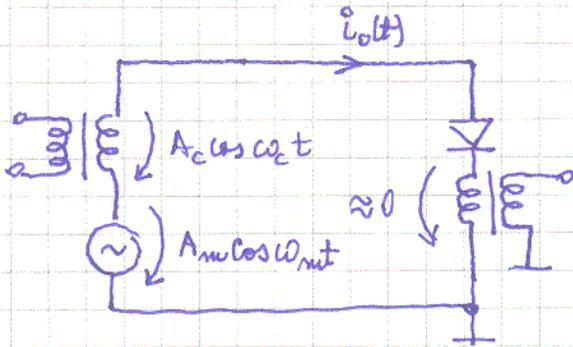


1. La bornele unui element nelinear se aplică o tensiune $u_i(t)$ și pe oțorie un curent $i_o(t) = a_1 u_i(t) + a_2 u_i^2(t)$. Dacă tensiunea aplicată este suma dintre o purtătoare și o undă modulatoră, determinați componența spectrală a curentului $i_o(t)$. Arătați că acesta conține un semnal MA și precizați parametrii filtrului ce pot separa semnalul MA.

$$u_i(t) = A_c \cos \omega_c t + A_m \cos \omega_m t \quad ; \quad \omega_c \gg \omega_m$$



$$u_i^2(t) = A_c^2 \cos^2 \omega_c t + 2A_c A_m \cos \omega_c t \cos \omega_m t + A_m^2 \cos^2 \omega_m t$$

Dar: $\cos^2 x = \frac{1 + \cos 2x}{2}$

și:

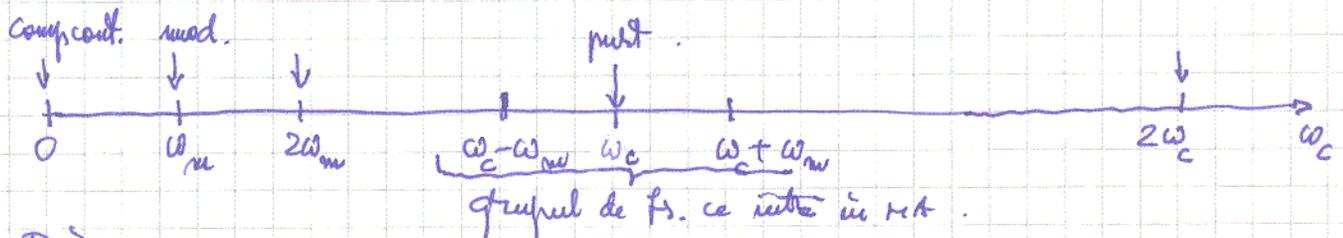
$$2 \cos x \cos y = \cos(x+y) + \cos(x-y)$$

are că

$$u_i^2(t) = \frac{A_c^2}{2} (1 + \cos 2\omega_c t) + A_c A_m [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t] + \frac{A_m^2}{2} (1 + \cos 2\omega_m t)$$

$$i_o(t) = a_1 A_c \cos \omega_c t + a_1 A_m \cos \omega_m t + a_2 \left(\frac{A_c^2}{2} + \frac{A_m^2}{2} \right) + a_2 A_c A_m [\cos(\omega_c + \omega_m)t + \cos(\omega_c - \omega_m)t] + a_2 \frac{A_c^2}{2} \cos 2\omega_c t + a_2 \frac{A_m^2}{2} \cos 2\omega_m t$$

Plasarea frecvențelor pe axa ω este



Priu primare:

$$i_o(t) = \frac{a_2 (A_c^2 + A_m^2)}{2} + a_1 A_m \cos \omega_m t + \frac{a_2 A_m^2}{2} \cos 2\omega_m t$$

$$+ a_2 A_c A_m \cos(\omega_c - \omega_m)t + a_1 A_c \cos \omega_c t + a_2 A_c A_m \cos(\omega_c + \omega_m)t + \frac{a_2 A_c^2}{2} \cos 2\omega_c t$$

Componențe ce intră în semnalul MA

Un semnal MA se obține dacă înalțuram componenta continuă, componentele aflate la frecvențele ω_m și $2\omega_m$ precum și componentele aflate la $2\omega_c$. Componentele rămase sunt

$$i'_0(t) = \underbrace{A_c a_1}_{A'_c} \cos \omega_c t + \underbrace{A_c a_2 A_m}_{\frac{mA'_c}{2}} \cos(\omega_c - \omega_m)t + \underbrace{A_c a_2 A_m}_{\frac{mA'_c}{2}} \cos(\omega_c + \omega_m)t$$

și cu notațiile

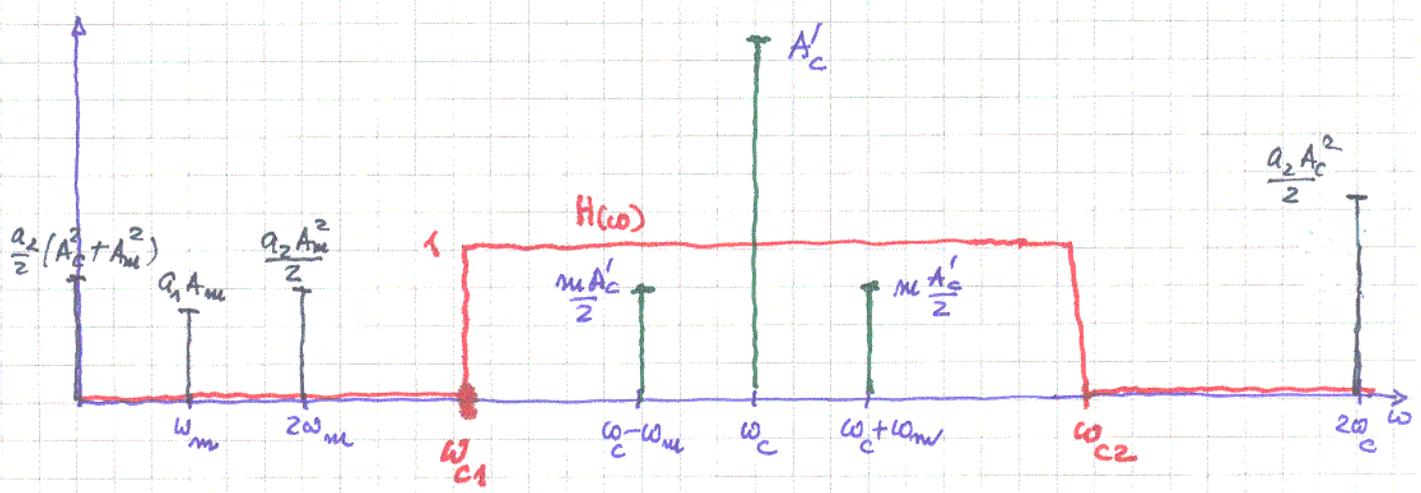
$$A'_c = A_c a_1 \quad mA'_c = mA_c a_2 = 2A_c a_2 A_m$$

rezultă că gradul de modulație este

$$m = \frac{2a_2}{a_1} \cdot \frac{A_m}{A_c}$$

Rezultă că

$$i'_0(t) = A'_c \cos \omega_c t + \frac{mA'_c}{2} \cos(\omega_c - \omega_m)t + \frac{mA'_c}{2} \cos(\omega_c + \omega_m)t$$



