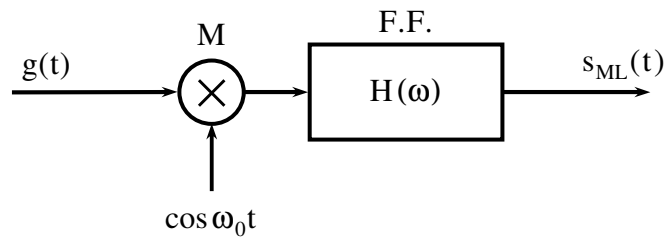


1.2. TEHNICA PRODUCERII SEMNALELOR ML

Din schema generală de producere rezultă că sunt necesare în principiu două blocuri:



- blocul multiplicator (M);
- blocul de filtrare (F.F.).

După tehnica de realizare, modulatorii pot fi:

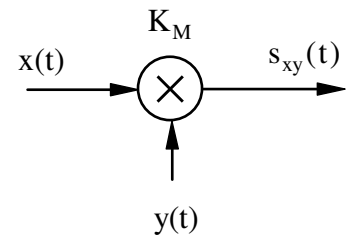
- cu multiplicatoare analogice;
- cu comutatoare (choppere);
- cu dispozitive neliniare;
- cu modulația realizată direct pe circuitul acordat.

1) - Modulatorii cu multiplicatoare analogice

Multiplicatorul trebuie să realizeze produsul celor două semnale aplicate, $x(t)$ și $y(t)$, semnalul obținut la ieșire fiind

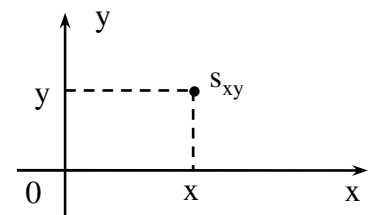
$$s_{xy}(t) = K_M x(t)y(t)$$

K_M - reprezentând constanta multiplicatorului care are dimensiuni (de exemplu, dacă semnalele sunt tensiuni, atunci K_M se măsoară în V^{-1}).



Dacă se reprezintă semnalele x și y printr-un sistem cartezian și se asociază punctului de coordonate (x,y) , semnalul rezultat s_{xy} , atunci se spune că multiplicatorul funcționează:

- într-un cadran, dacă $x \geq 0, y \geq 0$
- în 2 cadrane, dacă $x \geq 0, y \geq 0$
- în 4 cadrane, dacă $x \geq 0, y \geq 0$



a) - Multiplicator analogic cu o intrare neliniară

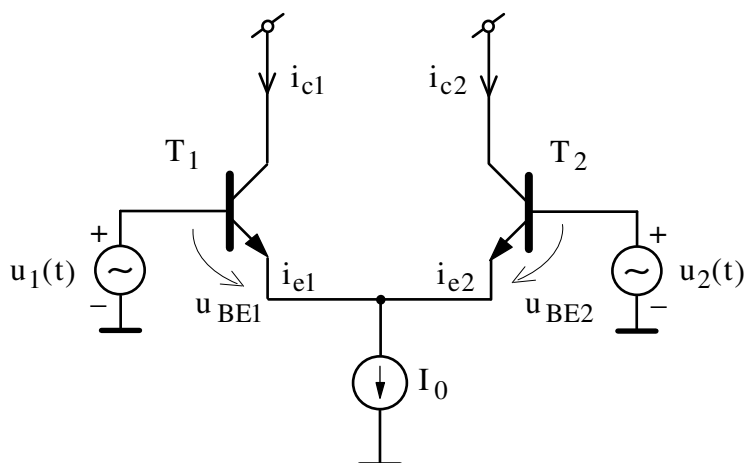
Acest multiplicator se numește astfel pentru că una din intrări lucrează liniar, iar cealaltă puternic neliniar și folosește:

Configurația diferențială cu generator de curent

Cele două tranzistoare se consideră identice (pereche în același chip), deci au aceeași parametrii (I_{sat} , T_{jonc}).

Curenții din emitor sunt dați de relațiile:

$$i_{e1} = I_s e^{\frac{u_{BE1}}{U_T}}, \quad i_{e2} = I_s e^{\frac{u_{BE2}}{U_T}}, \quad U_T = \frac{kT}{q} \cong 26 \text{ mV} \quad (\text{la } T^o = 25^o\text{C})$$



Deoarece

$$i_{e1} + i_{e2} = I_0$$

$$u_{BE1} - u_{BE2} = u_1 - u_2$$

rezultă:

$$\frac{i_{e1}}{i_{e2}} = e^{\frac{u_1 - u_2}{U_T}} = e^z, \quad z \triangleq \frac{u_1 - u_2}{U_T}$$

și

$$i_{e1} = \frac{I_0}{1 + e^{-z}} = \frac{I_0}{2} + \frac{I_0}{2} \operatorname{th} \frac{z}{2}; \quad i_{e2} = \frac{I_0}{1 + e^z} = \frac{I_0}{2} - \frac{I_0}{2} \operatorname{th} \frac{z}{2}$$

- Dacă **este îndeplinită** condiția,

$$|z| \ll 1 \quad (\text{funcționarea fiind la } \textit{semnal mic}) \Rightarrow \operatorname{th} \frac{z}{2} \cong \frac{z}{2}$$

și

$$i_{c1} = \alpha i_{e1} = \frac{\alpha I_0}{2} + \frac{\alpha I_0}{4U_T} (u_1 - u_2) = \frac{\alpha I_0}{2} + g_m (u_1 - u_2), \quad g_m = \frac{\alpha I_0}{4U_T}$$

(transconductanța de semnal mic)

$$i_{c1} = \alpha i_{e2} = \dots = \underbrace{\frac{\alpha I_0}{2}}_{\text{componenta dată de gen. de c.}} - \underbrace{g_m (u_1 - u_2)}_{\text{componenta dată de tens. aplicate în baze}}$$

- Dacă **nu este îndeplinită** condiția $|z| \ll 1$ (funcționarea fiind la *semnal mare*), se consideră cazul particular,

$$\begin{cases} u_1 = U_0 \cos \omega_0 t \\ u_2 = 0 \end{cases} \Rightarrow u_1 - u_2 = U_0 \cos \omega_0 t$$

și

$$i_{e1,2} = \frac{I_0}{2} \pm \frac{I_0}{2} \operatorname{th} \left(\frac{U_0}{2U_T} \cos \omega_0 t \right) = \frac{I_0}{2} \pm \frac{I_0}{2} \operatorname{th} \left(\frac{x}{2} \cos \omega_0 t \right) = \frac{I_0}{2} \pm i$$

unde s-a folosit notația:

$$i \triangleq \underbrace{\frac{I_0}{2} \operatorname{th}\left(\frac{x}{2} \cos \omega_0 t\right)}_{\text{fct. periodică} \Rightarrow \text{dezv. în SF}} \quad \text{și} \quad x \triangleq \frac{U_0}{U_T}$$

Deoarece

$$\left. \begin{array}{l} i(-t) = i(t) \\ i(t + T/2) = -i(t) \end{array} \right\} \Rightarrow i(t) = I_0 \sum_{k=1}^{\infty} a_{2k-1}(x) \cos[(2k-1)\omega_0 t]$$

(unde $1/2$ a fost introdus în coeficienții a_{2k-1})

Valorile coeficienților dezvoltării în SF, a_{2k-1} , sunt:

x	0	0,5	1,0	1,5	2,0	3,0	5,0	7,0	10,0	∞
$a_1(x)$	0	0,12	0,24	0,33	0,41	0,51	0,59	0,61	0,63	0,64
$a_3(x)$	0	0	0	-0,01	-0,03	-0,06	-0,12	-0,16	-0,18	-0,21

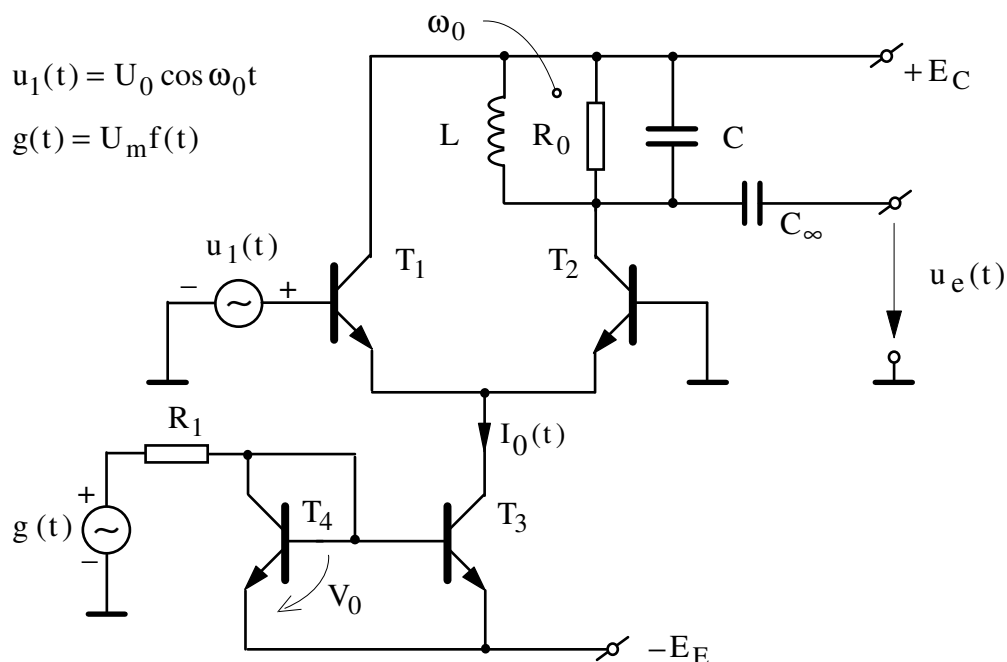
Concluzii:

- Pentru $x \leq 1,5$ - din sumă contează numai $a_1(x)$ care crește proporțional cu x - se lucrează cu transconductanța de semnal mic;
- $1,5 < x \leq 5$ - pe lângă $a_1(x)$ are valoare importantă și $a_3(x)$ care trebuie eliminat prin filtrare;
- $5 < x$ - $a_1(x) \cong \text{ct.}$ Această situație este utilă când se dorește eliminarea variațiilor în timp ale lui U_0 (cazul MF cu MA parazit). Dacă se lucrează cu $U_0(t) > 5U_T \Rightarrow$ amplitudinea componentei pe frecvența ω_0 constantă, iar armonica $a_3(x)$ - se elimină prin filtrare.

Deci, după filtrarea armonicelor rezultă,

$$i_{c1,2} = \alpha \frac{I_0}{2} \pm \alpha I_0 a_1(x) \cos \omega_0 t$$

Schema unui modulator conținând *multiplicatorul analogic* cu o intrare neliniară este:



Generatorul de curenți I_0 se realizează în configurație *oglină de curenți* cu două tranzistoare identice. El va fi comandat în ritmul semnalului modulator.

