

1.3. PRINCIPIILE DEMODULĂRII SEMNALELOR ML

Ipoteză: În cadrul acestui paragraf, se consideră semnalul modulat, neafectat de zgomot sau perturbații.

Demodularea este procesul invers *modulării* - adică procesul de extragere a semnalului modulator din semnalul modulat.

Procedeele de demodulare utilizate sunt:

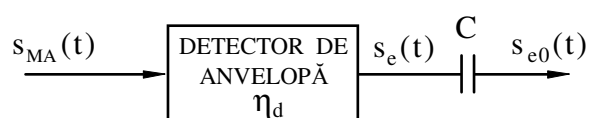
- demodularea necoerentă (asincronă);
- demodularea coerentă (sincronă).

1) - Demodularea necoerentă

Se folosește în special pentru demodularea semnalului MA,

$$s_{MA}(t) = U_0[1 + mf(t)]\cos \omega_0 t, \quad |f(t)| \leq 1 \text{ și } m \leq 1.$$

Extragerea informației se face cu ajutorul **detectorului de anvelopă** care este capabil să urmărească variațiile anvelopei, ceea ce indică și numele său.



Semnalul la ieșirea detectorului este

$$s_e(t) = \eta_d U_0[1 + mf(t)],$$

unde

$$\eta_d \triangleq \frac{U_{JFieș}}{mU_0} \quad - \text{ reprezintă } \textbf{factorul de transfer} \text{ sau } \textbf{randamentul} \text{ detectorului.}$$

Eliminând c.c. cu ajutorul unui condensator, rezultă:

$$s_{e0}(t) = \eta_d m U_0 f(t) = U_{JFieș} f(t) \quad - \text{ adică semnalul obținut este proporțional cu semnalul modulator, diferența constând într-o constantă.}$$

Pentru celelalte semnale ML utilizarea în mod direct a detectorului de anvelopă nu permite extragerea informației, deoarece variațiile anvelopei nu mai sunt proporționale cu aceasta.

Procedeele de demodulare utilizat în aceste cazuri este demodularea coerentă.

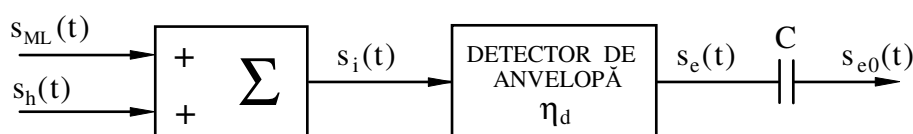
2) - Demodularea coerentă

Această demodulare poate fi realizată: - cu sumator, sau
- cu circuit de produs.

Analiza celor două procedee va fi făcută la general, particularizările fiind simplu de efectuat ulterior.

a) - Demodularea cu sumator

Schema de principiu pentru această demodulare este



Semnalele aplicate sunt:

$$s_{ML}(t) = \frac{\alpha}{2} g(t) \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} g_\beta(t) \sin \omega_0 t,$$

$$s_h(t) = U_h \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \Delta\varphi].$$

Pentru o funcționare optimă, după cum se va arăta mai târziu, este necesar ca semnalul sinusoidal generat local de oscilatorul receptorului trebuie să aibă aceeași frecvență și aceeași fază cu purtătoarea de la emisie, adică să fie realizate **condițiile de sincronism și sinfazare**.

Generarea unei astfel de oscilații fără erori este practic extrem de dificilă (chiar imposibilă dacă nu este sincronizată cu purtătoarea semnalului ML). De aceea, se va lua în discuție cazul când există abateri de frecvență $\Delta\omega$ și de fază $\Delta\varphi$.

După însumare rezultă semnalul,

care mai poate fi scris și sub forma

$$s_i(t) = s_{ML}(t) + U_h \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \Delta\varphi] = U_i(t) \cos[\omega_0 t + \varphi(t)].$$

Acest semnal trecut prin detectorul de anvelopă, determină la ieșire

$$s_e(t) = \eta_d U_i(t),$$

ceea ce arată necesitatea calculării anvelopei $U_i(t)$ a lui $s_i(t)$, care se face punând în evidență componentele în fază și în cuadratură ale acestui semnal,

$$s_i(t) = \underbrace{\left[\frac{\alpha}{2} g(t) + U_h \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right]}_{A(t)} \cos \omega_0 t + \underbrace{\left[\frac{1}{2} g_\beta(t) - U_h \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right]}_{B(t)} \sin \omega_0 t.$$

Rezultă

$$U_i(t) = \sqrt{A^2(t) + B^2(t)} =$$

$$= \sqrt{\left[\frac{\alpha}{2} g(t) \right]^2 + \left[\frac{1}{2} g_\beta(t) \right]^2 + \alpha U_h g(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) - U_h g_\beta(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi) + U_h^2} =$$

$$= U_h \sqrt{1 + \underbrace{\frac{\alpha}{U_h} g(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) - \frac{1}{U_h} g_\beta(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi)}_x + \frac{\alpha^2 g^2(t) + g_\beta^2(t)}{4U_h^2}}.$$

Deoarece semnalul local poate fi generat la recepție cu amplitudine suficient de mare în raport cu a semnalului recepționat, atunci

$$U_h \gg \sqrt{\left[\frac{\alpha}{2} g(t) \right]^2 + \left[\frac{g_\beta}{2} \right]^2},$$

ceea ce permite neglijarea ultimului termen de sub radical și dezvoltarea acestuia în serie, obținând

$$U_i(t) \cong U_h \sqrt{1+x} = U_h \left(1 + \frac{x}{2} + \dots \right) \cong$$

$$\cong U_h + \frac{\alpha}{2} g(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) - \frac{1}{2} g_\beta(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi),$$

astfel că semnalul la ieșirea demodulatorului, după ce s-a eliminat și c.c. este

$$s_{e0}(t) = \eta_d \left[\frac{\alpha}{2} g(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) - \frac{1}{2} g_\beta(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right].$$

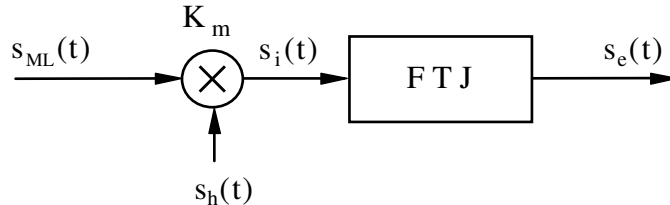
Situația optimă se obține pentru

$$\Delta\omega = 0, \quad \Delta\varphi = 0 \quad \Rightarrow \quad s_{e0}(t) = \eta_d \frac{\alpha}{2} g(t),$$

adică semnalul la ieșire este proporțional cu semnalul modulator pentru oricare tip de modulație.

b) - Demodularea de produs

Schema demodulării conține un multiplicator în patru cadrane și un FTJ.



