

## **Tehnica producerii semnalelor cu modulație liniară**

Performanțele echipamentelor folosite pentru producerea semnalelor cu ML, denumite pe scurt *modulatoare*, sunt determinate în mare măsură de *operatorul de produs*; mai mult, parametrii realizați de acest bloc trebuie luați în considerație în definirea cerințelor impuse filtrului. Când este posibil, operatoarele de produs sunt realizate cu *multiplicatoare analogice*; în multe situații practice se folosesc soluții care aproximează multiplicatorul cu circuite neliniare, la care produsul semnalelor de intrare apare ca o componentă alături de multe altele.

Tehnica de realizare a operatorului de produs stă la baza următoarei clasificări a echipamentelor folosite pentru producerea semnalelor cu modulație liniară:

- modulatoare cu dispozitive neliniare;
- modulatoare cu comutator (chopper);
- modulatoare cu multiplicatoare analogice (constituite cu componente discrete sau integrate);
- modulatoare la care modulația se realizează direct pe circuitul rezonant.

O altă clasificare interesantă a acestor echipamente folosește drept criteriu structura spectrală a semnalului de la ieșirea *operatorului de produs*. Din acest punct de vedere se disting:

- modulatoare simple;
- modulatoare echilibrate;

- modulatori dublu-echilibrați.

Modulatorii simpli, la care semnalul în punctul precizat conține componente atât pe frecvența semnalului modulator cât și pe frecvența oscilației purtătoare, sunt utilizabili numai pentru producerea semnalelor MA. La modulatorii echilibrați lipsește una dintre cele două componente, de regulă cea pe frecvența semnalului purtător. La modulatorii dublu-echilibrați nu există niciuna dintre cele două componente. Aceste două variante pot fi folosite și la generarea semnalelor MA-PS sau MA-BLU.

## 6.1 Modulatori care folosesc multiplicatoare realizate cu dispozitive neliniare

### 6.1.1 Principiul de funcționare

O schemă bloc caracteristică acestor modulatori este dată în figura 6.1.

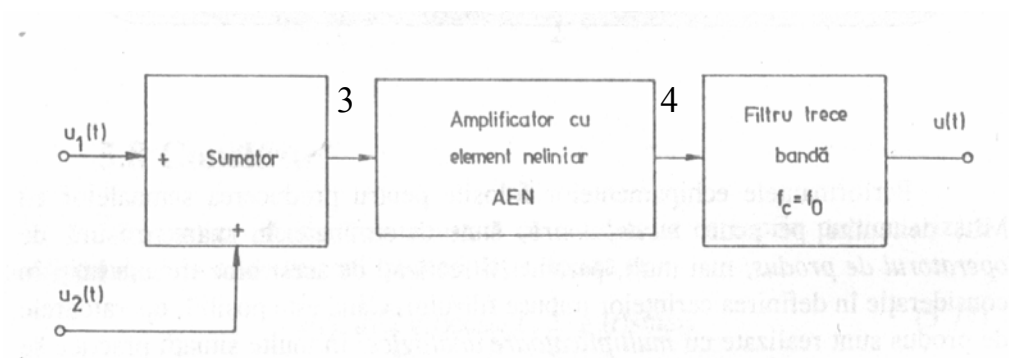


Fig. 6.1. Schema bloc a modulatorilor cu element neliniar

Semnalele aplicate la cele două intrări ale sumatorului sunt:

$$\begin{aligned} u_1(t) &= g(t) = U_m f(t); & |f(t)| &\leq 1 \\ u_2(t) &= U_0 \cos \omega_0 t \end{aligned}$$

iar la ieșire se obține

$$u_3(t) = U_m f(t) + U_0 \cos \omega_0 t$$

Relația între semnalul de la intrare,  $u_3(t)$ , și semnalul de la ieșire,  $u_4(t)$ , pentru amplificatorul cu dispozitiv neliniar este

$$u_4 = a_0 + a_1 u_3 + a_2 u_3^2 + a_3 u_3^3 + \dots$$

Prin calcule simple se constată că semnalul obținut la ieșirea amplificatorului, pe lângă componenta utilă, proporțională cu produsul semnalelor aplicate la intrarea modulatorului, conține numeroase altele cum ar fi:  $a_1 g(t)$ ,  $a_1 U_0 \cos \omega_0 t$  precum și combinații de diverse ordine ale semnalelor de intrare; numărul acestor combinații crește pe măsură ce, din dezvoltarea în serie, trebuie luați în considerație rmai mulți termeni; numărul de termeni la care se limitează dezvoltarea (6.3) depinde de amplitudinea semnalelor prelucrate. Creșterea ordinului dezvoltării în serie implică. pe lângă mărirea numărului de componente nedorite, și alte efecte dintre care cel rmai grav constă în apariția de distorsiuni ale semnalului modulator. Având în vedere că la asemenea dispozitive, chiar la valori mici ale semnalului aplicat la intrare, termenii de ordin superior există rezultă că procesul de modulație este însoțit de distorsiuni.

În ipoteza că dezvoltarea (6.3) poate fi limitată la primii trei termeni, că frecvența purtătoare îndeplinește condiția

$$f_0 \geq 3f_{mM};$$

iar banda de trecere a filtrului trece-bandă este

$$B_t = 2f_{mM}$$

semnalul modulat poate fi scris:

$$u(t) = a_1 U_0 [1 + mf(t)] \cos \omega_0 t,$$
$$m = \frac{2a_2 U_m}{a_1}$$

deci componenta utilă este obținută prin contribuția termenului de ordinul 2. Aceste observații impun concluzia că nivelele semnalelor de intrare trebuie alese în așa fel încât ordinul la care se poate face trunchierea să fie cât mai mic dar nu mai mic decât 2.

Din cele precizate rezultă că:

- modulatorul realizat este un modulator simplu care permite să se obțină numai semnale MA;
- performanțele impuse filtrului trece bandă acordat pe frecvența sunt destul de severe, datorită numărului mare de componente nedorite.

• 1

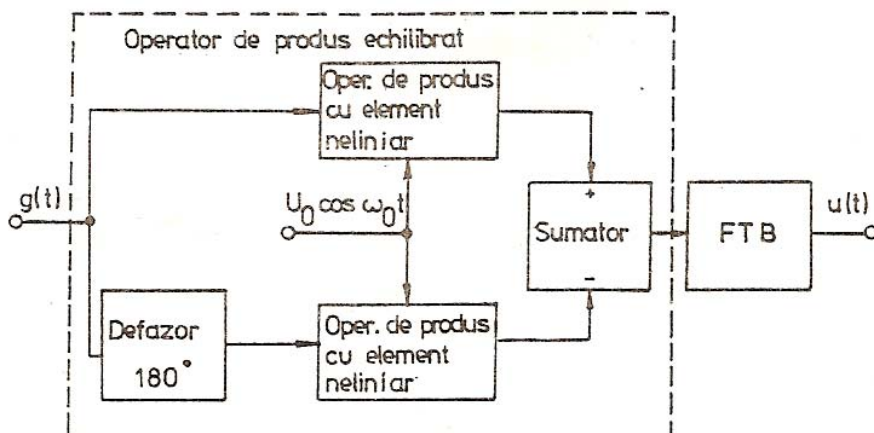


Fig. 6.2 Schema bloc a modulatorilor echilibrate cu element neliniar.

Varianta *echilibrată* dată în figura 6.2 permite, pe de o parte, să se obțină semnale MA-PS și, pe de altă parte, să se utilizeze filtre mai puțin pretențioase. Se constată că noul modulator constă din două modulatatoare simple, identice, atacate cu semnalul purtător în fază 1 cu semnalul modulator în antifază.

Un calcul direct, care este lăsat în sarcina cititorului, evidențiază că, după sumator, termenii care conțin puteri impare ale lui  $g(t)$  se adună, dublându-se, iar termenii care conțin puteri pare se scad, anulându-se. În consecință se obține un operator la a cărui ieșire nu mai există o serie întreagă de componente printre care și  $U_0 \cos \omega_0 t$  ( $g(t)$  la puterea 0).

