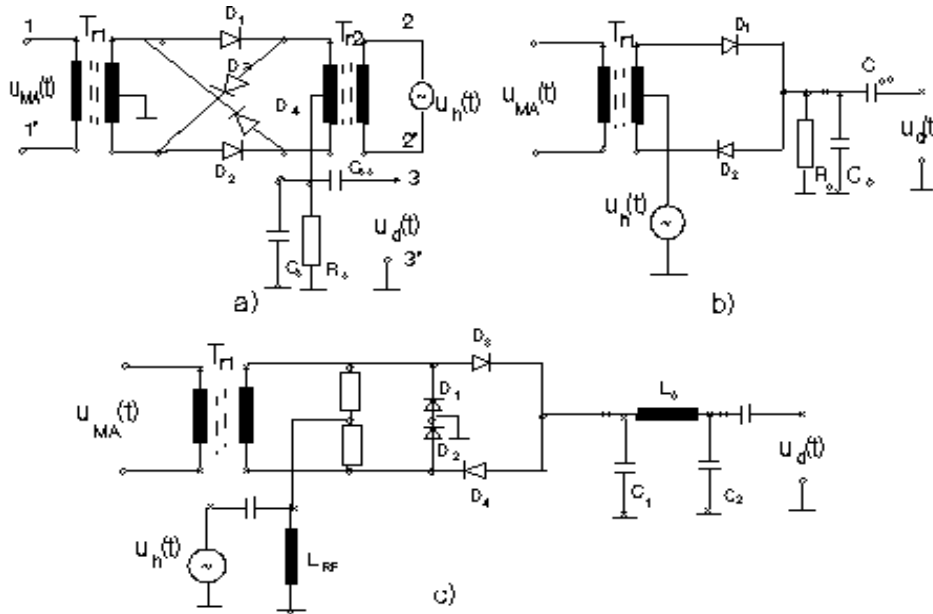
**c) Pentru detectoarele de produs cu comutator (chopper)** semnalul demodulat poate fi determinat prin relurea calculelor din paragraful 6.2.1, semnalele fiind date prin expresiile (7.95) și (7.96). Considerând că filtrul trece jos este ideal și are  $H_o=1$  și  $f_t \gg f_{mM}$  rezultă

$$u_e(t) = \frac{1}{\pi} U_o f(t) \quad (7.111)$$

pentru detectoarele cu comutator simplu, și

$$u_e(t) = \frac{2}{\pi} U_o f(t) \quad (7.112)$$

pentru detectoarele cu comutator dublu.



**Figura 7.23**

Se constată că aceste detectoare sunt caracterizate prin factor de detecție subunitar ( $-10\text{dB}$ , respectiv  $-4\text{dB}$ ). Totuși detectoarele de produs având comutatorul realizat cu diode au avut și mai au, încă multe aplicații deoarece pot lucra până la frecvențe foarte înalte și pot prelucra semnale mari fără să crească pericolul perturbațiilor de interferență.

Dintre variantele existente, în figura 7.23 sunt date trei scheme de detector de produs cu comutator dublu mai des folosite. Prima schemă (figura 7.23-a) provine din modulatorul în inel. Observând acest detector se remarcă un alt avantaj al circuitului: reversibilitatea. Într-adevăr dacă la bornele  $11'$  se aplică semnalul local și la bornele  $33'$  semnal de joasă frecvență, se va obține semnal modulat la bornele  $22'$ ; dacă se menține semnalul local la bornele  $11'$  dar se aplică semnal modulat la bornele  $22'$  rezultă semnalul demodulat la bornele  $33'$ . Această caracteristică a făcut ca modulatorul în inel să fie folosit, cu acest dublu rol, în instalațiile de emisie recepție portabile.

Celelalte două scheme reprezintă soluții economice, la care se evită folosirea a două transformatoare. Din păcate, prin eliminarea transformatorului  $Tr2$ , se reduce gradul de separare între poarta 2 și poarta 3, singurul bloc care acționează în acest sens fiind filtrul trece jos.

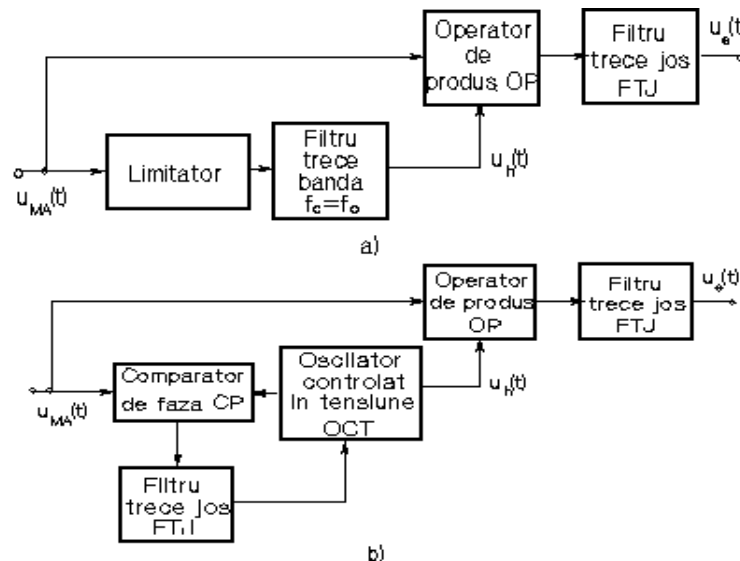
### **7.3 Procedee de refacere a purtătoarei pentru demodularea sincronă**

Așa cum a rezultat din paragrafele precedente, în sistemele moderne de comunicații, demodularea semnalelor cu ML se face folosind *detecția de produs*. Principala problemă care trebuie rezolvată constă în generarea semnalului local având aceeași frecvență și fază cu semnalul purtător, adică *refacerea purtătoarei*. De remarcă că semnalul refăcut poate fi sinusoidal sau dreptunghiular, demodularea fiind corectă în ambele cazuri, rezultând numai o diferență la factorul de detecție.

### 7.3.1 Semnale MA

În acest caz, semnalul recepționat conține o informație importantă cu privire la parametrii purtătoarei. Această informație poate fi extrasă:

- a) prin limitare și (eventual) filtrare (fig.7.24-a);
- b) cu un circuit PLL (fig.7.24-b)



**Figura 7.24**

Prima soluție necesită o limitare foarte puternică, cu atât mai puternică cu cât gradul de modulație este mai mare ( $\leq 1$ ). Metoda este aplicată în radioreceptoarele MA cu circuite integrate (CI-TDA 1046) și în receptoarele de televiziune (CI-TDA 440) unde semnalul MA-RBL are o purtătoare de valoare mare. În primul caz se consideră suficientă limitarea pe când în al doilea caz, se folosește și un filtru trece bandă realizat cu un circuit rezonant RLC acordat pe frecvența de 38 MHz.