Semnalele aplicate sunt:

$$s_{ML}(t) = \frac{\alpha}{2} g(t) \cos \omega_0 t + \frac{1}{2} g_\beta(t) \sin \omega_0 t,$$

$$s_h(t) = U_h \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \Delta\varphi].$$

Semnalul după multiplicare este

$$\begin{aligned} s_i(t) &= K_m s_{ML}(t) U_h \cos[(\omega_0 + \Delta\omega)t + \Delta\varphi] = \\ &= \frac{K_m U_h \alpha}{4} g(t) \left\{ \underbrace{\cos[(2\omega_0 + \Delta\omega)t + \Delta\varphi]}_{\text{RF: } 2\omega_0} + \underbrace{\cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi)}_{\text{JF}} \right\} + \\ &+ \frac{K_m U_h}{4} g_\beta(t) \left\{ \underbrace{\sin[(2\omega_0 + \Delta\omega)t + \Delta\varphi]}_{\text{RF: } 2\omega_0} - \underbrace{\sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi)}_{\text{JF}} \right\}, \end{aligned}$$

iar după FTJ

$$s_e(t) = \frac{K_m U_h}{2} \left[\frac{\alpha}{2} g(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) - \frac{1}{2} g_\beta(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right].$$

Se constată că dacă se face abstracție de constanta multiplicativă: $K_m U_h / 2 \rightarrow \eta_d$, expresia semnalului de ieșire este identică cu cea dată de demodulatorul cu sumator, numai că în acest caz expresia este exactă, indiferent de valoarea lui U_h .

Situația optimă este tot pentru:

$$\Delta\omega = 0, \quad \Delta\varphi = 0 \quad \Rightarrow \quad s_e(t) = \frac{K_m U_h}{2} \cdot \frac{\alpha}{2} g(t),$$

dar realizarea acestui deziderat nu este ușor din punct de vedere practic.

c) - Condițiile de funcționare pentru demodularea coerentă

O analiză a implicațiilor nerespectării condițiilor de sincronism și sinfazare pentru diferitele tipuri de modulații conduce la o serie de concluzii care sunt prezentate în continuare (analiza se găsește în literatura indicată).

- Pentru **BLD - PS** $\Rightarrow s_{e0}(t) = \eta_d g(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi)$, ($\alpha = 2$, $g_\beta(t) = 0$).

- a) - Dacă $\Delta\omega \neq 0$ - nu se poate obține informația, adică nu se poate realiza demodularea.
- b) - Dacă $\Delta\omega = 0$, $\Delta\varphi \neq 0$ - demodularea este posibilă dacă $\Delta\varphi$ nu este prea mare, deoarece semnalul de ieșire este micșorat prin înmulțirea cu $\cos \Delta\varphi$.

Pentru o scădere de maxim 3 dB este necesar ca $|\Delta\varphi| \leq \pi/4$, iar pentru $\Delta\varphi = \pm \pi/2$, recepția este anulată.

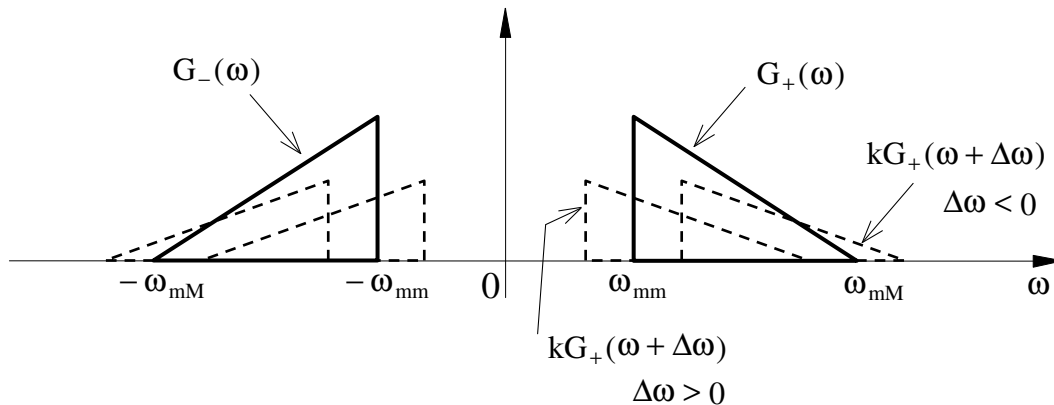
- Pentru **BLU**

$$\Rightarrow s_{e0}(t) = \frac{\eta_d}{2} \left[g(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \pm \hat{g}(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right], \quad \left(\alpha = 1, \quad g_\beta(t) = \pm \hat{g}(t) \right).$$

- a) - Dacă $\Delta\omega \neq 0$ - are loc o deplasare a tuturor componentelor spectrale cu $\Delta\omega$,

$$G_+(\omega) \rightarrow G_+(\omega + \Delta\omega)$$

$$G_-(\omega) \rightarrow G_-(\omega - \Delta\omega).$$



În cazul transmisiilor de semnale audio, pentru valori acceptabile ($\Delta f < 20$ Hz), se păstrează inteligibilitatea, deci demodularea este posibilă fără ca oscilația locală de la recepție să fie sincronizată cu cea de la emisie.

Exemplu - pentru un OL cu $\varepsilon < 10^{-6}$ dacă $f_{or} = 3$ MHz $\Rightarrow \Delta f = \pm 3$ Hz care are efecte neglijabile.

Pentru alte tipuri de semnale demodularea este imposibilă fără sincronizare.

- b) - Dacă $\Delta\omega = 0$, $\Delta\varphi \neq 0$ - în cazul semnalelor audio, distorsiunile de fază introduse nu sunt sesizate, deci demodularea este realizată în condiții normale, ceea ce nu este valabil pentru un semnal video.

- Pentru **RBL**

$$\Rightarrow s_{e0}(t) = \frac{\eta_d}{2} \left[g(t) \cos(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \pm g_q(t) \sin(\Delta\omega t + \Delta\varphi) \right], \quad (\alpha = 1, \quad g_\beta(t) = \pm g_q(t)).$$