Filterul $H(\omega)$ are frecvențele de tăiere

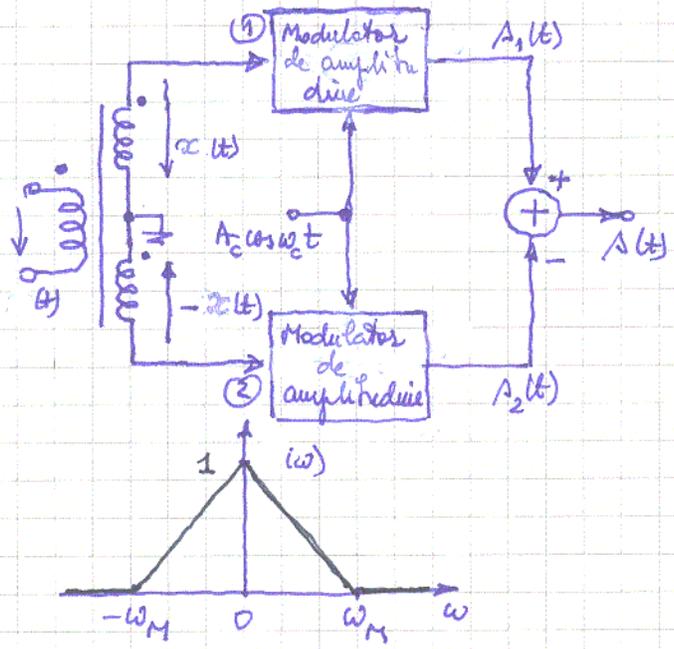
$$2\omega_m < \omega_{c1} < \omega_c - \omega_m$$

$$\omega_c + \omega_m < \omega_{c2} < 2\omega_c$$

și deci

$$H(\omega) = \begin{cases} 1 & \omega_{c1} < |\omega| < \omega_{c2} \\ 0 & \text{în rest.} \end{cases}$$

2. În figura se dă scheme bloc a unui modulator "echilibrat". Cele



două modulatrice MA sunt alimentate cu semnalul mesaj (modulator) în antifază. Pentru spectrul lui $x(t)$, $X(\omega)$, din figura determinat $S(\omega)$, spectrul semnalului ptt. Așofați că se obține un semnal MA cu purtătoare suprîmăte.

La ieșirea modulatorului de amplitudine ① se obține semnalul $A_1(t)$

$$A_1(t) = A_c [1 + k_a x(t)] \cos \omega_c t$$

în timp la ieșirea modulatorului de amplitudine ② se obține semnalul

$A_2(t)$:

$$A_2(t) = A_c [1 - k_a x(t)] \cos \omega_c t$$

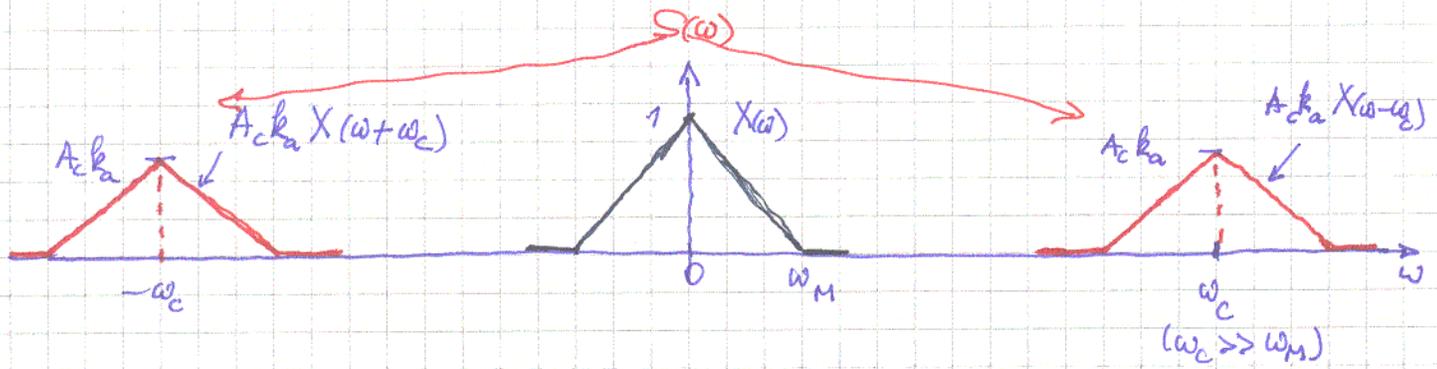
Cele două semnale se scad pentru a obține semnalul de ieșire al modulatorului echilibrat:

$$\begin{aligned} A(t) &= A_1(t) - A_2(t) = A_c [1 + k_a x(t)] \cos \omega_c t - A_c [1 - k_a x(t)] \cos \omega_c t \\ &= 2A_c k_a \underbrace{x(t) \cos \omega_c t}_{\text{produs}} \end{aligned}$$

Am obținut un modulator de produs, între purtătoare și semnalul modulator

Spectrul $S(\omega)$:

$$\begin{aligned} S(\omega) &= 2A_c k_a \frac{1}{2\pi} \underbrace{X(\omega)}_{\text{Sp. lui } x(t)} * \underbrace{\pi [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)]}_{\text{Sp. lui } \cos \omega_c t} \\ &= A_c k_a X(\omega - \omega_c) + A_c k_a X(\omega + \omega_c) \end{aligned}$$



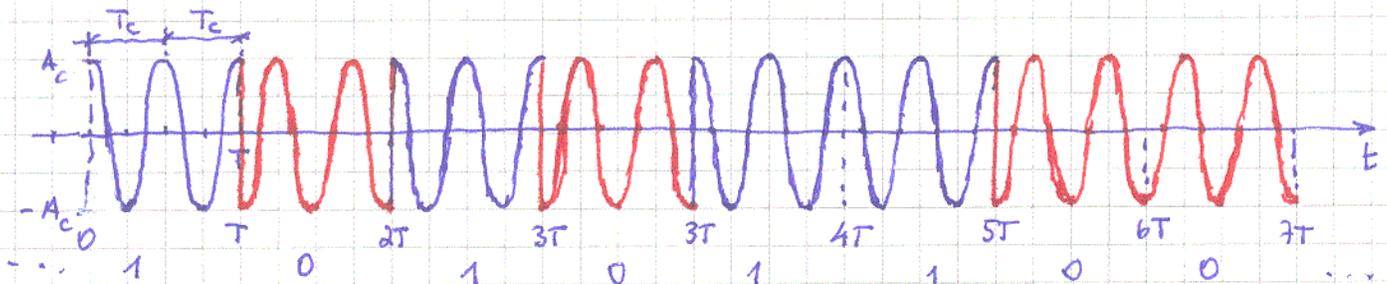
Un sistem de comunicații cu modulație digitală de fază (PSK), în-
 mare admite următoarea reprezentare pentru cele două simboluri

$$s(t) = \begin{cases} A_c \cos \omega_c t & ; \text{ pentru simbolul } 1 \\ A_c \cos(\omega_c t + \pi) = -A_c \cos \omega_c t & ; \text{ pentru simbolul } 0 \end{cases} \quad 0 \leq t \leq T$$

Pentru $T = 2T_c$ desenați semnalul $s(t)$ pentru secvența binară

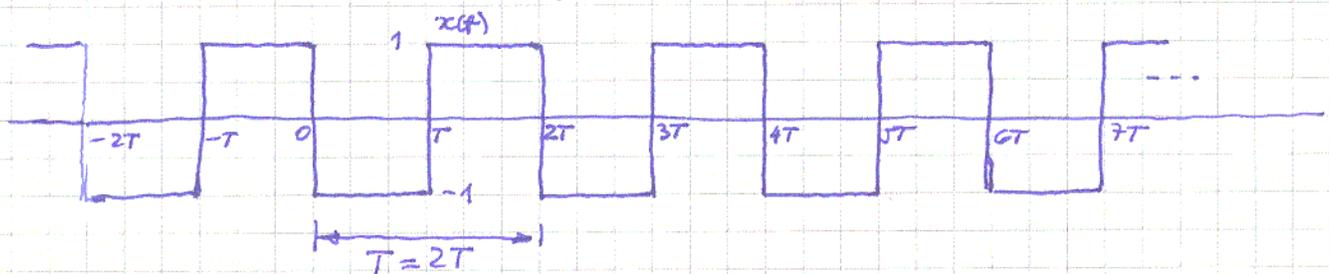
{ 1 0 1 0 1 1 0 0 }

Considerați acum o secvență de modulare ..101010... strict periodică.
 Determinați și schițați spectrul semnalului enunțat, $S(\omega)$.



