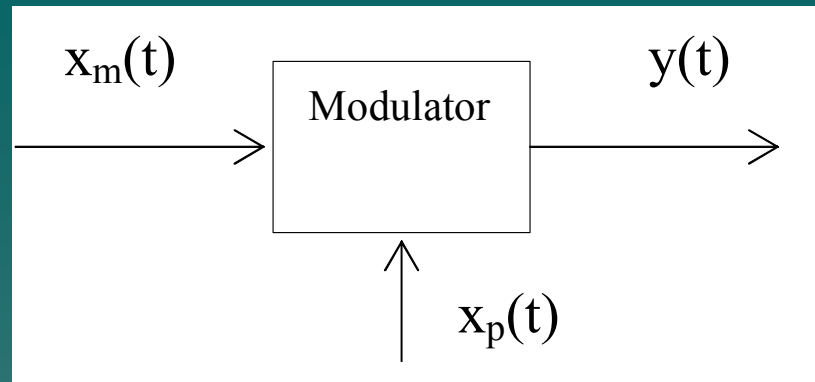


Tehnici de modulație analogică

Modulatia este operatia de transformare a unui semnal util, numit semnal modulator, intr-un semnal modulat, in vederea transmiterii acestuia la distanta.

Prin moduleare se realizeaza:

- adaptarea la conditiile particulare ale canalului de comunicatie. Ex.: la o transmisie radio se urmareste translatarea spectrului de joasa frecventa al vocii in jurul unei frecvente radio, aflata in domeniul de inalta frecventa, astfel incât antenele de emisie si receptie sa functioneze eficient (o antena emite/receptioneaza eficient daca lungimea sa fizica este comparabila cu λ - lungimea de unda a semnalului transmis);
- multiplexarea semnalelor, permite utilizarea aceluiasi mediu de transmisie pentru mai multe comunicatii.



DEFINIȚII:

- $x_m(t)$ se numește **semnal modulator** și este în general un semnal având un spectru de frecvențe aflat în domeniul de joasă frecvență; acest semnal reprezintă informația utilă care se dorește a fi transmisă
- $x_p(t)$ se numește **semnal purtător** (purtătoare), este un semnal sinusoidal (uneori rectangular), având frecvența situată în domeniul de înaltă frecvență; valoarea frecvenței purtătoare se alege astfel încât semnalul obținut după operația de modulare să se adapteze cel mai bine caracteristicilor de frecvență a canalului de comunicații iar antena să emita/recepționeze eficient;
- $y(t)$ se numește **semnal modulat**, fiind un semnal complex, având spectrul de frecvențe situat în domeniul de înaltă frecvență și conținând informație cu privire atât la semnalul $x_m(t)$ cât și la semnalul $x_p(t)$.

În cazul cel mai simplu, al semnalului de tip armonic, semnalul purtător are expresia:

$$(1) x_p(t) = A_p \cos(\omega_p t + \varphi_p)$$

- A_p - amplitudinea semnalului purtător
- $\omega_p = 2\pi f_p$ - pulsația semnalului purtător
- f_p - frecvența semnalului purtător
- φ_p - faza semnalului purtător

Tipuri de modulație analogica

Funcție de care din cei trei parametri ai semnalului purtător din relația (1) se modifică, avem:

Modulație în amplitudine MA – dacă amplitudinea A_p este cea care se modifică în ritmul semnalului modulator;

Modulație în frecvență MF – dacă ω_p sau f_p se modifică în ritmul semnalului modulator;

Modulație în fază – dacă φ_p se modifică în ritmul semnalului modulator;

MODULAȚIA ÎN AMPLITUDINE -MA

Caracteristic semnalului modulat in amplitudine este faptul ca amplitudinea semnalului modulat variaza în ritmul semnalului modulator, în timp ce frecvența și faza rămân constante și egale cu frecvența și faza semnalului purtător. În cazul în care semnalul purtător este de tip armonic, expresia cea mai generală a unui semnal modulat în amplitudine este:

$$(1) \quad y(t) = [A_p + mA_p x_m(t)] \cos \omega_p t$$

Unde A_p și ω_p sunt respectiv amplitudinea și pulsația semnalului purtător, $x_m(t)$ semnalul modulator iar m este indicele de modulație, proporțional cu raportul între amplitudinea semnalului modulator (A_m) și amplitudinea semnalului purtător (A_p).

Analiza modulatorilor care utilizeaza semnale modulatorie complexe se face pornind de la premisa ca orice semnal complex se poate descompune într-o sumă de semnale elementare de tip armonic, avand frecvente diferite. Aplicand tehnica superpozitiei, considerand modulatorul un sistem liniar, se poate presupune ca raspunsul modulatorului la o excitatie complexa poate fi determinata ca suma a raspunsurilor partiale la fiecare dintre semnale elementare in care excitatia poate fi descompusa. Datorita acestui fapt este suficient sa studiem comportarea modulatorului la semnale de intrare (semnale modulatorie) simple, de tip armonic.

Astfel, presupunand semnalul modulator de tip armonic:

$$(2) \quad x_m(t) = A_m \cos \omega_m t$$

rezultă că semnalul modulat are expresia:

$$(3) \quad y(t) = A_p (1 + mA_m \cos \omega_m t) \cos \omega_p t$$

Forma de undă a unui semnal de tipul celui din relația (3) este prezentat în figura 4.

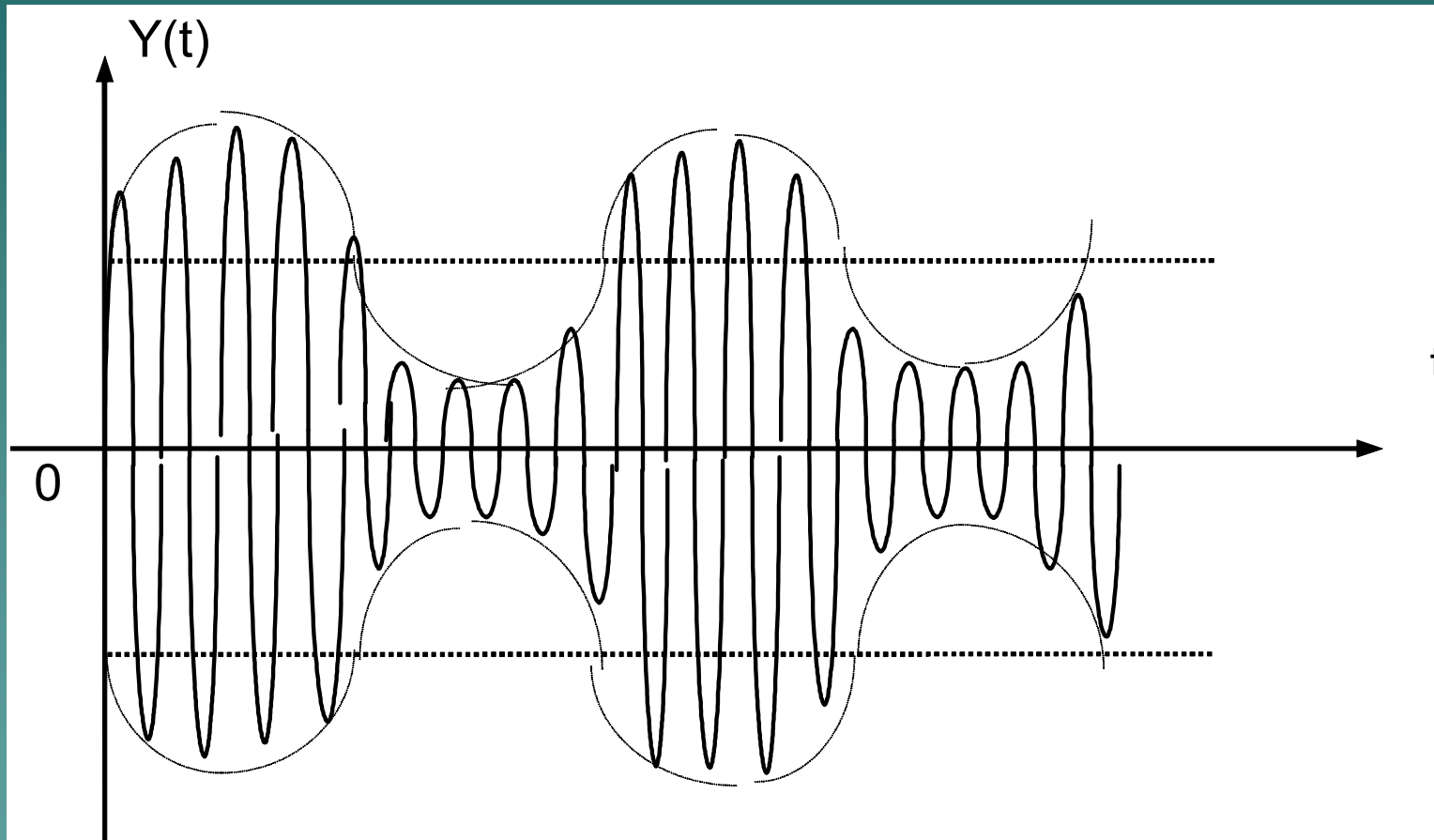
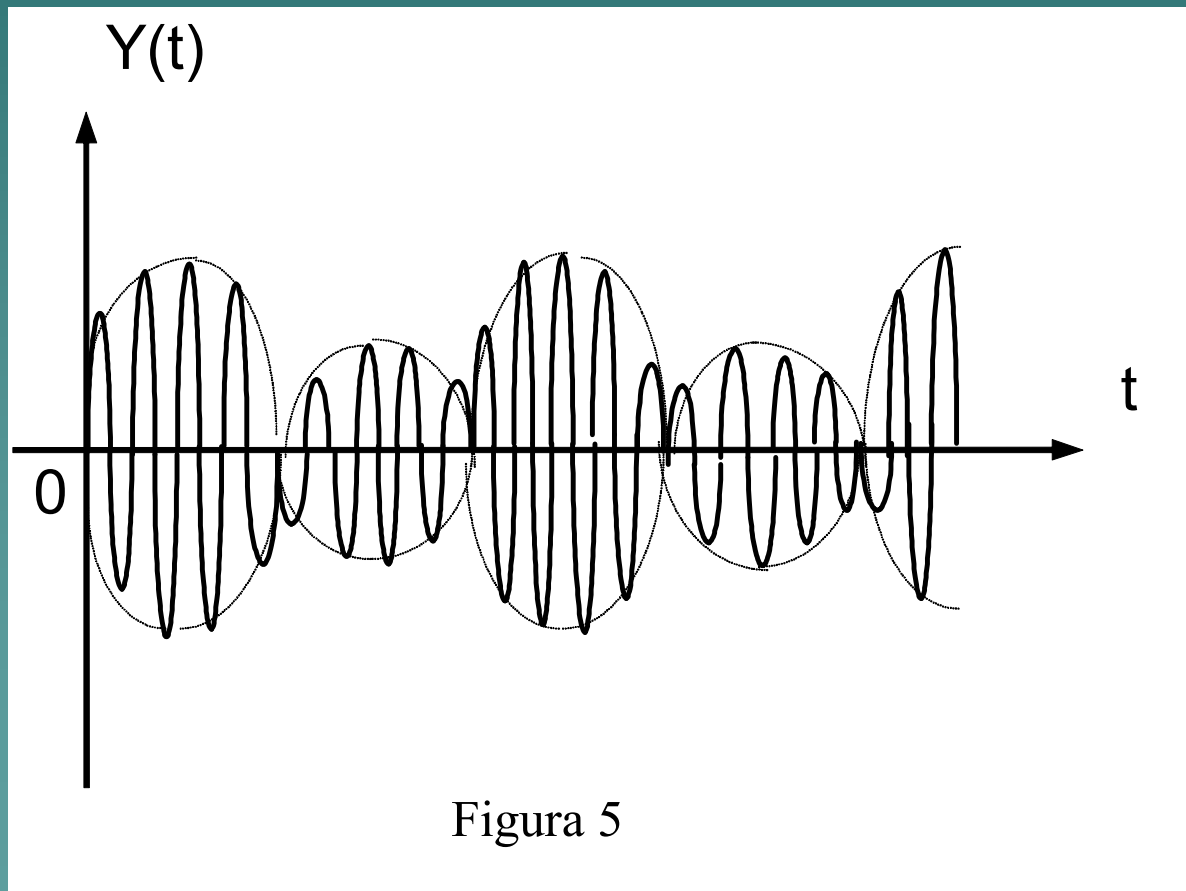