Funcție de tipul dispozitivului neliniar folosit pentru realizarea amplificatorului se disting:

- modulatatoare cu TEC;
- modulatatoare cu tranzistor bipolar.

### 6.1.2 Exemplul 1: Modulatoare cu TEC

Schema unui modulator la care dispozitivul nelinier este un TEC-J cu canal  $n$  este dată în figura 6.3. Ecuația care descrie funcționarea TEC-ului, în regim de saturație este:

$$i_D = I_{DSS} \left( \left( 1 - \frac{u_{GS}}{U_T} \right)^2 \right)$$

unde  $U_T < 0$  reprezintă tensiunea de tăiere a TEC-ului.

$$U_T \leq u_{GS} \leq 0$$

Relatia (6.6) este valabilă dacă

Urmărind schema rezultă

$$u_{GS} = -U_p + U_0 \cos \omega_0 t + U_m f(t)$$

unde  $U_p$  este tensiunea de polarizare (pentru schema dată  $U_p = R_S I_{DSS}$ ).

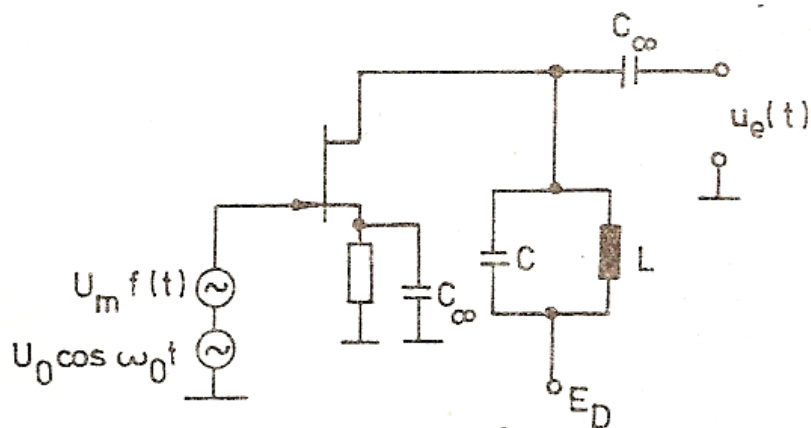


Fig. 6.3 Modulator cu TEC.

Pentru a obține gama dinamică maximă pentru semnalele de intrare se alege în acest caz condiția (6.7) poate fi scrisă

$$\frac{U_0 + U_m}{U_p} = \frac{|U_T|}{2}$$

Introducând notația

$$u_i(t) = U_m f(t) + U_0 \cos \omega_0 t$$

se obține dezvoltarea

$$i_D = a_0 + a_1 u_i + a_2 u_i^2$$

unde

$$a_0 = I_{DSS} \left(1 + \frac{U_p}{U_T}\right)^2,$$

$$a_1 = \frac{2I_{DSS}}{U_T} \left(1 + \frac{U_p}{U_T}\right),$$

$$a_2 = \frac{I_{DSS}}{U_T^2}$$

Așadar, în condițiile precizate, schema analizată realizează un modulator cu dispozitiv neliniar de ordinul doi.

Curentul de drenă poate fi scris

$$i_D = a_0 + \frac{a_2 U_0^2}{2} + a_2 U_m^2 g^2(t) + a_1 U_0 [1 + m f(t)] \cos \omega_0 t + \frac{a_2 U_0^2}{2} \cos 2\omega_0 t$$

Gradul de modulație al componentei pe frecvența  $f_0$  este

$$m = \frac{2a_2 U_m}{a_1} = \frac{U_m}{|U_T + U_p|} = \frac{2U_m}{|U_T|}$$

și tinde la unu atunci când  $U_m$  tinde la  $|U_T|/2$ . Având în vedere condiția (6.10) acest deziderat conduce la reducerea nivelului semnalului modulat.

Tensiunea la ieșire,  $U_e(t)$ , se obține calculând răspunsul circuitului de sarcină la curentul  $i_D(t)$ .

Circuitul de sarcină este un circuit rezonant derivație care are frecvență de  $f_r=f_o$ ; presupunând că factorul de calitate în sarcină este suficient de mare se poate considera neglijabil efectul armonicii a doua și al componentelor de joasă frecvență.

Rezultă:

$$u_e(t) = (a_1 U_0 (1 + mf(t)) \cos \omega_0 t) \otimes z(t)$$

unde  $z(t)$  reprezintă impedanța indicială a circuitului rezonant (răspunsul circuitului la un impuls Dirac de curent).

Tensiunea de ieșire poate fi calculată și cu metoda “circuitului echivalent de joasă frecvență” când se obține

$$u_e(t) = [a_1 U_0 (1 + mf(t)) \otimes z_{JF}(t)] \cos \omega_0 t$$

unde  $z_{JF}(t)$  este impedanța indicială a circuitului echivalent de joasă frecvență.

Expresiile celor două impedanțe indiciale sunt:

$$z(t) = \frac{R_D}{1 + j \frac{\omega - \omega_0}{\pi B}}; \quad z_{JF}(t) = \frac{R_D}{1 + j \frac{\omega}{\pi B}}$$

unde  $R_d$  reprezintă impedanța la rezonanță iar  $B$  - banda de trecere la 3 dB.

Dacă este îndeplinită condiția  $B \geq 2f_{mM}$  se poate folosi expresia aproximativă

$$u_e(t) \cong a_1 U_0 R_D [1 + mf(t)] \cos \omega_0 t$$

În care gradul de modulație al componentelor modulatorie cu frecvența  $f_{mM}$  este modificat cu cel mult 3 dB.

### 6.1.3 Exemplul 2: Modulatorie cu tranzistor bipolar

Pentru schema modulatorului dată în figura 6.4, în care cei doi condensatori de cuplaj trebuie să aibă valori suficient de mari pentru a prezenta scurtcircuit la ambele semnale de intrare, se obține

$$u_{BE} = U_p + U_0 \cos \omega_0 t + U_m f(t)$$



unde tensiunea de polarizare a bazei este  $U_p = U_D - U_e$  (vezi figura 6.4). Curentul de colector poate fi scris

$$i_c = I_{ES} e^{\frac{u_{BE}}{V_T}} = I_{ES} e^{\frac{U_p}{V_T}} e^{y \cos \omega_0 t} e^{x f(t)}$$

unde au fost introduse notațiile:  $V_T = kT/q$  26 mV;  $x = U_m/V_T$ ;  $y = U_0/V_T$ .

Se constată că poate fi separată prelucrarea celor două semnale de intrare.

Pentru semnalul purtător, conform analizei din Anexa 1 rezultă:

$$e^{y \cos \omega_0 t} = I_0(y) \left[ 1 + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2I_k(y)}{I_0(y)} \cos k \omega_0 t \right]$$

unde  $I_n(y)$  reprezintă funcțiile Bessel modificate de speța I și argument  $y$ .

Notând

$$I = I_{ES} e^{\frac{U_p}{V_T}} I_0(y)$$

expresia (6.22) devine

$$i_c = I e^{x f(t)} \left( 1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_n(y)}{I_0(y)} \cos n \omega_0 t \right)$$

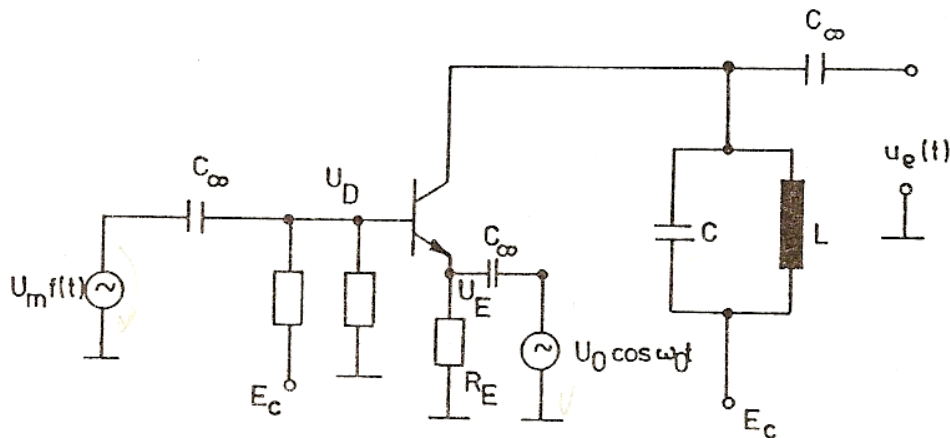


Fig. 6.4 Modulator cu tranzistor bipolar.