Deoarece $I_0 > 0$ rezultă că multiplicatorul funcționează în 2 cadrane.

Tranzistoarele T_3 și T_4 au câștiguri mari, și ca urmare, curenții de bază se pot neglija, astfel că prin rezistența R circulară curențul I_0 și se poate scrie,

$$I_0 R = U_m f(t) + E_E - V_0$$

$$I_0(t) = \frac{E_E - V_0}{R} + \frac{U_m}{R} f(t) = I_{00} + I_{01} f(t) = I_{00}[1 + m f(t)]$$

unde

$$I_{00} \triangleq \frac{E_E - V_0}{R}, \quad m = \frac{U_m}{E_E - V_0}$$

Curențul de colector prin tranzistorul T_2 , nefiltrat, este

$$i_{c2}(t) = \alpha I_0(t) \left[\frac{1}{2} - \sum_{k=1}^{\infty} a_{2k-1}(x) \cos(2k-1)\omega_0 t \right]$$

Filtrul format de c.a.d. elimină componenta de JF și armonica frecvenței ω_0 , iar C_∞ elimină componenta c.c., rezultând

$$u_e(t) = +\alpha a_1(x) [I_0(t) * \tilde{h}_{JF}(t)] \cos \omega_0 t$$

unde

$$\tilde{h}_{JF}(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} \tilde{H}_{JF}(\omega) = \frac{R_0}{1 + j \frac{\omega}{\pi B}} \quad - \quad \tilde{H}_{JF}(\omega) \text{ fiind funcția de transfer (impedanță) a echivalentului de JF și aproximare de bandă îngustă al circuitului acordat pe } \omega_0, \text{ având lărgimea benzii de trecere la 3 dB egală cu } B.$$

Înlocuind pe $I_0(t)$, se obține

$$u_e(t) = +\alpha a_1(x) I_{00} R_0 [1 + m f_1(t)] \cos \omega_0 t = U_e [1 + m f_1(t)] \cos \omega_0 t$$

– semnal MA –

unde

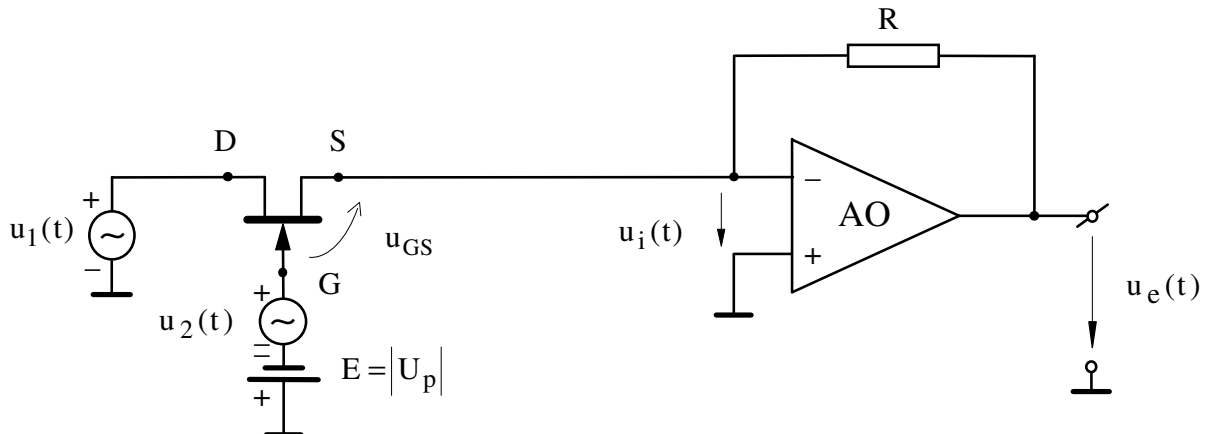
$$f(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} F(\omega)$$

$$f_1(t) \xleftrightarrow{\mathcal{F}} F(\omega) \frac{1}{1 + j \frac{\omega}{\pi B}}$$

Dacă selectivitatea c.a.d. nu este suficientă pentru eliminarea corespunzătoare a armonicilor se va lucra cu U_0 mic, astfel încât să se obțină $x \leq 1,5$ și în acest caz armonicile vor fi neglijabile (vezi tabelul).

b) - Multiplicator cu TEC (canal N)

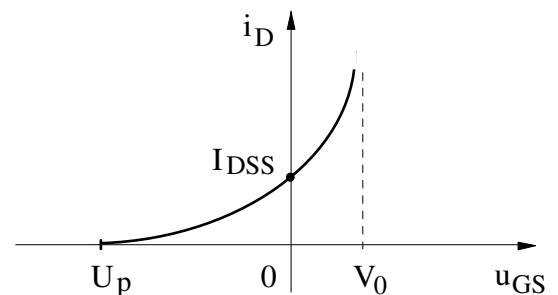
Schema unui modulator folosind un multiplicator cu TEC este următoarea



Dacă TEC-ul lucrează la $u_{\text{drenă-sursă}}$ mică, adică

$$|u_{DS}| < 100 \text{ mV} \quad \text{și la} \quad U_p < u_{GS} < V_0 = 0,7 \text{ V}$$

atunci el poate fi considerat echivalent cu o conductanță cu valoarea controlată în tensiune,



$$g_{DS} = \frac{2I_{DSS}}{-U_p} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right) = \frac{2I_{DSS}}{U_p^2} (U_{GS} - U_p) \quad - \text{regim de triodă,}$$

unde:

I_{DSS} - curentul de drenă pentru $U_{GS} = 0$ (uzual $I_{DSS} \approx 4 \text{ mA}$)

U_p - tensiunea de prag (uzual $U_p \approx -4 \text{ V}$)

Presupunând AO cu amplificare suficient de mare, atunci $u_i \approx 0$ și

$$u_2(t) = u_{GS} + |U_p| = u_{GS} - U_p$$

iar

$$u_e(t) = -g_{DS} R u_1(t) = -R \frac{2I_{DSS}}{U_p^2} u_1(t) \cdot u_2(t)$$

expresie care arată realizarea *funcției de multiplicare* între cele două semnale de intrare, adică *operația de modulare*.

Deoarece $|U_{DS}| \approx |u_1(t)|$, prima condiție de mai sus, impusă TEC-ului, devine $|u_1(t)| < 100 \text{ mV}$.

Din a doua condiție, $U_p < u_2(t) + U_p < V_0$, rezultă că este necesar un semnal $u_2(t) > 0$, adică multiplicatorul funcționează în două cadrane.

Dacă pentru acest multiplicator se ia:

$$u_1(t) = U_0 \cos \omega_0 t \quad \text{cu} \quad |U_0| < 100 \text{ mV}$$

$$u_2(t) = g(t)$$

în cazul când $u_2(t) = U_2[1 + m f(t)] > 0$, $m < 1$, rezultă *semnal MA* la ieșire,

iar când $\tilde{u}_2(t) = 0$, rezultă că modulatorul *nu poate funcționa* (adică, nu poate produce semnal de tip BLD-PS).

c) - Multiplicatoare analogice cu celulă Gilbert

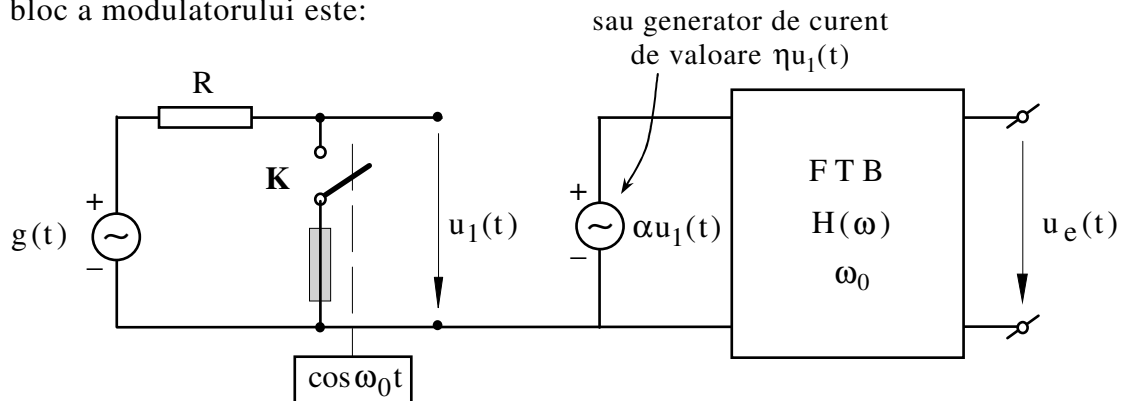
Modulatoare folosind aceste multiplicatoare sunt analizate în:

- Manualul inginerului electronist, vol. III;
- Transmisiuni analogice și digitale - autori: I. Constantin și I. Marghescu.

2) - Modulatoare cu chopper

a) - Varianta neechilibrată

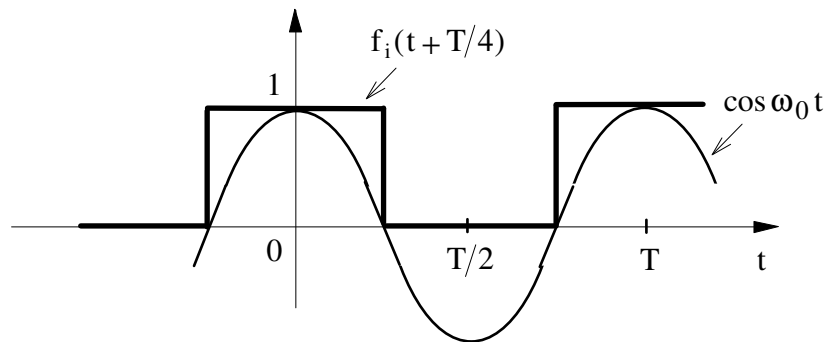
Schema bloc a modulatorului este:



K - închis pentru $\cos \omega_0 t < 0 \Rightarrow u_1(t) = 0$
 K - deschis pentru $\cos \omega_0 t > 0 \Rightarrow u_1(t) = g(t)$

Se obține că:

$$u_1(t) = g(t) \cdot \underbrace{f_i(t + T/4)}_{\text{funcția de întrerupere}}, \quad f_i(t + T/4) = \begin{cases} 0 & \text{pentru } \cos \omega_0 t < 0 \\ 1 & \text{pentru } \cos \omega_0 t > 0 \end{cases}$$