Pentru secvența infinită ..101010... semnalul $s(t)$ poate fi privit ca
 produsul între purtătoarea $A_c \cos \omega_c t$ și semnalul modulator.

$$x(t) = \begin{cases} 1 & \text{ pentru } 1 \\ 0 & \text{ pentru } 0 \end{cases} \quad 0 \leq t \leq T$$



perioada semnalului modulator

Semnalul $x(t)$ are o dezvoltare în serie ^{a cărei} formă o cunoaștem. Vom de-
 clua seria corespunzătoare într-o altă modalitate (dar aici nu e necesar)

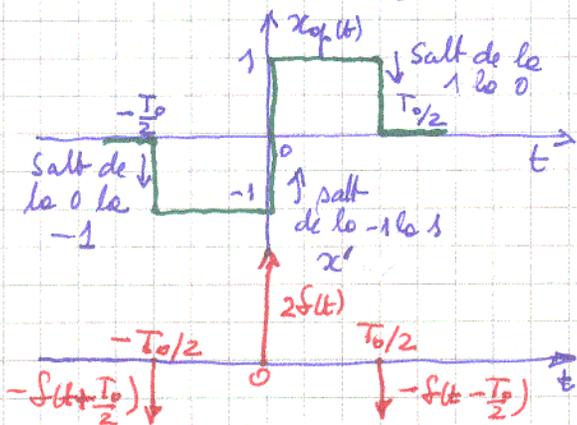
Vom considera o singură perioadă a semnalului $x_{ap}(t)$ (semnal aperiodic)

și o vom deriva. Mărimes și semnal
 saltului constituie aria și semnalul are
 distribuția Dirac din $x'_{ap}(t)$:

$$x'_{ap}(t) = -\delta(t + T_0/2) + 2\delta(t) - \delta(t - T_0/2)$$

Rezultă că

$$X'_{ap}(\omega) = -e^{j\omega T_0/2} + 2 - e^{-j\omega T_0/2}$$



$$X'_{ap}(\omega) = 2 - (e^{j\frac{\omega T_0}{2}} + e^{-j\frac{\omega T_0}{2}}) = 2 - 2\cos\frac{\omega T_0}{2}$$

Cum

$$X_{ap}(\omega) = \frac{X'_{ap}(\omega)}{j\omega}$$

rezultă că

$$X_{ap}(\omega) = \frac{2 - 2\cos\frac{\omega T_0}{2}}{j\omega}$$

Apoi

$$c_k = \frac{1}{T_0} X_{ap}(k\omega_0) = \frac{1}{T_0} X_{ap}\left(k\frac{2\pi}{T_0}\right)$$

sau

$$c_k = \frac{1}{T_0} \frac{2 - 2\cos k\frac{2\pi}{T_0} \frac{T_0}{2}}{k\frac{2\pi}{T_0}} = \frac{1 - \cos k\pi}{k\pi} = \frac{1 - (-1)^k}{k\pi}$$

adică

$$c_{2k-1} = \frac{2}{2k\pi}, \quad c_{2k} = 0 \quad k = 1, 2, \dots$$

m.

$$c_0 = 0$$

În consecință:

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

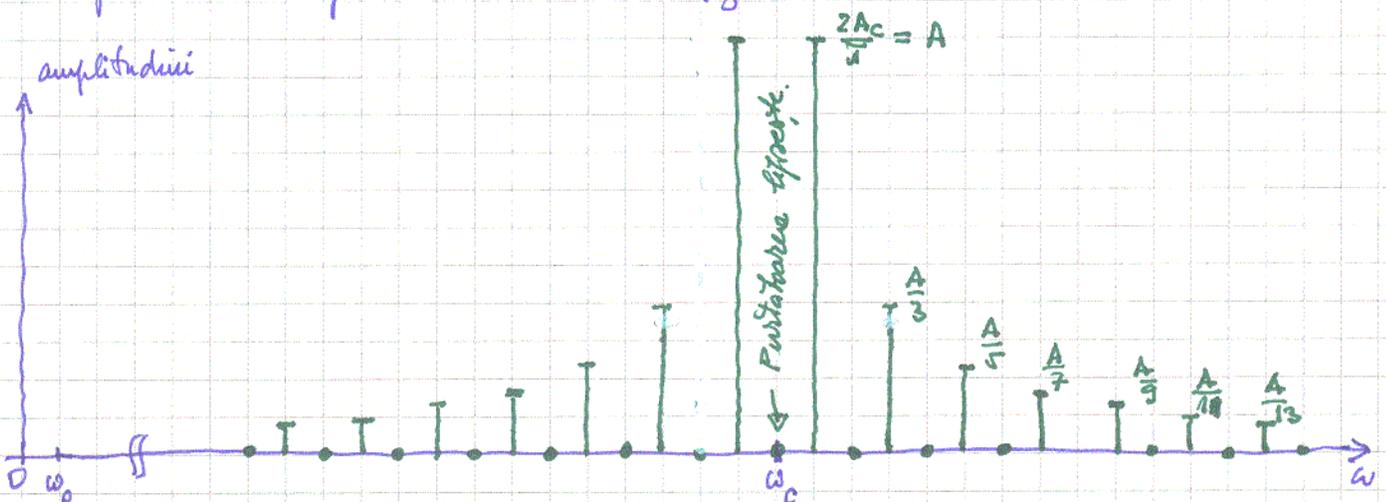
Pentru perioada infinită ... 101010... avem deci

$$A(t) = x(t) A_c \cos \omega_c t$$

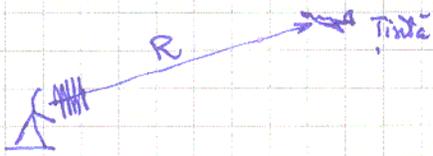
$$= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4A_c}{(2k-1)\pi} \cos(2k-1)\omega_0 t \cos \omega_c t$$

$$= \sum_{k=1}^{\infty} \frac{2A_c}{(2k-1)\pi} \left\{ \cos[\omega_c - (2k-1)\omega_0]t + \cos[\omega_c + (2k-1)\omega_0]t \right\}$$

Spectrul de amplitudini este cel din figură

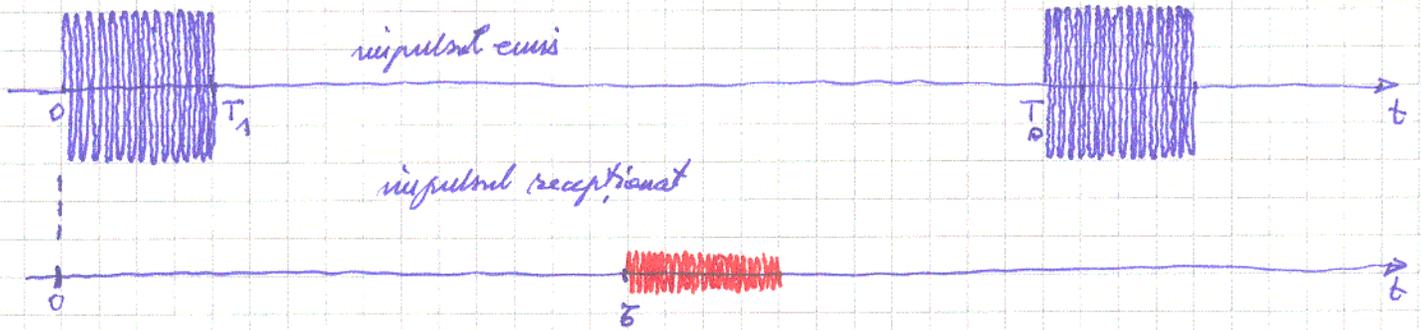


Severndul emis de un RADAR este o succesiune de impulsuri de



radiofrecvență, ce se repetă cu o anumită perioadă. În figura se dă forma impulsurilor de putere. Ele au durata T_1 mică, frecvența purtătoare f_c este, ce ordii de

mașină GHz. Impulsurile de putere întâlnesc o țintă aflată la distanța R , se



reflectă și se întorc la locul la care au fost emise. Măsurând τ se determină R , distanța din

$$2R = c\tau$$

sau $R = \frac{c\tau}{2}$

Pentru $R_{max} = 150 \text{ km}$, $c = 300000 \text{ km/sec}$ rezultă întârzierea maximă la recepție