Figura 4

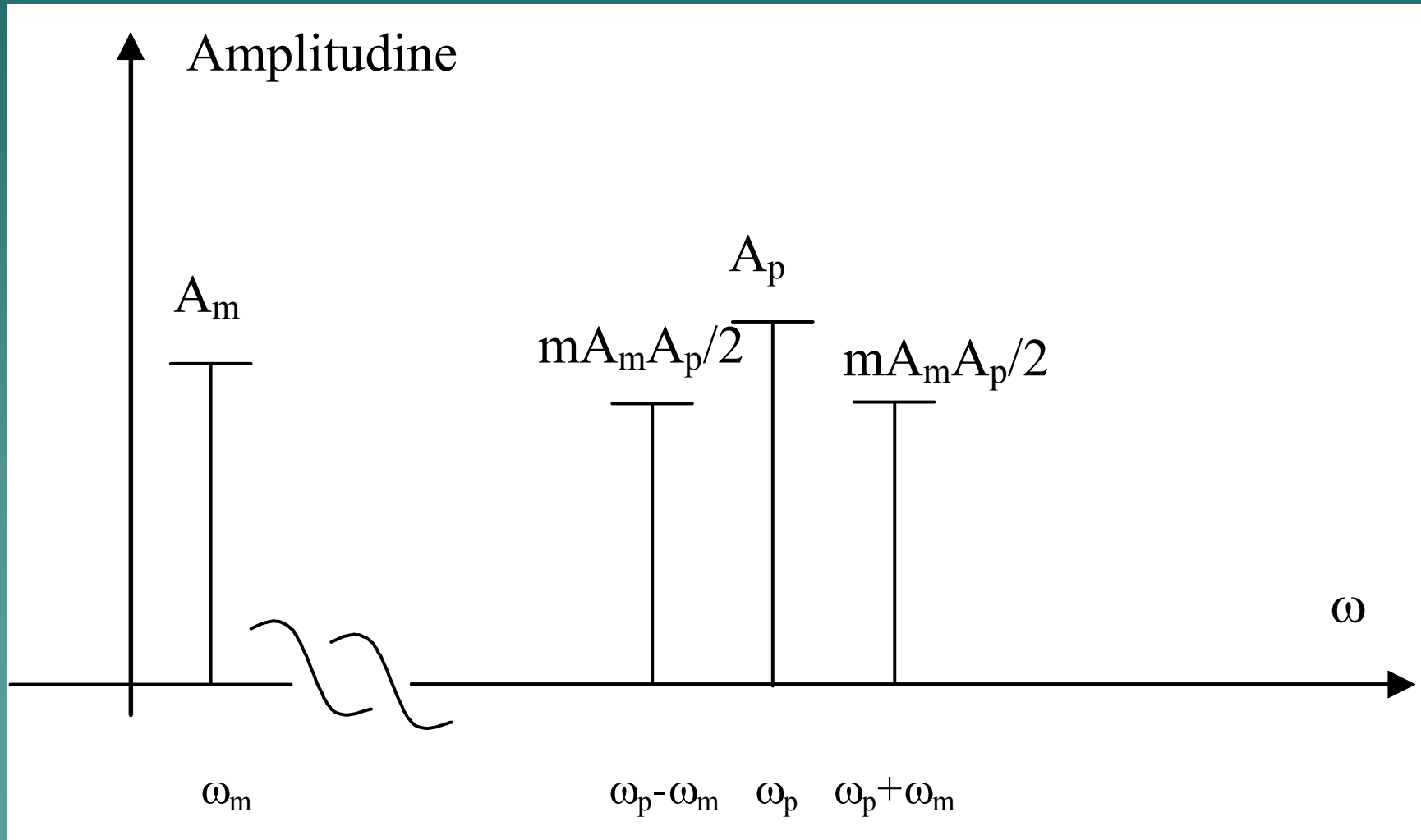
În funcție de indicele de modulație m (a cărei valoare adimensională poate fi subunitară sau supraunitară) forma de undă a semnalului modulat poate să prezinte o anvelopă superioară, care trece sub linia de amplitudine 0V. În acest caz modulația prezintă o supramodulație ca în figura 5



Pentru semnalul din relația (3) vom determina spectrul de frecvență și vom reprezenta caracteristica amplitudine-frecvență a semnalului modulat presupunând că frecvența semnalului purtător $f_p(\omega_p) \gg f_m(\omega_m)$. Astfel, din relația (3) rezulta:

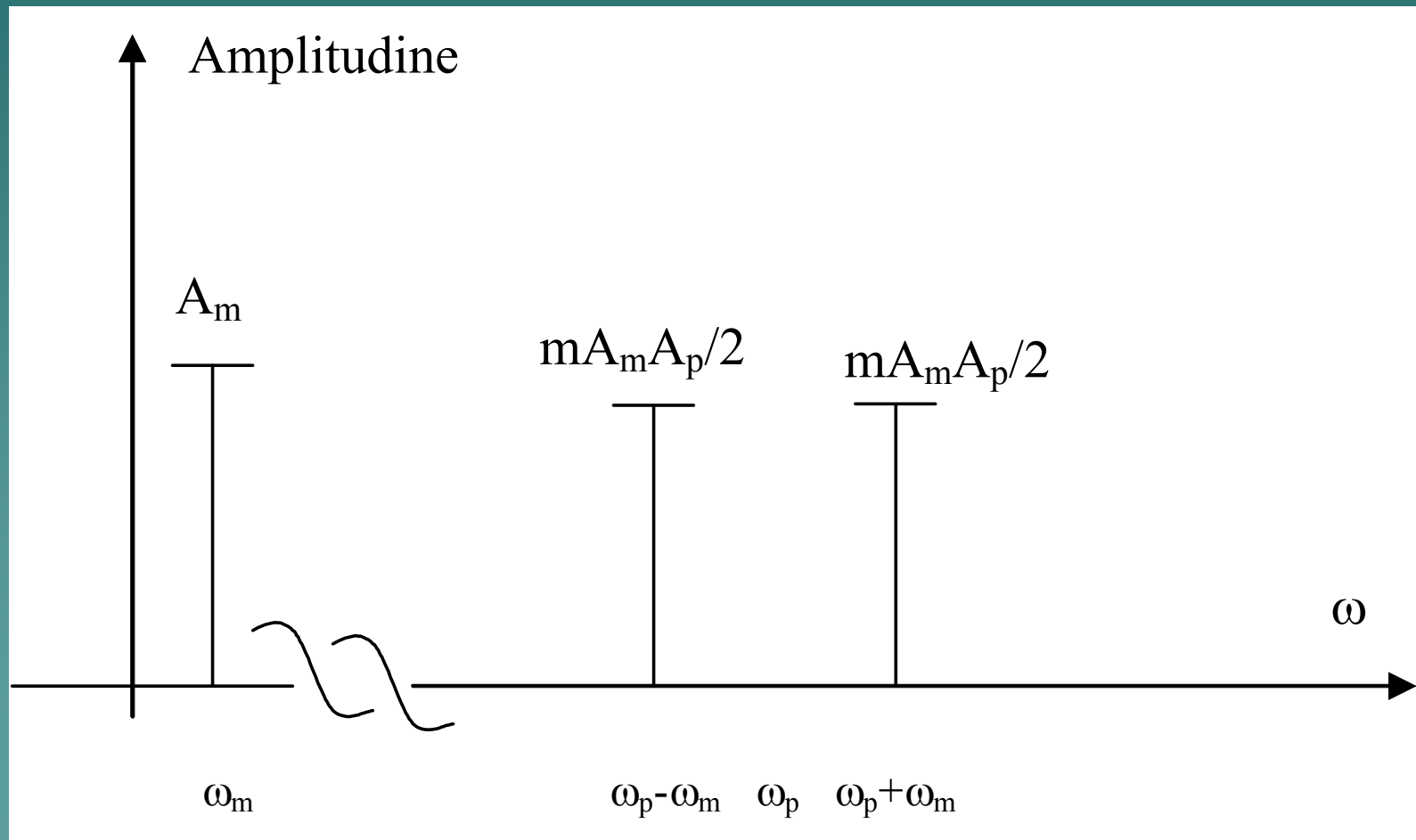
$$(4) \quad \begin{aligned} y(t) &= A_p \cos \omega_p t + mA_m A_p \cos \omega_m t \cos \omega_p t \Rightarrow \\ y(t) &= A_p \cos \omega_p t + \frac{mA_m A_p}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t + \frac{mA_m A_p}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t \end{aligned}$$