Circuitul selectiv extrage semnalele care au componente spectrale în jurul frecvenței  $f_0$ . În consecință distorsiunile introduse prin prelucrarea semnalului de joasă frecvență se transpun și în spectrul semnalului modulat. Deci, pentru a face ca aceste distorsiuni să fie acceptabile trebuie ca funcția  $e^{xf(t)}$  să poată fi aproximată prin argumentul ei. Conform analizei din Anexa 1, dacă  $x < 0,1$  distorsiunile introduse sunt mai mici de 2,5%. Dacă se îndeplinește această condiție se poate scrie

$$i_c \cong I[1 + xf(t)][1 + \sum_{n=1}^{\infty} \frac{2I_{n(y)}}{I_0(y)} \cos n\omega_0 t]$$

Expresia (6.25) pune în evidență faptul că semnalul generat este un semnal MA cu gradul de modulație  $m = x \leq 0,1$ .

Gradul de modulație fiind așa de mic, modulatorul cu tranzistor bipolar nu a avut prea multe aplicații în varianta neechilibrată.

În aceleași condiții ca pentru modulatorul cu TEC tensiunea de ieșire este dată prin expresia

$$u_e(t) \equiv \{I_0[1 + mf(t)] \otimes Z_{JF}(t)\} \cos \omega_0 t$$

## 6.2 Modulatoare cu comutator

### 6.2.1 Principiul de funcționare

Modulatoarele cu comutator (sau cu *chopper*) prezintă două variante:

- modulatoare cu comutator simplu;
- modulatoare cu comutator dublu.

Așa cum se va observa în continuare modulatoarele cu comutator simplu sunt *echilibrate* iar folosirea comutatorului dublu reprezintă o cale de a realiza modulatoare *dublu-echilibrate*.

O schemă bloc caracteristică pentru modulatoarele cu comutator simplu este dată în *figura 6.5*. Comutatorul  $K$  se închide atunci când semnalul  $U_0 \cos \omega_0 t$  este negativ și se deschide când este pozitiv.

În ipoteza că impedanța de intrare a filtrului este  $Z_i \gg R_g$ , semnalul la intrarea acestuia este

$$u_i(t) = \begin{cases} g(t), & K \text{ deschis} \\ 0, & K \text{ închis} \end{cases}$$

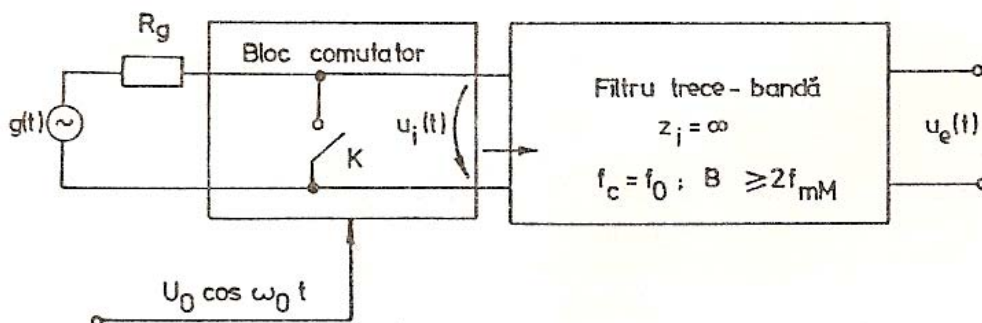


Fig. 6.5 Schema bloc a modulatorilor cu comutator simplu.

Introducând funcția de comutație  $f(t)$  care variază conform reprezentării din figura 6.6-a și pentru care se obține dezvoltarea în serie Fourier

$$f_c(t) = \frac{1}{2} + \frac{2}{\pi} \cos \omega_0 t - \frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_0 t + \dots =$$

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

Rezultă

$$u_i(t) = f_c(t)g(t) = \frac{1}{2}g(t) + \frac{2}{\pi}g(t)\cos\omega_0 t +$$

$$+ \sum_{k=2}^{\infty} \frac{2}{(2k+1)\pi} (-1)^k g(t)\cos(2k+1)\omega_0 t + \dots$$

Expresia (6.29) corespunde, evident, unui modulator echilibrat. Filtrul trece-handă  $(2g(t) \cos\omega_0 t)/\pi$  și să atenueze cât mai mult componentele nedorite. Dacă se presupune că filtrul este ideal se impune ca frecvența centrală să fie egală cu  $f_0$  iar banda de trecere să fie  $B \geq 2f_{mM}$ . Pentru un filtru real se va impune un gabarit, așa cum este cel dat în figura 6.7.

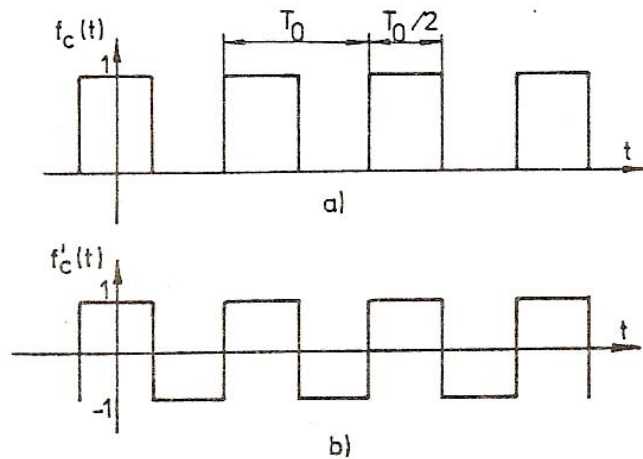


Fig. 6.6 Funcțiile de comutație: a) funcția de comutație unipolară, b) funcția de comutație bipolară.

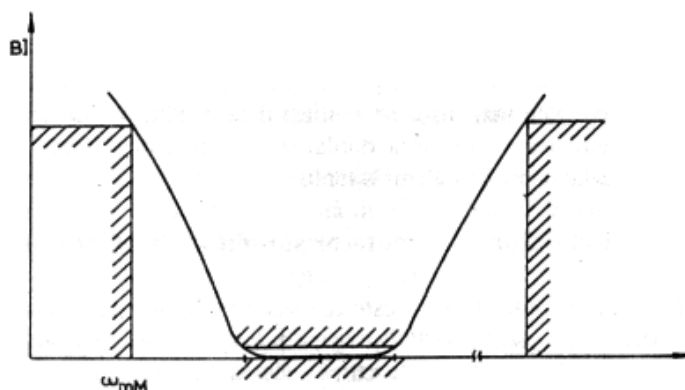


Fig. 6.7 Gabaritul impus pentru filtrul trece-bandă.

Schema bloc pentru modulatorul cu comutator dublu este dată în figura 6.8.

Semnalul la intrarea filtrului poate fi determinat procedând ca mai sus, dar folosind în locul funcției de comutație unipolare  $f_c(t)$ , funcția de comutație bipolară notată cu  $f_c'(t)$  (reprezentată în figura 6.6-b):

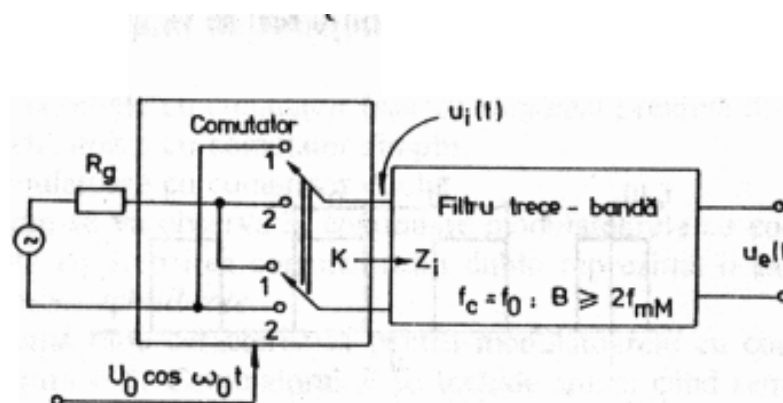


Fig. 6.8 Schema bloc a modulatorilor cu comutator dublu.