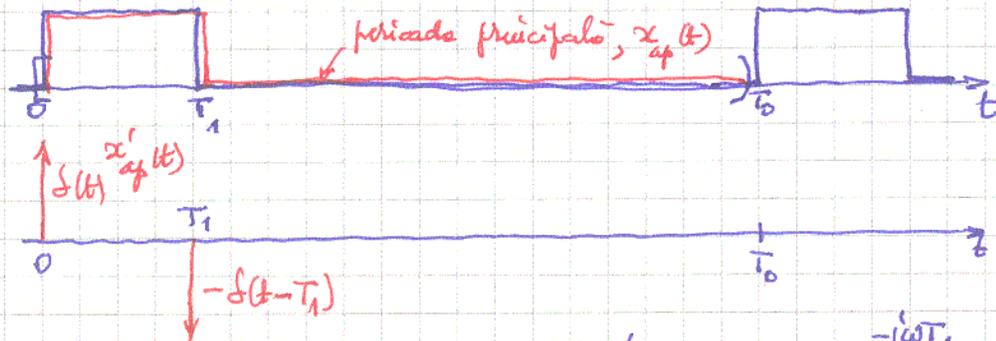
$$\tau_{max} = \frac{2 \cdot 150 \text{ km}}{300 \cdot 10^3 \frac{\text{km}}{\text{sec}}} = 10^{-3} \text{ sec} = 1 \text{ msec}$$

În consecință $T_0 \approx 1 \text{ ms}$ pentru ca radarul să lucreze mecanicizant până la 150 km .

Durata impulsului este mică, ce ordii de mașină $T_1 = 1 \mu\text{sec}$. Fie și $f_c = 10 \text{ GHz} = 10^9 \text{ Hz}$. Determinați în reprezentare spectrală semnalului de putere

$$s(t) = \begin{cases} A_c \cos \omega_c t & , t \in [0, T_1] \\ 0 & , \text{în rest.} \end{cases} \quad \text{și} \quad s(t+T_0) = s(t)$$

Severndul modulator este arătat în figura, împreună cu derivata perioadei principale



$$x'_{ap}(t) = \delta(t) - \delta(t-T_1) \quad ; \quad X'_{ap}(\omega) = 1 - e^{-j\omega T_1}$$

și deci

$$X_{af}(\omega) = \frac{1 - e^{-j\omega T_1}}{j\omega} = e^{-j\frac{\omega T_1}{2}} \frac{e^{j\frac{\omega T_1}{2}} - e^{-j\frac{\omega T_1}{2}}}{j\omega} = e^{-j\frac{\omega T_1}{2}} \frac{2j \sin \frac{\omega T_1}{2}}{j\omega}$$

$$X_{af}(\omega) = T_1 \frac{\sin \frac{\omega T_1}{2}}{\frac{\omega T_1}{2}} e^{-j\frac{\omega T_1}{2}}$$

Pentru primul modulor periodic cu perioada T_0 :

$$c_k = \frac{1}{T_0} X_{af}\left(k \frac{2\pi}{T_0}\right) = \frac{T_1}{T_0} \frac{\sin\left(\frac{k\pi T_1}{T_0}\right)}{\frac{k\pi T_1}{T_0}} e^{-j\frac{k\pi T_1}{T_0}}$$

și deci, ca de obicei procedând

$$X(\omega) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{2\pi T_1}{T_0} \frac{\sin \frac{k\pi T_1}{T_0}}{\frac{k\pi T_1}{T_0}} e^{-j\frac{k\pi T_1}{T_0}} \delta\left(\omega - k \frac{2\pi}{T_0}\right)$$

Acosta pe mai puțin și pe formă

$$X(f) = \sum_{k=-\infty}^{\infty} \frac{T_1}{T_0} \frac{\sin \pi T_1 f}{\pi T_1 f} \Big|_{f=kf_0} e^{-j\frac{k\pi T_1}{T_0}} \delta(f - kf_0)$$

În urma modulării de produs $s(t) = x(t) A_c \cos \omega_c t$ obținem că

$$S(\omega) = \frac{1}{2\pi} X(\omega) * A_c \pi [\delta(\omega - \omega_c) + \delta(\omega + \omega_c)]$$

$$= \frac{1}{2} [X(\omega - \omega_c) + X(\omega + \omega_c)]$$

sau

$$S(f) = \frac{1}{2} X(f - f_c) + \frac{1}{2} X(f + f_c)$$

Vom scrie, înainte de reprezentare valorile constante simplificate

$$f_0 = \frac{1}{T_0} = 1 \text{ kHz. } \text{În consecință în spectrul de linii al lui } X(f)$$

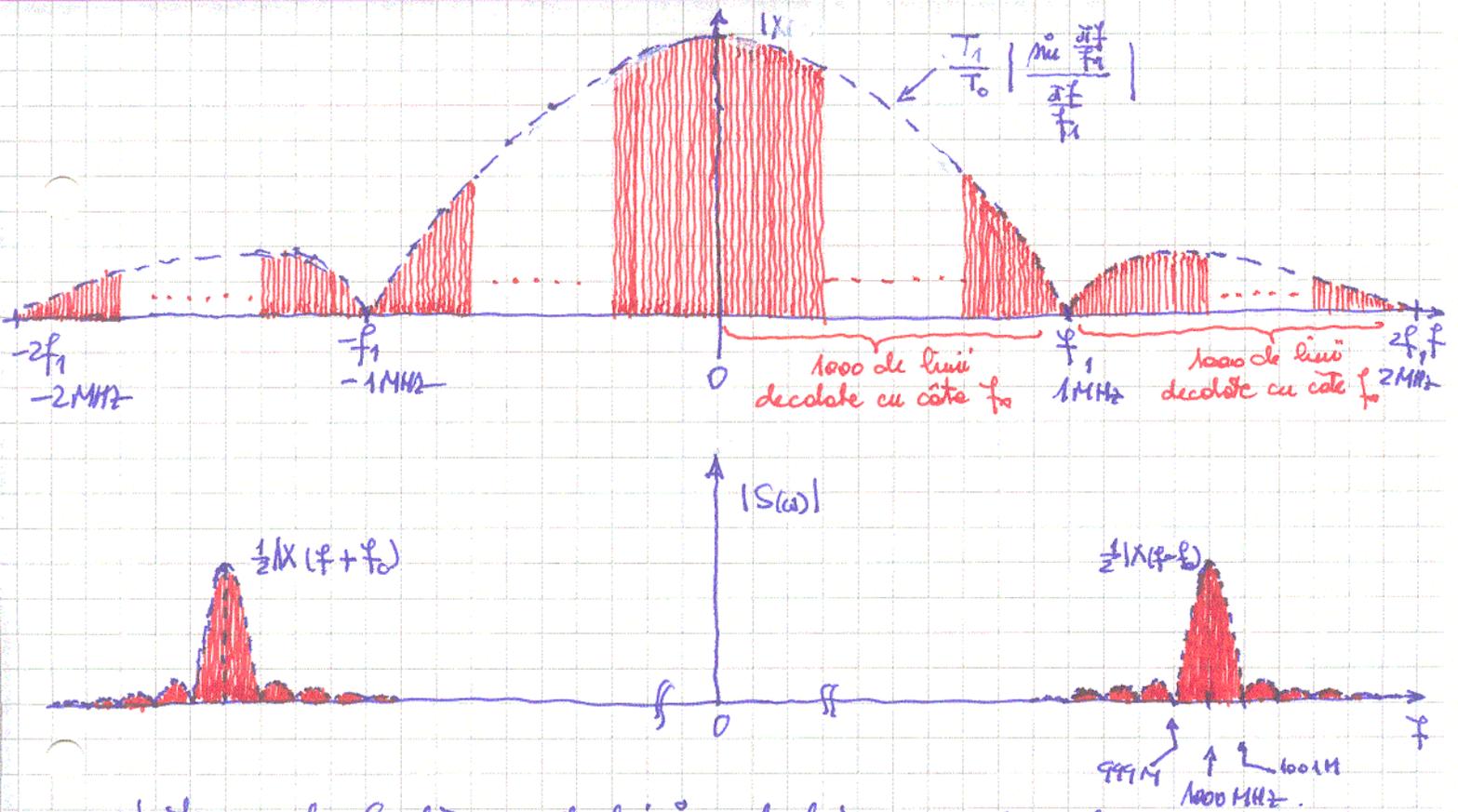
liniile sunt distribuite cu câte 1 kHz. Trebuie să scrie puțin zăbo a lui

$$\frac{\sin \pi T_1 f}{\pi T_1 f} \text{ are loc la } f_1 T_1 = 1 \text{ adică } f_1 = \frac{1}{T_1} = \frac{1}{1\mu\text{s}} = 1 \text{ MHz} = 1000 f_0.$$