Deoarece dezvoltarea în SFT este

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

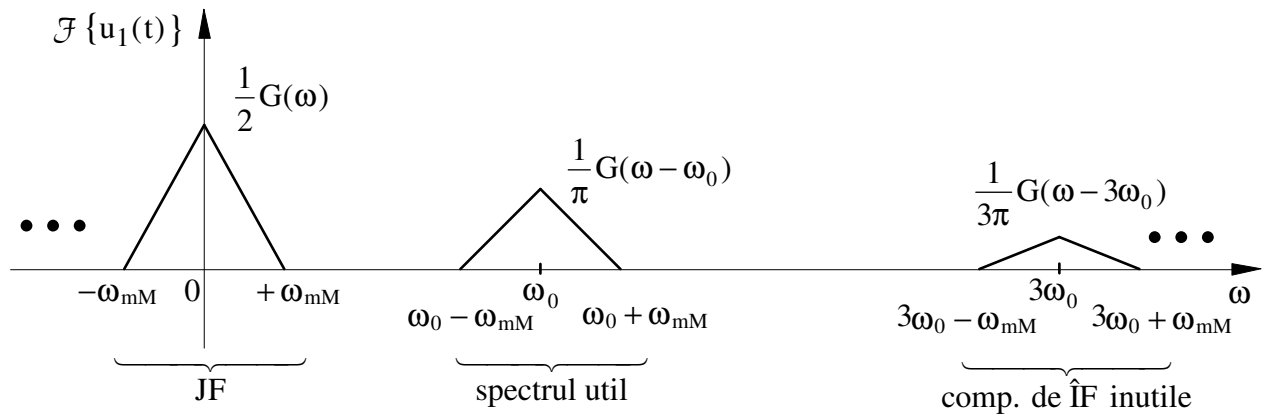
se obține,

$$u_1(t) = \frac{1}{2} g(t) + \underbrace{\frac{2}{\pi} g(t) \cos \omega_0 t}_{\text{componenta utilă care trebuie reținută prin filtrare}} - \underbrace{\frac{2}{3\pi} g(t) \cos 3\omega_0 t + \dots}_{\text{armonici ale frecvenței } \omega_0, \text{ modulate}}$$

Spectrul semnalului $u_1(t)$ este:

$$\mathcal{F}\{u_1(t)\} = \frac{1}{2}G(\omega) + \frac{1}{\pi}[G(\omega - \omega_0) + G(\omega + \omega_0)] - \frac{1}{3\pi}[G(\omega - 3\omega_0) + G(\omega + 3\omega_0)] + \dots$$

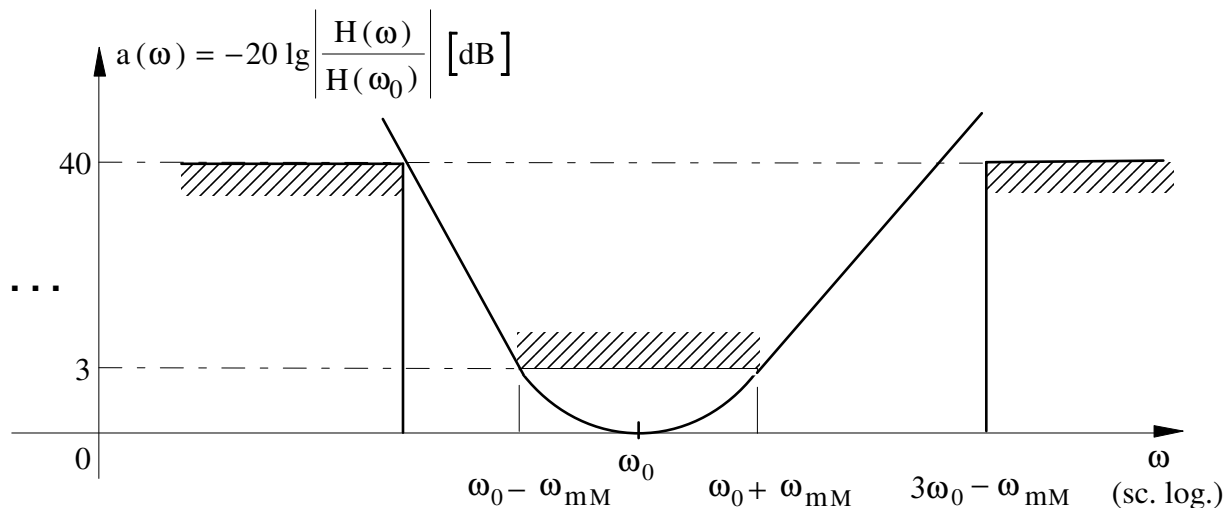
care are reprezentarea



Condiția limită pentru a nu avea suprapunere de spectre se determină scriind:

$$\left. \begin{array}{l} \omega_0 - \omega_{mM} > \omega_{mM} \Rightarrow 2\omega_{mM} < \omega_0 \\ 3\omega_0 - \omega_{mM} > \omega_0 + \omega_{mM} \Rightarrow \omega_{mM} < \omega_0 \end{array} \right\} \Rightarrow 2\omega_{mM} < \omega_0$$

Rolul de a reține spectrul util și de a elimina JF și componentele de IF inutile îi revine filtrului $H(\omega)$ care trebuie să fie un FTB cu următorul gabarit:



$$\begin{array}{ll} \text{Pentru: } \omega < \omega_{mM} & \Rightarrow |a| > 40 \text{ dB} \\ \omega \in (\omega_0 - \omega_{mM}, \omega_0 + \omega_{mM}) & \Rightarrow |a| < 3 \text{ dB} \\ \omega > 3\omega_0 - \omega_{mM} & \Rightarrow |a| > 40 \text{ dB} \end{array}$$

Concret, alegerea valorilor pentru atenuări se face în funcție de problema practică de rezolvat.

În schema prezentată, filtrul nu a fost conectat direct la bornele comutatorului deoarece în funcție de poziția acestuia, impedanța la stânga variază creând dificultăți în realizarea filtrării.

Tensiunea aplicată filtrului este proporțională cu $u_1(t)$, obținându-se la ieșire:

$$u_e(t) = \alpha \frac{2}{\pi} [g(t) * \tilde{h}_{JF}(t)] \cos(\omega_0 t + \theta_0)$$

unde

$$\tilde{h}_{JF}(t) \xrightarrow{\mathcal{F}} \tilde{H}_{JF}(\omega) = H_{JF}(\omega) [\sigma(\omega + \omega_0) - \sigma(\omega - \omega_0)]$$

$$H_{JF}(\omega) = H(\omega + \omega_0), \quad \theta_0 = \arg H(\omega_0)$$

Dacă se admite aproximația,

$$H(\omega) \simeq H_0 e^{j\varphi_0} \quad \text{pentru} \quad \omega \in (\omega_0 - \omega_{mM}, \omega_0 + \omega_{mM}),$$

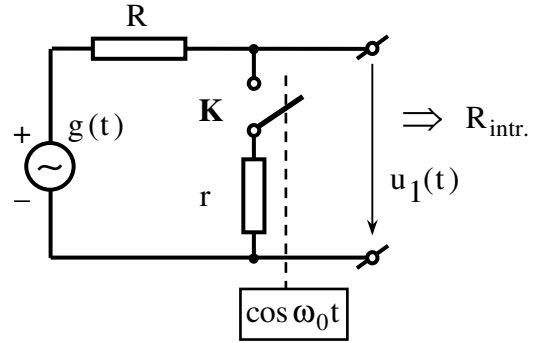
atunci

$$u_e(t) = \alpha H_0 \frac{2}{\pi} g(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0) = K_{\text{mod}} g(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

Observație

În realitate, comutatorul K prezintă o rezistență:

$$\begin{aligned} K \text{ închis} &\Rightarrow R_{\text{închis}} \\ K \text{ deschis} &\Rightarrow R_{\text{deschis}} \end{aligned}$$



din care cauză sunt necesare următoarele condiții:

- 1) - la K închis, $u_1(t) = 0$ dacă $R \gg R_{\text{închis}} \parallel R_{\text{intr.}} \simeq R_{\text{închis}} \triangleq r$ *neîndeplinită*
- 2) - la K deschis, $u_1(t) = g(t)$ dacă $R \ll R_{\text{deschis}} \parallel R_{\text{intr.}}$ *îndeplinită.*

Dar cele două condiții nu pot fi satisfăcute simultan și atunci se stabilește să fie satisfăcută condiția a doua, urmând ca pentru prima condiție să fie modificată expresia tensiunii $u_1(t)$ astfel încât să se țină seama de rezistența r ,

$$u_1(t) = g(t)f_i(t) + \underbrace{\frac{r}{r+R}[1-f_i(t)]g(t)}_{\text{termenul de corecție în cazul } f_i(t)=0}$$

$$\text{Într-adevăr, când: } \begin{cases} f_i(t) = 1 & \Rightarrow u_1(t) = g(t) \\ f_i(t) = 0 & \Rightarrow u_1(t) = \frac{r}{r+R} g(t) \end{cases}$$

Tensiunea $u_1(t)$ se mai poate scrie,

$$u_1(t) = \underbrace{\frac{r}{r+R} g(t)}_{\text{componenta eliminată de FTB—nu deranjează}} + \underbrace{\frac{R}{r+R} g(t)f_i(t)}_{\text{componenta utilă având un fact. de corecție (<1) față de cazul anterior}}$$

iar la ieșire, în cazul $H(\omega) = H_0 e^{j\varphi_0}$, se obține

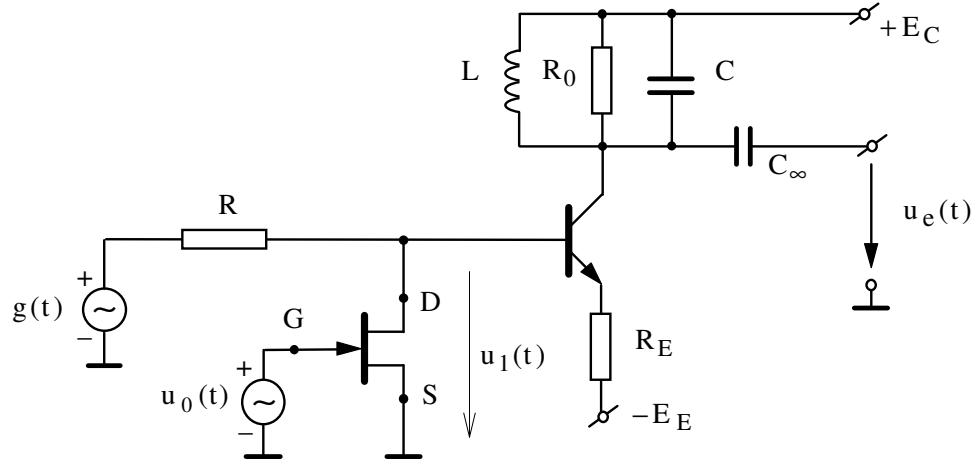
$$u_e(t) = \alpha H_0 \frac{2}{\pi} \frac{R}{r+R} g(t) \cos(\omega_0 t + \varphi_0)$$

• Realizarea practică

Comutatorul comandat K poate fi simulat:

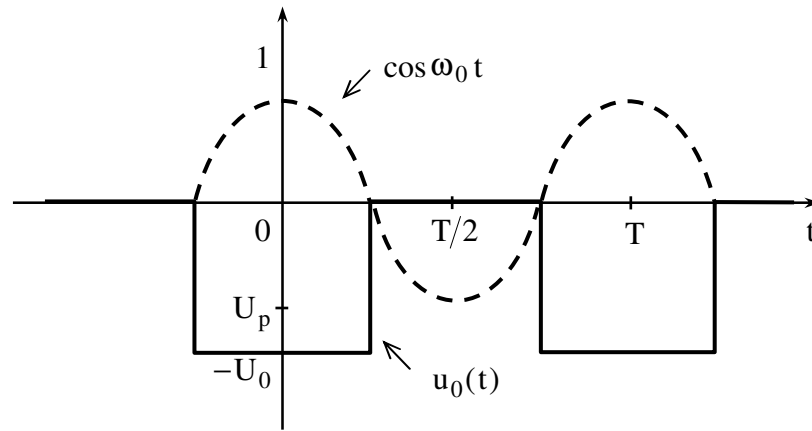
- de o punte cu diode realizată în tehnologia CI;
- de un TEC cu canal N.