Reprezentarea în domeniul frecvență a semnalului din relația (4) este:



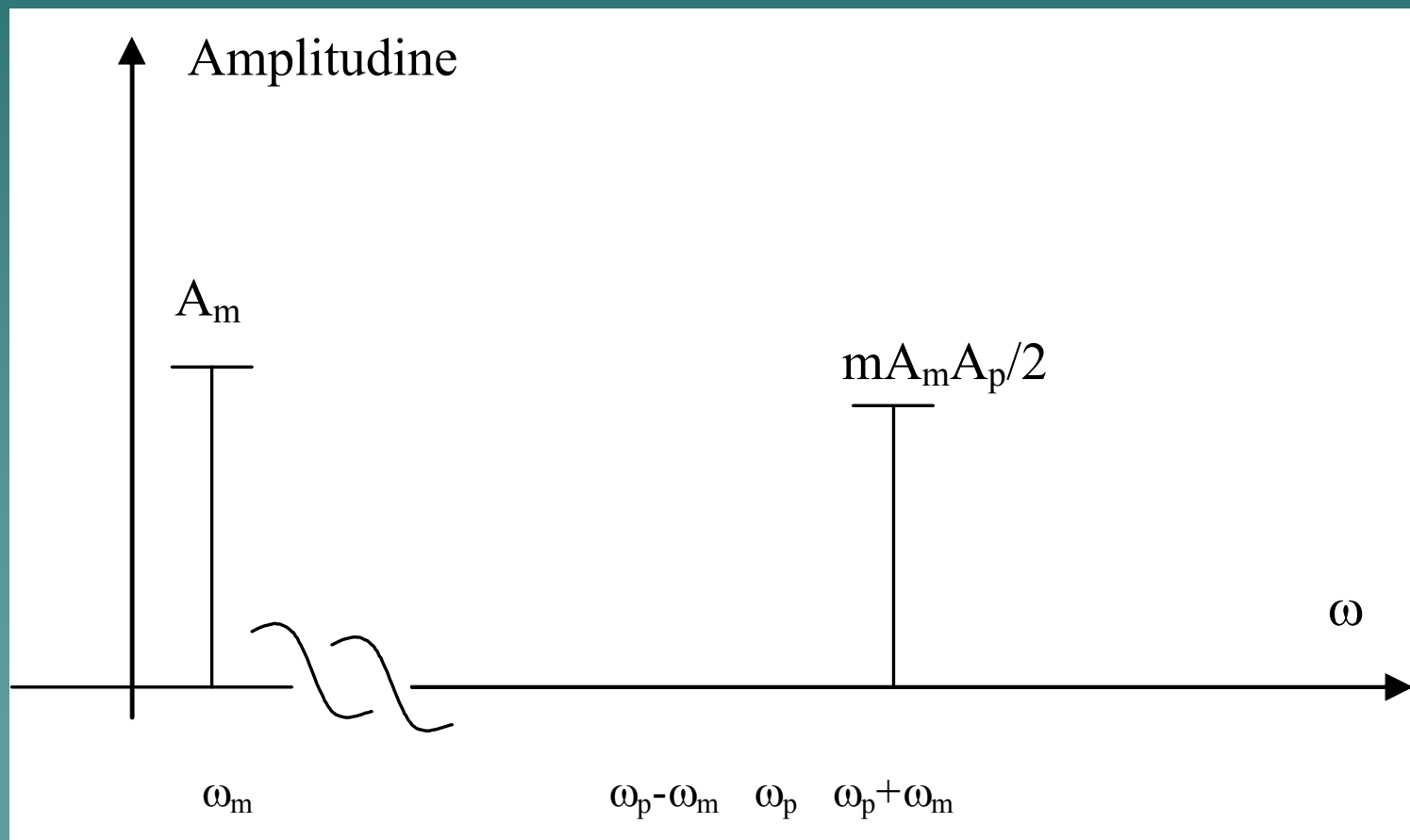
MA-PS modularea în amplitudine cu purtătoare suprimată

$$(5) \quad y(t) = A_p m A_m \cos \omega_m t \cos \omega_p t = \frac{mA_m A_p}{2} \cos(\omega_p - \omega_m)t + \frac{mA_m A_p}{2} \cos(\omega_p + \omega_m)t$$



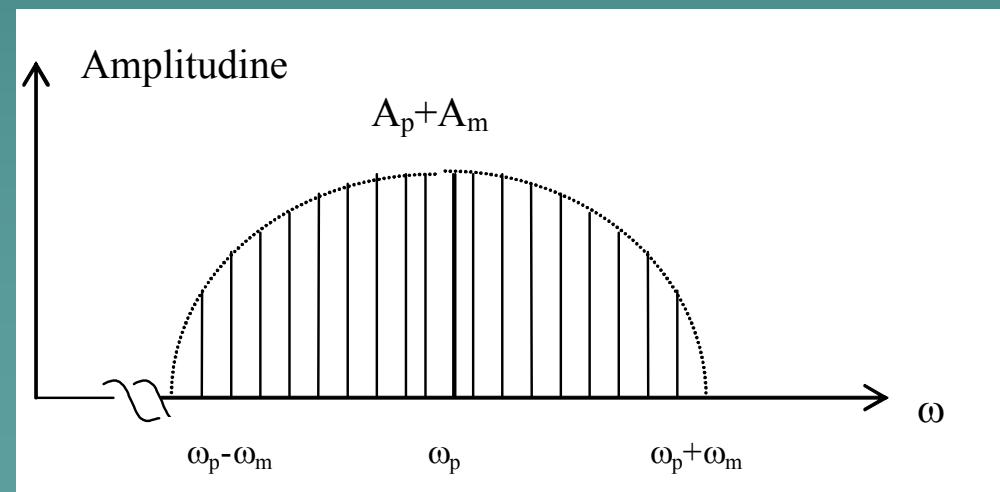
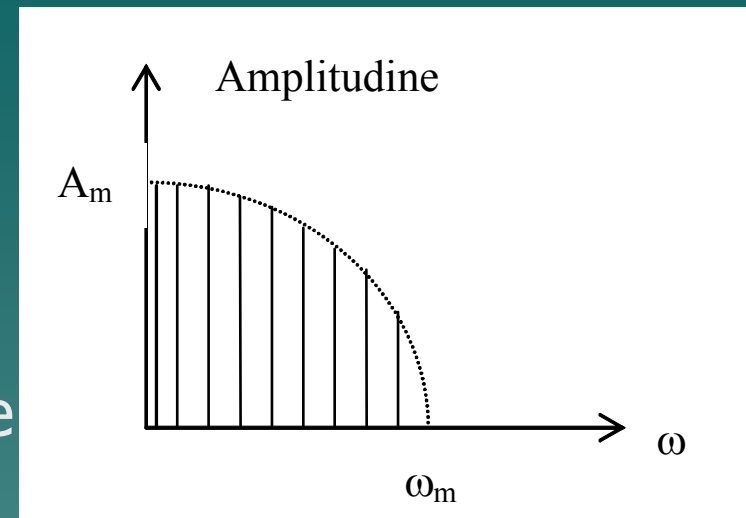
MA-BLU modularea în amplitudine cu bandă laterală unică

$$(6) \quad y(t) = \frac{mA_m A_p}{2} \cos(\omega_p \pm \omega_m)t$$



În cazul în care semnalul modulator este un semnal complex, format dintr-o multitudine de componente spectrale ($0 \dots \omega_m$), având o înfășurătoare ca cea din figură, semnalul modulat cu o purtătoare pe pulsația ω_p translatează semnalul în domeniul frecvenței ca în figura de mai jos.

Componentele spectrale aflate la dreapta purtătoarei ω_p formează banda laterală superioară iar cele de la stânga - banda laterală inferioară.



Concluzii


1. Sistemele care folosesc modulația în amplitudine MA clasică consumă o bandă mare, irosesc putere pentru transmiterea purtătoarei, dar la receptor semnalul util este ușor de obținut.
2. Transmisiile ce folosesc MA-PS utilizează aceeași bandă de frecvență ca și cele clasice, însă, datorită faptului că nu mai transmit semnalul purtător sunt mai eficiente deoarece puterea de emisie e folosită doar pentru transmiterea semnalului util. La receptor demodularea (recuperarea informației utile) se face prin scheme ce folosesc demodularea sincronă (recuperarea semnalului pe frecvență purtătoarei) și utilizarea apoi a demodulării clasice MA.
3. Transmisiile ce folosesc MA-BLU sunt cele mai eficiente din punct de vedere al acupării benzii de frecvență (ocupă doar jumătate din banda ocupată de precedentele tipuri de MA) și al puterii emise. Din păcate, o comunicație cu MA-BLU pură nu poate avea loc, deoarece, la receptor nu poate fi recuperată informația utilă.