Lobii spectrali $\frac{1}{2} X(f - f_c)$ sau $\frac{1}{2} X(f + f_c)$ sunt plasați la $\pm f_c$ adică la $1 \text{ GHz} = 1000 \cdot 1000 \cdot f_0$

Există deci dificultăți de reprezentare. În figură se vede structura fină a lobului. El conține câte 1000 de linii în lobii laterali și 2000 de linii în lobul central. La o analiză mai neastentă $|X(f)|$ pare un spectru continuu deni are o structură de linii ca urmare a periodicității cu T_0 . Ca urmare a perioadei T_0 , de distanță minimă f_0 , dintre liniile spectrale.

După modularea cu 1 GHz spectrul este apăsător continuu.



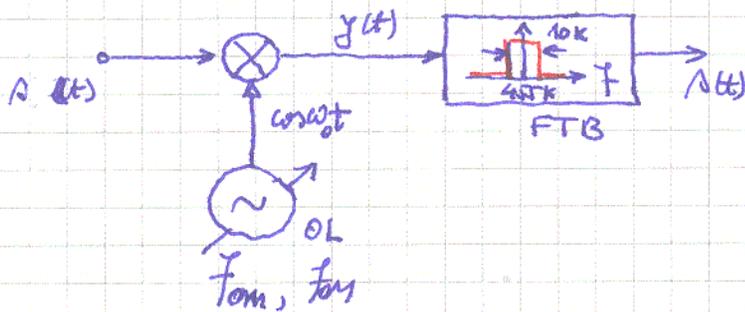
Lățimea de bandă a spectrului impulsului de sondare este

$$B_f \cong 2f_1 = \frac{2}{T_1}$$

și este dată de durata impulsului de sondare (structura fină de linii este dată de periodicitatea cu T_0).

Amplăsarea spectrului este dată de cel mai mic period secund, purtătorul.

În radiofonic se folosesc receptoarele superheterodună. La intrarea modulatorului de produs este adus un semnal MA cu lățimea de bandă de 10 kHz și purtătoarea ^{afectată} oriunde în ecortul 535 - 1605 kHz (undele medii). Semnalul recepționat se translatează, prin modulatia de produs, în domeniul spectrului, astfel încât purtătoarea din $s(t)$ să cadă pe o frecvență fixă, numită frecvență intermediară, $f_i = 455$ kHz.



Pentru aceasta se utilizează o undă purtătoare, cu

frecvența reglată între f_{om} și f_{om} .

Filtrul trece bandă, axat pe $f_i = 455$ kHz și are lățimea de bandă de 10 kHz pentru a elimina componentele ^{speciale} nedorite. Determinați f_{om} și f_{om} pentru a obține schimbarea de frecvență. Considerați $f_c = 930$ kHz și arătați că, pentru superheterodună, există două purtătoare care se pot confunda după schimbarea de frecvență.

Semnalul $s(t)$ are forma:

$$s(t) = A_c [1 + x(t)] \cos \omega_c t = A_c [1 + x(t)] \cos 2\pi f_c t; \quad 535 \leq f_c \leq 1605 \text{ kHz}$$

unde am luat $k_m = 1$. Oscilatorul local generează semnalul $\cos 2\pi f_0 t$, unde $f_0 \in [f_{om}, f_{om}]$. După modulatorul de produs se obține

$$y(t) = A_c [1 + x(t)] \cos \omega_c t \cos \omega_0 t = A_c [1 + x(t)] \cos 2\pi f_c t \cos 2\pi f_0 t$$

Fie că $f_0 > f_c$ deci $f_0 > 1605$ kHz. Avem deci:

$$y(t) = \frac{A_c}{2} [1 + x(t)] [\cos 2\pi(f_0 - f_c)t + \cos 2\pi(f_0 + f_c)t]$$

Dacă impune

$$f_0 - f_c = f_i$$

avem că

$$f_0 = f_c + f_i > f_c$$

și deci

$$f_{om} = f_{cm} + f_i = 535 + 455 = 990 \text{ kHz}$$

$$f_{om} = f_{cm} + f_i = 1605 + 455 = 2060 \text{ kHz}$$

Am f_i putut impune și $f_0 < f_c$. Atunci

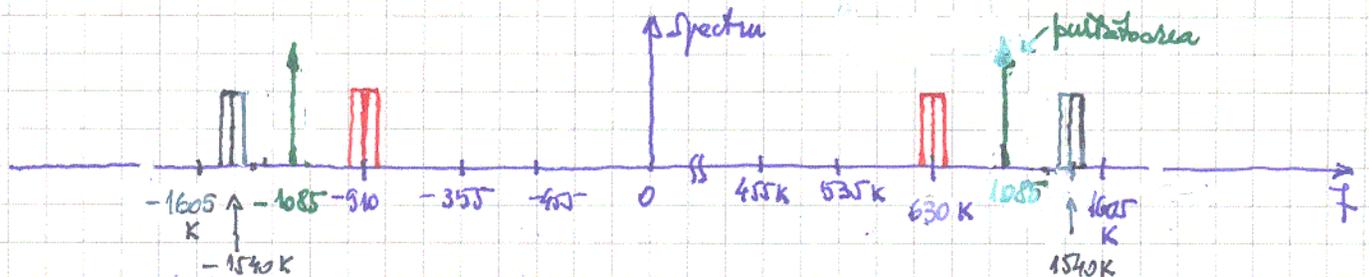
$$y(t) = \frac{A_c}{2} [1 + x(t)] [\cos 2\pi(f_c - f_o)t + \cos 2\pi(f_c + f_o)t]$$

sau $f_c - f_o = f_i \Rightarrow f_o = f_c - f_i$

adica $f_{om} = 535 - 455 = 80 \text{ KHz}$

si $f_{om} = 1605 - 455 = 1150 \text{ KHz}$

Se prefera prima varianta, in care oscilatorul local are frecventa mai mare decat a purtatoarei, motiv pentru care receptorul se numeste "super-heterodina".



Daca spectrul portului este concentrat in jurul purtatoarei de 630 KHz (Tunisoara) atunci $f_o = 630 + 455 \text{ KHz} = 1085 \text{ KHz}$.