Dezvoltarea în serie Fourier a funcției (6.30) fiind

$$f'_c(t) = 2f_c(t) - 1 = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{(2k+1)\pi} (-1)^k \cos(2k+1)\omega_0 t$$

rezultă expresia semnalului la intrarea filtrului trece bandă,

$$u_i(t) = \frac{4}{\pi} g(t) \cos \omega_0 t + \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4}{(2k+1)\pi} (-1)^k g(t) \cos(2k+1)\omega_0 t$$

în care componenta utilă este dată de primul termen. Se constată că separarea acestei componente este mai ușor de realizat dată fiind lipsa termenului de joasă frecvență: de asemenea se remarcă dublarea amplitudinii semnalului generat în comparație cu varianta cu comutator simplu.

### 6.2.2 Modulator cu comutator simplu realizat cu punte de diode

Atunci când comutatorul  $K$  este realizat cu circuite electronice, el prezintă rezistențe finite,  $r_0$  pe poziția închis și  $r_{00}$  pe poziția deschis. Se analizează modulatorul a cărui schemă echivalentă este dată în figura 6.9. Comutatorul este realizat cu 0 punte de diode iar semnalul  $u_1(t)$  este transferat la intrarea filtrului trece jos realizat cu circuitul rezonant  $R_0 L_0 C_0$  prin intermediul unui generator de curent comandat.

Impunând condiția  $r_0 > R$  va trebui luat în considerare rezistența  $r_0$  prezentată de comutator pe poziția de închis. Se obține

$$u_i(t) = g(t)f_c(t) + [1 - f_c(t)] \frac{r_0}{r_0 + R} g(t)$$

unde al doilea termen aduce corecția necesară în expresia tensiunii  $u_i(t)$ . Sub altă formă expresia (6.33) se scrie

$$u_i(t) = \frac{R}{r_0 + R} g(t) f_c(t) + \frac{r_0}{r_0 + R} g(t)$$

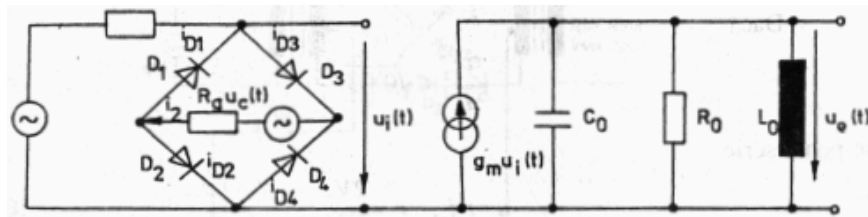


Fig. 6.9 Schema de principiu a unui modulator cu comutator simplu realizat cu punte de diode.

Se constată că termenul util din semnalul (6.34) diferă de cel din relația (6.29) prin factorul de corecție  $R/(r_0 + R)$  și creșterea componentei de joasă frecvență. Aceste schimbări nu afectează cerințele impuse filtrului trece bandă. Semnalul de ieșire va trebui însă să fie corectat cu factorul amintit astfel încât, în ipoteza că filtrul este ideal sau conform gabaritului, el devine

$$u_e(t) = H_0 g_m \frac{2}{\pi} \frac{R}{r_0 + R} g(t) \cos(\omega_0 t + \rho_0)$$

unde  $H_0$  și  $\rho_0$  sunt constantele filtrului iar  $g_m$  - panta generatorului de curent comandat.

Schema unui circuit care realizează un astfel de modulator este data în figura 6.9, puntea cu diode este realizată în tehnologia circuitelor integrate.

Tensiunea de comandă a punții este

$$u_c(t) = U_0 f_c'(t)$$

în care funcția de comutație  $f_c'(t)$  este definită prin relația (6.30) iar  $U_0$  amplitudinea care trebuie precizată pentru ca puntea să lucreze în regim de comutare.

Când diodele sunt deschise, curenții pot fi exprimați prin expresiile

$$i_{D1} = i_{D4} = \frac{1}{2}(I_2 - i_1) \quad i_{D2} = i_{D3} = \frac{1}{2}(I_2 + i_1)$$

Notând cu  $u_{DK}$  tensiunea pe dioda  $D_k$  în conducție, cu  $k \in \{1, 2, 3, 4\}$ , se poate scrie

$$i_{Dk} = I_s e^{\frac{u_{Dk}}{V_T}}, \quad u_{Dk} = V_T \ln \frac{i_{Dk}}{I_s}$$

Corespunzător comutatorului K închis, tensiunea  $u_i$  este

$$u_i = u_{D2} - u_{D1} = V_T \ln \frac{1 + i_1 / I_2}{1 - i_1 / I_2}$$

Dacă

$$\left| \frac{i_1}{I_2} \right| < \sqrt{0,03}$$

se poate scrie

$$u_i = r_0 i_1, \quad r_0 = \frac{2V_T}{I_2}$$

în care  $r_0$  este rezistența dinamică a punții. Având în vedere că

$$i_1(t) = \frac{g(t)}{R + r_0}, \quad I_2 = \frac{U_0 - 2V_0}{R_c}$$



din condiția (6.40) se obține

$$U_0 > \frac{5,8g(t)R_c}{R+r} + 2V_0, \forall t$$

Pe de altă parte, ca puntea să se blocheze (comutatorul deschis) este necesară îndeplinirea condiției evidente

$$U_0 > g(t)|_{\max} + 2V_0$$

Dacă semnalul de comandă  $u_c(t)$  este sinusoidal este necesar ca amplitudinea să fie de câteva ori mai mare decât cea determinată din relația (6.44).

### 6.2.3 Modulatoare cu comutator dublu

Dintre numeroasele variante de realizare a comutatorului dublu a fost aleasă schema dată în figura 6.10, care permite realizarea “modulatorului în inel”.

Funcționarea circuitului este ușor de urmărit; astfel, atunci când semnalul de comandă, care poate fi sinusoidal (suficient de mare) sau dreptunghiular, este pozitiv, conduc diodele  $D_1$  și  $D_2$  și semnalul modulator din secundarul transformatorului  $Tr_1$  este transferat pe primarul transformatorului  $Tr_2$  dacă semnalul de comandă este negativ, conduc diodele  $D_3$  și  $D_4$  și semnalul modulator este transferat cu polaritate inversată.

Principala deficiență a soluției analizate constă în necesitatea folosirii unui transformator  $Tr_1$  de joasă frecvență, cu miez de fier, care este voluminos și costisitor. Pentru a evita acest transformator se poate folosi schema dată în

figura 6. 11 în care au fost schimbate între ele generatorul de comandă și generatorul de semnal modulator.

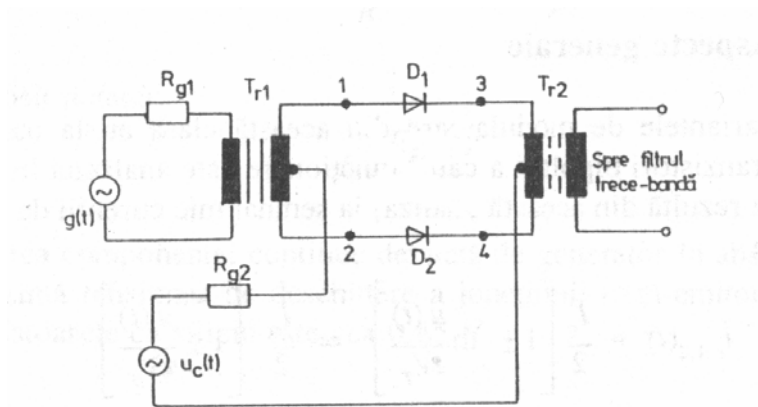


Fig. 6.10 Modulatorul în “inel”.