În continuare se va analiza ultima variantă reprezentată în figură.



Tensiunea de comandă este de forma,

$$u_0(t) = -U_0 f_i(t), \quad U_0 > |U_p|$$



- Când

$$u_0(t) = -U_0 < U_p \Rightarrow \text{TEC - ul blocat}$$

și dacă

$$R \ll (1 + h_{21})R_E \Rightarrow u_1(t) = g(t)$$

- Când

$$u_0(t) = 0 \Rightarrow \text{TEC - ul conduce și}$$

$$g_{DSS} = \frac{2I_{DSS}}{-U_p} \left(1 - \frac{u_{GS}}{U_p} \right) \bigg|_{u_{GS}=0} = \frac{2I_{DSS}}{|U_p|}, \quad \text{numai dacă } |u_1(t)| = |u_{DS}| < 100 \text{ mV}.$$

Din cele prezentate se constată că

$$r = \frac{1}{g_{DSS}}$$

și deoarece este necesar ca

$$|u_1(t)| = \frac{r}{r+R} |g(t)| = \frac{|g(t)|}{1+Rg_{DSS}} < 0,1 \text{ V}$$

atunci condițiile de mai sus determină

$$\left(\frac{|g(t)|_{\max} [\text{V}]}{0,1} - 1 \right) \frac{1}{g_{DSS}} < R \ll (1+h_{21})R_E$$

Filtrul folosit este un c.a.d. și pentru ω variind în jurul frecvenței de rezonanță rezultă

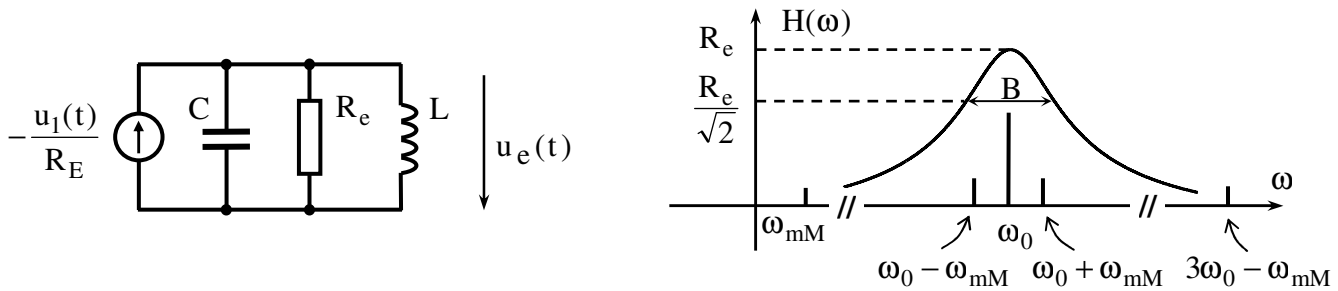
$$u_e(t) = -\frac{2}{\pi R_E} \underbrace{\frac{R}{\frac{1}{g_{DSS}} + R}}_{\text{factorul de corecție}} [g(t) * \tilde{h}_{JF}(t)] \cos \omega_0 t$$

unde

$$\tilde{H}_{JF}(\omega) = \frac{R_e}{1 + j \frac{\omega}{\pi B}} \xleftrightarrow{\mathcal{F}^{-1}} \tilde{h}_{JF}(t) = R_e \pi B e^{-\pi B t} \sigma(t)$$

Deci

$$u_e(t) = -\frac{2}{\pi} \frac{R_e}{R_E} \frac{R g_{DSS}}{1 + R g_{DSS}} [g(t) * \pi B e^{-\pi B t} \sigma(t)] \cos \omega_0 t$$



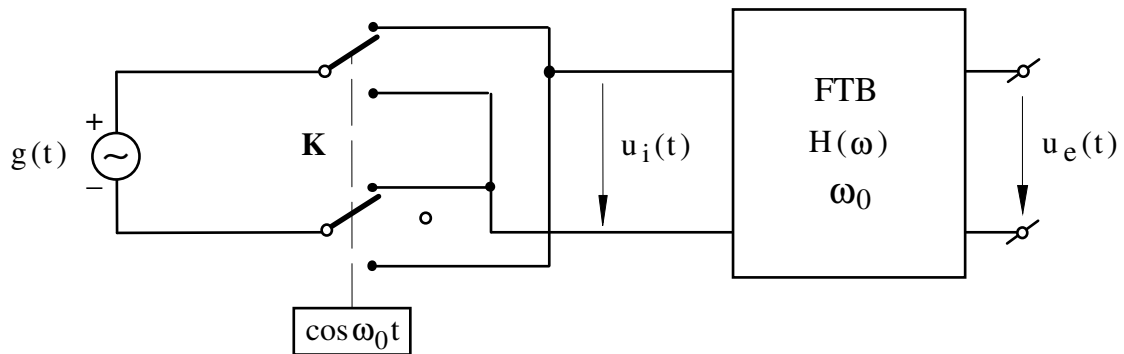
Condițiile pentru o bună filtrare sunt:

- 1) $B \geq 2f_{mM}$
- 2) $\left| \frac{Z(\omega_{mM})}{R_e} \right|_{dB} \leq -40 \text{ dB} \Rightarrow |Z(\omega_{mM})| \leq \frac{R_e}{100}$
- 3) $\left| \frac{Z(3\omega_0 - \omega_{mM})}{R_e} \right|_{dB} \leq -40 \text{ dB} \Rightarrow |Z(3\omega_0 - \omega_{mM})| \leq \frac{R_e}{100}$

Aceste condiții sunt în general greu de îndeplinit de c.a.d., din care cauză fie că se acceptă atenuări mai mici, fie că se caută un filtru mai bun, cum ar fi circuitele cuplate.

b) - Varianta echilibrată

Schema bloc simplificată este



Ținând seama că la intrarea filtrului, impedanța văzută la stânga este constantă ($Z_g = \text{ct.}$) atunci:

$$u_i(t) = g(t)f_c(t)$$

unde $f_c(t)$ este funcția de comutație,

$$f_c(t) = \text{sgn}(\cos \omega_0 t) = \begin{cases} 1 & \text{pentru } \cos \omega_0 t > 0 \\ -1 & \text{pentru } \cos \omega_0 t < 0 \end{cases}$$

Deoarece $f_c(t) = 2f_1(t) - 1$, rezultă că dezvoltarea în SFT este

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

iar semnalul la intrarea filtrului:

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

care are transformata Fourier,

$$\mathcal{F}\{u_i(t)\} = \underbrace{\frac{2}{\pi} [G(\omega - \omega_0) + G(\omega + \omega_0)]}_{\text{spectrul util}} + \frac{2}{\pi} \sum_{k=2}^{\infty} \frac{(-1)^{k+1}}{2k-1} \{G[\omega - (2k-1)\omega_0] + G[\omega + (2k-1)\omega_0]\}$$

Comparativ cu schema neechilibrată se constată că:

- *avantaje:*
 - 1 - Condiția limită pentru filtrare devine $\omega_{mM} < \omega_0$, adică o condiție mai lejeră pentru frecvența purtătoare deoarece lipsește JF. În domeniul radio unde ω_0 este mare față de ω_{mM} , aceste condiții nu au importanță. Dacă se dorește o modulare la o frecvență purtătoare mică, atunci avantajul de mai sus devine important;
 - 2 - În varianta echilibrată, semnalul util este de două ori mai mare;
- *dezavantaje:*
 - 1 - Schema este mai complexă.

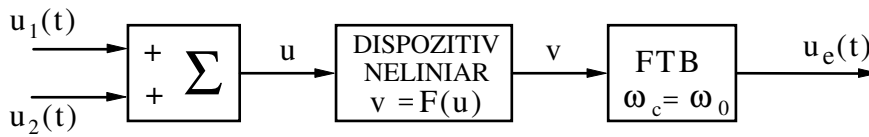
Pe baza aceluiași considerente ca la varianta neechilibrată se obține că tensiunea la ieșire este

$$u_e(t) = \frac{4}{\pi} [g(t) * \tilde{h}_{JF}(t)] \cos(\omega_0 t + \theta_0)$$

Scheme practice de modatoare cu chopper în varianta echilibrată, cu comutatoare realizate cu punți cu diode, se găsesc prezentate în bibliografia indicată.

3) - Modulatoare cu dispozitive neliniare

Schema bloc a unui modulator de acest tip este



Pentru etajul neliniar se poate admite o relație de forma

$$v(u) = a_0 + a_1 u + a_2 u^2$$

având neliniaritatea limitată la termenul de gradul 2.