Dar $f_c' = f_o + f_i = 1085 + 455 = 1540 \text{ KHz}$

este o purtatoare care prin modulatia de produs se suprapune peste f_i , ca si purtatoarea de frecventa $f_c = 630 \text{ KHz}$:

$$\begin{aligned} 2 \cos 2\pi f_c' t \cos 2\pi f_o t &= \cos 2\pi(f_o - f_c')t + \cos 2\pi(f_o + f_c')t \\ &= \cos 2\pi \cdot 455 \cdot 10^3 t + \cos 2\pi \cdot 1715 \cdot 10^3 t \end{aligned}$$

si

$$\begin{aligned} 2 \cos 2\pi f_c' t \cos 2\pi f_o t &= 2 \cos 2\pi(f_o + f_i)t \cos 2\pi f_o t \\ &= \cos 2\pi f_i t + \cos 2\pi(2f_o + f_i)t \end{aligned}$$

$$= \cos 2\pi 455 \cdot 10^3 t + \cos 2\pi 2625 \cdot 10^3 t$$

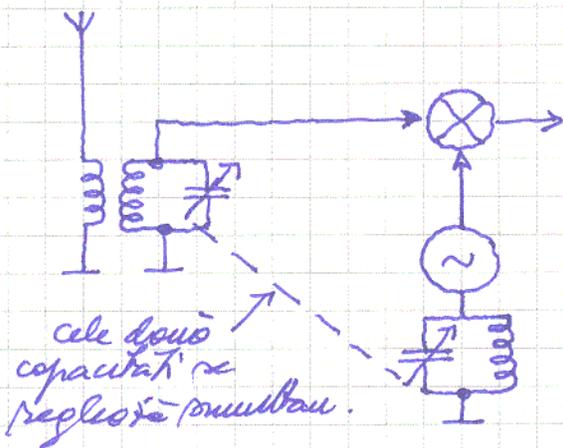
Exista deci, pentru f_o fixat doua purtatoare

$$f_c = f_o - f_i \quad ; \quad f_c' = f_o + f_i$$

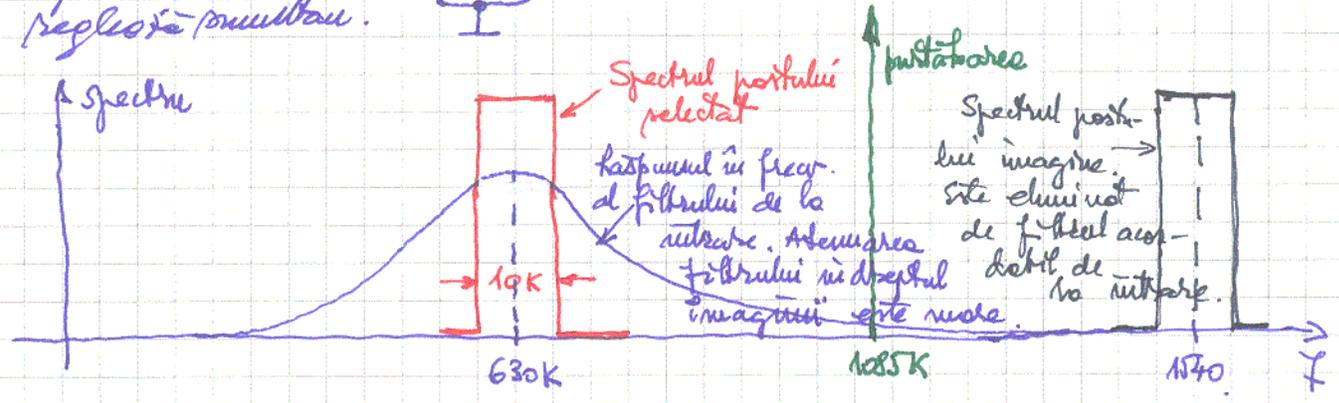
ce se translateaza pe frecventa dupa modulatia de produs. A doua frecventa este decalata cu $2f_i$ fata de prima:

$$f_c' = f_c + 2f_i = f_c + 910 \text{ KHz}$$

Frecventa unaguna se elimina folosind un filtru acordabil la intrare, care selecteaza spectrul axat pe f_c .



cele două capacități se reglează simultan.



La intrarea schemei din figura 1 se aplică un semnal modulată în frecvență cu $x(t)$:

$$s(t) = A_c \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi k \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau \right] ; f_c = 10,7 \text{ MHz.}$$

În figura 2 se arată caracteristica fază - frecvență a defazatorului. La $f_c = 10,7 \text{ MHz}$ demodulatorul introduce un defazaj de -90° . Din figura 3

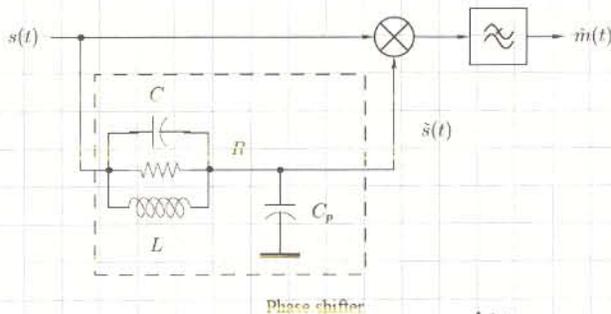


Fig 1. Demodulatorul de frecvență

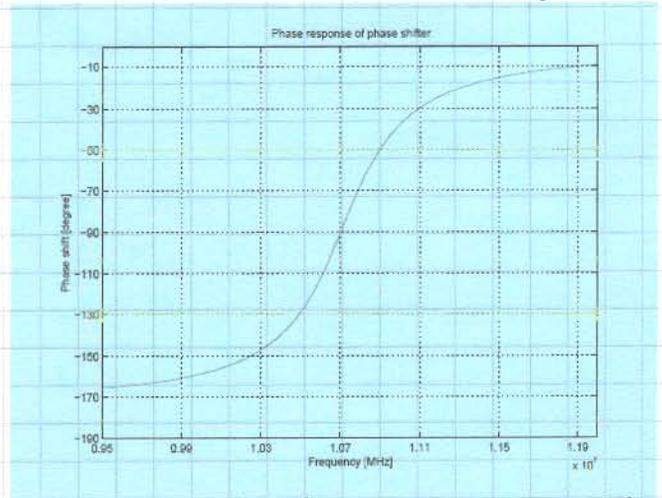


Fig 2. Caracteristica de fază a circuitului defazator, acordat pe $10,7 \text{ MHz}$

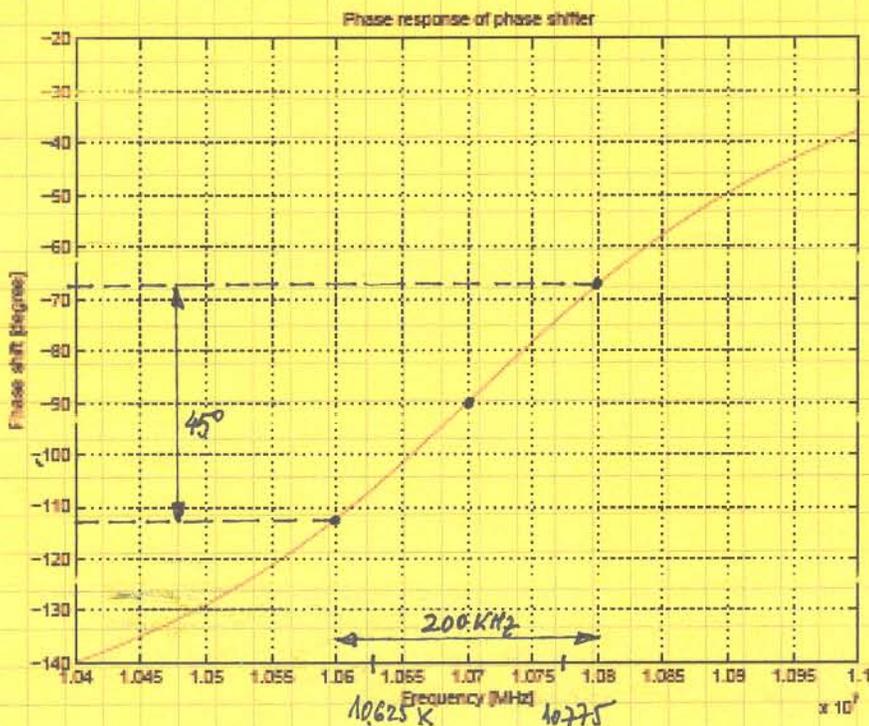


Fig 3. Detalii la caracteristica de fază.

Se vede că în domeniul de interes $10.700 - 75 = 10.625 \text{ kHz}$; $10.700 + 75 = 10.775 \text{ kHz}$ caracteristica de fază este liniară

$$\phi(f) = -90^\circ + \frac{45^\circ}{200 \text{ kHz}} (f - 10.700) \text{ kHz}$$

Dacă $\rho(t)$ are amplitudine constantă la ieșirea defazorului apare, așa cum se observă în figura 4 o variație de amplitudine.