Soluția a doua, care are la bază un circuit PLL, a început să prezinte interes odată cu realizarea sub formă integrată a acestor circuite.

Așa cum se va arăta în capitolul 16, un circuit PLL reprezintă un circuit cu reacție care acționează asupra *oscilatorului controlat în tensiune (OCT)*. *Comparatorul de fază* determină eroarea de fază existentă între semnalul aplicat pe intrarea 1 și semnalul generat de OCT. Semnalul proporțional cu eroarea de fază este filtrat (*filtru trece-jos, FTJ*) și aplicat pe intrarea de control a OCT. Pe această cale, după un interval de timp (timp de achiziție), cele două semnale ajung să aibă aceeași frecvență și o relație de fază

bine determinată, dependentă de tipul comparatorului de fază. Se va observa că dacă la intrare se aplică un semnal complex, controlul buclei este preluat de componenta cea mai puternică, restul semnalului fiind tratat ca zgomot. În consecință un astfel de circuit poate fi o soluție convenabilă pentru refacerea purtătoarei în cazul semnalelor care transmit o informație despre aceasta.

### 7.3.2 Semnale MA-PS

Semnalele MA-PS sunt date prin expresia

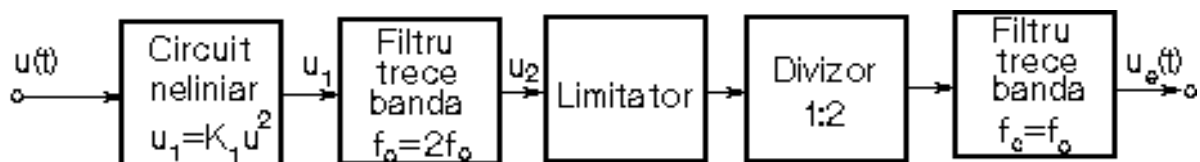
$$u_i(t) = U_o f(t) \cos \omega_o t \quad \widetilde{f(t)} = 0 \quad (7.113)$$

Deoarece componenta medie a semnalului modulator este nulă, extragere directă a purtătoarei, ca în cazul semnalelor MA, nu este posibilă.

Se va arăta mai departe că schema bloc dată în figura 7.25 poate fi o soluție pentru refacerea purtătoarei prin prelucrarea semnalului recepționat.

Primul bloc funcțional este un circuit neliniar cu caracteristică pătratică; la ieșirea acestuia rezultă semnalul

$$u_1(t) = K_1 \frac{f^2(t)}{2} + K_1 \frac{f^2(t)}{2} \cos^2 \omega_o t \quad (7.114)$$



**Figura 7.25**

Filtrul trece bandă (FTB), elimină componenta de joasă frecvență reținând semnalul cu frecvența  $2f_o$ , care reprezintă un semnal cu modulație de amplitudine cu

purtătoare (se observă că  $g^2(t)$  are o componentă medie diferită de zero, funcția neputând să fie negativă). Deci semnalul la ieșirea filtrului poate fi scris

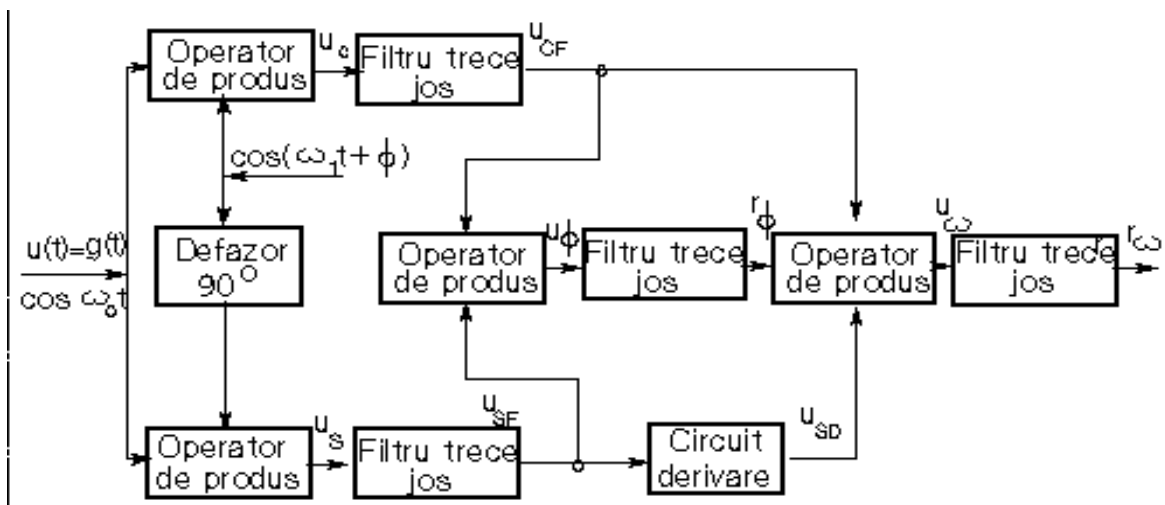
$$u_2(t) = U_0 2 f_2(t) \cos 2 \omega_0 t \quad (7.115)$$

unde  $g_2(t)$  are variații mici în jurul unei valori medii. Pentru ca variațiile să fie mici filtrul trebuie să aibă o bandă de trecere cât mai redusă ( $B_{3dB} \ll 2f_{mM}$ ). Limitatorul, divizorul de frecvență (cu 2) și filtrul trece bandă conduc, la ieșire, la semnalul

$$u_e(t) = A \cos \omega_0 t \quad (7.116)$$

care este cel dorit. Evident, semnalul  $u_1(t)$  putea fi prelucrat și cu ajutorul unui circuit PLL.

Sunt întâlnite soluții care folosesc un oscilator pentru care urmează să fie corectate frecvența și faza, fără a fi vorba de circuite PLL. În figura 7.26 este dată o schemă bloc care permite realizarea semnalelor de comandă pentru corecțiile de frecvență și de fază, oscilatorul local producând inițial semnalul  $\cos(\omega_1 t + \phi)$ .