Transmisii MA-BLU

Pentru a realiza totusi o transmisie care sa se apropie cat mai mult de o transmisie MA-BLU in vederea obtinerii de maxime avantaje privind banda ocupata si eficienta puterii transmise, în practică se utilizează un compromis:

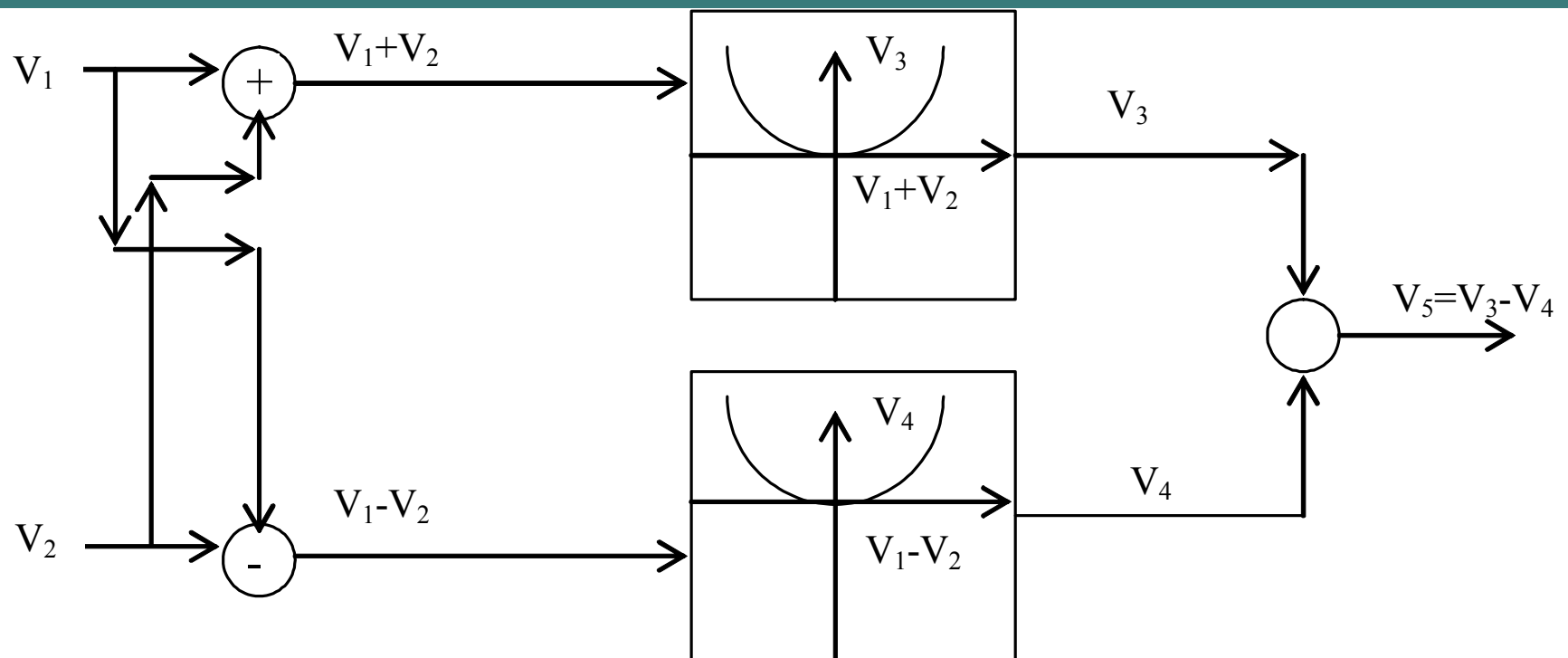
- fie se realizează o transmisie MA-RBL (MA cu rest de bandă laterală) caz in care se transmite o bandă laterală în întregime și o parte din cea de-a doua bandă laterală;
- fie se transmite doar o bandă laterală și un semnal pilot de mică amplitudine pe frecvența purtătoare, necesar la receptor pentru demodularea semnalului primit;

Există mai multe tehnici pentru obținerea semnalelor modulate în amplitudine:

- ◆ Multiplicarea analogică
 - ◆ Modularea prin choppare
 - ◆ Modularea indirectă
 - ◆ Modularea directă (liniară)
- 
- A stylized, dark teal silhouette of a mountain range is positioned in the bottom right corner of the slide, adding a decorative element to the background.

MULTIPLICAREA ANALOGICĂ

Schema de principiu a unui multiplicator analogic utilizează un sumator, două circuite de diferențiere și două dispozitive cu caracteristică pătratică.



Dispozitivul cu caracteristică pătratică furnizează la ieșire semnale proporționale cu pătratul semnalului aplicat la intrare.

$$(1) \quad V_3 = K_1(V_1 + V_2)^2$$

$$(2) \quad V_4 = K_2(V_1 - V_2)^2$$

$$(3) \quad V_5 = V_3 - V_4 = K_1(V_1 + V_2)^2 - K_2(V_1 - V_2)^2$$

Dacă presupunem că cele două dispozitive sunt identice rezultă că:

$$(4) \quad K_1 = K_2 = K$$

$$(5) \quad V_5 = 4KV_1V_2$$

Relația (5) ne arată că semnalul de ieșire V_5 este proporțional cu produsul semnalelor de intrare V_1 și V_2 .

Să presupunem că semnalul

$$(6) V_1 = A + mA_m \cos \omega_m t$$

atunci:

$$(7) V_2 = A_p \cos \omega_p t$$

este semnalul purtător.

Dacă semnalele (6) și (7) sunt aplicate la intrarea unui multiplicator analogic având schema din figura anterioara, la ieseire rezultă un semnal de forma :

$$(8) V_5 = (A + mA_m \cos \omega_m t) A_p \cos \omega_p t = AA_p \cos \omega_p t + mA_m A_p \cos \omega_p t \cos \omega_m t$$

adica un semnal modulat în amplitudine având toate cele trei componente.

Schema de principiu a multiplicatorului analogic are doar o importanta teoretică. În practică, nu există dispozitive cu caracteristică pătratică ci doar dispozitive cu caracteristică semipătratică, care respecta condițiile.

$$(9) \quad V_3 = \begin{cases} (V_1 + V_2)^2, & V_1 + V_2 > 0 \\ 0 & , V_1 + V_2 \leq 0 \end{cases}$$

Rezultă că, în practică, semnalelor de intrare $V_1 + V_2$ și $V_1 - V_2$ trebuie să li se impună o serie de condiții:

$$(10) \quad \begin{cases} V_1 + V_2 > 0 \\ V_1 - V_2 > 0 \end{cases}$$

Relațiile (10) trebuie îndeplinite simultan în condițiile cele mai dezavantajoase, adică:

$$(11) \begin{cases} (V_1 + V_2)_{\min} > 0 \\ (V_1 - V_2)_{\min} > 0 \end{cases}$$

Dacă V_1 și V_2 sunt semnale având expresiile din relațiile (6) și (7), condițiile cele mai severe pentru relațiile (11) se îndeplinesc dacă:

$$(12) A - mA_m - A_p > 0$$

adica

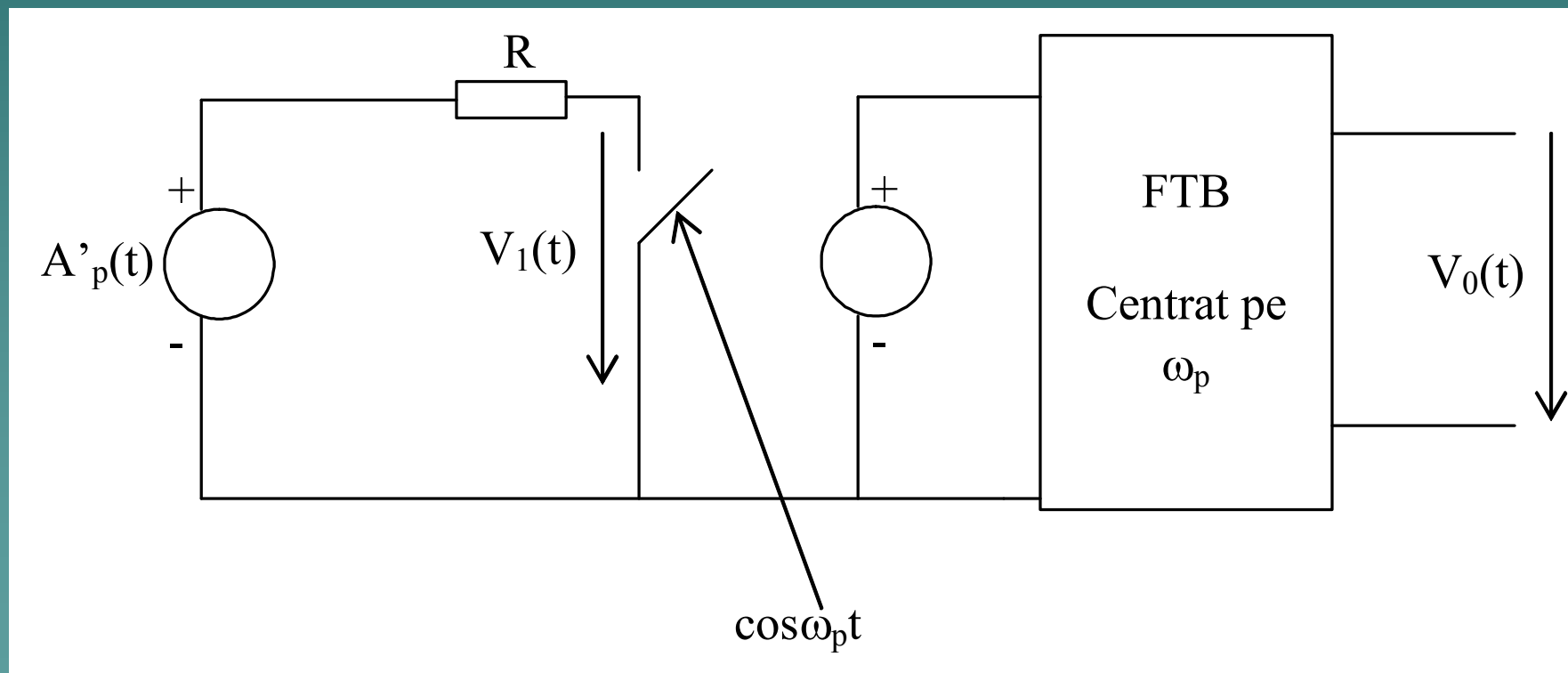
$$(13) m < \frac{A - A_p}{A_m}$$

Relația (13) arată că indicele de modulație este limitat ca valoare superioară și, deoarece m trebuie să fie mai mare ca zero, trebuie îndeplinită și condiția:

$$(14) A > A_p$$

MODULAREA PRIN CHOPPARE

Constă în fragmentarea semnalului modulator cu frecvența semnalului purtător. Metoda se folosește adesea pentru transmiterea semnalelor lent variabile (semnale joase).