În banda de ± 75 kHz în jurul valorii de $10,7$ MHz variația de atenuare este de numai $0,79$ dB. Prin urmare dacă A este

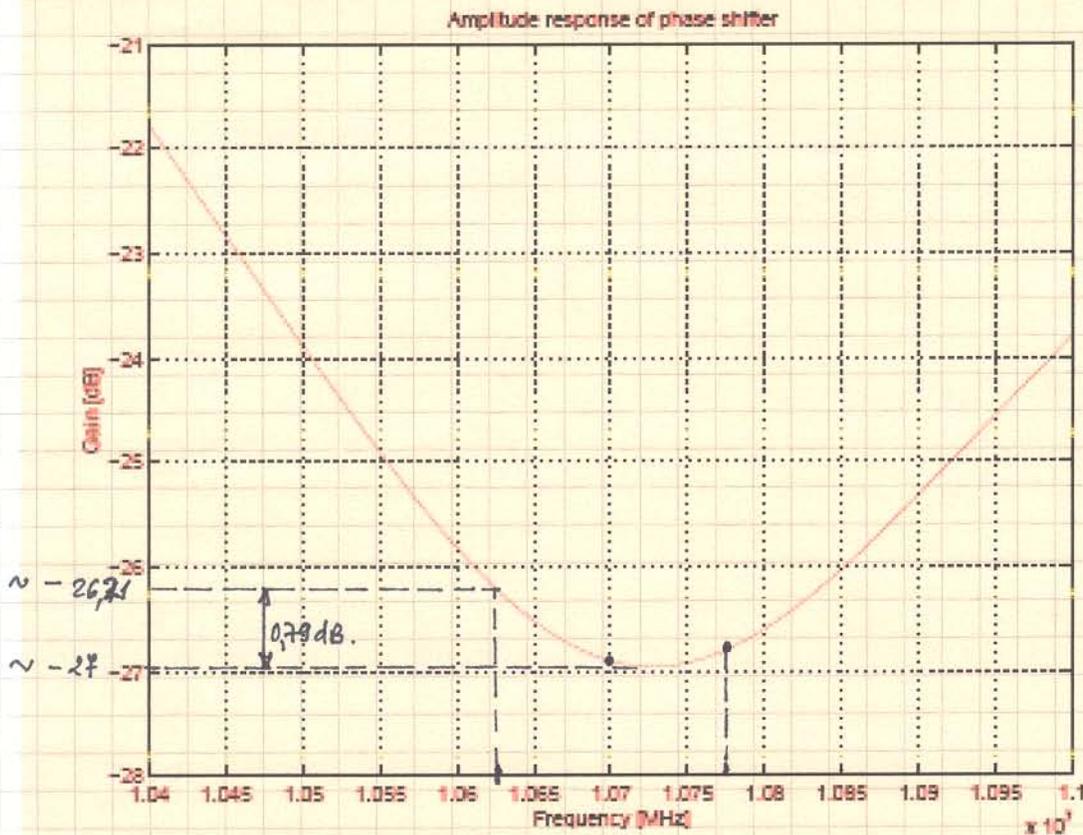


Fig. 4. Caracteristică de modul a defazorului.

amplitudinea de la ieșirea defazorului raportul dintre valorile sa maxime, A_M , și valorile sa minime, A_m , se obține din

$$20 \log \frac{A_M}{A_m} = 0,79 \Rightarrow \frac{A_M}{A_m} = 1,095$$

Cu o eroare neglijabilă se poate considera că la ieșirea defazorului amplitudinea este constantă într-un domeniu de 150 kHz centrat pe $10,700$ kHz.

Se poate deci scrie că:

$$\begin{aligned} \tilde{s}(t) &\approx A \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi k \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau + \phi(f) \right] \\ &= A \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi k \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau - 90^\circ \frac{f}{180} + \frac{45^\circ}{180 \cdot 200} (f - 10,700) \right] \\ &= A \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi k \int_{-\infty}^t x(\tau) + \frac{3,93 \cdot 10^{-3}}{2\pi k} (f - 10,700) - \frac{f}{2} \right]; f \text{ în kHz} \end{aligned}$$

Deoarece $\cos(\alpha - \frac{f}{2}) = \cos(\frac{f}{2} - \alpha) = \sin \alpha$ avem:

$$\tilde{s}(t) \cong A_c \sin \left[2\pi f_c t + 2\pi k \int_{-\infty}^t x(\xi) d\xi + 2\pi K (f - 10.700) \right]; \quad f \text{ în KHz}$$

cu
$$K = \frac{45\pi}{2\pi \cdot 180 \cdot 200} = 6,25 \cdot 10^{-4} \left[\frac{1}{\text{KHz}} \right]; \quad A \cong 46,75 \cdot 10^{-3} A_c.$$

La revîrea multiplicativului obținem

$$\begin{aligned} y(t) = s(t) \tilde{s}(t) &\cong A_c A_c \cos \left[2\pi f_c t + 2\pi k \int_{-\infty}^t x(\xi) d\xi \right] \sin \left[2\pi f_c t + 2\pi k \int_{-\infty}^t x(\xi) d\xi + 2\pi K (f - 10.700) \right] \\ &= \frac{A_c A}{2} \sin 2\pi K (f - 10.700) + \frac{A_c A}{2} \sin \left[2\pi \cdot (2f_c) + 4\pi k \int_{-\infty}^t x(\xi) d\xi + 2\pi K (f - 10.700) \right] \end{aligned}$$

Al doilea termen conține componentă spectrală plasată în jurul frecvenței $2f_c = 21.400 \text{ KHz}$ și sunt înlăturate de filtrul trece jos. Prin urmare,

$$\hat{m}(t) \cong \frac{A_c A}{2} \sin 2\pi K (f - 10.700). \quad f = f(t)$$

Dar $|f - 10.700| \leq 75$ are ca $2\pi K |f - 10.700| \leq 3,93 \cdot 10^{-3} \cdot 75 \cong 0,295 \text{ rad}$.

Este, în consecință valabilă aproximația

$$\sin 2\pi K (f - 10.700) \cong 2\pi K (f - 10.700) \cong f [\text{KHz}].$$

Dar frecvența instantanee este

$$f = f_c + kx(t) \quad f - 10.700 = kx(t)$$

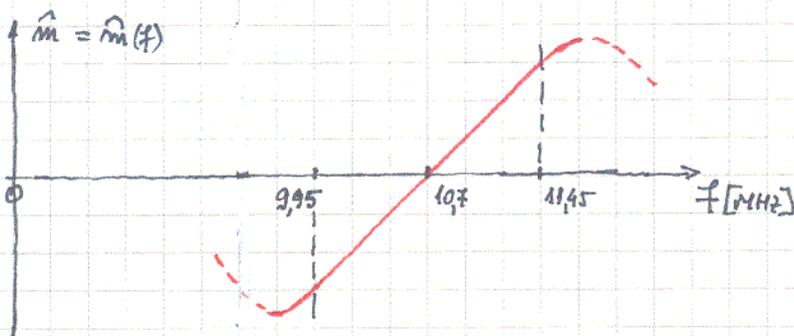
Rezultă că

$$\hat{m}(t) \cong \frac{A_c A}{2} 2\pi K k x(t) = A_c \cdot \frac{46,75 \cdot 10^{-3}}{2} \cdot A_c \cdot 3,93 \cdot 10^{-3} k x(t)$$