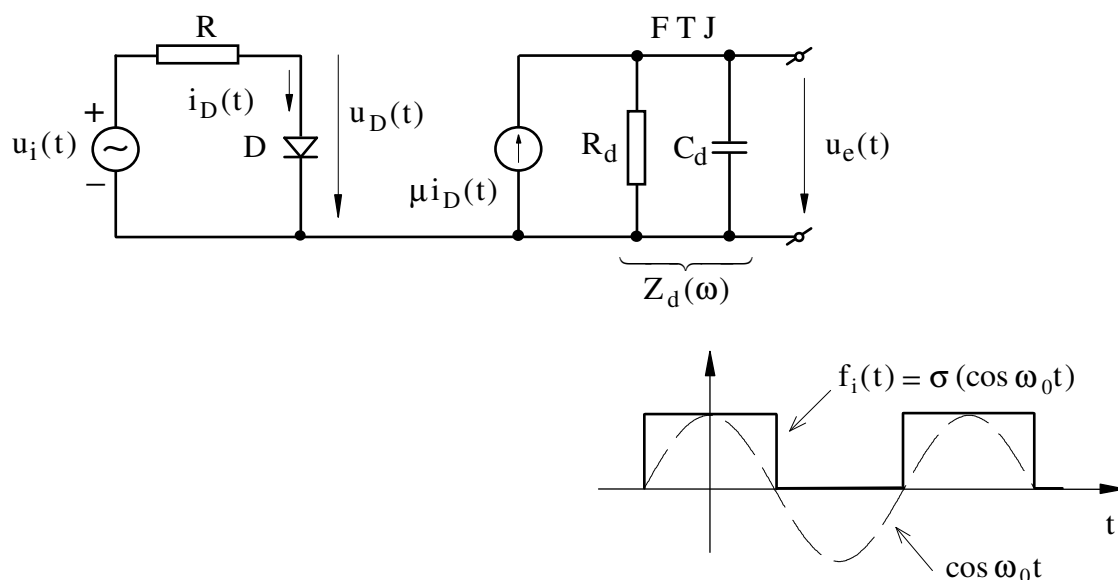
- a) - Dacă $\Delta\omega \neq 0$ - demodularea nu poate fi realizată, semnalul detectat fiind inutilizabil.
- b) - Dacă $\Delta\omega = 0$, $\Delta\varphi \neq 0$ - pentru semnalul video, demodularea este imposibilă;
- pentru semnalul audio, apare o distorsionare liniară care poate fi acceptabilă dacă $\Delta\varphi$ este mic.

1.4. TEHNICA DEMODULĂRII SEMNALELOR ML

1) - **Detectorul de anvelopă** - este de două tipuri: - prin mediere;
- de vârf.

a) - **Detectorul de anvelopă prin mediere**

Schema de principiu este



Într-o primă analiză se consideră dioda ideală, astfel că pentru:

$$\begin{aligned} u_i > 0 &\Rightarrow i_D = \frac{u_i}{R + r_d} \cong \frac{u_i}{R} \neq 0 \quad (\text{deoarece rezistența de conducție a diodei } r_d \ll R) \\ u_i < 0 &\Rightarrow i_D = 0 \end{aligned}$$

Dacă

$$u_i(t) = U_i(t) \cos \omega_0 t, \quad \text{unde } U_i(t) > 0, \quad \omega_0 = \frac{2\pi}{T},$$

atunci

$$i_D(t) = \frac{U_i(t)}{R} f_i(t) \cos \omega_0 t = \frac{U_i(t)}{R} \left[\underbrace{\frac{1}{2} \cos \omega_0 t}_{\text{RF: } \omega_0} + \underbrace{\frac{1}{\pi}}_{\text{JF}} + \underbrace{\frac{1}{\pi} \cos 2\omega_0 t}_{\text{RF: } 2\omega_0} - \underbrace{\frac{2}{3\pi} \cos 3\omega_0 t \cos \omega_0 t + \dots}_{\text{RF: } 2\omega_0, 4\omega_0} \right]$$

Presupunând că filtrul reține numai JF și suprimă componentele de RF modulate, atunci

$$u_e(t) = \frac{\mu}{\pi R} U_i(t) * z_d(t), \quad z_d(t) \longleftrightarrow Z_d(s) = \frac{R_d}{1 + s C_d R_d}$$

Cunoscând $U_i(t)$ se calculează transformata sa $\mathcal{F}$ sau transformata $\mathcal{L}$, se înmulțește cu $Z_d(j\omega)$ sau $Z_d(s)$ și se revine calculând transformarea inversă - semnalul fiind demodulat cu distorsiuni liniare.

Dacă se poate aproxima $Z_d(j\omega) = R_d$ pentru $|\omega| \leq \omega_{mM}$, atunci

$$u_e(t) = \frac{\mu R_d}{\pi R} U_i(t)$$

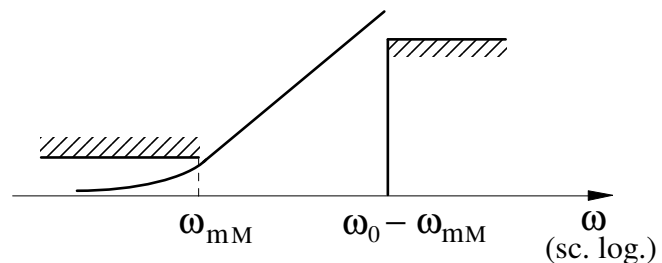
și semnalul de intrare este demodulat fără distorsiuni.

Condițiile de filtrare necesare în proiectarea filtrului sunt:

- 1) $\frac{1}{\omega_{mM} C_d} \geq R_d$ - pentru ca filtrul să lase să treacă componenta de frecvență superioară a spectrului util cu o atenuare maximă de 3 dB, această valoare corespunzând egalității;
- 2) $\frac{1}{(\omega_0 - \omega_{mM}) C_d} \ll R_d$ - pentru a atenua suficient frecvența cea mai apropiată de spectrul util, condiția fiind pusă pentru cazul cel mai defavorabil.

Dacă

$$\frac{1}{(\omega_0 - \omega_{mM}) C_d} \leq \frac{R_d}{100} \Rightarrow \text{o atenuare minimă de 40 dB.}$$



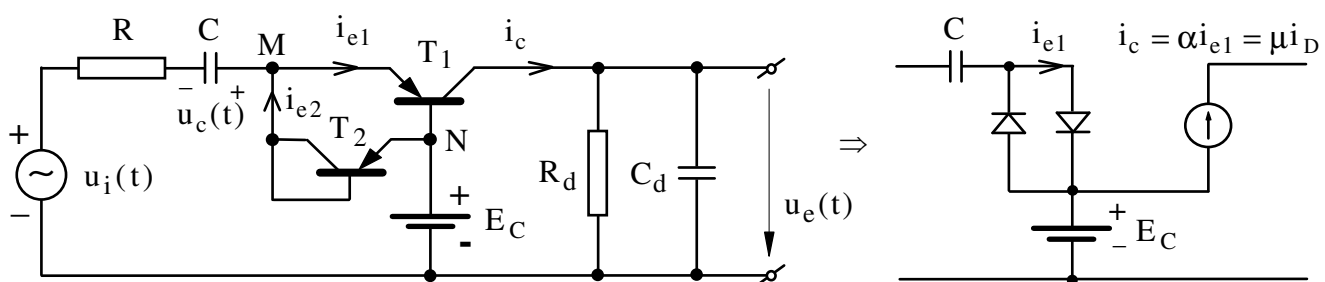
Se constată că determinarea valorilor pentru elementele filtrului este critică.

Dacă C_d este prea mare se obțin atenuări bune pentru componentele de RF inutile, dar sunt afectate și cele utile, în special componentele de frecvență superioară din spectrul util.