În figură, semnalul modulator $A'_p(t)$ este fragmentat cu ajutorul unui comutator electronic comandat de semnalul pe frecvența f_p .

La intrarea FTB (filtru trece bandă) apare un semnal $v_1(t)$ identic cu cel de pe contactele comutatorului electronic.

Astfel, $v_1(t)=0$ când comutatorul este închis și

$v_1(t)= A'_p(t)$ când comutatorul este deschis.

Pentru analiza acestui semnal se introduce o funcție de comutare:

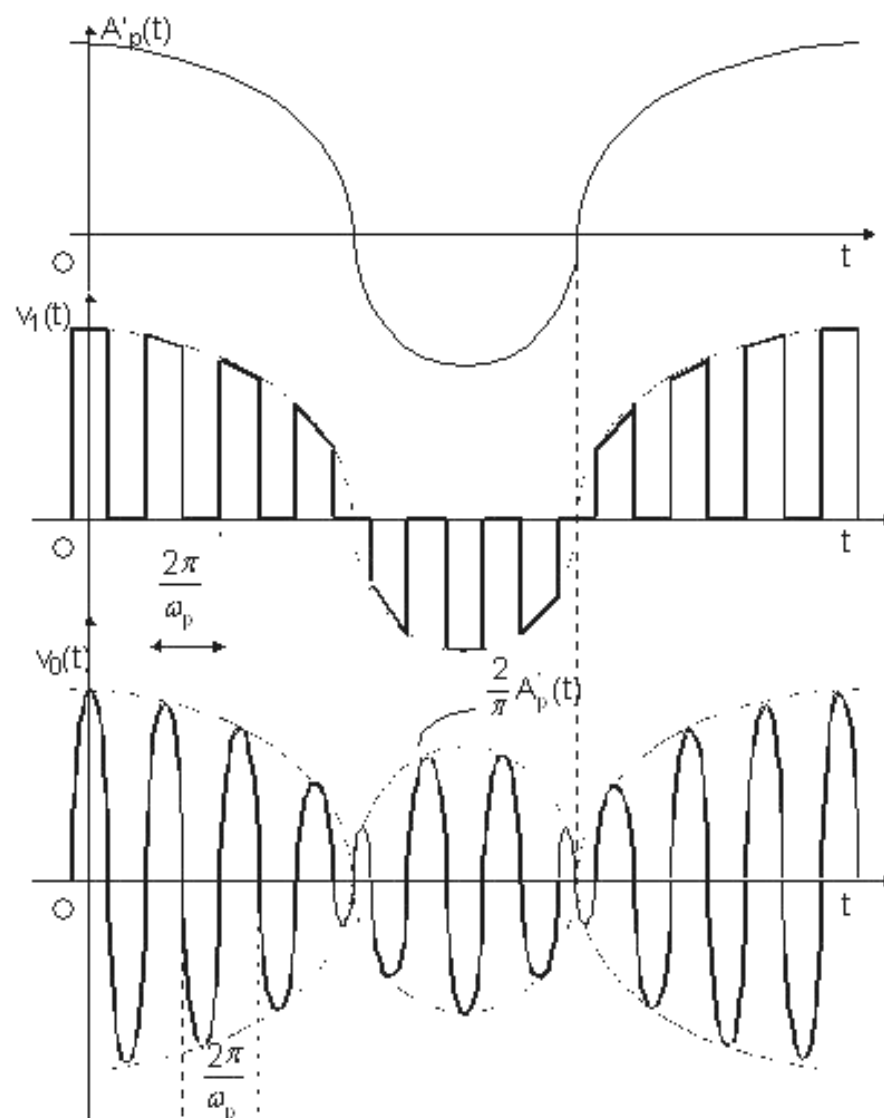
$$(1) \quad \delta(t) = \begin{cases} 0, \cos \omega_p t \leq 0 \\ 1, \cos \omega_p t > 0 \end{cases}$$

Semnalul $v_1(t)$ se în acest caz exprima astfel:

$$(2) \quad V_1(t) = A'_p(t) \delta(t) = \begin{cases} 0 & , \cos \omega_p t \leq 0 \\ A'_p(t), \cos \omega_p(t) > 0 \end{cases}$$

În conformitate cu relația (2), formele de undă ce caracterizează funcționarea modulării prin choppare sunt reprezentate în figură unde $V_0(t)$ este semnalul de la ieșirea FTB care apare ca semnal modulat în amplitudine cu indice de modulație supraunitar.

Modularea prin choppare – forme de undă



Pentru a analiza din punct de vedere al componentelor spectrale semnalul $V_1(t)$ din relația (2), vom utiliza dezvoltarea în serie Fourier a respectivei expresii, obținându-se astfel:

$$(3) \quad V_1(t) = A'_p(t)\delta(t) = A'_p(t)\left[\frac{1}{2} + \frac{2}{\pi}\cos\omega_p t - \frac{2}{3\pi}\cos 3\omega_p t + \frac{2}{5\pi}\cos 5\omega_p t - \dots\right]$$

Dacă semnalul de intrare are expresia:

$$(4) \quad A'_p(t) = mA_m A_p \cos\omega_m t$$

atunci semnalul choppat $v_1(t)$ are expresia:

$$(5) \quad V_1(t) = \frac{1}{2}mA_m A_p \cos\omega_m t + \frac{2}{\pi}mA_m A_p \cos(\omega_p - \omega_m)t + \frac{2}{\pi}mA_m A_p \cos(\omega_p + \omega_m)t - \frac{2}{3\pi}mA_m A_p \cos(3\omega_p - \omega_m)t - \dots$$

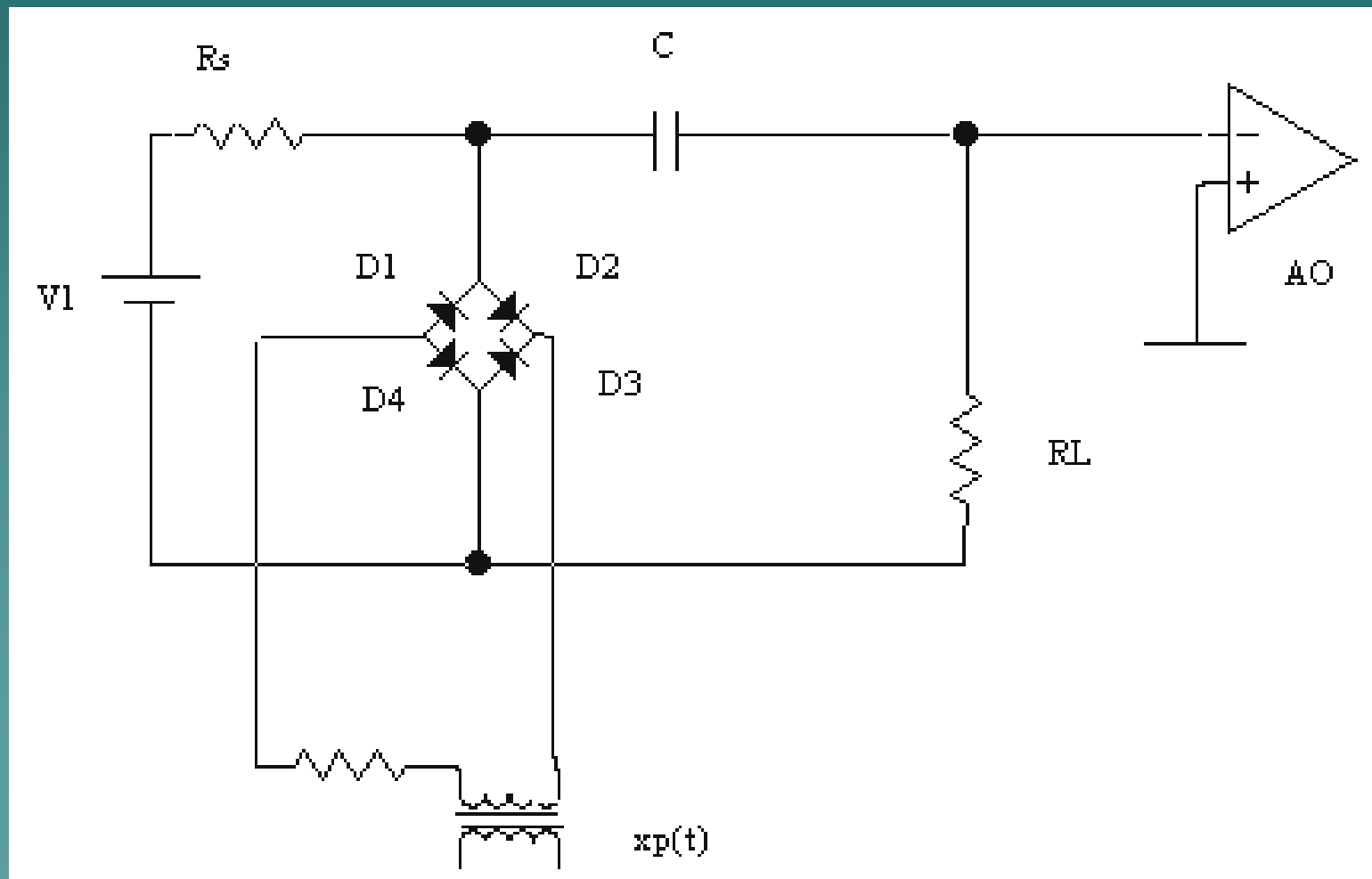
FTB lasă să treacă semnale dintr-o anumită bandă de frecvență și atenuând puternic pe cele din afara respectivei benzi. FTB lasă să treacă componentele din jurul lui ω_p , adică componentele având pulsațiile $\omega_p - \omega_m$ și $\omega_p + \omega_m$. FTB trebuie să elimine semnalele apropiate de cele utile mai sus enumerate. Și pentru aceasta este necesar ca semnalele nedorite să fie cât mai depărtate în domeniul frecvenței de cele utile, adică:

$$(6) \quad \omega_m \ll \omega_p - \omega_m, \quad 3\omega_p - \omega_m \gg \omega_p + \omega_m \quad \omega_p \gg \omega_m$$

În practică, aceste condiții se consideră îndeplinite dacă ω_p are valoarea cel puțin $10\omega_m$. Schema de principiu a modulării prin choppare permite și obținerea semnalelor MA-BLU, când FTB separa doar o componentă, $\omega_p - \omega_m$ sau $\omega_p + \omega_m$, însă, în acest caz FTB este mult mai greu de realizat deoarece cele două componente (din care una trebuie eliminată) sunt apropiate în domeniul frecvență (valoarea ω_m este în general foarte mică).