În acest mod ambele transformatoare sunt de înaltă frecvență cu priză mediană, și pot fi realizate cu miez de ferită iar, la frecvențe mari, pe toruri de ferită. Pentru a preciza funcționarea schemei se observă că, dacă semnalul de comandă este pozitiv și suficient de mare la bornele 1-2 se deschid diodele  $D_1$  și  $D_4$ . Deci semnalul de joasă frecvență este transferat între borna 3 și masă. Dacă semnalul de comandă este negativ, conduc diodele  $D_3$  și  $D_2$  și semnalul modulator apare între borna 4 și masă

Așadar s-a realizat comutatorul dublu dar eficiența modulatorului s-a înjumătățit.

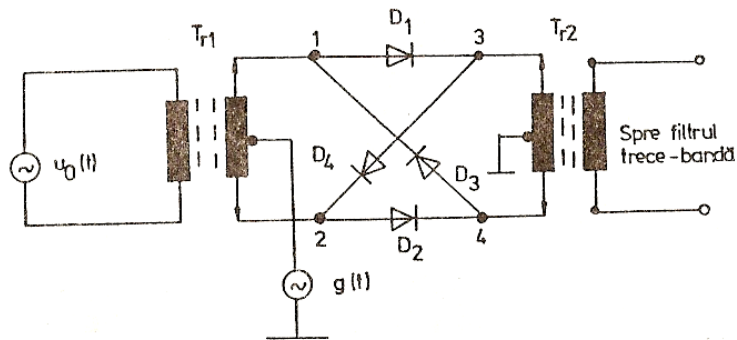


Fig. 6.11 Modulatorul în "inel" modificat.

Există asemenea modulatoare compacte, cu transformatoare pe toruri de ferită care funcționează cu rezultate bune pînă la frecvențe mai mari de 10Hz.

### 6.3 Modulatore cu dispozitive analogice de multiplicare

#### 6.3.1 Aspecte generale

Toate variantele de modulatore din această clasă au la bază structura diferențială cu tranzistori bipolari a cărei funcționare este analizată în Anexa 2.

Așa cum rezultă din această analiză, la semnal mic curenții de colector pot fi exprimați prin

$$i_{c1,2}(t) = \frac{I_0}{2} \left[ 1 \pm \tanh\left(\frac{u_i}{2V_T}\right) \right] \approx \frac{I_0}{2} \left[ 1 \pm \frac{u_i(t)}{2V_T} \right]$$

unde

$$V_T = \frac{kT}{q} \approx 26mV$$

$u_i(t)$  este tensiunea de intrare iar  $I_0$  curentul dat de generatorul de curent din emitori.

În consecință dacă generatorul de curent este, comandat de semnalul modulator, curentul  $I_0$  variază proporțional cu  $u_1(t) = g(t)$ , iar curenții de colector conțin o componentă care reprezintă produsul între semnalul de intrare,  $u(t)$ , și semnalul  $u_1(t)$ .

De remarcat că există și componente proporționale cu cele două semnale, iar dacă semnalul de intrare crește, apar și combinații de ordin superior ale acestora. Așadar, structura menționată, fără modificări prea mari, poate fi utilizată ca modulator simplu. După cum se va arăta în paragraful 6.3.3, se poate realiza o variantă echilibrată, dar fără performanțe deosebite, prin extragerea semnalului între cei doi colectori. Variante performante și cu largi domenii de aplicație au fost realizate pe structuri integrate care au la bază fie celula Gilbert (paragraful 6.3.5) fie o combinație adecvată a mai multor perechi diferențiale (paragraful 6.3.4).

### **6.3.2 Multiplicator analogic cu o intrare neliniară**

Schema de principiu a unui astfel de multiplicator este dată în figura 6.12 și ea provine din amplificatorul prezentat în Anexa 1 prin modificarea corespunzătoare a generatorului de curent.

Semnalul modulator  $u_1(t) = g(t)$  controlează curentul generat cu ajutorul “oglinzii de curent” realizată cu tranzistorii  $T_3$  și  $T_4$ .

Se observă că

$$i_0(t) = \frac{E_E - V_0 - g(t)}{R} = I_0 \left[ 1 - \frac{g(t)}{RI_0} \right]$$

unde s-a folosit notația

$$I_0 = \frac{E_E - V_0}{R}$$

pentru valoarea componentei continue debitată de generator în absența modulației iar  $V_0$  reprezintă tensiunea de deschidere a joncțiunii bază-emitor, tensiune care pentru tranzistoarele cu siliciu este cca 0,65 V.

Semnalul purtător

$$u_1(t) = U_0 \cos \omega_0 t$$

este aplicat la intrarea perechii diferențiale.

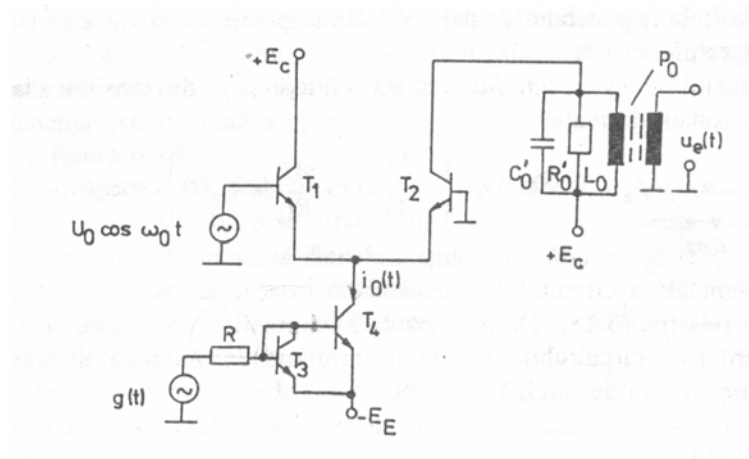


Fig. 6.12 Modulator realizat cu multiplicator analogic având o intrare neliniară.

În consecință

$$i_{c2}(t) = \frac{i_0(t)}{2} \left[ 1 - \tanh \left( \frac{U_0}{2V_T} \cos \omega_0 t \right) \right]$$

iar dacă  $U_0 < 13 \text{ mV}$ , se poate aproxima

$$i_{c2}(t) = \frac{I_0}{2} \left( 1 + \frac{1}{RI_0} g(t) \right) \left( 1 - \frac{U_0}{2V_T} \cos \omega_0 t \right)$$

și se obține un operator de produs care, așa cum rezultă și din reprezentarea spectrală dată în figura 6.13, are numai patru componente, dintre care cea utilă este:

$$i_{c2p}(t) = \frac{g(t)U_0}{4V_T R} \cos \omega_0 t$$

care nu poate fi separată de componenta sinusoidală

$$i_{c2o}(t) = -\frac{I_0 U_0}{4V_T} \cos \omega_0 t$$

deci curentul de colector corespunde unui semnal MA cu purtătoare:

$$i_{c2}(t) = -\frac{I_0 U_0}{4V_T} \left[ 1 - \frac{g(t)}{RI_0} \right] \cos \omega_0 t$$

Dacă trebuie generate semnale MA-PS se poate folosi varianta echilibrată dată în paragraful următor.

Semnalul de ieșire,  $u_e(t)$ , reprezintă o fracțiune  $p_0$  din tensiunea la bornele circuitului rezonant derivație

$$u_e(t) = p_0 i_{c2}(t) \otimes z(t) = p_0 \left\{ -\frac{I_0 U_0}{4V_T} \left[ 1 - \frac{g(t)}{RI_0} \right] \otimes z_{JF}(t) \right\} \cos \omega_0 t$$

unde  $z(t)$  și  $z_{JF}(t)$  reprezintă impedanța indicală a circuitului selectiv, respectiv impedanța indicală a circuitului echivalent de joasă frecvență, așa cum au fost definite prin relațiile (6.18). De precizat că în expresiile menționate rezistența  $Rd$  include: pierderile circuitului, rezistența introdusă de tranzistor și componentă rezistivă a impedanței de sarcină.