**Figura 7.26**

In diferite puncte ale schemei semnalele sunt:

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

$$u_s(t) = \frac{1}{2}g(t)\sin[(\omega_l + \omega_o)t + \varphi] + \frac{1}{2}g(t)\sin[(\omega_l - \omega_o)t + \varphi]$$

$$u_{sF}(t) = \frac{1}{2}g(t)\sin[(\omega_l - \omega_o)t + \varphi]$$

$$u_c(t) = \frac{1}{2}g(t)\cos[(\omega_l + \omega_o)t + \varphi] + \frac{1}{2}g(t)\cos[(\omega_l - \omega_o)t + \varphi]$$

$$u_{cF}(t) = \frac{1}{2}g(t)\cos[(\omega_l - \omega_o)t + \varphi]$$

La ieșirea ultimului filtru trece-jos se obține semnalul de eroare

$$u_{sd}(t) = \frac{1}{2}(\omega_l - \omega_o)g(t) \cos [(\omega_l - \omega_o)t + \varphi] + \\ + \frac{1}{2}\tilde{g}(t) \sin [(\omega_l - \omega_o)t + \varphi]$$

$$u_{\omega}(t) = u_{cF}(t) u_{sd}(t) = \frac{1}{8}(\omega_l - \omega_o) g^2(t) + \\ + \frac{1}{8}(\omega_l - \omega_o) g^2(t) \cos [2(\omega_l - \omega_o)t + 2\varphi] + \\ + \frac{1}{8}g(t) \tilde{g}(t) \sin [2(\omega_l - \omega_o)t + 2\varphi]$$

unde  $\widetilde{g^2(t)}$  (119) reprezintă valoarea medie a semnalului  $g^2(t)$ .

$$r_{\omega} = \frac{1}{8}(\omega_l - \omega_o) \widetilde{g^2(t)} \quad (7.117)$$

Semnalul  $r_\omega$  este folosit pentru a corecta eroarea de frecvență a oscilatorului local.

$$\begin{aligned} u_\varphi(t) &= u_{cF}(t) u_{sF}(t) = \\ &= \frac{I}{8} g^2(t) \sin [2(\omega_l - \omega_o)t + 2\varphi] \end{aligned} \quad (7.120)$$

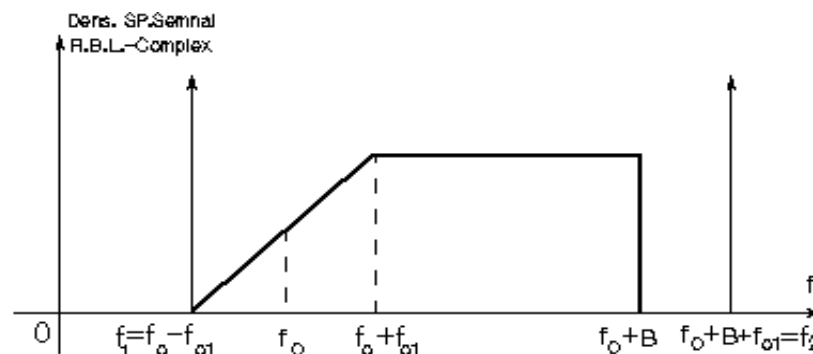
Pentru corecția de fază se obține  
iar semnalul de eroare, considerând frecvența corectă, este

$$r_\varphi = \frac{I}{8} \widetilde{g^2(t)} \sin 2\varphi, \quad (\omega_l = \omega_o) \quad (7.121)$$

Semnalul  $r_\varphi$ , folosit pentru corecția erorii de fază a oscilatorului local, variază monoton cu eroarea de fază și are valoare nulă dacă aceasta este nulă ( $\varphi=0$ ).

### 7.3.3 Semnale cu RBL

În schema care va fi prezentată în continuare, refacerea purtătoarei se face prin transmiterea unor informații suplimentare cu privire la parametrii purtătoarei cu ajutorul a două semnale sinusoidale de frecvențe  $f_1$  și  $f_2$  situate la marginile spectrului semnalului RBL. În figura 7.27 este reprezentată densitatea spectrală a semnalului RBL complex care conține și componentele auxiliare menționate.



**Figura 7.27**



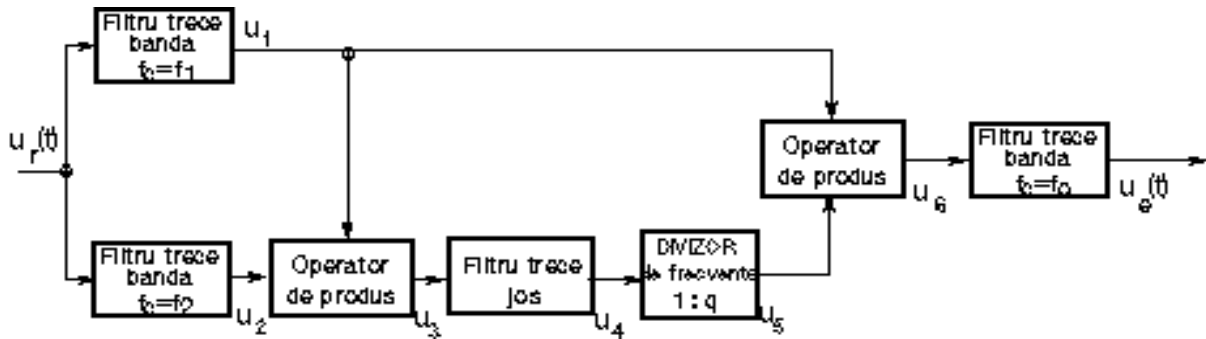
La emisie, semnalul complex RBL are expresia

$$u(t) = g(t) \cos \omega_o t + g_1(t) \sin \omega_o t + a \cos(\omega_1 t + \varphi_2) + a \cos(\omega_2 t + \varphi_3) \quad (7.122)$$

La recepție, datorită schimbărilor de frecvență și caracteristicilor de frecvență ale circuitelor selective, semnalul devine

$$u_r(t) = g(t) \cos[(\omega_o + \Delta\omega)t + \theta(t) + \varphi_1] + g_1(t) \sin[(\omega_o + \Delta\omega)t + \theta(t) + \varphi_1] + b \cos[(\omega_1 + \Delta\omega)t + \theta(t) + \varphi_2] + b \cos[(\omega_2 + \Delta\omega)t + \theta(t) + \varphi_3] \quad (7.123)$$

unde  $\theta(t)$  reprezintă un defazaj lent variabil în timp.



**Figura 7.28**

Pentru demodularea coerentă este necesar ca la recepție să se refacă purtătoarea sub forma

$$u_o(t) = A \cos[(\omega_o + \Delta\omega)t + \theta(t) + \varphi_1] \quad (7.124)$$

În figura 7.28 este dată schema bloc care permite realizarea acestui deziderat.

Semnalele la ieșirea primelor filtre trece-bandă sunt

$$u_1(t) = b \cos[(\omega_1 + \Delta\omega)t + \theta(t) + \varphi_2] \quad (7.125)$$

$$u_2(t) = b \cos[(\omega_2 + \Delta\omega)t + \theta(t) + \varphi_3] \quad (7.126)$$

în care fazele  $\varphi_2$  și  $\varphi_3$  încorporează și contribuția acestor filtre.