Modulatorul prin choppare cu diode

In această schema, comutatorul electronic din schema de principiu este modelat cu patru diode D1,D2,D3,D4.



V_1 reprezintă semnalul modulator (semnal continuu sau lent variabil). Semnalul pe frecvența purtătoare, $X_p(t)$, se aplică în primarul transformatorului și are o amplitudine suficient de mare pentru ca amplitudinea din secundar să fie mai mare decât amplitudinea semnalului modulator V_1 .

Din punct de vedere teoretic, o diodă poate fi folosită pe post de comutator electronic deoarece, atunci când este deschisă prezintă o impedanță redusă, fiind echivalentă cu starea ON (închis) a comutatorului și, respectiv, o impedanță ridicată când este blocată, fiind echivalentă cu starea OFF (deschis) a unui comutator electronic.

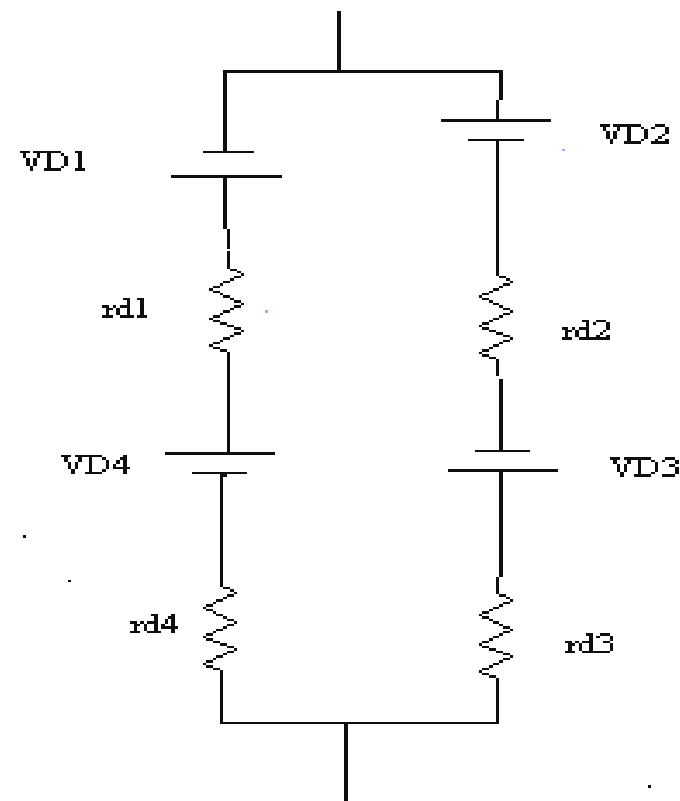
Din păcate, rezistența diferită de zero și existența unei tensiuni reziduale (tensiunea de deschidere de 0,3÷0,7V) introduc anumite distorsiuni în semnalul modulat.

FUNCȚIONARE:

Pe durata alternanței pozitive a semnalului purtător $x_p(t)$ (adică + pe anozii comuni ai lui D_1 și D_4 și - pe catodii lui D_2 și D_3), deoarece $x_p(t) > V_1$, toate diodele sunt deschise iar schema punții de diode devine echivalentă cu cea din figură.

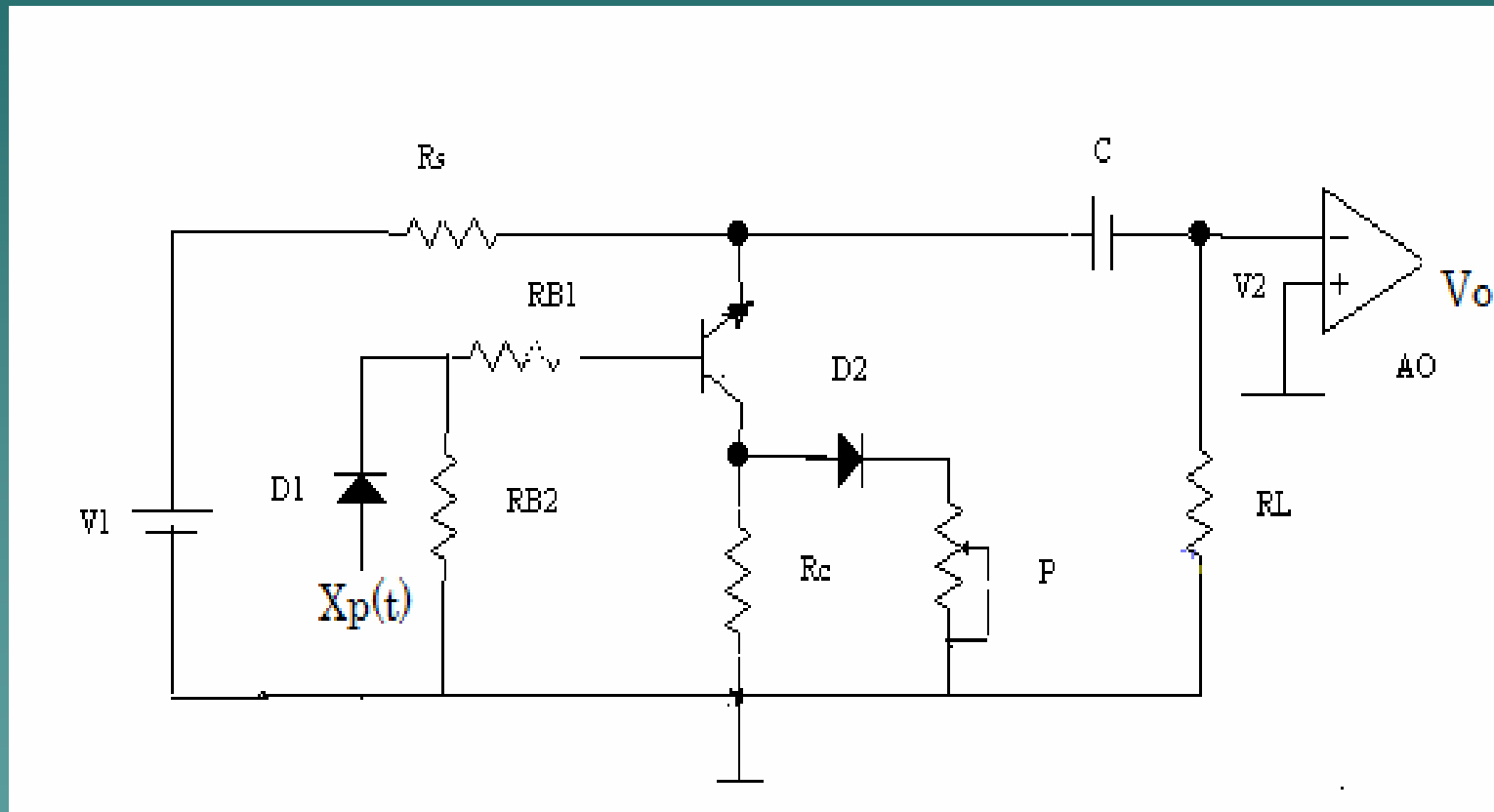
r_{d1} , r_{d2} , r_{d3} , r_{d4} sunt rezistențele directe ale diodelor. Din punct de vedere al tensiunilor de deschidere, acestea se compensează reciproc V_{D1} cu V_{D4} și V_{D2} cu V_{D3} . Schema are o tensiune reziduală aproximativ nulă, iar rezistența comutatorului ON este echivalentă cu a unei diode deschise.

În cazul alternanței negative (minus pe anozii $D1$, $D4$ și plus pe catodii $D2$ și $D3$) cele patru diode sunt blocate iar comutatorul este deschis, schema echivalentă corespunzând rezistenței inverse a unei diode blocate.



Modulatorul prin choppare cu tranzistoare

Schema de principiu este prezentată în figura următoare:



V_1 reprezintă semnalul lent variabil (semnalul modulator), iar semnalul purtător poate fi un semnal de tip armonic sau un tren de impulsuri de frecvență ridicată f_p . Tranzistorul poate fi folosit pe post de comutator deoarece, în stare saturată prezintă o rezistență mică, iar în stare blocată o rezistență mare, stări ce pot fi asimilate respectiv, stărilor ON și OFF.

Totuși, în starea saturată, tranzistorul prezintă o tensiune reziduală egală cu U_{CEsat} . În cele mai bune cazuri aceasta poate avea valoarea de 25mV, dar poate atinge și valoarea de 250mV. De aceea, tranzistorul se preferă a fi conectat astfel încât să funcționeze în RAI – regiunea activa inversă (joncțiunea BE- polarizată invers și joncțiunea BC- polarizată direct).

Tensiunea reziduală U_{CEsat} poate să aibă, în acest caz, valoarea de aproximativ 1mV.

În schema din figură se asigură o astfel de polarizare încât tranzistorul să funcționeze în RAI.

Pe durata alternanței pozitive a semnalului purtător $x_p(t)$ aplicat prin dioda D_1 tranzistorul este polarizat invers și devine echivalent cu o rezistență foarte mică în serie cu o tensiune reziduală foarte mică. Aceasta este starea ON a comutatorului electronic.

Tensiunea reziduală poate fi compensată (similar cum s-au compensat tensiunile reziduale ale diodelor în exemplul precedent) cu ajutorul căderii de tensiune pe rezistența R_C (valoarea tensiunii de compensare este stabilită cu ajutorul grupului R_C , D_2 și P).

Astfel, schema prezentată poate asigura o tensiune reziduală aproximativ nulă și o rezistență a contactului ON suficient de mică.