Dacă C_d este prea mic, atunci fenomenul este invers, nu mai sunt bine atenuate componentele de RF.

Scheme practice

1) - Detector de anvelopă prin mediere cu tranzistor



Condensatorul C - este un condensator de cuplaj care separă generatorul $u_i(t)$ de sursa de polarizare E_C aflată în baza tranzistorului T_1 , fiind scurtcircuit pentru semnal.

Tranzistorul T_1 - are joncțiunea E-B nepolarizată, această joncțiune funcționând ca diodă.

Tranzistorul T_2 - este montat ca diodă cu rezistență serie mică (B-C scurt) asigurând o cale de întoarcere pentru curentul prin condensator prevenind blocarea completă a tranzistorului T_1 .

Din punct de vedere al condensatorului, punctele M-N sunt în scurtcircuit în regim dinamic.

Deoarece valoarea medie a tensiunii modulate este nulă, $\tilde{u}_i(t) = 0$, atunci curentul mediu prin condensator este nul, rezultând

$$\tilde{i}_{e1}(t) = \tilde{i}_{e2}(t),$$

ceea ce implică încărcarea condensatorului la o tensiune constantă

$$u_c(t) \cong E_C.$$

Prin urmare dacă: $u_i(t) > 0 \Rightarrow i_e = i_D \neq 0$

$$u_i(t) < 0 \Rightarrow i_e = i_D = 0$$

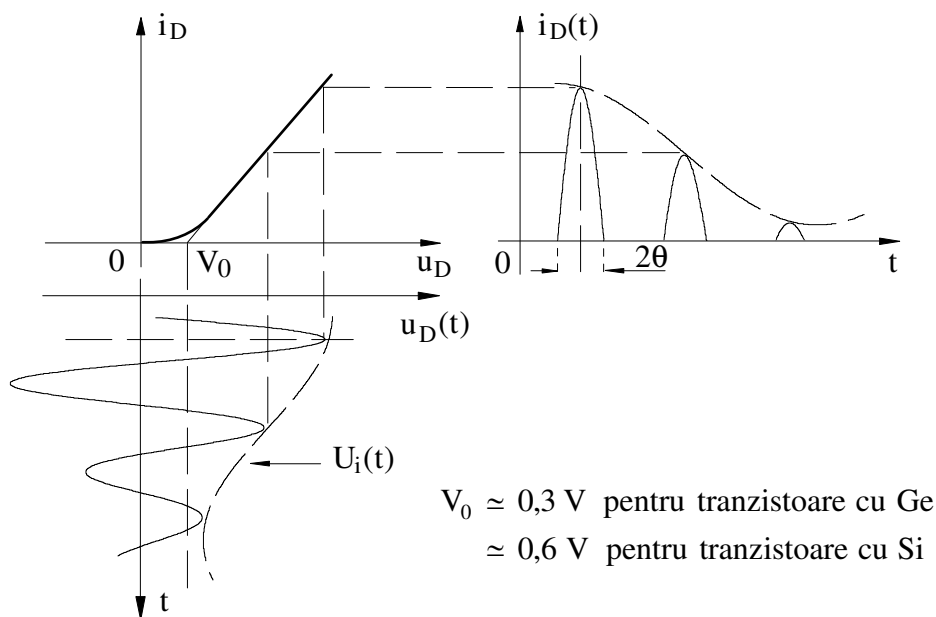
și analiza în continuare corespunde prezentării făcute anterior, adică $i_c(t) = \mu i_D(t)$ este un curent în impulsuri de amplitudine variabilă în ritmul modulației din care se reține valoarea medie cu ajutorul FTJ.

În condițiile unei diode reale, când nivelul semnalului $u_i(t)$ este mic (situație corespunzătoare profunzimii de modulație), vor apărea distorsiunile.

Se poate arăta că funcționarea este fără distorsiuni dacă

$$U_i(t) \geq 4V_0, \quad V_0 - \text{fiind tensiunea de deschidere în cazul aproximării caracteristicii prin segmente.}$$

Pentru $U_i(t) = U_0[1 + m f(t)]$ rezultă $U_0 \geq \frac{4V_0}{1-m}, \quad m < 1.$

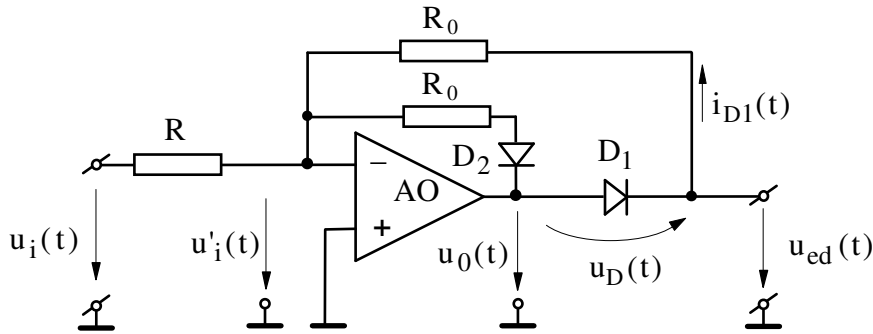


Dacă condiția de mai sus nu este îndeplinită, $i_D(t)$ nu mai este proporțional cu anvelopa $U_i(t)$, fiind distorsionat.

Pentru ca $U_i(t)$ să aibă nivele cât mai mari în raport cu tensiunea de deschidere, se pot alege T_1 și T_2 cu Ge. Rezultă că la profunzimea de modulație trebuie $U_i(t)|_{\min} > 1,2 \text{ V}$, în caz contrar apar distorsiuni care pot fi acceptate sau nu în funcție de situația practică.

2) - Detector de anvelopă prin mediere cu AO

Pentru a reduce efectul tensiunii de deschidere V_0 , se utilizează schema cu AO din figura prezentată în continuare.



Se presupune că AO este ideal. Diodele D_1 și D_2 sunt diode reale. Dioda D_1 - realizează detecția, iar dioda D_2 evită intrarea în saturație a AO.

Dacă $u_i(t) = 0 \Rightarrow u_0(t) = 0$

$u_i(t) > 0 \Rightarrow u_0(t) < 0$ tinzând să scadă (spre saturație) determinând deschiderea diodei D_2 și prin R_0 se realizează reacția negativă pentru a evita intrarea AO în saturație (și de a rămâne "agățat"). Dioda D_1 este blocată $\Rightarrow u_e(t) = 0$.

$u_i(t) < 0 \Rightarrow u_0(t) > 0$ tinzând să crească determinând deschiderea diodei D_1 și reacția este asigurată prin cealaltă rezistență R astfel că

$$u_e(t) = -\frac{R_0}{R} u_i(t).$$

Dioda D_2 este blocată.