La ieșirea primului circuit de înmulțire rezultă

$$\begin{aligned}
 u_3(t) &= u_1(t)u_2(t) = \\
 &= \frac{b^2}{2} \cos[(\omega_1 + \omega_2 + 2\Delta\omega)t + 2\theta(t) + \varphi_2 + \varphi_3] + \\
 &\quad + \frac{b^2}{2} \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_3 - \varphi_2]
 \end{aligned} \tag{7.127}$$

Filtrul trece-jos permite să treacă numai componenta

$$\begin{aligned}
 u_4(t) &= \frac{b^2}{2} \cos[(\omega_2 - \omega_1)t + \varphi_3 - \varphi_2] = \\
 &= \frac{b^2}{2} \cos[2\pi(B + 2f_{o1})t + \varphi_3 - \varphi_2]
 \end{aligned} \tag{7.128}$$

În urma divizării frecvenței acestui semnal prin  $q$ ,

$$q = 2 + \frac{B}{f_{o1}} \tag{7.129}$$

unde raportul  $B/f_{o1}$  se alege a fi număr întreg, rezultă

$$u_5(t) = b_1 \cos(2\pi f_{o1}t + \frac{\varphi_3 - \varphi_2}{q}). \tag{7.130}$$

La ieșirea ultimului operator de produs semnalul este

$$\begin{aligned}
 u_6(t) &= u_5(t)u_1(t) = \\
 &= \frac{b_1 b}{2} \cos[(\omega_1 + \Delta\omega + 2\pi f_{o1})t + \theta(t) + \varphi_2 + \frac{\varphi_3 - \varphi_2}{q}] + \\
 &\quad + \frac{b_1 b}{2} \cos[(\omega_1 + \Delta\omega - 2\pi f_{o1})t + \theta(t) + \varphi_2 - \frac{\varphi_3 - \varphi_2}{q}]
 \end{aligned} \tag{7.131}$$

Se observă că

$$\omega_1 + \Delta\omega + 2\pi f_{o1} = \omega_o + \Delta\omega \tag{7.132}$$

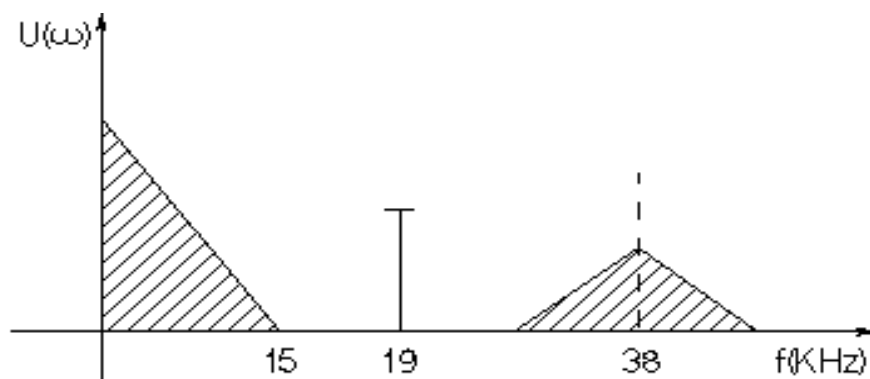
Reținând la ieșirea ultimului filtru trece-bandă această componentă se obține

$$u_e(t) = \frac{b_1 b}{2} \cos[(\omega_o + \Delta\omega)t + \theta(t) + \varphi_2 + \frac{\varphi_3 - \varphi_2}{q}]. \quad (7.133)$$

Acest semnal, cu excepția unui defazaj care trebuie compensat, defazaj datorat practic circuitelor de la recepție, îndeplinește condițiile impuse pentru demodularea coerentă.

### 7.3.4 Demodularea semnalelor modulate care transmit semnale audio stereofonice

În acest paragraf va fi prezentată una dintre soluțiile utilizate în acest scop, soluție care se constituie ca un exemplu de demodulare coerentă a semnalelor cu modulație liniară (figura 7.30). Reconstituirea purtătoarei se face cu un circuit cu fază blocată (Phase Locked Loop-PLL) pe baza unui semnal pilot care poartă informația cu privire la frecvența și faza acesteia.



**Figura 7.29**

Pentru a înțelege funcționarea demodulatorului se va prezenta mai întâi formarea semnalului transmis. Captarea semnalului pentru transmiterea stereo a sunetului se face cu două microfoane,  $A$  și  $B$ , amplasate în mod adecvat; rezultă semnalele  $g_A$  și  $g_B$ .

În vederea asigurării compatibilității sistemelor de radiodifuziune stereofonice cu cele monofonice, prin modulație directă, se transmite un semnal obținut prin însumarea semnalelor de la cele două microfoane

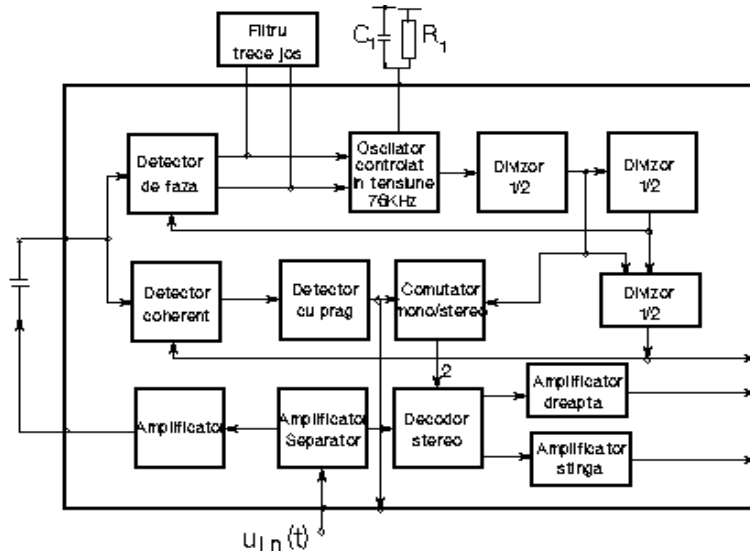
$$g_1(t) = g_A(t) + g_B(t) \quad (7.134)$$

iar informația pentru refacerea celor două semnale ( $g_A$  și  $g_B$ ) se transmite cu ajutorul semnalului *diferență*

$$g_2(t) = g_A(t) - g_B(t) \quad (7.135)$$

Semnalul  $g_2(t)$  modulează - MA-PS - o subpurtătoare de 38KHz. Informația cu privire la parametrii acestei subpurtătoare, se transmite cu ajutorul unui semnal pilot având frecvența  $f_p = f_0/2 = 19\text{KHz}$ . Prin însumarea celor trei componente se formează semnalul stereo complex (figura 7.29).