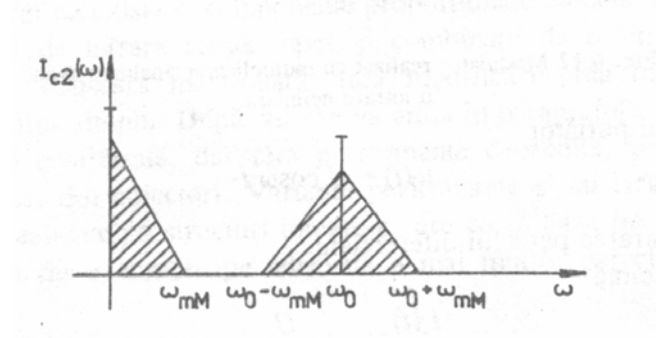


Fig. 6.13. Densitatea spectrală a curentului  $i_{c2}(t)$

Dacă banda de trecere a circuitului îndeplinește condiția:

$$B = \frac{f_0}{Q} \geq 2f_{m\max}$$

Se poate aproxima:

$$u_e(t) = \frac{p_0 R_0 I_0 U_0}{4V_T} \left[ -1 + \frac{g(t)}{RI_0} \right] \cos \omega_0 t$$

Banda circuitului poate fi mărită numai dacă este îndeplinită condiția, prevăzută mai sus, adică  $U_0 < 13\text{mV}$ ; în caz contrar apar armonici ale oscilației

purtătoare iar circuitul trebuie să aibă proprietăți selective bine precizate, pentru ca la ieșire să rămână numai spectrul din jurul fundamentalei.

### 6.3.4 Modulator cu operator de produs integrat cu o intrare neliniară

Cu mici variații, schema prezentată în continuare este folosită în foarte multe dintre circuitele integrate întâlnite în sistemele de comunicație (TDA 1046, TAA 661, BM 3189 etc.); în cele mai multe cazuri ea îndeplinește alt rol decât cel de modulator: mixer, detector de produs etc. Va fi analizată varianta care este întâlnită ca operator de produs de sine stătător (a se vedea circuitele integrate MC 1496, ROB 496 etc.).

Schema de principiu a multiplicatorului este dată în figura 6.17; notarea terminalelor este convențională.

Prin analiza care urmează, se vor preciza condițiile în care curenții de ieșire  $i_1$  și  $i_2$  (vezi schema) conțin numai componenta continuă și componenta produs; se va pune în evidență rolul rezistenței  $R_I$  în controlul câștigului. În final se va da o variantă de utilizare a operatorului ca modulator dublu echilibrat

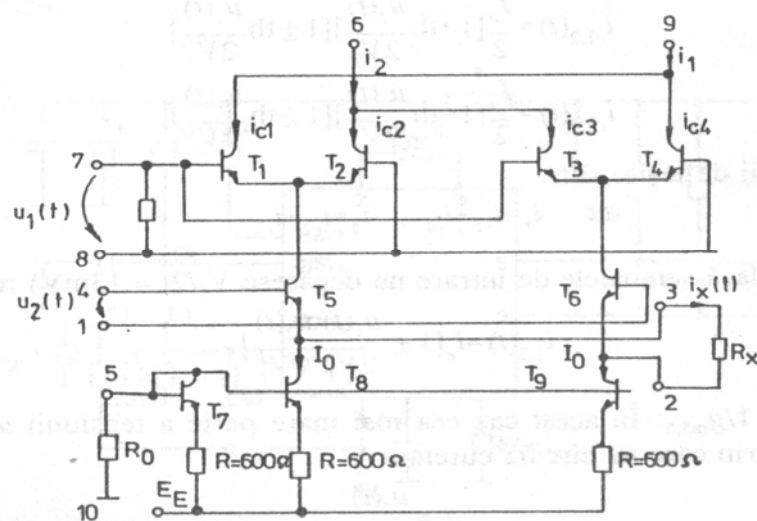


Fig. 6.17 Schema multiplicatorului analogic integral cu o intrare neliniară.



Observând schema se constată că ea constă din două perechi diferențiale ( $T_1, T_2$  și  $T_3, T_4$ ) pentru care generatoarele de curent sunt realizate cu o a treia pereche diferențială ( $T_5, T_6$ ). Pentru a permite extinderea gamei dinamice a semnalului aplicat la intrarea acestei perechi și notat cu  $u_2(t)$  conexiunea între emitori este realizată în exterior, printr-o rezistență  $R_x$ . Dacă  $R_x=0$  se regăsește o pereche diferențială convențională; dacă  $R_x$  crește se va constata o reducere a câștigului dar, concomitent, creșterea gamei dinamice pentru semnalul  $u_2(t)$ . În acest caz circuitul format cu tranzistorii  $T_5$  și  $T_6$  este cunoscut sub denumirea de “circuit de axare diferențială” a curenților. Pentru simplitate se vor analiza cele două cazuri limită: a)  $R_x = 0$ ; și b)  $R_x \geq 1/g_{m5,6}$  ( $g_m$  reprezentând panta tranzistorului indicat prin indice).

a)  $R_x=0$ : Perechea diferențială ( $T_5, T_6$ ) este controlată de un generator de curent constant de valoare  $2I_0$ , unde

$$I_0 = \frac{E_E - V_0}{R + R_0}$$

Rezultă

$$i_{c5,6}(t) = I_0 \left[ 1 \pm th \frac{u_2(t)}{2V_T} \right]$$

Pentru perechile diferențiale ( $T_1, T_2$ ) și ( $T_3, T_4$ ) se obține:

$$i_{c1,2}(t) = \frac{i_{c5,6}}{2} \left[ 1 \pm th \frac{u_1(t)}{2V_T} \right] = \frac{I_0}{2} \left[ 1 + th \frac{u_2(t)}{2V_T} \right] \left[ 1 \pm th \frac{u_1(t)}{2V_T} \right]$$

$$i_{c3,4}(t) = \frac{I_0}{2} \left[ 1 - th \frac{u_2(t)}{2V_T} \right] \left[ 1 \pm th \frac{u_1(t)}{2V_T} \right]$$

Curenții de ieșire sunt

$$i_1 = i_{c1} + i_{c4}; \quad i_2 = i_{c2} + i_{c3}$$

Deci, dacă semnalele de intrare nu depășesc  $V_T/2$  (13mV) rezultă

$$i_{1,2}(t) = I_0 \left[ 1 \pm \frac{u_1(t)}{2V_T} \frac{u_2(t)}{2V_T} \right] \quad \text{pentru } u_1(t), u_2(t) < \frac{V_T}{2} \approx 13mV$$

b)  $R \gg 1/g_{M5,6}$ : In acest caz cea mai mare parte a tensiunii  $u_2(t)$  cade pe rezistența  $R_l$ , prin care va circula curentul

$$i_x = \frac{u_2(t)}{R_x}$$

Valoarea maximă a tensiunii  $u_2(t)$  se determină din condiția ca tranzistorii să nu intre în regim de blocare. Curenții de colector pentru tranzistoarele  $T_5$  și  $T_6$  se pot aproxima cu:

$$i_{c5} \approx i_{e5} = I_0 + i_x(t) = I_0 \left[ 1 + \frac{u_2(t)}{R_x I_0} \right]$$

$$i_{c6} \approx i_{e6} = I_0 - i_x(t) = I_0 \left[ 1 - \frac{u_2(t)}{R_x I_0} \right]$$

Cu aceste rezultate expresiile (6.66) devin:

$$i_{1,2}(t) = I_0 \left[ 1 \pm \frac{u_2(t)}{R_x I_0} \tanh \frac{u_1(t)}{2V_T} \right] \text{ pentru } u_2(t) < R_x I_0$$

deci, condiția de a nu depăși  $V_T/2$  este necesar să fie îndeplinită numai de către semnalul  $u_1(t)$ , caz în care rezultă:

$$i_{1,2}(t) = I_0 \left[ 1 \pm \frac{u_2(t)}{2R_x I_0} \frac{u_1(t)}{V_T} \right] \text{ pentru } u_2(t) < R_x I_0, u_1(t) < \frac{V_T}{2}$$

Ținând cont de necesitatea ca distorsiunile introduse asupra semnalului modulator să fie cat mai mici se recomandă ca acesta să fie aplicat ca  $u_2(t)$ .