Deci

$$u_e(t) = \begin{cases} 0 & \text{pentru } u_i(t) > 0 \\ -\frac{R_0}{R} U_i(t) & \text{pentru } u_i(t) < 0 \end{cases} \Rightarrow u_e(t) = -\frac{R_0}{R} U_i(t) f_i(t) \cos \omega_0 t$$

Cum se reduce efectul tensiunii de deschidere?

Pe baza schemei se pot scrie ecuațiile:

$$\left. \begin{aligned} \frac{u_i - u_i'}{R} &= -i_{D1} \\ u_i' &= -i_{D1} R_0 - u_D - A u_i' \Rightarrow u_i' = -\frac{i_{D1} R_0 + u_D}{1+A} \end{aligned} \right\} \Rightarrow$$

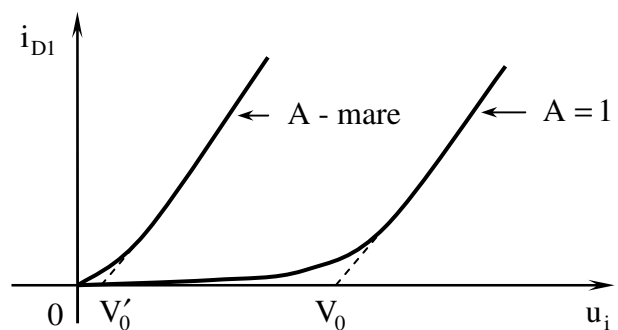
$$-u_i = i_{D1} \left(R + \frac{R_0}{1+A} \right) + \frac{u_D}{1+A} = i_{D1} \left(R + \frac{R_0}{1+A} \right) + \frac{kT}{q(1+A)} \ln \frac{i_{D1}}{I_s}$$

Se constată că termenul care dă neliniaritatea este mult diminuat.

Dacă $A > 100$ (ușor de realizat cu AO), atunci

$$-u_i \cong i_{D1} R \Rightarrow u_{ed}(t) = i_{D1} R_0 = -\frac{R_0}{R} u_i(t)$$

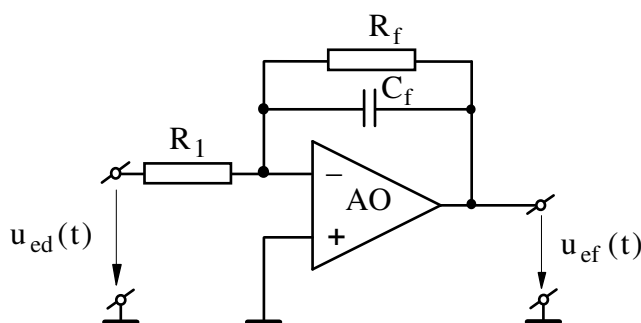
rezultat asemănător cu cel obținut în urma analizei de principiu când dioda a fost considerată ideală.



Observație

Spre deosebire de schema din primul exemplu la care se lucra cu curentul, la schema din al doilea exemplu se lucrează cu tensiunea din care cauză și FTJ trebuie ales să filtreze o tensiune (adică funcția de circuit să fie un factor de transfer în tensiune).

Schema unui astfel de filtru care realizează medierea (adică reține JF) este



$$H(\omega) = -\frac{\frac{R_f}{1 + j\omega C_f R_f}}{R_1} = -\frac{R_f}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega C_f R_f}$$

Pentru JF $\Rightarrow H(\omega) \cong -\frac{R_f}{R_1}$
($\omega_m C_f R_f \ll 1$)

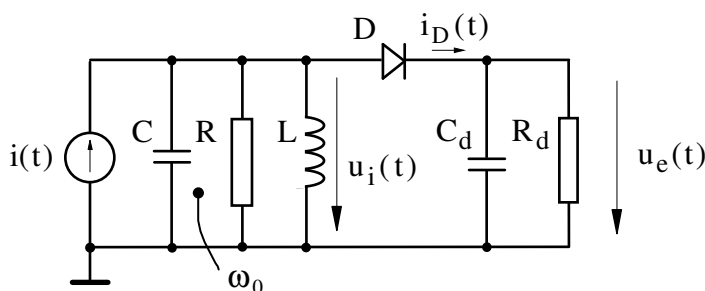
$$\text{și } u_{ef}(t) = +\frac{1}{\pi} \cdot \frac{R_0}{R} \cdot \frac{R_f}{R_1} U_i(t)$$

de unde rezultă $\mu = \frac{R_0}{R_1}$.

b) - Detectorul de vârf

Detectorul de vârf este foarte mult utilizat, în deosebi în radioreceptoarele SH.

Schema sa de principiu este



Regimul static - presupune aplicarea unui curent nemodulat,

$$i(t) = I_0 \cos \omega_0 t.$$

Circuitul derivație este acordat pe frecvența ω_0 . Considerând factorul de calitate în sarcină Q_s (adică determinat de rezistența fizică R și de rezistența de intrare în detector R_i) suficient de mare, atunci

$$u_i(t) = U_i \cos \omega_0 t.$$

Dacă constanta de timp $\tau_d = R_d C_d$ este mare în raport cu $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$ și presupunem pentru simplitate dioda ideală, curentul prin diodă va fi în impulsuri de durată foarte scurtă.

Într-adevăr:

- Când D este în conducție,

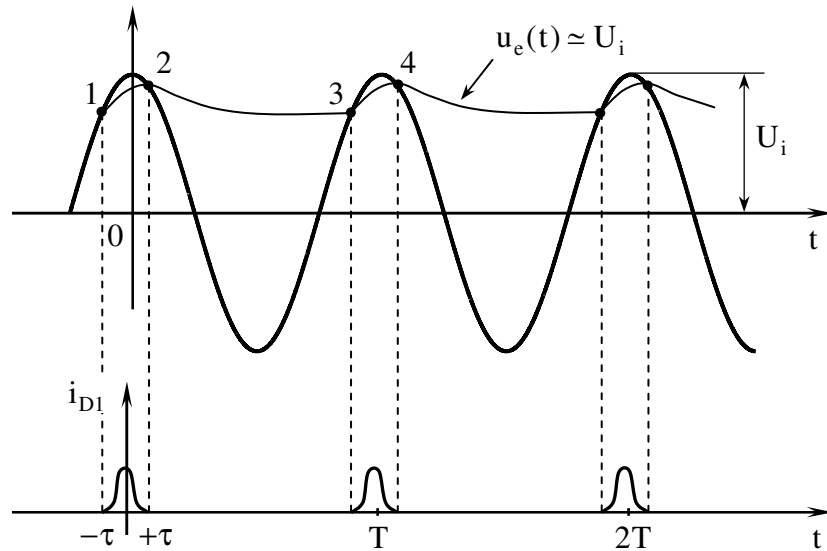
$$u_D > 0 \Rightarrow i_D \neq 0$$

și C se încarcă rapid la o valoare apropiată de valoarea de vârf a tensiunii de intrare, constanta de timp fiind mică (intervalele 1-2, 3-4 etc.);

- Când D este blocată,

$$u_D < 0 \Rightarrow i_D = 0$$

și C se descarcă lent prin R_d , constanta de timp fiind mare (intervalele 2-3, 4-5 etc.).