Procesul de refacere a subpurtătoarei, ca și procesele de demodulare și de refacere a semnalelor originale poate fi urmărit pe schema bloc simplificată dată în figura 7.30 care corespunde circuitului integrat  $\beta A 758$ , un decodor stereo cu circuit PLL.



**Figura 7.30**

Se poate considera că circuitul analizat are trei secțiuni:

I. Secțiunea pentru prelucrarea semnalului recepționat în scopul refacerii semnalelor  $g_A(t)$  și  $g_B(t)$ , adică *decodorul stereo* propriu-zis. Această operațiune se realizează cu un operator de produs modificat. Modificarea este făcută în așa fel încât dacă pe intrarea 2 se aplică subpurtătoarea, operatorul realizează atât demodularea semnalului MA-PS, cât și combinarea adecvată a semnalelor sumă și diferență adică decodarea propriu-zisă; dacă pe intrarea 2 se aplică o componentă continuă atunci operatorul lucrează ca simplu amplificator diferențial, livrând pe ambele ieșiri semnalul

audio monofonic.

II. Secțiunea pentru refacerea subpurătoarei care este necesară pentru demodularea coerentă a semnalului MA-PS; această secțiune extrage informația cu privire la parametrii subpurătoarei prin prelucrarea semnalului pilot. În acest scop se folosește un circuit PLL; oscilatorul controlat în tensiune este constituit dintr-un oscilator RC cu frecvența de oscilație liberă de cca 78 kHz, urmat de două divizoare de frecvență fiecare divizor având un factor de divizare egal cu 2. Comparatorul de fază este un operator de produs iar filtrul trece-jos este de tip RC cu toate componentele în exteriorul CI. Ținând cont de cele precizate mai sus, la sincronism, semnalul la ieșirea ultimului divizor va avea frecvența de 19 kHz și va fi defazat cu  $90^\circ$  (mai corect spus, fiind vorba de semnale dreptunghiulare, decalat cu  $\Delta t = T/4$ ) față de semnalul pilot. În consecință după primul divizor se obține un semnal dreptunghiular cu frecvența de 38 kHz adecvat detecției sincrone.

III. Secțiunea pentru detectarea prezenței semnalului stereofonic; această secțiune este necesară având în vedere că dacă semnalul este monofonic și este tratat ca semnal stereo crește zgomotul la ieșire. Pentru a evita acest efect, s-a introdus un comutator care aplică decodurului fie subpurătoarea de 38 kHz pentru semnale stereo, fie o componentă continuă, pentru semnale mono. Decizia cu privire la poziția comutatorului se ia prin detectarea prezenței semnalului pilot. Această detecție se realizează printr-un detector de produs sincron. Semnalul local pentru acesta poate fi semnalul de 19 kHz livrat de circuitul PLL cu condiția de a-l defaza cu  $90^\circ$ ; acest rol revine divizor care este, de fapt, un circuit combinațional. Evident, după detectorul sincron urmează un filtru trece-jos integrat, iar comutatorul este un trigger Schmidt care comandă și indicatorul mono/stereo.

## **8 PERFORMANȚE DE RAPORT SEMNAL ZGOMOT LA COMUNICAȚIILE CU MODULAȚIE LINIARĂ**

### **8.1 Introducere**

În cadrul unui sistem de comunicații, extragerea nealterată a informației de către *demodulatorul* receptorului, nu se poate realiza, datorită însumării la intrarea în receptor a semnalului util cu perturbații de diferite tipuri.

Principalele tipuri de perturbații sunt:

- perturbații de interferență, datorate emisiunilor având frecvența purtătoare învecinată cu cea a semnalului recepționat;
- perturbații de impulsuri, datorate impulsurilor produse de instalații industriale;
- perturbații de fluctuații, datorate în principal zgomotului produs de partea rezistivă a impedanței de intrare la receptor și de primul element activ al receptorului.

În cazul perturbațiilor de interferență, în ipoteza că la intrarea în demodulator semnalul perturbator este de nivel mic în raport cu cel util, performanțele de raport semnal-zgomot se determină fără dificultate. Realizarea unui receptor având o caracteristică de selectivitate apropiată cât mai mult de cea a unui filtru trece-bandă ideal este principala modalitate de reducere a efectului perturbațiilor de interferență, corelată bineînțeles cu o justă repartizare a frecvențelor purtătoare pentru stațiile de emisie apropiate.

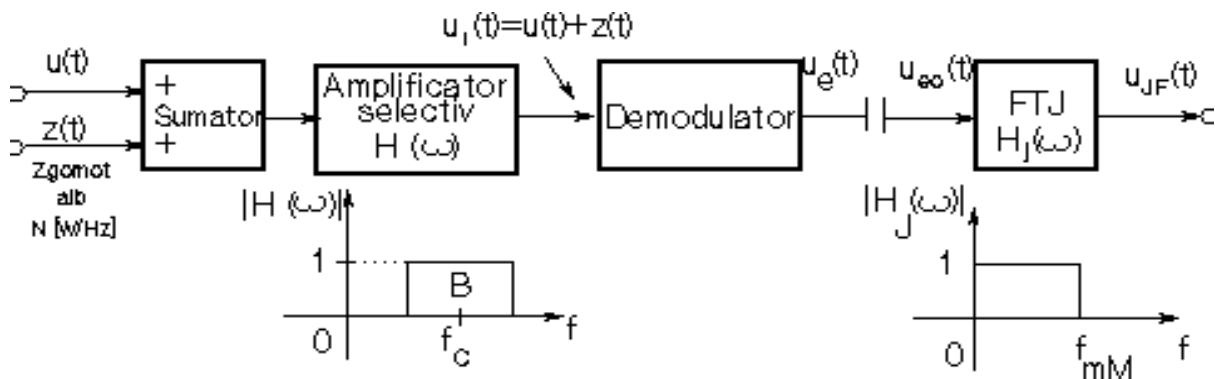
Analiza generală a efectului perturbațiilor de impulsuri este dificilă deoarece ele generează, la intrarea în demodulator, un semnal foarte asemănător cu semnalul util.

În continuare se va analiza efectul perturbațiilor de fluctuații. Performanțele de raport semnal-zgomot se vor determina având la bază următoarele:

- Se ia în considerație schema bloc idealizată dată în figura 8.1.
- Raportul semnal-zgomot la intrare se va considera raportul dintre puterea de semnal și puterea de zgomot la intrarea în demodulator. Se va nota acest raport prin  $P_{si}/P_{zi}$ .
- Raportul semnal-zgomot la ieșire,  $P_{se}/P_{ze}$ , se va considera raportul dintre puterea

de semnal la ieșirea filtrului trece-jos, în lipsa zgomotului și puterea de zgomot, în același punct, în cazul în care semnalul util este nemodulat.