Deoarece:

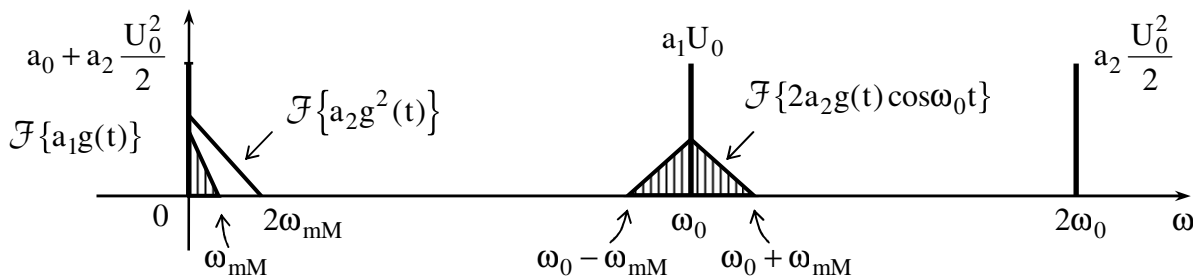
$$u = u_1 + u_2 \Rightarrow v = a_0 + a_1 u_1 + a_1 u_2 + a_2 u_1^2 + a_2 u_2^2 + \underbrace{2a_2 u_1 u_2}_{\text{termen care arată realizarea operației de multiplicare}}$$

Dacă

$$\begin{cases} u_1(t) = U_0 \cos \omega_0 t \\ u_2(t) = g(t) \end{cases}$$

$$\begin{aligned} \Rightarrow v(t) &= a_0 + a_1 U_0 \cos \omega_0 t + a_1 g(t) + a_2 U_0^2 \frac{1 + \cos 2\omega_0 t}{2} + a_2 g^2(t) + 2a_2 U_0 g(t) \cos \omega_0 t \\ &= a_0 + a_2 \frac{U_0^2}{2} + a_1 g(t) + a_2 g^2(t) + \underbrace{[2a_2 g(t) + a_1] U_0 \cos \omega_0 t}_{\text{semnalul util extras prin filtrare}} + a_2 \frac{U_0^2}{2} \cos 2\omega_0 t \end{aligned}$$

Spectrul semnalului $v(t)$ - prezentat grafic este



Se constată că joasa frecvență nedorită conținută de semnalul $v(t)$ are frecvență maximă $2\omega_{mM}$ corespunzătoare termenului $a_2 g^2(t)$.

Justificare: Din cauză că $g(t) \longleftrightarrow G(\omega) = 0$ pentru $|\omega| > \omega_{mM}$, atunci

$$g^2(t) \longleftrightarrow G_r(\omega) = 0 \text{ pentru } |\omega| > 2\omega_{mM}$$

deoarece componenta de frecvență maximă din spectrul $G(\omega)$ prin ridicare la pătrat determină componenta de frecvență maximă din spectrul $G_r(\omega)$,

$$\cos^2 \omega_{mM} t = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos 2\omega_{mM} t$$

Condiția limită de filtrare se obține scriind,

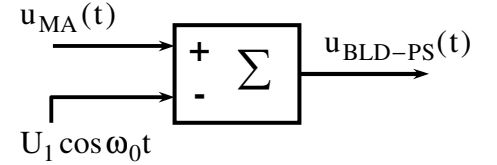
$$\left. \begin{array}{l} \omega_0 - \omega_{mM} > 2\omega_{mM} \Rightarrow 3\omega_{mM} < \omega_0 \\ \omega_0 + \omega_{mM} < 2\omega_0 \Rightarrow \omega_{mM} < \omega_0 \end{array} \right\} \Rightarrow 3\omega_{mM} < \omega_0$$

După filtrare, dacă FTB este ideal, rezultă la ieșire

$$u_e(t) = H_0[a_1 + 2a_2g(t)]\cos(\omega_0t + \theta_0) - \text{adică semnal MA}$$

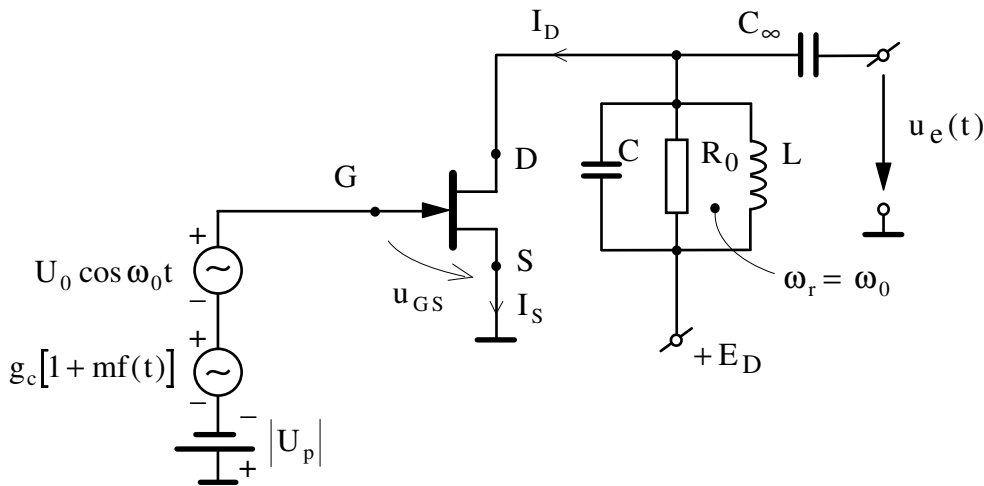
Pentru a obține semnal BLD-PS există mai multe posibilități:

- fie se alege elementul neliniar cu $a_1 = 0 \Rightarrow u_e(t) = K_{\text{mod}} g(t)\cos(\omega_0t + \theta_0)$;
- fie se prelucrează semnalul $g(t)$ în prealabil, așa încât să rezulte componenta pe frecvența purtătoare – nulă;
- fie se transformă semnalul MA prin scăderea unei componente cu frecvența purtătoare și amplitudine convenabilă (v. figura).



Exemplu - de modulator cu element neliniar având o lege de variație pătratică

Un astfel de modulator este cel reprezentat în figură.



TEC-ul cu canal N lucrează în regiunea de saturație, unde

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

Dar

$$u_{GS}(t) = U_0 \cos \omega_0 t + g_c[1 + mf(t)] + U_p$$

astfel că:

$$\begin{aligned} i_D(t) &= \frac{I_{DSS}}{U_p^2} \{ U_0 \cos \omega_0 t + g_c[1 + mf(t)] \}^2 = \\ &= \frac{I_{DSS}}{U_p^2} \left\{ \underbrace{U_0^2 \cos^2 \omega_0 t}_{\text{cc și RF: } 2\omega_0} + \underbrace{g_c^2 [1 + mf(t)]^2}_{\text{JF}} + \underbrace{2U_0 g_c [1 + mf(t)] \cos \omega_0 t}_{\text{RF: } \omega_0 - \text{modulată}} \right\} \end{aligned}$$

Deoarece:

- c.c. este eliminată de condensatorul C_c ;
- componenta de joasă frecvență este eliminată de filtru;
- componenta pe frecvența $2\omega_0$ este eliminată tot de filtru,

semnalul de la ieșire va conține numai componenta utilă.

Dacă c.a.d. are $B_{3dB} \geq 2f_{mM}$, rezultă că

$$u_e(t) = 2U_0 g_c R_e \frac{I_{DSS}}{U_p^2} [1 + mf(t)] \cos(\omega_0 t + \pi)$$

Pentru o bună funcționare a schemei sunt necesare următoarele precauții:

$$U_p \leq u_{GS} \leq V_0 \Rightarrow U_p \leq U_0 \cos \omega_0 t + g_c [1 + mf(t)] + U_p \leq V_0$$

Având în vedere situațiile cele mai defavorabile aceste condiții devin,

$$\begin{cases} -U_0 + g_c(1-m) \geq 0 \\ U_0 + g_c(1+m) \leq V_0 + |U_p| \end{cases} \Rightarrow g_c \geq \frac{U_0}{1-m} - \text{de unde se constată că un grad de modulație de 100\% nu se poate obține cu acest montaj.}$$

Luând condițiile la limită, se obține

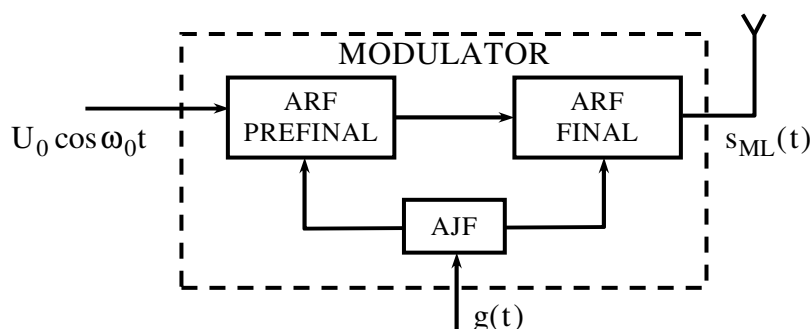
$$g_c = \frac{V_0 + |U_p|}{2}, \quad U_0 = \frac{V_0 + |U_p|}{2}(1-m).$$

4) - Modulatoare direct pe circuitul acordat

În transmisiunile radio este necesară operația de amplificare în putere a semnalelor care au fost modulate în amplitudine.

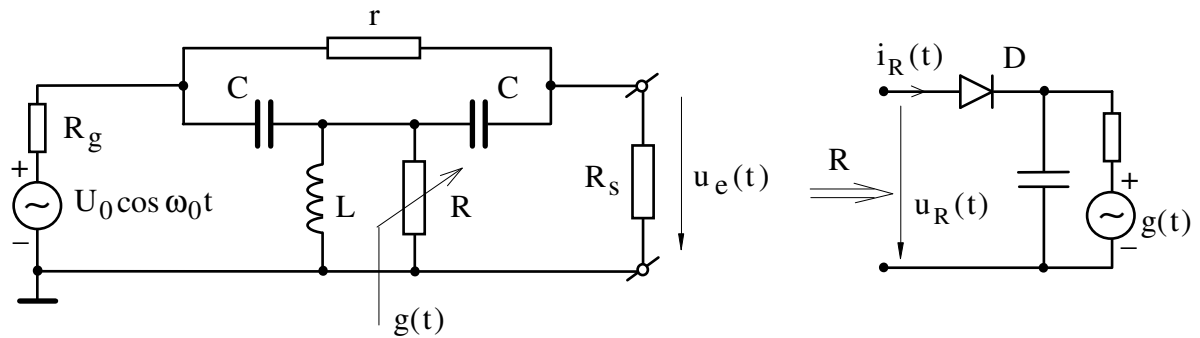
Realizarea de amplificatoare la nivel mare de putere pentru semnalele MA, care să lucreze liniar, este o problemă practică foarte dificilă din cauza distorsiunilor introduse de elementele active, în special, la vârf de modulație.

De aceea, soluția adoptată este realizarea modulării *la nivel mare*, în etajele prefinal și final ale emițătoarelor, adică aplicarea la intrarea acestor etaje de putere a purtătoarei, simultan cu modificarea în ritmul modulației a tensiunii de alimentare (vezi figura).



Modularea se face în acest caz direct pe circuitul acordat și problema constituie un capitol important al cursului de EMIȚĂTOARE predat viitorilor specialiști în domeniul RADIO.

În cadrul acestui curs va fi prezentat numai principiul, exemplificat de modulatorul echilibrat realizat cu o singură diodă care are schema prezentată în continuare.