În consecință tensiunea de ieșire are variații foarte mici, fiind practic egală cu amplitudinea tensiunii de intrare.

Deoarece durata impulsurilor de curent, $\tau \ll T/2$, dezvoltarea în SF a acestor impulsuri poate fi scrisă astfel

$$i_D(t) = \underbrace{I_{D0}}_{\text{componenta medie = c.c pentru semnal nemodulat}} + I_{D1} \cos \omega_0 t + \dots \cong I_{D0} + 2I_{D0} \cos \omega_0 t + \dots$$

Componenta continuă circulă prin R_d rezultând că

$$I_{D0} R_d = U_i$$

Impedanța de intrare în detector pe frecvența de lucru ω_0 este

$$Z_i(\omega_0) = \frac{U_i}{I_{D1}} \cong \frac{U_i}{2I_{D0}} = \frac{R_d}{2},$$

unde s-a avut în vedere că tensiunea aplicată este în faza cu componenta fundamentală a curentului.

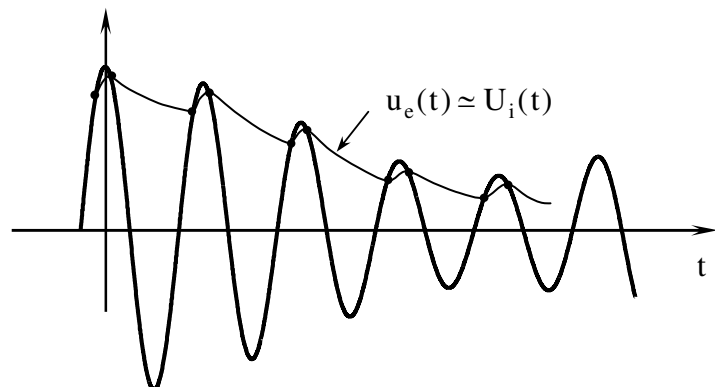
Deci impedanța de intrare în detector este de natură rezistivă.

Regimul dinamic - presupune aplicarea unui curent modulat,

$$i(t) = I(t) \cos \omega_0 t.$$

Considerând Q_s suficient de mare, rezultă

$$u_i(t) = U_i(t) \cos \omega_0 t, \quad U_i(t) > 0.$$



Dacă dioda lucrează cu impulsuri de curent de durată mică și dacă presupunem că se deschide în fiecare perioadă $T = \frac{2\pi}{\omega_0}$, atunci

$$u_e(t) \cong U_i(t)$$

Se constată că se pot folosi rezultatele de la analiza statică înlocuind:

$$U_i = \text{ct.} \rightarrow U_i(t) = g(t)$$

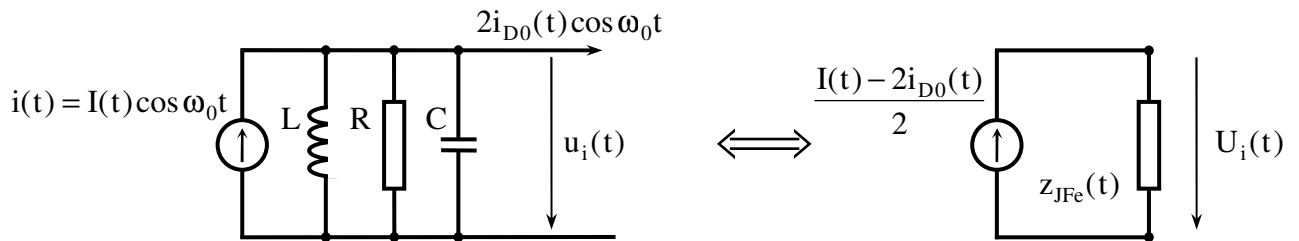
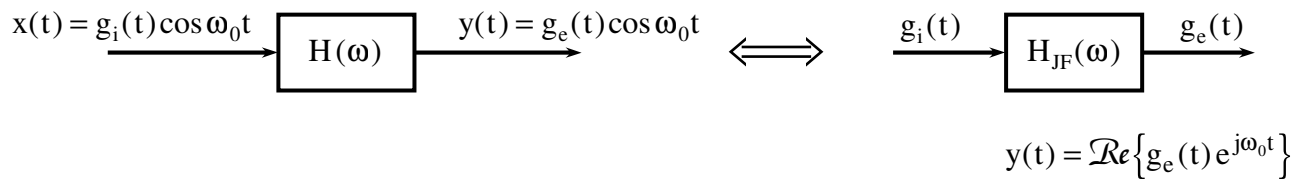
Ca urmare

$$i_D(t) = \underbrace{i_{D0}(t)}_{\text{componenta medie rămasă după filtrare care poate avea și c.c.}} + 2i_{D0}(t)\cos\omega_0 t + \dots$$

și

$$(1) \quad u_e(t) = i_{D0}(t) * z_d(t), \quad z_d(t) \longleftrightarrow Z_d(\omega) = \frac{R_d}{1 + j\omega C_d R_d}$$

Tensiunea de intrare se poate determina folosind metoda echivalentului de JF, adică



$$\tilde{Z}_{\text{c.a.d.}}(\omega) = \frac{R}{1 + j \frac{\omega - \omega_0}{\pi B}} \Rightarrow \tilde{Z}_{\text{JFc.a.d.}}(\omega) = \frac{R}{1 + j \frac{\omega}{\pi B}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2R}{1 + j\omega 2RC} = \frac{1}{2} Z_{\text{JFe}}(\omega) \longleftrightarrow z_{\text{JFe}}(t)$$

$$\left(\beta \cong \frac{2\Delta f}{f_0} \right) \quad \uparrow \quad \begin{cases} Q_0 = \omega_0 CR \\ B = \frac{f_0}{Q_0} = \frac{1}{2\pi RC} \end{cases}$$

Circuitului acordat derivație i se aplică semnalul,

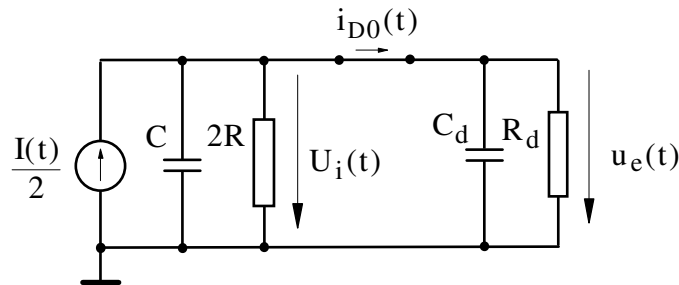
$$i_i(t) = \underbrace{[I(t) - 2i_{D0}(t)]}_{\text{anvelopa la intrare}} \cos\omega_0 t \xrightarrow{\text{și rezultă}} u_i(t) = \left\{ [I(t) - 2i_{D0}(t)] * \frac{1}{2} z_{\text{JFe}}(t) \right\} \cos\omega_0 t =$$

$$= \left\{ \underbrace{\left[\frac{I(t)}{2} - i_{D0}(t) \right] * z_{\text{JFe}}(t)}_{\text{anvelopa la ieșire}} \right\} \cos\omega_0 t$$