În ceea ce privește zgomotul de fluctuații, se presupune că acesta este de tip gaussian cu densitatea spectrală de putere constantă (zgomot alb) și că se însumează cu semnalul util. Densitatea spectrală de putere a zgomotului se raportează la nivelul intrării în demodulator, se notează cu  $N_0$  (W/Hz) și se consideră numai în domeniul frecvențelor pozitive. De asemenea, expresia semnalului cu modulație liniară este dată corespunzător nivelului la intrarea în demodulator.



**Figura 8.1**

În aceste condiții, factorul de transfer al amplificatorului selectiv se consideră normat, în sensul că valoarea sa maximă este egală cu unitatea. Pentru simplificare, amplificatorul selectiv se consideră având caracteristica de frecvență a unui filtru ideal cu lărgimea de bandă strict egală cu cea necesară trecerii nedistorsionate a semnalului modulat.

Dat fiind amplificatorul selectiv care precede demodulatorul, zgomotul la ieșirea sa va fi un zgomot de bandă îngustă care poate fi scris:

$$z(t) = x(t)\cos\omega_c t - y(t)\sin\omega_c t \quad (8.1)$$

în care:

- $x(t)$  și  $y(t)$  sunt zgomote albe, gaussiene, de valoare medie nulă, necorelate, de joasă frecvență;
- $f_c$  este frecvența centrală a amplificatorului selectiv.

Dacă se notează  $W_x(\omega)$ ,  $W_y(\omega)$  - densitățile spectrale de putere pentru  $x(t)$  și  $y(t)$  atunci se poate scrie:

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

$$W_x(\omega) = W_y(\omega) = \begin{cases} 2 N_o & 0 \leq \omega \leq \pi B \\ 0 & \omega > \pi B \end{cases} \quad (8.2)$$

unde  $B$  reprezintă lărgimea de bandă a amplificatorului selectiv.

Zgomotul poate fi pus și sub forma

$$z(t) = R(t)\cos[\omega_c t + \theta(t)] \quad (8.3)$$

în care:

$$R(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)}, \quad \theta(t) = \arctg \frac{y(t)}{x(t)} \quad (8.4)$$

În cele de mai sus  $\theta(t)$  ia valori egal probabile în intervalul  $(-\pi, \pi)$  iar  $R(t)$  satisface distribuția Rayleigh, conform căreia probabilitatea ca  $R < R_o$  este

$$P(R < R_o) = 1 - e^{-R_o^2/2\sigma^2}, \quad \sigma^2 = N_o B \quad (8.5)$$

La ieșirea din demodulator se presupune conectat un filtru trece jos ideal având frecvența de tăiere egală cu frecvența maximă de modulație ( $f_{mM}$ ) și factorul de transfer egal cu unitatea în banda de trecere. Puterile de semnal și de zgomot de la ieșirea demodulatorului se evaluează după acest filtru.

În figura 8.1 este reprezentată schema convențională a receptorului care lucrează în prezența zgomotului, conform considerațiilor de mai sus.

Condensatorul  $C$  elimină eventuala componentă de curent continuu, care nu este purtătoare de informație.

## 8.2 Detecția de anvelopă a semnalelor MA

La intrarea demodulatorului de anvelopă, în prezența zgomotului, semnalul este:

$$u_i(t) = u_{MA}(t) + z(t), \quad u_{MA}(t) = U_o [1 + mf(t)] \cos \omega_o t \quad (8.6)$$

în care zgomotul de bandă îngustă are expresia (8.1). Lărgimea de bandă a amplificatorului selectiv este  $B = 2f_{mM}$  iar frecvența centrală,  $f_c = f_o$ .

Se determină mai întâi raportul semnal-zgomot la intrare.



*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

Considerând că semnalul este măsurat pe rezistențe de  $1\Omega$ , puterea semnalului de intrare este

$$P_{si} = \overline{u_{MA}^2(t)} = \frac{1}{2} U_o^2 [1 + \overline{mf(t)^2}] = \frac{1}{2} U_o^2 [1 + m^2 \overline{f^2(t)}] \quad (8.7)$$

unde s-a ținut cont că  $\overline{f(t)} = 0$ .

Puterea zgomotului la intrare se determină ușor dacă se ia în considerare că provine din zgomotul alb gaussian, cu densitatea de putere  $N_o$ , trecut prin amplificatorul selectiv

$$P_{zi} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_c - \pi B}^{\omega_c + \pi B} N_o d\omega = N_o B \quad (8.8)$$

Raportul semnal-zgomot la intrare este deci

$$\frac{P_{si}}{P_{zi}} = \frac{U_o^2 [1 + m^2 \overline{f^2(t)}]}{2 N_o B} \quad (8.9)$$

În scopul determinării raportului semnal-zgomot la ieșire, se va considera, mai întâi, ipoteza semnalului util de amplitudine *mare* în raport cu zgomotul pentru cea mai mare parte a timpului (cu maxim de probabilitate):

$$U_o(t) = U_o [1 + mf(t)] \ll R(t) = \sqrt{x^2(t) + y^2(t)} \quad (8.10)$$

Sub altă formă ipoteza se scrie

$$U_o(t) \ll |x(t)|, U_o(t) \ll |y(t)| \quad (8.11)$$

Semnalul la intrarea demodulatorului este

și poate fi pus sub forma

$$u_i(t) = [U_o(t) + x(t)] \cos \omega_o t - y(t) \sin \omega_o t \quad (8.12)$$

$$u_i(t) = U_i(t) \cos[\omega_o t + \varphi(t)] \quad (8.13)$$

în care

$$\begin{aligned} U_i(t) &= \sqrt{[U_o(t) + x(t)]^2 + y^2(t)} = \\ &= U_o(t) \sqrt{1 + 2 \frac{x(t)}{U_o(t)} + \left[\frac{R(t)}{U_o(t)}\right]^2} \approx U_o(t) \left[1 + \frac{x(t)}{U_o(t)}\right] \end{aligned} \quad (8.14)$$

iar

$$\varphi(t) = \arctg \frac{y(t)}{U_o(t) + x(t)}. \quad (8.15)$$

La ieșirea detectorului de anvelopă, după condensatorul care elimină componenta continuă, se obține

$$u_{eo}(t) = \eta_d [U_o m f(t) + x(t)] \quad (8.16)$$

unde  $\eta_d$  reprezintă randamentul detectorului de anvelopă (v. figura 8.1).