Dacă $R_g \cong 0$, R_s suficient de mare, $r \ll 2\omega_0 L$ unde $\omega_0 \triangleq \frac{1}{\sqrt{2LC}}$, atunci factorul de transfer al circuitului pe frecvența ω_0 este

$$H(\omega_0) = \frac{\underline{U}_e}{\underline{U}_0} = - \frac{R - \frac{2L}{rC}}{R + \frac{2L}{rC}} = - \frac{R - R_0}{R + R_0}, \quad R_0 \triangleq \frac{2L}{rC}$$

Pentru

$$R = R_0 \Rightarrow H(\omega_0) = 0$$

Rezistența R se realizează variabilă în ritmul semnalului modulator $g(t)$ cu ajutorul circuitului cu diodă, ce constituie un detector comandat de $g(t)$.

Presupunând mai întâi cazul când $g(t) = E = \text{ct.}$, atunci se poate lucra în complex simplificat și rezistența de intrare a detectorului care funcționează în impulsuri de curent de durată $\tau \ll T$ (perioada tensiunii aplicate), este:

$$R = \frac{|\underline{U}_R|}{|\underline{I}_{R1}|} \cong \frac{|\underline{U}_R|}{2I_{R0}} = \frac{|\underline{U}_R|}{\frac{2|\underline{U}_R| - E}{R_d}} = \frac{R_d}{2} \frac{1}{1 - \frac{E}{|\underline{U}_R|}}$$

Determinând pe $\underline{U}_R$ în funcție de $\underline{U}_0 = U_0$ luat ca origine de fază și efectuând înlocuirea în expresia lui R , după prelucrări se obține,

$$R = \frac{R_d}{2} \frac{1 + \frac{E}{U_0} \cdot \frac{2\omega_0 L}{R_d}}{1 - \frac{E}{U_0} \cdot \frac{2\omega_0 L}{R_d}} \xrightarrow{E \rightarrow g(t)} \frac{R_d}{2} \frac{1 + \frac{g(t)}{U_0} \cdot \frac{2\omega_0 L}{R_d}}{1 - \frac{g(t)}{U_0} \cdot \frac{2\omega_0 L}{R_d}} = \frac{R_d}{2} \frac{1 + A}{1 - A}$$

Impunând condiția ca $H(\omega_0) = 0$ pentru $g(t) = 0$, rezultă $R = \frac{R_d}{2} = R_0$, de unde se obține $R_d = 2R_0$.

Din expresia lui $H(\omega_0)$ se determină succesiv,

$$\underline{U}_e = -\underline{U}_0 \cdot \frac{R - R_0}{R + R_0} = -\underline{U}_0 \frac{R_0 \frac{1+A}{1-A} - R_0}{R_0 \frac{1+A}{1-A} + R_0} = -\underline{U}_0 \frac{2 \frac{g(t)}{U_0} \frac{2\omega_0 L}{R_d}}{2}$$

$$\underline{U}_e = -\frac{2\omega_0 L}{R_d} g(t) \Rightarrow u_e(t) = \frac{2\omega_0 L}{R_d} g(t) \cos(\omega_0 t + \pi) - \text{adică un semnal modulat.}$$

Observație

Un detector funcționează numai dacă circuitul de curent al diodei este închis, de aceea în paralel cu R trebuie conectată o bobină și nu un condensator.

5) - Producerea semnalelor modulate BLU

Producerea semnalelor modulate BLU se poate face și pe baza altor metode decât cea bazată pe schema generală de producere a semnalelor ML. De aceea, acestei probleme i se rezervă un subparagraf aparte.

Principalele metode de producere a semnalelor BLU sunt:

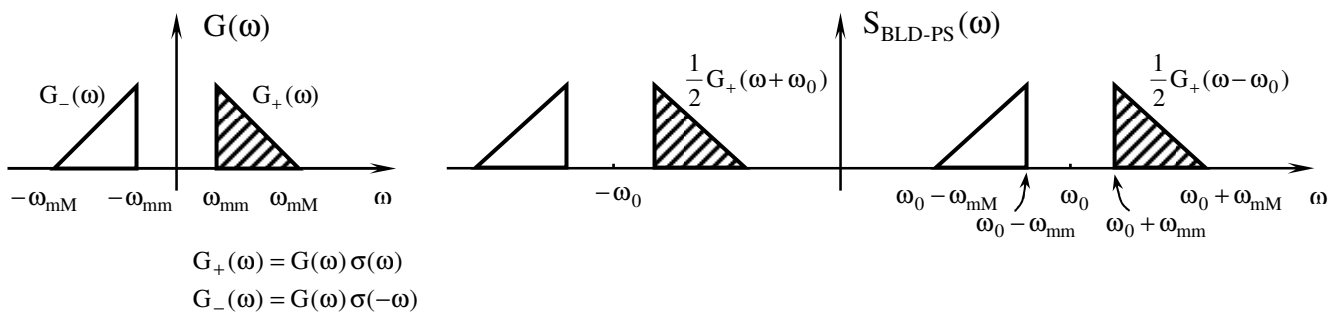
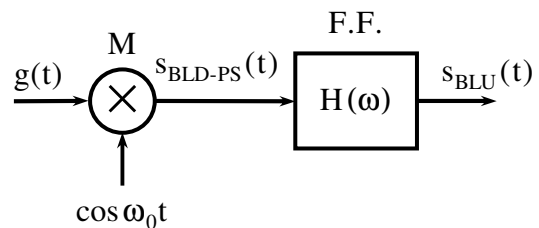
- metoda filtrării;
- metoda Weaver;
- metoda defazării.

a) - Metoda filtrării

Utilizează schema standard de producere a semnalelor ML.

$$s_{\text{BLD-PS}}(t) = g(t) \cos \omega_0 t$$

$$S_{\text{BLD-PS}}(\omega) = \frac{1}{2} [G(\omega - \omega_0) + G(\omega + \omega_0)]$$



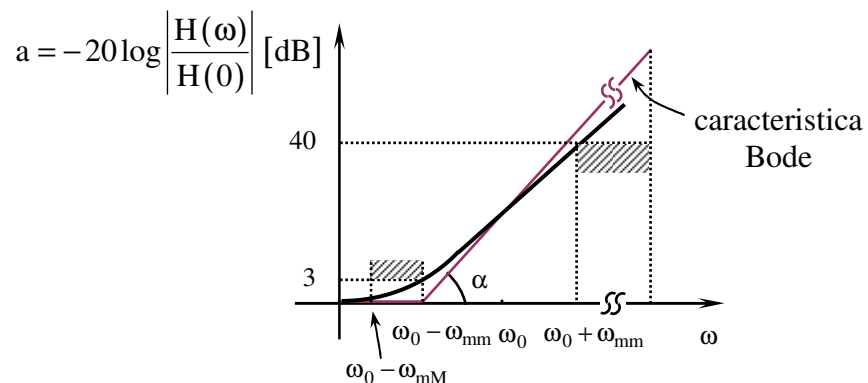
Se observă că pentru semnalul modulator s-a pus în evidență și ω_{mm} .

Pentru a obține:

- BLI este necesar un FTJ sau FPB;
- BLS este necesar un FTS sau FTB.

În continuare se va lua în considerare cazul producerii semnalului BLI.

1 - Dacă se folosește un FTJ, atunci gabaritul pentru caracteristica de atenuare trebuie să fie:



Se observă că pentru o creștere a frecvenței cu $2\omega_{\text{mm}}$, atenuarea trebuie să crească cu aproximativ 40 dB.

Având în vedere că în zona de atenuare funcțiile de circuit normate exprimate în dB sunt proporționale cu $\lg \omega$, atunci panta caracteristicii de atenuare a filtrului exprimată în dB/octavă se determină scriind,

$$\frac{40}{\lg \frac{\omega_0 + \omega_{mm}}{\omega_0 - \omega_{mm}}} = \frac{\operatorname{tg} \alpha}{\lg 2} \Rightarrow \operatorname{tg} \alpha = \frac{12}{\lg \frac{x+1}{x-1}} \text{ dB/octavă}, \quad x \triangleq \frac{\omega_0}{\omega_{mm}}$$

Dacă se consideră un filtru de ordin n , fără nuluri la frecvențe finite, atunci

$$H_L(s) = \frac{1}{\underbrace{P_n(s)}_{\text{polinom de gradul } n}}$$

având o pantă medie în zona de atenuare de $6n$ dB/octavă.

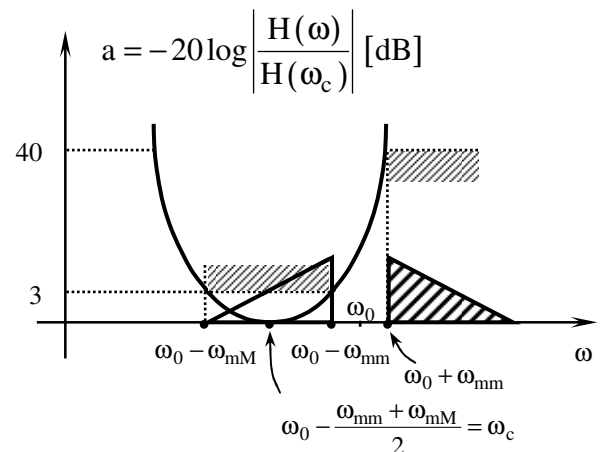
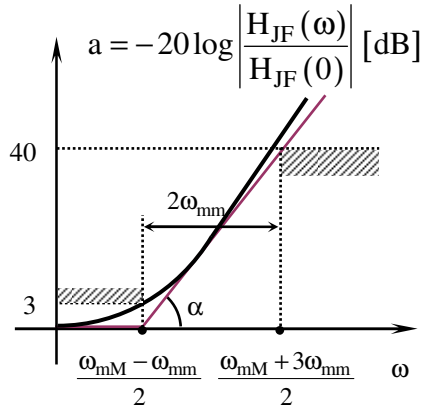
Din egalitatea

$$\frac{12}{\lg \frac{x+1}{x-1}} = 6n - \text{se determină } n, \text{ ordinul filtrului.}$$

Deoarece, în general, $\omega_0 \gg \omega_{mm} \Rightarrow x \gg 1 \Rightarrow \lg \frac{x+1}{x-1} \rightarrow 0 \Rightarrow n$ exagerat de mare și filtrul este imposibil de realizat practic.

Exemplu - În transmisiile telefonice $f_{mm} = 300$ Hz și pentru $f_0 = 30$ kHz $\Rightarrow x = 100$ și $n = 230$ ceea ce justifică concluzia de mai sus.

2 - Dacă se folosește un FTB, gabaritul pentru caracteristica de atenuare este:



Deoarece dimensionarea FTB se face pornind de la echivalentul său de JF, se obține pentru acest filtru gabaritul caracteristicii de atenuare reprezentat mai sus, în partea stângă.

Pe baza raționamentului făcut anterior, se determină panta caracteristicii în zona de atenuare.