Deci

$$(2) \quad U_i(t) = \left[\frac{I(t)}{2} - i_{D0}(t) \right] * z_{JFe}(t)$$

Relațiile (1) și (2) permit reprezentarea schemei echivalente pentru semnalul modulator:



Impedanța de transfer este

$$Z_T(\omega) = \frac{\mathcal{F}\{u_e(t)\}}{\mathcal{F}\{I(t)\}} = \frac{1}{2} \cdot \frac{2R \parallel R_d}{1 + j\omega(2R \parallel R_d)(C + C_d)} = \frac{1}{2} \cdot \frac{R_e}{1 + j\omega(C + C_d)R_e}.$$

Pentru ca semnalul de la ieșire să reproducă cu distorsiuni acceptabile anvelopa semnalului de intrare, se observă că este necesară condiția,

$$\omega(C + C_d)R_e \leq 1 \Rightarrow 2R \parallel R_d \leq \frac{1}{\omega_{mM}(C + C_d)} \quad (\text{echivalent cu } \omega_{mM} \leq \omega_t).$$

Distorsiunile de neurmărire

Dacă $\tau_d = R_d C_d$ este prea mare în raport cu perioada T_m a semnalului modulator, atunci C_d se descarcă prea lent și nu mai urmărește variația anvelopei rezultând **distorsiuni de neurmărire**.

Variațiile negative ale anvelopei sunt determinate de descărcarea condensatorului C cu constanta $\tau = 2RC$.

Dacă la un momentul t_k dioda este deschisă,

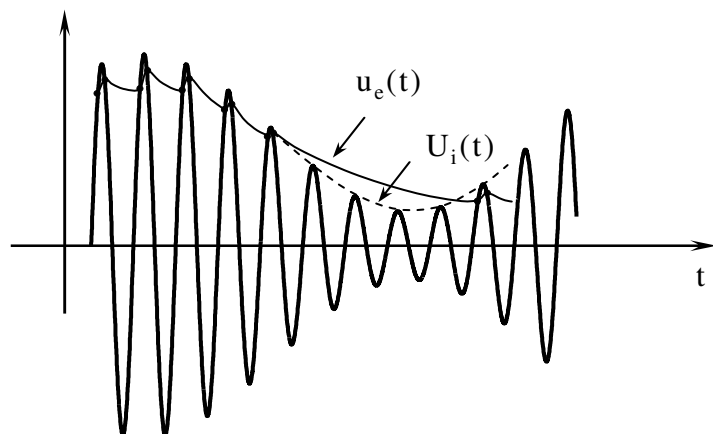
$$u_e(t_k) \cong U_i(t_k).$$

Când dioda se blochează, u_e scade exponențial cu τ_d , iar U_i cu τ .

După o perioadă, dioda se va deschide dacă

$$\tau_d < \tau \Rightarrow R_d C_d < 2RC$$

acesta fiind *condiția* pentru a nu avea distorsiuni de neurmărire.



2) - Procedee de refacere a purtătoarei la demodularea coerentă

La detectorul coerent, blocurile de multiplicare și filtrare au fost prezentate la tehnica modulării, iar blocul de însumare nu ridică dificultăți de realizare.

În continuare se vor prezenta câteva modalități de refacere a purtătoarei în cazuri concrete de semnale modulate. Cea mai simplă modalitate este transmiterea de la emisie a unui semnal ce conține informație referitoare la purtătoare.

Exemple:

- 1) - Pentru transmisia în RD a semnalului stereofonic, se folosește un semnal pilot de frecvență egală cu jumătate din frecvența purtătoarei și în fază cu aceasta. La recepție frecvența pilot se extrage simplu și se dublează, fiind apoi adusă la nivelul necesar demodulatorului.
- 2) - În transmiterea semnalelor de cromaticitate în sistemul de televiziune NTSC, pe durata impulsului de stingere pe orizontală se transmite un tren de sinusoidă ce are frecvența și faza subpurtătoarei de cromaticitate. Aceste trenuri de sinusoidă ușurează la recepție refacerea subpurtătoarei pentru demodularea semnalelor de cromaticitate.

Alte modalități:

a) - Refacerea purtătoarei pentru demodularea semnalelor BLD-PS

$$s_{\text{BLD-PS}}(t) = g(t) \cos \omega_0 t \longleftrightarrow \mathcal{F}\{s_{\text{BLD-PS}}(t)\} = \frac{1}{2}G(\omega - \omega_0) + \frac{1}{2}G(\omega + \omega_0)$$

Deoarece $\tilde{g}(t) = 0$, extragerea directă a purtătoarei din spectrul semnalului modulat nu este posibilă, neexistând componentă pe frecvența ω_0 .

Metoda 1 - permite refacerea purtătoarei cu frecvența și faza corespunzătoare prin prelucrarea semnalului modulat BLD-PS.

Schema este



La ieșirea circuitului cu caracteristică pătratică se obține:

$$s_1(t) = Kg^2(t) \frac{1 + \cos 2\omega_0 t}{2} = \underbrace{\frac{Kg^2(t)}{2}}_{\text{comp. suprimată de FTB}} + \underbrace{\frac{Kg^2(t)}{2} \cos 2\omega_0 t}_{\text{comp. reținută de FTB}}$$

Deci

$$s_2(t) = \frac{Kg^2(t)}{2} \cos 2\omega_0 t$$

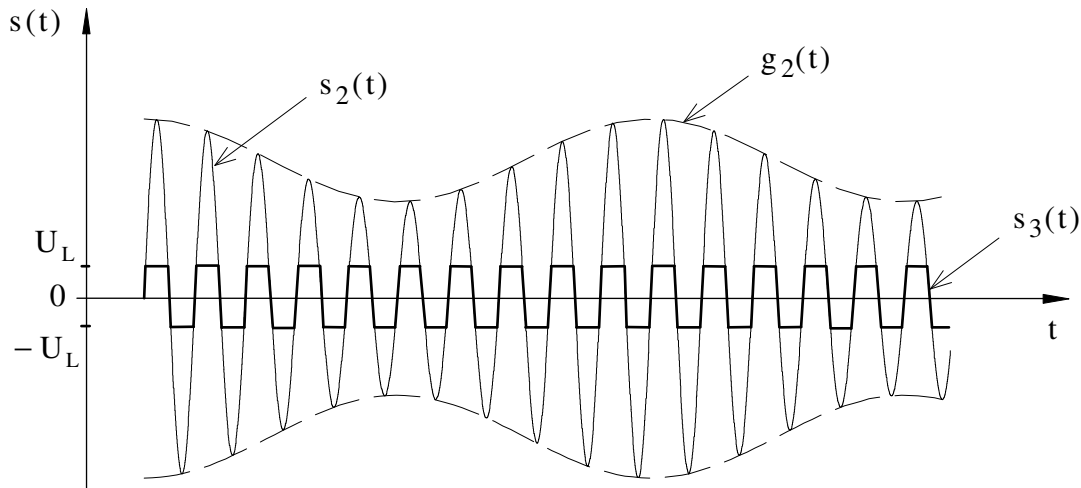
adică un semnal pe frecvența $2\omega_0$, modulat MA cu semnalul $g^2(t) > 0$ care are componentă continuă,