Deoarece  $u_{JF}(t) = u_{eo}(t)$  se determină, conform conveniilor stabilite:

$$\begin{aligned} P_{se} &= \eta_d^2 U_o^2 m^2 \overline{f^2(t)} \\ P_{ze} &= \eta_d^2 \overline{x^2(t)} = \eta_d^2 N_o B \end{aligned} \quad (8.17)$$

unde bara deasupra lui  $x^2(t)$  reprezintă medierea statistică (procesul a fost considerat ergodic).

Raportul semnal-zgomot la ieșire este

$$\frac{P_{se}}{P_{ze}} = \frac{U_o^2 m^2 \overline{f^2(t)}}{N_o B} \quad (8.18)$$

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

Modificarea raportului semnal-zgomot la ieșire față de raportul semnal-zgomot de la intrare este apreciată prin factorul de îmbunătățire:

$$\rho = \frac{P_{se}}{P_{ze}} / \frac{P_{si}}{P_{zi}} \quad (8.19)$$

Se obține

$$\rho = \frac{2m^2 \overline{f^2(t)}}{1 + m^2 \overline{f^2(t)}} \quad (8.20)$$

În cazul în care  $f(t) = \cos \omega_m t$  iar gradul de modulație este maxim ( $m=1$ ) se determină  $\rho_{MA}=2/3$ .

Se va analiza în continuare cazul în care zgomotul este *mult mai mare* decât semnalul în cea mai mare parte a timpului:  $R(t) \gg U_o(t)$ .

Semnalul la intrarea demodulatorului se va scrie

$$\begin{aligned} u_i(t) &= R(t) \cos[\omega_o t + \theta(t)] + U_o(t) \cos \omega_o t = \\ &= [R(t) + U_o(t) \cos \theta(t)] \cos[\omega_o t + \theta(t)] + \\ &\quad + U_o(t) \sin \theta(t) \sin[\omega_o t + \theta(t)] \end{aligned} \quad (8.21)$$

Punând semnalul  $u_i(t)$  sub forma (8.13) se obține după calcule simple:

$$\begin{aligned} &U_i(t) = R(t) + U_o(t) \cos \theta(t) \\ \varphi(t) &= \theta(t) - \arctg \frac{U_o(t) \sin \theta(t)}{R(t) + U_o(t) \cos \theta(t)} \end{aligned} \quad (8.22)$$

La ieșirea demodulatorului semnalul este

$$u_e(t) = \eta_d \{ R(t) + U_o [1 + mf(t)] \cos \theta(t) \} \quad (8.23)$$

Este evident că mesajul nu poate fi recuperat deoarece el apare înmulțit cu  $\cos \theta(t)$ , în care  $\theta$  poate lua orice valori în intervalul  $(-\pi, \pi)$  cu aceeași probabilitate. În această situație, se consideră că recepția a fost *captată* de către zgomot.

Se admite că există un prag de la care începând are loc captarea recepției de către zgomot (cca 0 dB).

### 8.3 Detecția de produs coerentă a semnalelor MA-PS

La intrarea demodulatorului de produs (figura 7.2) semnalul este

$$u_i(t) = u_{BLD-PS}(t) + z(t), \quad u_{BLD-PS} = g(t)\cos\omega_o t \quad (8.24)$$

Lărgimea de bandă a amplificatorului selectiv este  $B=2f_{mM}$  iar frecvența centrală  $f_c=f_o$ .

Puterea semnalului la intrare este

$$P_{si} = \overline{g^2(t)\cos^2\omega_o t} = \frac{1}{2}\overline{g^2(t)} \quad (8.25)$$

iar puterea zgomotului, la fel ca în paragraful precedent

$$P_{zi} = \overline{z^2(t)} = N_o B \quad (8.26)$$

Raportul semnal-zgomot la intrare are expresia

$$P_{si} / P_{zi} = \overline{g^2(t)} / 2 N_o B \quad (8.27)$$

În ipoteza detecției coerente (semnal local având faza și frecvența egale cu cele ale purtătoarei), detectorul de produs extrage mesajul care modulează componenta în fază, deci la ieșirea sa se obține

$$u_{eo}(t) = \eta_d [g(t) + x(t)] \quad (8.28)$$

unde  $\eta_d$  reprezintă randamentul detectorului de produs.

Puterea semnalului la ieșire este

$$\text{iar puterea zgomotului:} \quad P_{se} = \eta_d^2 \overline{g^2(t)} \quad (8.29)$$

$$P_{ze} = \overline{\eta_d^2 x^2(t)} = \eta_d^2 \overline{x^2(t)} = \eta_d^2 N_o B \quad (8.30)$$

Rezultă raportul semnal-zgomot la ieșire

$$P_{se} / P_{ze} = \overline{g^2(t)} / N_o B \quad (8.31)$$

Factorul de îmbunătățire, conform definiției (8.19) este

$$\rho_{BLD-PS} = 2 \quad (8.32)$$

Trebuie remarcat faptul că în relațiile de mai sus nu s-a introdus nici o ipoteză privind raportul dintre semnalul util și zgomot. Cu alte cuvinte, fenomenul de prag nu apare; la un raport semnal-zgomot mic la intrare, raportul semnal-zgomot la ieșire este mic dar nu are loc captarea recepției de către zgomot.

Performanțele demodulatorului cu însumare sunt identice.

#### **8.4 Detecția de produs coerentă a semnalelor modulate cu BLU**

Se consideră un detector de produs la intrarea căruia semnalul este

$$\begin{aligned} u_i(t) &= u_{BLU}(t) + z(t), \\ u_{BLU}(t) &= \frac{I}{2} g(t) \cos \omega_o t - \frac{I}{2} \hat{g}(t) \sin \omega_o t \end{aligned} \quad (8.33)$$

în care s-a presupus că semnalul MA-BLU transmite banda laterală superioară, deci frecvența  $f_o$  este legată de frecvența centrală  $f_c$  a amplificatorului selectiv prin relația

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

$$f_o = f_c - \frac{B}{2} \quad (8.34)$$

Lărgimea de bandă a amplificatorului selectiv este  $B \approx f_{mM}$ .