Cu aceste observații se poate urmări funcționarea schemei dată în *figura 6.18*, care corespunde unui modulator dublu echilibrat realizat cu multiplicatorul integrat analizat (notația terminalelor este cea folosită în lucrare, corespondența cu cea reală urmând să o facă cititorul).

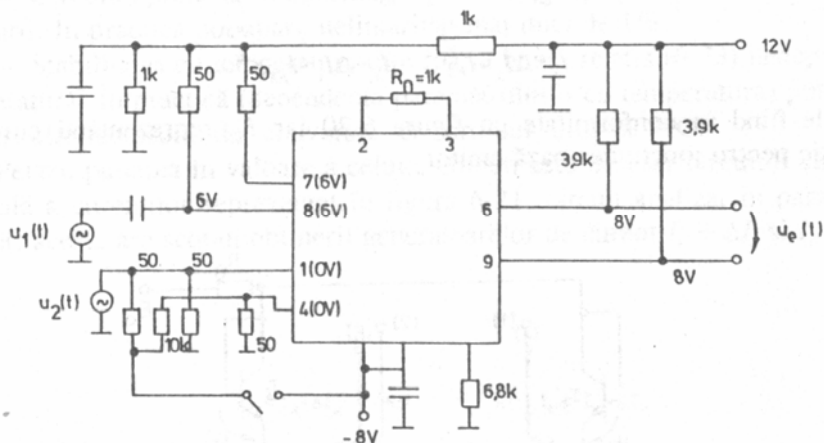


Fig.6.18 Modulator realizat cu multiplicatorul analogic integrat

Dacă semnalul  $u_1(t)$  este mai mare, rezistențele din colectori trebuie înlocuite cu un circuit rezonant ca în *figura 6.19*, acesta având sarcina de a elimina componentele de ordin superior.

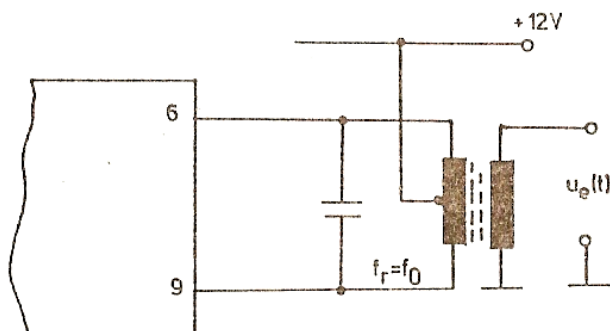


Fig. 6.19 Conectarea circuitului de sarcină selectiv.

### **6.5 Producerea semnalelor MA-BLU**

În acest paragraf vor fi analizate cele două metode principale care permit producerea semnalelor cu BLU:

- a) metoda filtrării;
- b) metoda defazării.

De asemenea vor fi prezentate două procedee concepute pentru a diminua dificultățile întâmpinate la realizarea filtrelor:

- a) metoda conversiilor succesive;
- b) metoda Weaver.

#### **6.5.1 Metoda de producere a semnalelor MA-BLU prin filtrare**

Această metodă folosește schema standard de realizare a semnalelor cu ML, cu alte cuvinte un modulator dublu echilibrat urmat de un filtru pentru eliminarea unei benzi laterale. Pentru o funcționare corectă filtrul trebuie să atenueze banda nedorită cu cel puțin 40 dB.

Pentru precizarea ideilor se ia în considerare un semnal modulator având spectrul de frecvențe cuprins între frecvența modulatorie minimă  $f_{\min} = 300$  Hz și frecvența modulatorie maximă  $f_{mM} = 3000$  Hz. Densitatea spectrală,  $G(\omega)$ , pentru un astfel de semnal modulator este reprezentată în figura 6.27 iar pentru semnalul modulat MA-PS, în figura 6.28.

Semnalul MA-BLU poate fi separat folosind:

- a) un filtru trece-jos (trece-sus);
- b) un filtru trece-bandă.

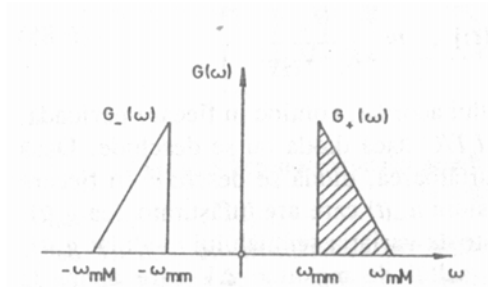


Fig.6.27 Densitatea spectrală  $G(\omega)$  a semnalului modulator  $g(t)$

În continuare va fi analizată realizabilitatea celor două alternative, precizând complexitatea filtrului necesar.

a) *Filtru trece-jos (sus)*. Considerând că se reține banda laterală inferioară filtrul trece-jos trebuie să poată fi încadrat, pentru caracteristica de atenuare, în gabaritul reprezentat în figura 6.29.

Rezultă că la o variație a frecvenței cu  $2f_{mm}$  este necesar ca atenuarea să crească cu cca 40 dB. Panta caracteristicii de atenuare trebuie să fie

$$p = \frac{12}{\log_{10} \frac{x+1}{x-1}} \text{ dB/octava}, \quad x = \frac{f_0}{f_{mm}}$$

Pentru un factor de transfer de ordinul  $n$ , fără zerouri la distanța finită, panta este de  $6n$  dB/octavă. Deoarece, în mod uzual,  $f_0 \gg f_{mm}$  rezultă că filtrul de realizat este de ordin foarte mare.

De exemplu pentru  $f_0=30$  kHz și  $f_{mm}= 300$  Hz. se obține  $n=228$ , valoare care este inacceptabilă.

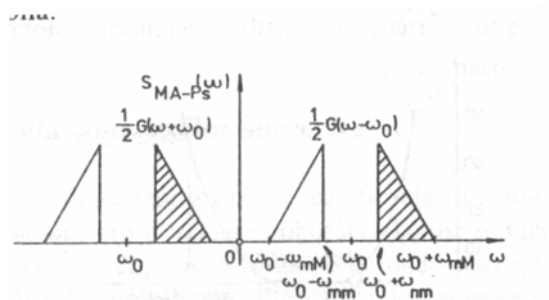


Fig. 6.28 Densitatea spectrală a semnalului MA-PS corespunzătoare densității spectrale a semnalului modulator din figura 6.27.

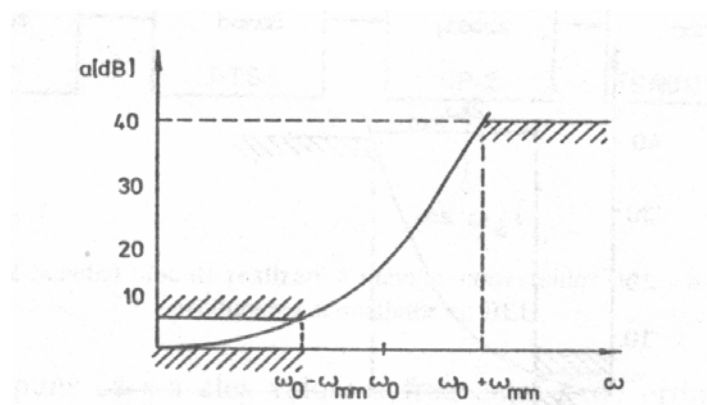


Fig. 6.29 Gabaritul filtrului trece jos necesar extragerii semnalului BLU din semnalul MA-PS.

b) *Filtru trece-bandă*. Gabaritul caracteristicii de atenuare a filtrului reprezentat în figura 6.30.

Deoarece dimensionarea filtrului trece-bandă pornește de la echivalentul său de joasă frecvență  $H_{JF}(w)$  In figura 6.31 este reprezentat și gabaritul acestuia.