adică
$$\hat{m}(t) \cong 91,9 A_c^2 k x(t) \cdot 10^{-6}.$$

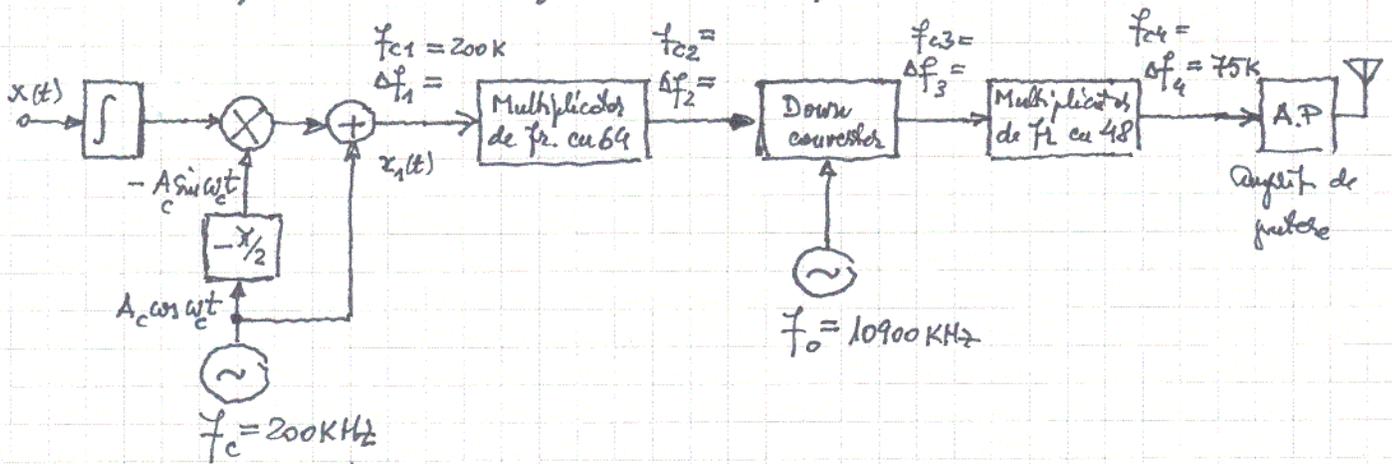
Condiția necesară filtrului T J este să aibă frecvența de tăiere peste 75 KHz dar nu și multă decât $\sim 20.000 \text{ KHz}$. Sunt condiții ușor de realizat.

Schema este deci un demodulator MF, pe cât de simplu, pe atât de performant. Dependența \hat{m} față de frecvența f este dată în



figură. Cum $f - 10,7 \text{ MHz}$ variază liniar cu perambulul modulator $x(t)$ și \hat{m} variază liniar cu $x(t)$.

În figura se prezintă schema bloc a unui emițător FM ce utilizează o modulație de bandă îngustă. Analizați schema, dacă $X(\omega) \in [50, 15.000] \text{ Hz}$



1) Dacă $y(t) = k \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau$ și dacă $2\pi |y(t)| \ll \delta$

$$x_1(t) = A_c \cos[\omega_c t + 2\pi k \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau] = A_c \cos[2\pi f_c t + 2\pi k \int_{-\infty}^t x(\tau) d\tau]$$

$$= A_c \cos 2\pi f_c t \cos 2\pi y(t) - A_c \sin 2\pi f_c t \sin 2\pi y(t)$$

$$\approx A_c \cos 2\pi f_c t - (A_c \sin 2\pi f_c t) 2\pi y(t)$$

Rezultă că $f_{c1} = 200 \text{ kHz}$.

$$\Delta f_4 = \Delta f_1 \cdot 48 \cdot 64 \Rightarrow \Delta f_1 = \frac{75.000 \text{ Hz}}{64 \cdot 48} \approx 24,5 \text{ Hz}$$

$$\Delta f_1 = 24,5 \text{ Hz}$$

$$D_1 = \frac{\Delta f}{W} = \frac{24,5 \text{ Hz}}{15.000 \text{ Hz}} \approx 1,63 \cdot 10^{-3}$$

$$\beta_{1 \text{ min}} = \frac{24,5}{15.000} = 1,63 \cdot 10^{-3} \quad \beta_{1 \text{ max}} = \frac{24,5}{50} = 0,49$$

Modulația este deci de bandă îngustă.

2) După multiplicatorul de frecvență cu 64 alături de f_{c1} cât și Δf_1 se multiplică cu 64:

$$f_{c2} = 64 \cdot 200 = 12.800 \text{ kHz} = 12,8 \text{ MHz}$$

$$\Delta f_2 = 64 \cdot 24,5 = 1568 \text{ Hz} = 1,568 \text{ kHz}$$

$$f_{c2} = 12,8 \text{ MHz} \quad \Delta f_2 = 1,568 \text{ kHz}$$

3) "Down converter"-ul mută spectrul cu 10.900 kHz spre frecvențele joase, păstrând însă derivatele de frecvență:

$$f_{c3} = f_{c2} - f_0 = 12,8 - 10,9 = 1,9 \text{ MHz} = 1900 \text{ kHz}$$

$$f_{c3} = 1900 \text{ kHz} \quad \Delta f_3 = 1,568 \text{ kHz}$$

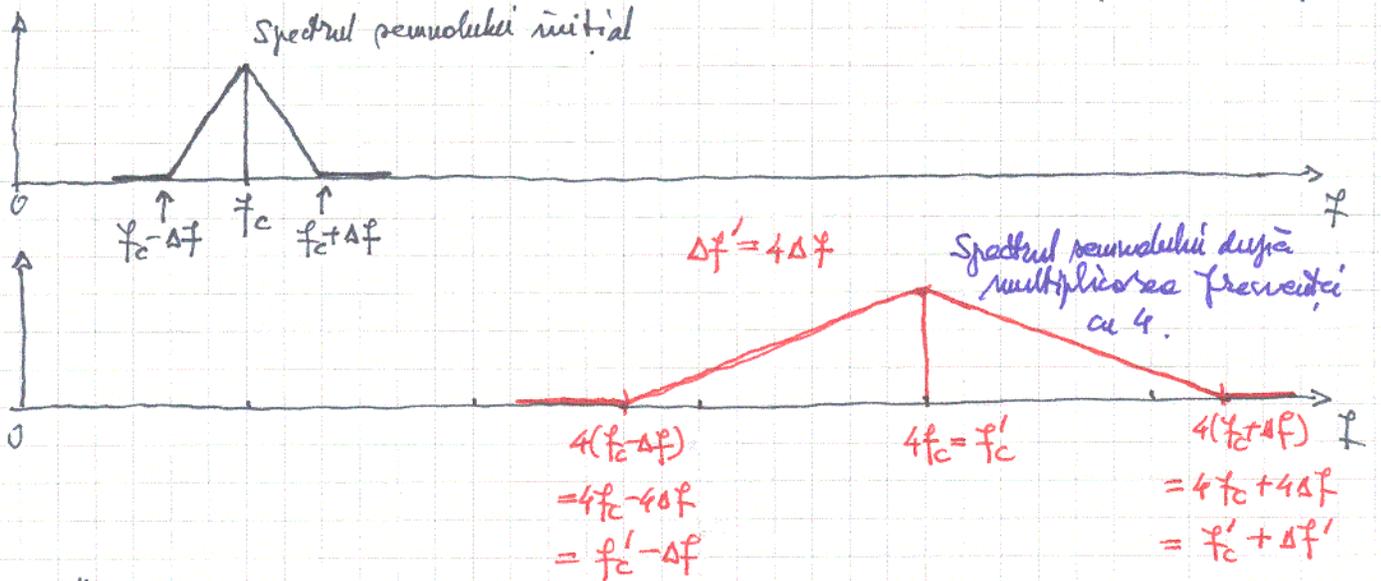
4) La revirea multiplicării de frecvență cu 48 atât f_{c3} cât și Δf_3 se multiplică cu 48:

$$f_{c4} = 48 \cdot 1,9 = 91,2 \text{ MHz}$$

$$\Delta f_4 = 48 \cdot 1,568 = 75,264 \text{ kHz}$$

$$f_{c4} = 91,2 \text{ MHz} \quad \Delta f_4 = 75,264 \approx 75 \text{ kHz}$$

* Vom exemplifica, cu o multiplicare cu 4, faptul că atât f_c cât și Δf se multiplică.



** "Down-convertingul" "mută spectrele":