$$g^2(t) = g_{c1} + g_1(t) > 0 \Rightarrow m < 1$$

Dacă se realizează FTB cu banda de trecere îngustă (folosind cristale de cuarț sau PLL) atunci gradul de modulație de la ieșire va avea valori foarte mici, adică

$$s_2(t) = g_2(t) \cos 2\omega_0 t, \quad g_2(t) - \text{având variații mici în jurul valorii continue.}$$

După limitarea semnalului $s_2(t)$, divizarea frecvenței cu 2 și filtrarea componentei pe ω_0



rezultă

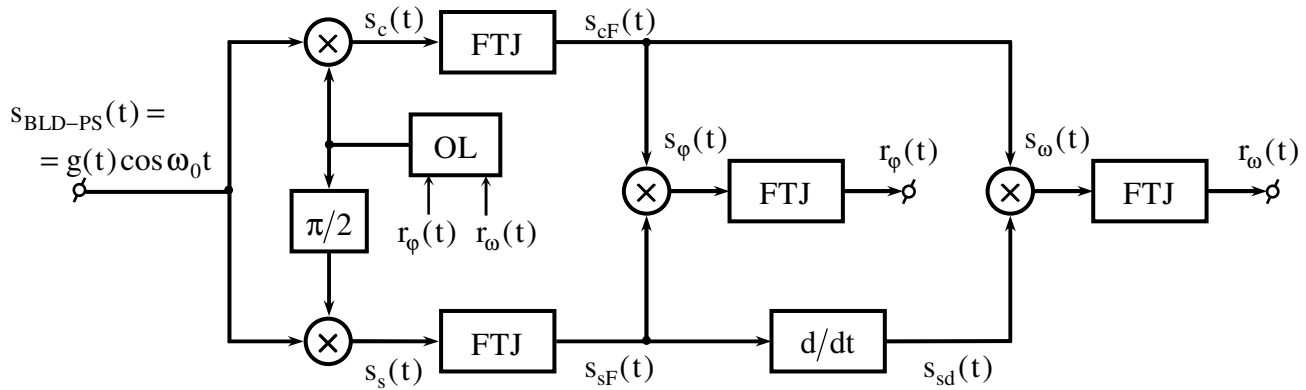
$$s_e(t) = A \cos \omega_0 t$$

adică purtătoarea necesară demodulării.

În cazul $\varphi \neq 0$ raționamentul rămâne același ceea ce arată că purtătoarea se poate reface cu frecvența și faza corectă.

Metoda 2 - folosește un OL cu frecvența și faza controlate în funcție de purtătoarea semnalului modulat.

Schema este



Semnalele $r_\varphi(t)$ și $r_\omega(t)$ sunt semnalele necesare pentru comanda corecției de fază, respectiv de frecvență, ale OL.

Semnalele la ieșirea blocurilor din schemă sunt în ordine:

$$s_c(t) = g(t) \cos \omega_0 t \cos(\omega_1 t + \varphi_1) = \frac{1}{2} r(t) \cos[(\omega_1 - \omega_0)t + \varphi_1] + \underbrace{\frac{1}{2} g(t) \cos[(\omega_1 + \omega_0)t + \varphi_1]}_{\text{comp. suprîmată de FTJ}}$$

$$s_{cF}(t) = \frac{1}{2} g(t) \cos[(\omega_1 - \omega_0)t + \varphi_1]$$

$$s_s(t) = g(t) \cos \omega_0 t \sin(\omega_1 t + \varphi_1) = \frac{1}{2} g(t) \sin[(\omega_1 - \omega_0)t + \varphi_1] + \underbrace{\frac{1}{2} g(t) \sin[(\omega_1 + \omega_0)t + \varphi_1]}_{\text{comp. suprimată de FTJ}}$$

$$s_{sF}(t) = \frac{1}{2} g(t) \sin[(\omega_1 - \omega_0)t + \varphi_1]$$

$$s'_{sd}(t) = \frac{1}{2} g'(t) \sin[(\omega_1 - \omega_0)t + \varphi_1] + \frac{1}{2} (\omega_1 - \omega_0) g(t) \cos[(\omega_1 + \omega_0)t + \varphi_1]$$

$$s_\omega(t) = s_{cF}(t) \cdot s_{sd}(t) = \underbrace{\frac{1}{8} g(t) g'(t) \sin[2(\omega_1 - \omega_0)t + 2\varphi_1]}_{\text{media este nulă}} + \underbrace{\frac{1}{8} g^2(t) (\omega_1 - \omega_0) \{1 + \cos[2(\omega_1 - \omega_0)t + 2\varphi_1]\}}_{\text{media este } \frac{1}{8} g^2(t) (\omega_1 - \omega_0)}$$

$$r_\omega(t) = \frac{1}{8} (\omega_1 - \omega_0) \widetilde{g^2}(t), \quad g^2(t) > 0 \Rightarrow \widetilde{g^2}(t) \neq 0$$

Dacă

$$\omega_1 - \omega_0 \neq 0 \Rightarrow r_\omega(t) \sim (\omega_1 - \omega_0)$$

și comandă corecția frecvenței OL până când $\omega_1 = \omega_0$.

$$s_\varphi(t) = s_{cF}(t) \cdot s_{sF}(t) = \frac{1}{8} g^2(t) \sin[2(\omega_1 - \omega_0)t + 2\varphi_1] = \frac{1}{8} g^2(t) \sin 2\varphi_1$$

corecția de frecvență fiind realizată

$$r_\varphi(t) = s_\varphi(t) = \frac{1}{8} \widetilde{g^2}(t) \sin 2\varphi_1 \quad \begin{matrix} \text{pentru} \\ \widetilde{\varphi_{1\text{mic}}} \end{matrix} \varphi_1$$

și comandă corecția fazei OL până când $\varphi_1 = 0$.

Dacă $\varphi_0 \neq 0$ atunci rezultă că:

$$r_\varphi(t) = \frac{1}{8} \widetilde{g^2}(t) \sin 2(\varphi_1 - \varphi_0) \text{ și corecția se face până când } \varphi_1 = \varphi_0.$$

Alte procedee și metode pentru refacerea purtătoarei se găsesc în bibliografia indicată.