Se determină panta caracteristicii de atenuare

$$p = \frac{12}{\log_{10} \frac{y+3}{y-1}} \text{ dB/octava}, \quad y = \frac{f_{mM}}{f_{mm}}$$

Pentru cazul analizat:  $f_{mm}=300$  Hz,  $f_{mM}=3000$  Hz, rezultă panta de 75 dB/octavă adică  $n = 13$ . Trebuie avut în vedere că trecerea de la filtrul echivalent trece-jos la filtrul trece-bandă conduce la dublarea numărului de poli (dar nu, neapărat, și la dublarea numărului de circuite care realizează acești poli).

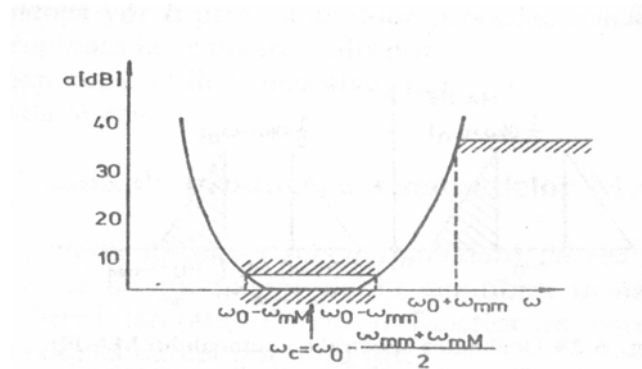


Fig. 6.30 Gabaritul filtrului trece-bandă necesar extragerii semnalului cu BLU din semnalul MA-PS.

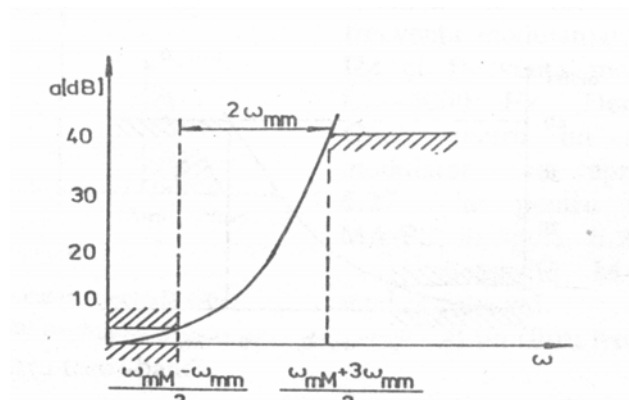


Fig. 6.31 Gabaritul filtrului echivalent trece-jos corespunzător filtrului trece-bandă din figura 6.30.



Comparând cele două soluții analizate rezultă că utilizarea filtrelor trece bandă este net avantajoasă.

În această fază se impun câteva considerente cu privire la legătura dintre valoarea frecvenței  $f_0$  și posibilitățile de realizare a filtrului trece-bandă. Astfel, realizarea polilor acestui filtru necesită circuite rezonante, pentru care factorul de calitate este de ordinul  $f_0/B$ , unde prin  $B$  s-a notat banda de trecere a filtrului trece bandă. Deoarece  $B = f_{mM} - f_{mm}$  rezultă

$$Q = \frac{f_0}{f_{mM} - f_{mm}}$$

Dacă spre exemplu  $f_0 = 2,7$  MHz se obține  $Q \sim 1000$ . În consecință realizarea unor asemenea filtre implică folosirea unor soluții speciale, cum ar fi folosirea rezonanțelor mecanice (filtre cu cuarț, filtre mecano-electrice, piezoceramice etc.).

### 6.5.2 Metoda conversiilor succesive

Din paragraful precedent a rezultat că filtrele LC sunt realizabile numai dacă frecvența purtătoare are o valoare coborâtă. Totuși semnalele cu BLU sunt folosite, de regulă, la frecvențe mari în gama de unde scurte (3MHz. . .30MHz), și nu totdeauna au fost disponibile alte alternative de realizare a filtrelor.

Pentru a genera semnale BLU în condițiile date a fost imaginată metoda conversiilor succesive, a cărei schemă bloc este dată în figura 6.32.

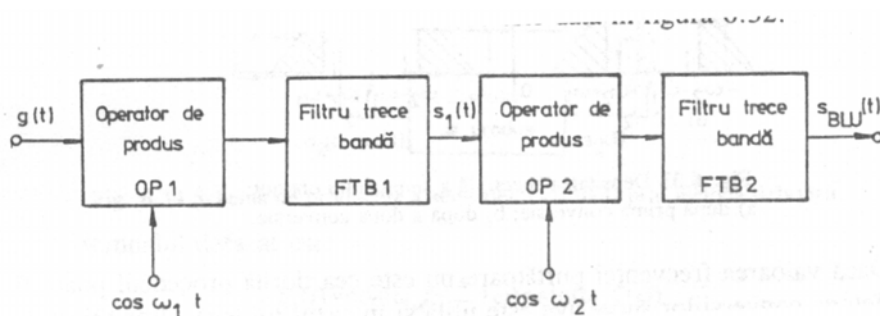


Fig. 6.32 Schema bloc de realizare a metodei conversiilor succesive pentru producerea semnalelor cu BLU.

Se presupune că s-a ales valoarea frecvenței  $f_I$  de ordinul (40. . .60)kHz astfel încât filtrul trece-bandă *FTB1* să poată fi un filtru BLU realizabil în condiții avantajoase. La ieșirea acestuia, semnalul BLU-S are aspectul dat în figura 6.33-a și poate fi exprimat:

$$s_1(t) = \frac{1}{2} g(t) \cos \omega_1 t - \frac{1}{2} \hat{g}(t) \sin \omega_1 t$$

Se constată că semnalul modulat astfel realizat poate fi asemănat Cu semnalul modulator,  $g(t)$ , cu observația că are frecvența minimă mult mai mare,  $f_I + f_m$ . În consecință, dacă se folosește acest semnal pentru a produce un semnal cu BLU-S cu frecvența purtătoare  $f_2$ , rezultă condiții convenabile pentru realizarea filtrului chiar dacă valoarea noii frecvențe este mult mai mare.

Intr-adevăr, urmărind reprezentarea densității spectrale a semnalului obținut la ieșirea operatorului de produs, *OP2*, reprezentare dată în figura 6.33-b, rezultă că atenuarea trebuie să crească la peste 40 dB pe intervalul  $(2f_m + 2f_I)$ . Deci filtrul trece bandă *FTB2*, poate fi realizat în mod convenabil cu componente discrete (LC). Semnalul BLU realizat are frecvența purtătoare  $(f_2 + f_I)$ . Expresia acestui semnal, în ipoteza că se reține tot banda lăterală superioară, este:

$$s_2(t) = \frac{1}{4} g(t) \cos(\omega_2 + \omega_1)t - \frac{1}{4} \hat{g}(t) \sin(\omega_2 + \omega_1)t$$

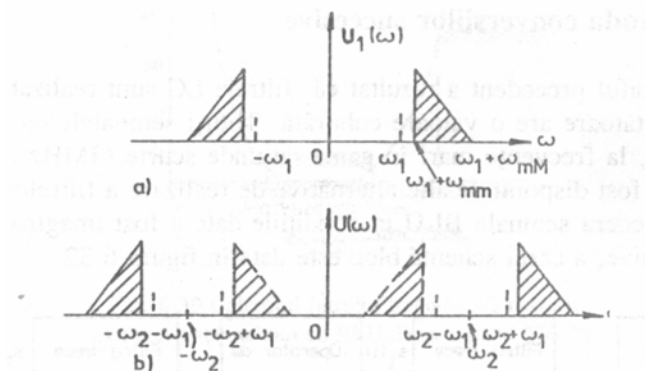


Fig. 6.33 Densitatea spectrală a semnalului obținut: a) după prima conversie; b) după a doua conversie.

Dacă valoarea frecvenței purtătoare nu este cea dorită procedeul poate fi reluat. Metoda conversiilor succesive este utilă și în cazul folosirii altor tipuri de filtre. Acestea au frecvențele fixe și nu prea mari. În consecință, semnalul trebuie transferat în gama impusă și, nu rareori, trebuie să aibă frecvența purtătoare variabilă. Folosind procedeul descris aceste deziderate pot fi satisfăcute.