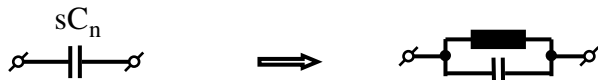
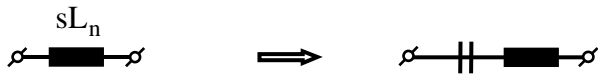
$$\operatorname{tg} \alpha = \frac{12}{\lg \frac{\omega_{mM} + 3\omega_{mm}}{\omega_{mM} - \omega_{mm}}} = \frac{12}{\lg \frac{y+3}{y-1}} \text{ dB/octavă}, \quad y \triangleq \frac{\omega_{mM}}{\omega_{mm}}$$

Exemplu - Considerând tot transmisia telefonică având $f_{mm} = 300$ Hz și $f_{mM} = 3400$ Hz, se obține $y = 11,3 \Rightarrow \operatorname{tg} \alpha = 84,44$ dB/octavă $\Rightarrow n = 14$.

Pentru trecerea FTJ $\rightarrow$ FTB se face schimbarea de variabilă (cunoscută de la SCS),

$$s \rightarrow k \left(\frac{s}{a} + \frac{b}{s} \right) \quad (\text{vezi capitolul Filtru obținute prin transformarea de frecvență})$$

ceea ce conduce la dublarea ordinului, adică dublarea numărului de elemente ale FTB față de FTJ deoarece:

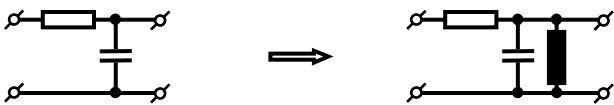


$$k \left(\frac{s}{a} + \frac{b}{s} \right) L_n = sL_s + \frac{1}{sC_s}$$

$$k \left(\frac{s}{a} + \frac{b}{s} \right) C_n = sC_p + \frac{1}{sL_p}$$

- valorile constantelor k , a și b permit denormarea.

Exemplu:



FTJ - ordinul 1

FTB - ordinul 2

În concluzie, comparând varianta cu FTB cu cea cu FTJ din punct de vedere al ordinului filtrului, deoarece $28 \ll 230$, rezultă clar că varianta cu FTB este mult mai convenabilă.

Dar realizarea FTB necesită circuite acordate la care factorul de calitate trebuie să aibă valori de ordinul:

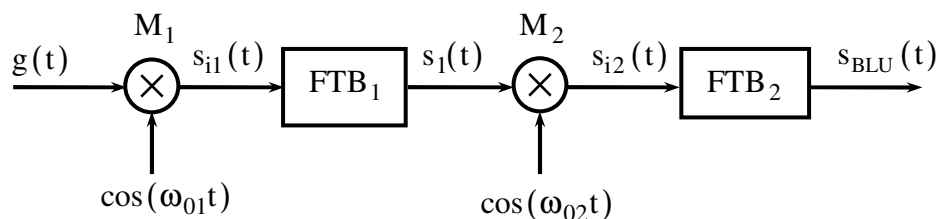
$$Q = \frac{f_c}{B} = \frac{f_c}{f_{mM} - f_{mm}}$$

$$\text{Dacă } f_{mm} = 300 \text{ Hz}, f_{mM} = 3400 \text{ Hz}, f_c \text{ (în jur de) } 3,1 \text{ MHz} \Rightarrow Q \text{ (în jur de) } 1000$$

ceea ce indică faptul că filtrele sunt imposibil de realizat în general cu elemente LC, fiind necesare elemente speciale cum sunt cristalele de cuarț.

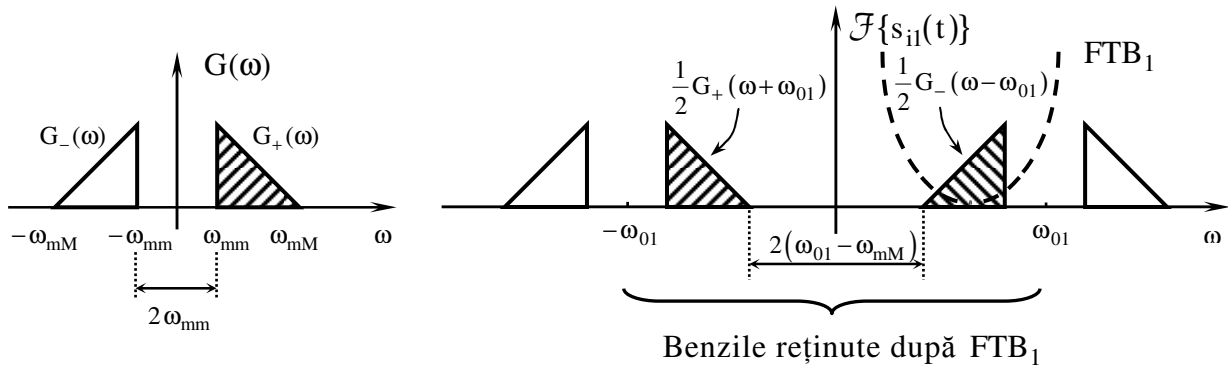
În concluzie realizarea este dificilă din care cauză problema se rezolvă folosind **principiul conversiilor succesive**.

Schema bloc este



Pentru

$$s_{i_1}(t) = g(t) \cos \omega_{01} t \Rightarrow \mathcal{F}\{s_{i_1}(t)\} = \frac{1}{2} G(\omega - \omega_{01}) + \frac{1}{2} G(\omega + \omega_{01})$$

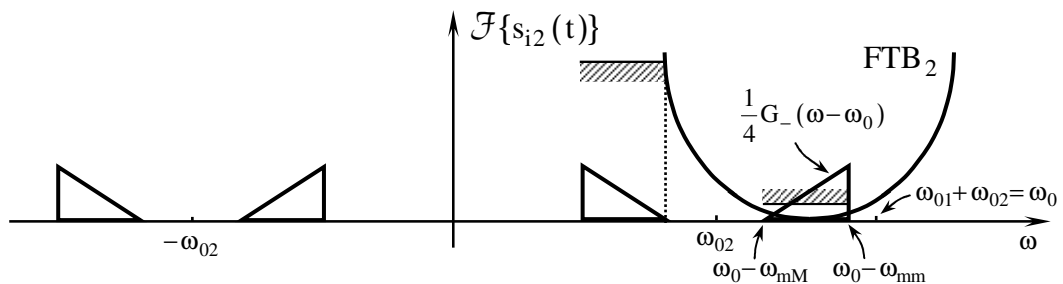


Ecartul de frecvență dintre benzile reținute de FTB_1 este mult mai mare decât cel dintre benzile spectrale ale densității $G(\omega)$.

Frecvența ω_{01} se alege astfel încât $Q = \frac{\omega_{01}}{\omega_{mM} - \omega_{mm}}$ să ia valori acceptabile (~ 20) ceea ce permite realizarea FTB_1 cu elemente LC.

Pentru

$$s_{i_2}(t) = s_1(t) \cos \omega_{02} t \Rightarrow \mathcal{F}\{s_{i_2}(t)\} = \frac{1}{4} [G_+(\omega + \omega_{01} - \omega_{02}) + G_-(\omega - \omega_{01} - \omega_{02}) + G_+(\omega + \omega_{01} + \omega_{02}) + G_-(\omega - \omega_{01} + \omega_{02})]$$



Se constată că pentru BLI este necesar să se aleagă ω_{01} și ω_{02} astfel încât $\omega_{01} + \omega_{02} = \omega_0$.

Deși ω_{02} este mare (dar $\omega_{02} < \omega_0$), filtrul FTB_2 poate fi realizat cu un Q mai mic, deci bandă mai mare, deoarece ecartul dintre lobii spectrali este și el mult mai mare.

Deci și FTB_2 - poate fi realizat mult mai ușor în acest caz.

Concluzii asupra metodei filtrării:

1 - Se folosesc FTJ numai dacă f_p este foarte mică.

2 - Pentru frecvențe purtătoare ridicate se folosesc FTB. Pentru realizare, se pleacă de la FTJ corespunzător echivalentului de JF al FTB, se determină ordinul și apoi se face transformarea, complexitatea FTB dublându-se față de cea a FTJ. În continuare se face studiul factorului de calitate, stabilindu-se necesitatea conversiilor și numărul acestora.

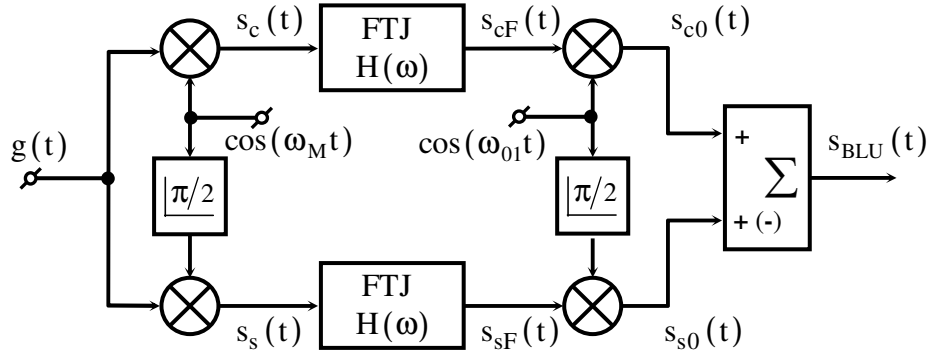
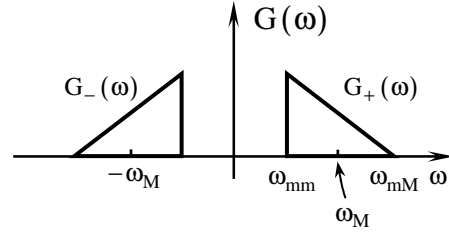
b) - Metoda Weaver (poartă numele autorului)

Se notează cu:

$$\omega_M = \frac{\omega_{mm} + \omega_{mM}}{2}$$

frecvența din mijlocul spectrului semnalului modulator.

Schema bloc de producere în acest caz este

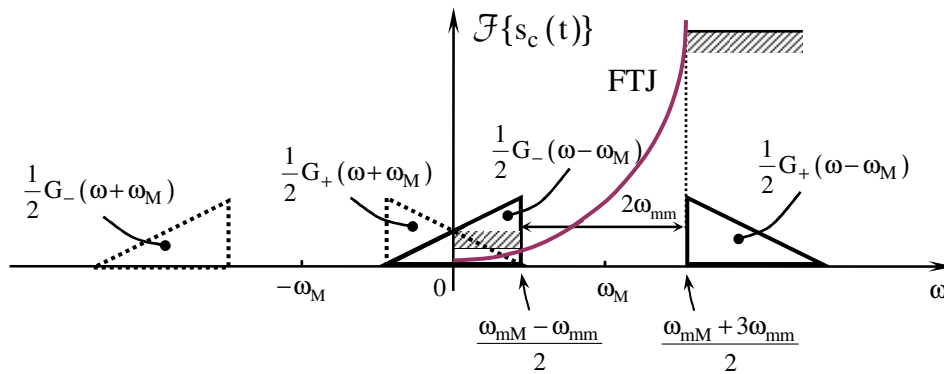


Cu notațiile făcute rezultă,

$$s_c(t) = g(t) \cos \omega_M t \longleftrightarrow \mathcal{F}\{s_c(t)\} = \frac{1}{2} [G_+(\omega - \omega_M) + G_-(\omega - \omega_M) + G_+(\omega + \omega_M) + G_-(\omega + \omega_M)]$$

$$s_s(t) = g(t) \sin \omega_M t \longleftrightarrow \mathcal{F}\{s_s(t)\} = \frac{1}{2j} [G_+(\omega - \omega_M) + G_-(\omega - \omega_M) - G_+(\omega + \omega_M) - G_-(\omega + \omega_M)]$$

Să reprezentăm oricare din densități, de exemplu $\mathcal{F}\{s_c(t)\}$.