Puterea semnalului la intrarea demodulatorului este

$$P_{si} = \overline{u_{BLU}^2(t)} = \frac{1}{4} \overline{g^2(t)} \quad (8.35)$$

Puterea zgomotului la intrarea demodulatorului este

$$P_{zi} = \overline{z^2(t)} = \overline{z^2(t)} = \frac{1}{2\pi} \int_{\omega_o}^{\omega_o + 2\pi B} N_o d\omega = N_o B = N_o f_{mM} \quad (8.36)$$

Raportul semnal-zgomot la intrare are expresia

$$\frac{P_{si}}{P_{zi}} = \frac{\overline{g^2(t)}}{4 N_o B} \quad (8.37)$$

Semnalul aplicat la intrarea detectorului de produs poate fi scris

$$u_i(t) = [1/2g(t) + x(t)\cos\pi Bt - y(t)\sin\pi Bt] \cos\omega_o t - [1/2\hat{g}(t) + x(t)\sin\pi Bt + y(t)\cos\pi Bt] \sin\omega_o t \quad (8.38)$$

În ipoteza detecției coerente, la ieșirea detectorului de produs se obține un semnal proporțional cu amplitudinea componentei în fază

$$P_{se} = \eta_d^2 \frac{1}{4} \overline{g^2(t)} \quad (8.39)$$

$$P_{se} = \eta_d^2 \frac{1}{4} \overline{g^2(t)} \quad (8.40)$$

iar cea a zgomotului

$$\begin{aligned}
 P_{ze} &= \eta_d^2 \overline{[x(t) \cos \pi Bt - y(t) \sin \pi Bt]^2} = \\
 &= \eta_d^2 [\overline{x^2(t) \cos^2 \pi Bt} + \overline{y^2(t) \sin^2 \pi Bt} - \\
 &\quad - \overline{x(t)y(t) \sin 2\pi Bt}] = \eta_d^2 \overline{x^2(t)} = \\
 &= \eta_d^2 \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi B} 2 N_o d\omega = \eta_d^2 N_o B
 \end{aligned} \tag{8.41}$$

Raportul semnal-zgomot la ieșire are expresia

$$\frac{P_{se}}{P_{ze}} = \frac{\overline{g^2(t)}}{4 N_o B} \tag{8.42}$$

Factorul de îmbunătățire este

$$\rho_{BLU} = 1 \tag{8.43}$$

În analiza efectuată nu trebuie pierdut din vedere faptul că lărgimea benzii  $B$  este jumătate în comparație cu valorile corespunzătoare recepției semnalelor cu MA sau MA-PS. Se remarcă faptul că efectul de prag nu apare.

Se precizează că pentru demodulatorul cu însumare se obțin performanțe identice.

### **8.5 Comparatie privind performanțele de raport semnal-zgomot la diferite tipuri de comunicații cu modulație liniară**

De la început, trebuie remarcat că fenomenul de prag, adică de existență a unei valori a raportului semnal- zgomot de intrare, sub care are loc captarea recepției de către zgomot, este caracteristic numai transmisiei cu modulație de amplitudine, în cazul utilizării detecției de anvelopă.

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

O observație care se impune, apoi, este aceea că utilizarea demodulării coerente realizată fie prin însumare fie prin produs, conduce la performanțe identice din punct de vedere al raportului semnal-zgomot. Nu trebuie pierdut din vedere faptul că în ambele cazuri s-a presupus existența informației complete privind faza și frecvența purtătoare. Aceasta reprezintă o explicație a lipsei fenomenului de prag.

Comparând factorul de îmbunătățire pentru diferitele tipuri de modulație se constată superioritatea transmisiei cu semnal MA-PS pentru care  $\rho=2$  față de  $\rho=1$  la semnalul modulat cu BLU și  $\rho=2/3$  la semnalul modulat în amplitudine.

Un alt criteriu de comparație corespunde raportului semnal-zgomot la ieșire în cazul în care puterea semnalului la intrare ( $P_{si}$ ) și densitatea spectrală de putere a zgomotului ( $N_o$ ) sunt aceleași.

Pentru a facilita această comparație este necesar ca cel puțin în cazul semnalului cu modulație în amplitudine să se precizeze  $m=1$  și  $f(t)=\cos\omega_m t$ . În aceste condiții se obțin rezultatele:

$$\begin{aligned}\frac{P_{se}}{P_{ze}}|_{MA} &= \frac{1}{3} \frac{P_{si}}{N_o f_{mM}}; \frac{P_{se}}{P_{ze}}|_{MA-PS} = \frac{P_{si}}{N_o f_{mM}}; \\ \frac{P_{se}}{P_{ze}}|_{BLU} &= \frac{P_{si}}{N_o f_{mM}}\end{aligned}\tag{8.44}$$

Se constată că transmisiunile cu MA-PS și BLU sunt superioare în raport cu cele cu modulație în amplitudine (MA). Având în vedere că la emisie este în mod obișnuit limitată puterea de vârf, se compară rapoartele semnal-zgomot la ieșire, în cazul semnalului modulator sinusoidal, în funcție de nivelul de vârf al semnalului modulat, densitatea spectrală de zgomot ( $N_o$ ) fiind aceeași.

La semnalele modulate în amplitudine, dacă  $m=1$  și  $f(t)=\cos\omega_m t$  nivelul de vârf este  $V=2U_o$  iar

$$P_{si} = \frac{3}{4} U_o^2 = \frac{3}{16} V^2\tag{8.45}$$

La semnalele MA-PS, dacă  $g(t)=U_o \cos\omega_m t$ , valoarea de vârf este  $V=U_o$ , și



*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*

$$P_{si} = \frac{1}{2} \overline{g^2(t)} = \frac{1}{4} U_o^2 = \frac{V^2}{4} \quad (8.46)$$

În cazul semnalelor modulate cu BLU, dacă  $g(t) = U_o \cos \omega_m t$  se obține

$$u_{BLU}(t) = \frac{U_o}{2} \cos(\omega_o + \omega_m)t \quad (8.47)$$

valoarea de vârf fiind  $V = U_o/2$  și

$$P_{si} = \frac{1}{4} \overline{g^2(t)} = \frac{1}{8} U_o^2 = \frac{1}{3} V^2 \quad (8.48)$$

Având în vedere rezultatele de mai sus și relațiile (8.44) se obțin:

$$\begin{aligned} \frac{P_{se}}{P_{ze}} \Big|_{MA} &= \frac{1}{16} \frac{V^2}{N_o f_{mM}}; \quad \frac{P_{se}}{P_{ze}} \Big|_{MA-PS} = \frac{1}{4} \frac{V^2}{N_o f_{mM}}; \\ \frac{P_{se}}{P_{ze}} \Big|_{BLU} &= \frac{1}{2} \frac{V^2}{N_o f_{mM}} \end{aligned} \quad (8.49)$$

Concluzia imediată este că sistemele cu modulație cu BLU ar fi cele mai bune, urmate în ordine de cele cu MA-PS și apoi cu MA. Concluzia este valabilă numai pentru semnalul modulator considerat. În cazul altor semnale (vezi paragraful 5.6) valoarea de vârf a semnalelor cu BLU este foarte mare, puterea emițătorului nu poate fi eficient utilizată, deci raportul semnal-zgomot la ieșire scade în mod corespunzător.

*Transmisiuni Analogice și Digitale: Demodularea semnalelor cu ML  
Și Performanțe de Raport semnal Zgomot*