Rolul FTJ este același pentru oricare din căi, iar condițiile pentru gabaritul său sunt aceleași ca pentru echivalentul de JF al FTB de la metoda anterioară, astfel că panta pentru a realiza atenuarea de 40 dB este:

$$\text{tg } \alpha = \frac{12}{\lg \frac{y+3}{y-1}} \text{ dB/octavă, } y \triangleq \frac{f_{mM}}{f_{mm}}$$

Pentru exemplul considerat rezultă necesitatea realizării unui FTJ cu $n = 14$ adică un filtru mult mai puțin pretențios decât în cazurile anterioare.

După filtrare se obține:

$$s_{cF}(t) \longleftrightarrow \frac{1}{2}[G_-(\omega - \omega_M) + G_+(\omega + \omega_M)] \quad (\text{s-a considerat pentru simplitate } H(\omega) = 1 \text{ în banda de trecere})$$

$$s_{cF}(t) \longleftrightarrow \frac{1}{2j}[G_-(\omega - \omega_M) - G_+(\omega + \omega_M)]$$

iar după cea de a II-a multiplicare,

$$s_{c0}(t) \longleftrightarrow \frac{1}{4}[G_-(\omega - \omega_M - \omega_{01}) + G_+(\omega + \omega_M - \omega_{01}) + G_-(\omega - \omega_M + \omega_{01}) + G_+(\omega + \omega_M + \omega_{01})]$$

$$s_{s0}(t) \longleftrightarrow -\frac{1}{4}[G_-(\omega - \omega_M - \omega_{01}) - G_+(\omega + \omega_M - \omega_{01}) - G_-(\omega - \omega_M + \omega_{01}) + G_+(\omega + \omega_M + \omega_{01})]$$

$$s_e(t) = s_{c0}(t) + s_{s0}(t) \longleftrightarrow \quad / \quad + \frac{1}{2}G_+[\underbrace{\omega - (\omega_{01} - \omega_M)}_{=\omega_0}] + \frac{1}{2}G_-[\underbrace{\omega + (\omega_{01} - \omega_M)}_{=\omega_0}] + / =$$

$$= \frac{1}{2}[G_+(\omega - \omega_0) + G_-(\omega + \omega_0)] \quad - \text{adică semnal BLS}$$

Deci: $s_e(t) = s_{BLS}(t)$.

Observație

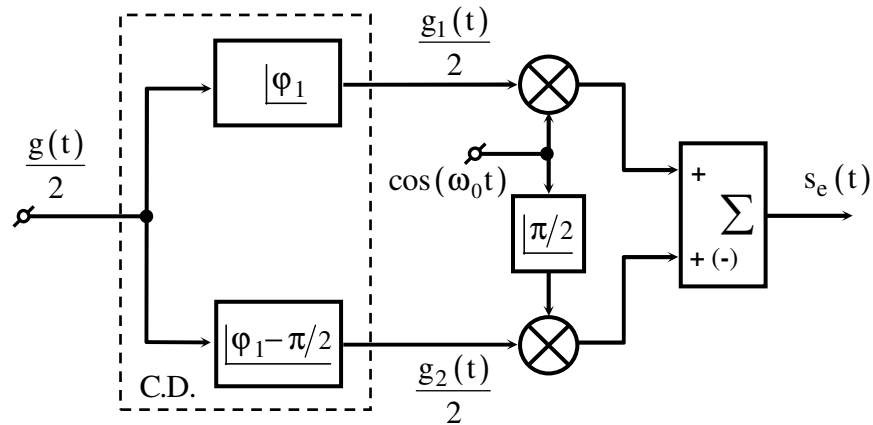
Deși necesită un filtru mult mai simplu decât în cazul metodei filtrării, modulatorul Weaver este critic din punct de vedere al echilibrării celor două căi, atât în ceea ce privește câștigul, cât și faza. Eventualele dezechilibre fac să nu se mai reducă termenii nedorți.

c) - Metoda defazării

Se bazează pe descompunerea semnalului BLU în cele două componente:

$$s_{BLU}(t) = \underbrace{\frac{1}{2}g(t)\cos\omega_0 t}_{\text{comp. în fază}} \pm \underbrace{\frac{1}{2}\hat{g}(t)\sin\omega_0 t}_{\text{comp. în cuadratură}}$$

Schema bloc a modulatorului este:



Dacă se consideră $g(t)$ - semnal audio, atunci defazajele introduse între componentele de frecvență diferite la trecerea printr-un filtru TT, nu afectează calitatea audiției din cauză că urechea nu este sensibilă la distorsiunile de fază.

Ca urmare, dacă:

$$\frac{\mathcal{F}\{g_1(t)\}}{\mathcal{F}\{g(t)\}} = H_1(\omega) = e^{j\varphi_1(\omega)},$$

$$\frac{\mathcal{F}\{g_2(t)\}}{\mathcal{F}\{g(t)\}} = H_2(\omega) = e^{j\varphi_2(\omega)},$$

este posibil să se realizeze circuitul defazor (CD) așa încât:

$$\varphi_2(\omega) \cong \varphi_1(\omega) - \frac{\pi}{2} \text{ pentru } \omega \in (\omega_{mm}, \omega_{mM})$$

Rezultă că:

$$\begin{aligned} \frac{\mathcal{F}\{g_2(t)\}}{\mathcal{F}\{g_1(t)\}} &= \frac{H_2(\omega)}{H_1(\omega)} = \\ &= e^{j[\varphi_2(\omega) - \varphi_1(\omega)]} = \begin{cases} e^{-j\frac{\pi}{2}} & \text{pentru } \omega \in (\omega_{mm}, \omega_{mM}) \\ \left(e^{-j\frac{\pi}{2}}\right)^* = e^{j\frac{\pi}{2}} & \text{pentru } \omega \in (-\omega_{mM}, -\omega_{mm}) \end{cases} = \end{aligned}$$

$$= -j \operatorname{sgn} \omega \quad \text{pentru } |\omega| \in (\omega_{mm}, \omega_{mM})$$

de unde se deduce că:

$$G_2(\omega) = G_1(\omega)[-j \operatorname{sgn} \omega] \Rightarrow g_2(t) = \hat{g}_1(t)$$

Semnalul modulat de la ieșire este

$$s_e(t) = \frac{1}{2} g_1(t) \cos \omega_0 t \pm \frac{1}{2} \hat{g}_1(t) \sin \omega_0 t$$

unde semnalul modulator este $g_1(t)$ și nu $g(t)$. Dar cele două semnale diferă numai prin spectrul de fază ceea ce face ca din punct de vedere al audiției să fie identice.

Deci:

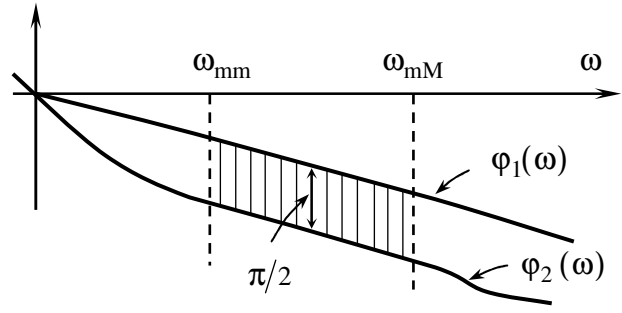
$$s_e(t) = s_{BLU}(t)$$

Dacă se notează cu $d(\omega)$ abaterea față de $\frac{\pi}{2}$ realizată între fazele semnalelor $g_1(t)$ și $g_2(t)$, adică

$$\varphi_2(\omega) = \varphi_1(\omega) - \frac{\pi}{2} + d(\omega)$$

se poate demonstra că gradul de complexitate al CD crește cu cât ε este mai mic și γ mai mare, unde

$$\varepsilon = \max |d(\omega)|, \quad \gamma = \frac{\omega_{mM}}{\omega_{mm}}$$



Efectul erorii de fază ε

Se determină acest efect în cazul semnalului modulator sinusoidal:

$$g_1(t) = \cos \omega_m t$$

$$g_2(t) = \cos(\omega_m t - \frac{\pi}{2} + \varepsilon) = \sin(\omega_m t + \varepsilon)$$

$$\begin{aligned} s_{\text{BLU}}(t) &= \frac{1}{2} \cos \omega_m t \cos \omega_0 t \stackrel{\text{BLI}}{\pm} \sin(\omega_m t + \varepsilon) \sin \omega_0 t = \\ &= \frac{1}{4} \cos(\omega_0 + \omega_m)t + \frac{1}{4} \cos(\omega_0 - \omega_m)t - \frac{1}{4} \cos[(\omega_0 + \omega_m)t + \varepsilon] + \frac{1}{4} \cos[(\omega_0 - \omega_m)t - \varepsilon] = \\ &= \frac{1}{2} \underbrace{\cos\left[(\omega_0 - \omega_m)t - \frac{\varepsilon}{2}\right]}_{\text{comp. utilă - BLI}} \cos \frac{\varepsilon}{2} + \frac{1}{2} \underbrace{\sin\left[(\omega_0 + \omega_m)t + \frac{\varepsilon}{2}\right]}_{\text{comp. nedorită - BLS}} \sin \frac{\varepsilon}{2} \end{aligned}$$

Factorul de rejecție:

$$R = \frac{\text{amplitudinea componentei nedorite}}{\text{amplitudinea componentei utile}} = \frac{\left| \frac{1}{2} \sin \frac{\varepsilon}{2} \right|}{\left| \frac{1}{2} \cos \frac{\varepsilon}{2} \right|} = \left| \text{tg} \frac{\varepsilon}{2} \right| \cong \frac{\varepsilon}{2}$$

deoarece în majoritatea situațiilor,
 ε este foarte mic

Dacă se impune o atenuare de minim 40 dB rezultă,

$$R < \frac{1}{100} \text{ adică } \varepsilon < 0,02 \text{ rad} \cong 1,15^\circ.$$

Observație

Dacă ponderile celor două componente ale semnalului BLU nu sunt egale, eliminarea benzilor laterale nu se face complet, efectul putând fi calculat la fel ca în cazul erorii de fază.