MODULAREA ÎN AMPLITUDINE ÎN CIRCUITE INTEGRATE

În circuitele integrate, circuitul de bază pentru obținerea modulației în amplitudine (MA) este amplificatorul diferențial simetric, având schema de principiu prezentată în figură:

În conformitate cu funcționarea amplificatorului diferențial putem scrie:

$$(1) \quad i_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{-x_1}{U_T}\right)}$$

$$(2) \quad i_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{x_1}{U_T}\right)}$$

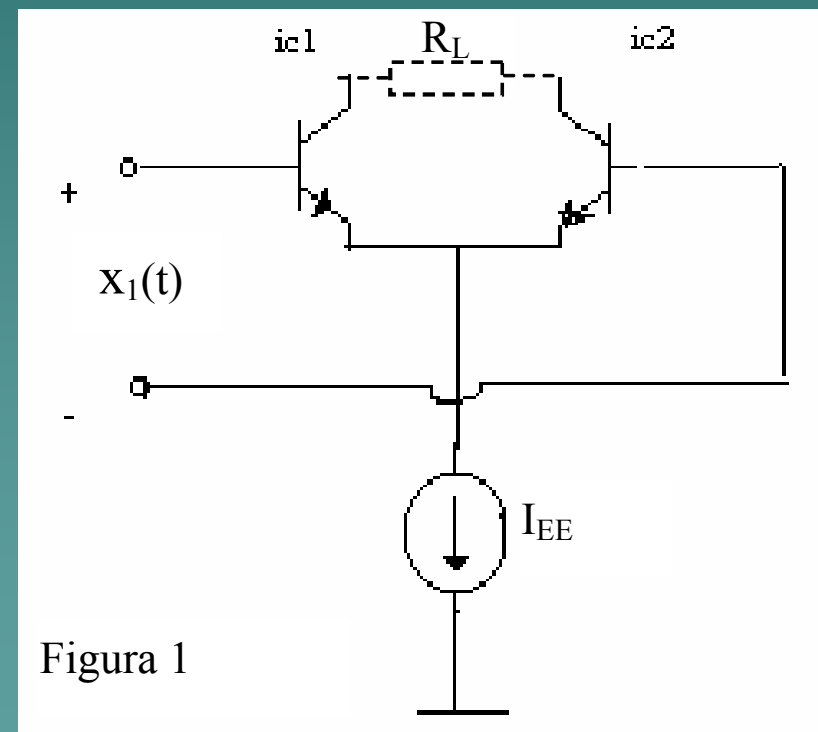


Figura 1

În relațiile (1) și (2), x_1 reprezintă semnalul de intrare, iar I_{EE} este un generator de curent constant. Sarcina (sau impedanța de intrare în etajul următor) poate fi simbolizată printr-o rezistență de sarcină R_L pe care cade o tensiune proporțională cu diferența între curenții i_{C1} și i_{C2} . Notând cu Δi_C - diferența acestor curenți, obținem:

$$(3) \Delta i_C = i_{C1} - i_{C2} = \frac{I_{EE} \left(\exp \frac{x_1}{U_T} - \exp \frac{-x_1}{U_T} \right)}{\left(1 + \exp \frac{x_1}{U_T} \right) \left(1 + \exp \left(\frac{-x_1}{U_T} \right) \right)} = I_{EE} \tanh \frac{x_1}{2U_T}$$

În urma dezvoltării în serie Fourier avem:

$$(4) \Delta i_C = I_{EE} \left(\frac{x_1}{2U_T} + \frac{1}{3} \left(\frac{x_1}{2U_T} \right)^2 + \dots + \right)$$

Dacă în relația (4) se impune condiția (des întâlnită):

$$(5) \quad x_1 \ll 2U_T$$

atunci termenii de tipul $\left(\frac{x_1}{2U_T}\right)^i, i \geq 2$ se pot neglija iar relația (4) se poate reduce la:

$$(6) \quad \Delta i_C \cong KI_{EE} x_1$$

Dacă I_{EE} este obținut cu o sursă standard de curent ca în figura alăturată, atunci I_{EE} are expresia:

$$(7) \quad I_{EE} = K' \frac{x_2 - V_{BE}}{R}$$

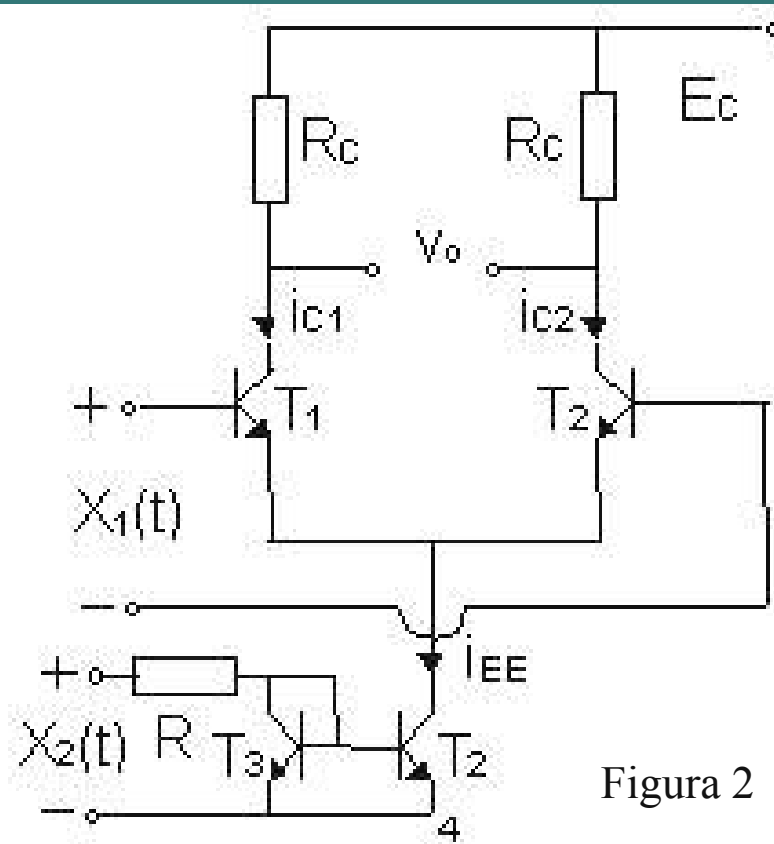


Figura 2

și în aceste condiții, relația (6) devine:

$$(8) \Delta i_C = K_1 x_1 x_2 + c x_1 \quad K_1 - \text{constanta de proporționalitate}$$

Semnalul modulat în amplitudine se obține simplu, dacă vom considera semnalele x_1 și x_2 de forma:

$$(9) \begin{cases} x_1 = A + A_m \cos \omega_m t \\ x_2 = A_p \cos \omega_p t \end{cases}$$

Totuși, relația (8) e valabilă doar dacă se îndeplinește relația (5) și, suplimentar - datorită sursei de curent din emitoarele comune - dacă, $x_2 > V_{BE}$. Cumulativ, trebuie impuse deci condițiile:

$$(10) \begin{cases} x_1 \ll U_T \\ x_2 > V_{BE} \end{cases}$$

Datorită relației (10), se spune că schema din figura 2 funcționează în două cadrane.

Pentru o funcționare în patru cadrane (fără să existe limitările impuse asupra semnalelor de intrare x_1 și x_2) în circuitele integrate se utilizează așa-numita celulă Gilbert (figura 3)

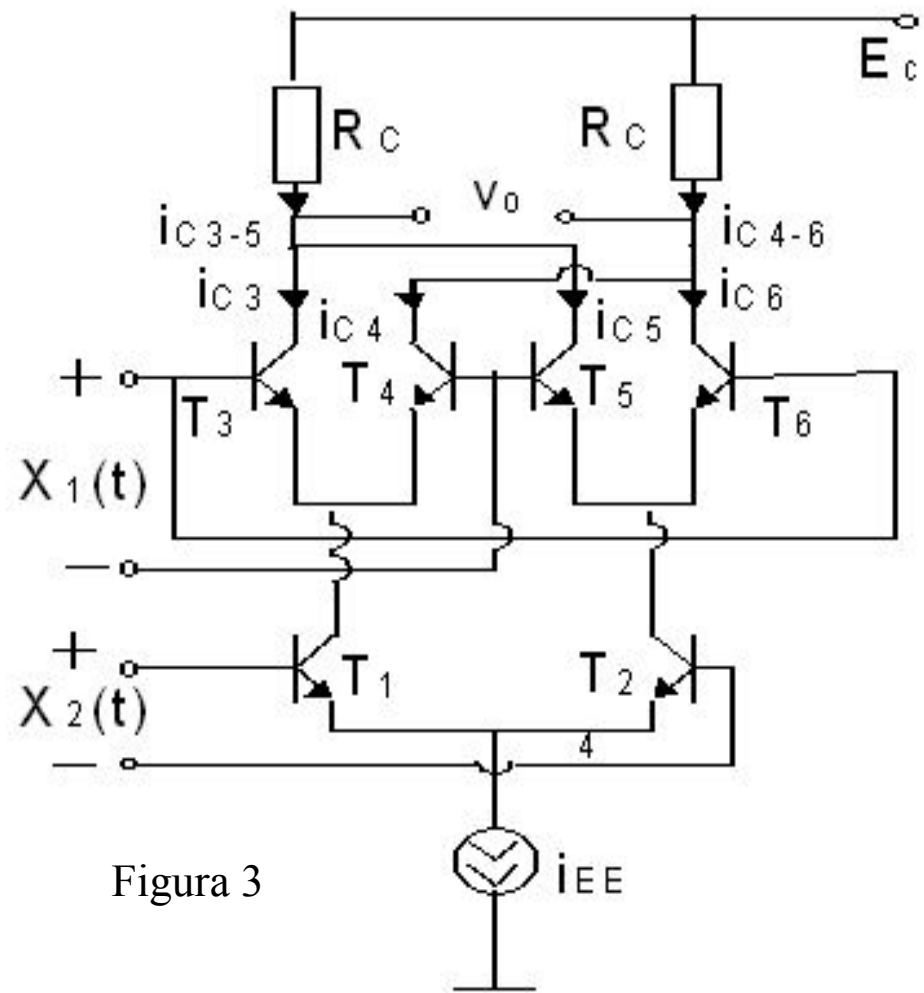


Figura 3

Pentru determinarea tensiunii de ieșire V_0 funcție de semnalele $x_1(t)$ și $x_2(t)$, pentru celula Gilbert putem scrie relațiile:

$$(11) \quad i_{C1} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{-x_2}{U_T}\right)}$$

$$(12) \quad i_{C2} = \frac{I_{EE}}{1 + \exp\left(\frac{x_2}{U_T}\right)}$$

$$(13) \quad i_{C3} = \frac{i_{C1}}{1 + \exp\left(\frac{-x_1}{U_T}\right)}$$

$$(14) \quad i_{C4} = \frac{i_{C1}}{1 + \exp\left(\frac{x_1}{U_T}\right)}$$

$$(15) \quad i_{C5} = \frac{i_{C2}}{1 + \exp\left(\frac{x_1}{U_T}\right)}$$

$$(16) \quad i_{C6} = \frac{i_{C2}}{1 + \exp\left(\frac{-x_1}{U_T}\right)}$$

Cu ajutorul relațiilor (11) – (16) se poate determina expresia tensiunii de ieșire V_o astfel:

$$\begin{aligned}
 (17) \quad V_o &= R_C(i_{C4-6} - i_{C3-5}) = R_C(i_{C4} + i_{C6} - i_{C3} - i_{C5}) \\
 &= R_C[(i_{C4} - i_{C3}) - (i_{C5} - i_{C6})] = R_C \left[i_{C1} th \frac{x_1}{2U_T} - i_{C2} th \frac{x_1}{2U_T} \right] \\
 &= R_C th \frac{x_1}{2U_T} (i_{C1} - i_{C2}) = R_C I_{EE} th \frac{x_1}{2U_T} th \frac{x_2}{2U_T} \cong K x_1 x_2
 \end{aligned}$$

În condițiile în care semnalele x_1 și x_2 au expresii de forma celor din relația (9), la ieșirea celulei Gilbert pot rezulta atât semnale modulate în amplitudine (cu toate componentele spectrale), cât și semnale MA-PS ($A=0$ în relația (9)) sau semnale MA-BLU (dacă se realizează o filtrare ulterioară).

DEMODULAREA SEMNALELOR MODULATE ÎN AMPLITUDINE

- ◆ Prin operația de demodulare, informația utilă (semnalul modulator) este extras din semnalul modulat. În timp ce modularea are loc la transmițător sau emitor, demodularea are loc la receptor.
- ◆ În cazul semnalelor modulate în amplitudine demodularea poate fi:
 - **de anvelopă**, care la randul ei poate fi
 - de vârf;
 - de valoare medie;
 - **sincronă**;
 - **specială**;

DEMODULAREA MA DE ANVELOPĂ

Demodularea MA de anvelopă este de două tipuri: de vârf și de valoare medie. Demodularea de anvelopă de vârf se împarte, la randul ei în:

- demodulare MA de vârf serie;
- demodulare MA de vârf paralel;

Schema de principiu a unui demodulator de anvelopă de vârf serie este prezentată în figura 1.

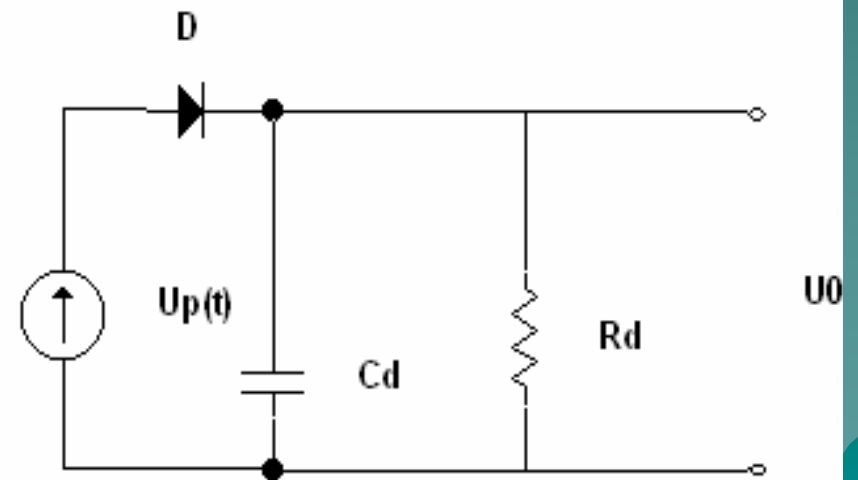


Figura 1

Circuitul din figura 1 se numește detector de vârf serie, deoarece dioda de detecție D , se află în serie cu grupul de detecție C_d și R_d . Schema de mai sus este identică cu cea a unui redresor serie folosit pentru obținerea tensiunii aproximativ continue din semnale sinusoidale aplicate la intrare. Și în cazul în care e folosit ca demodulator acest circuit funcționează similar, cu deosebirea că la intrarea acestuia se aplică de această dată un semnal modulat în amplitudine.

Dacă presupunem că semnalul de intrare $U_p(t)$ este un semnal MA cu toate componentele (două benzi laterale și purtătoarea) :

$$(1) \quad U_p(t) = A_p (1 + mA_m \cos \omega_m t) \cos \omega_p t$$

atunci anvelopa sa este: (2) $A_p (1 + mA_m \cos \omega_m t)$

Anvelopa din relația (2) reprezintă un semnal de joasă frecvență (semnalul util), care are și o componentă de curent continuu de valoare A_p . Semnalele de intrare și ieșire ale demodulatorul de anvelopă din figura 1 sunt prezentate în figura 2.

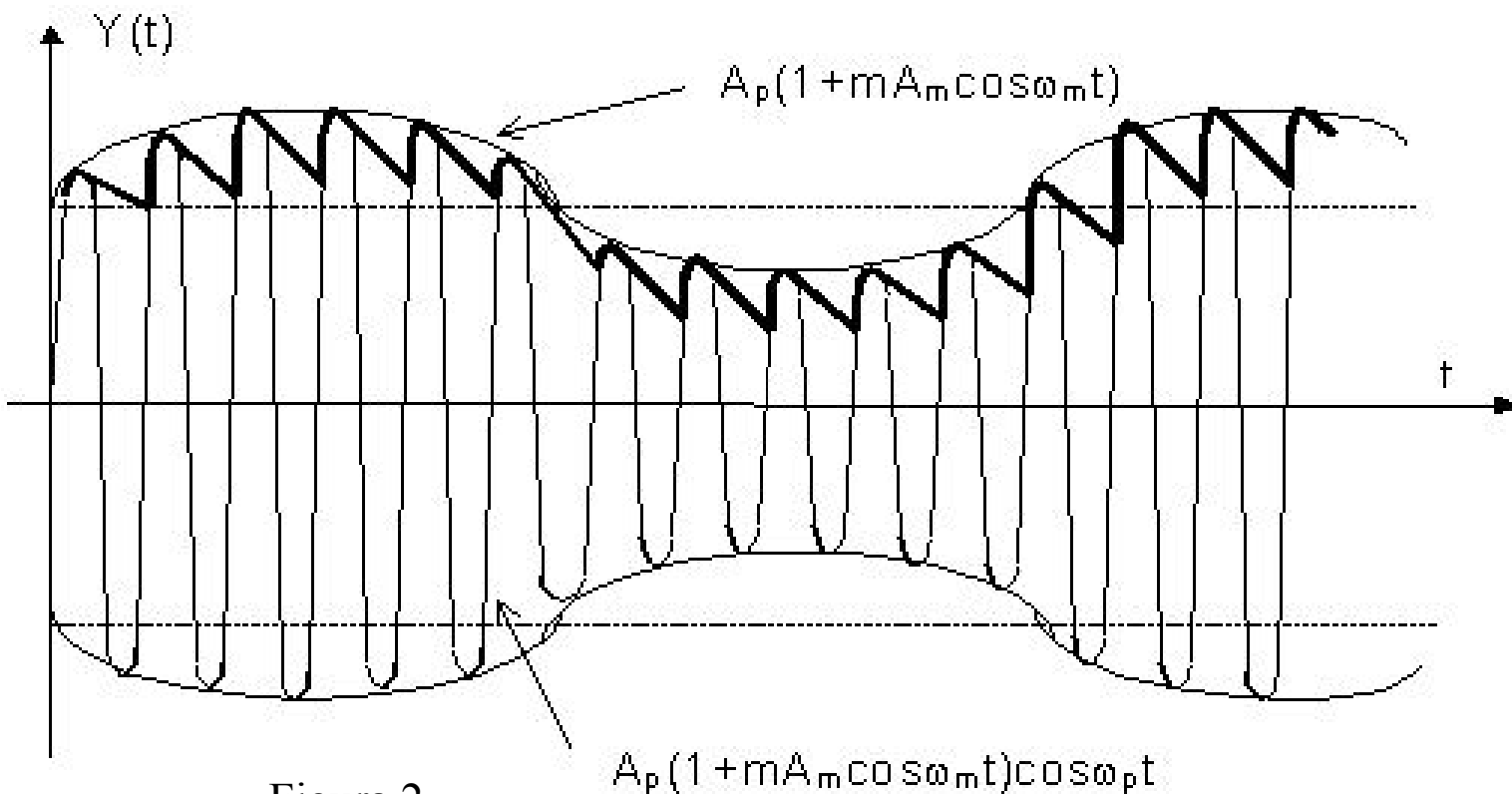


Figura 2

Funcționarea demodulatorului (1):

Pe durata alternanței pozitive a semnalului de intrare – ce are expresia (1) – dioda D se deschide iar condensatorul C_d se încarcă rapid până la valoarea de vârf a alternanței pozitive, (încarcarea se face printr-o rezistență de valoare mică – rezistența directă a diodei D deschise). Se observă în figură cum semnalul cu linie îngroșată urmărește alternanța pozitivă în creșterea ei până la valoarea de vârf – de unde și denumirea demodulatorului. După atingerea valorii de vârf, în forma de undă a semnalului de intrare urmează o parte descendentă a alternanței pozitive, semnalul de intrare descrescând rapid. Datorită acestui fapt, dioda D se blochează imediat iar condensatorul C_d începe să se descarce lent prin rezistorul R_d , care are însă o valoare mult mai mare decât rezistența diodei D deschisă (cea prin care s-a încărcat C_d).

Funcționarea demodulatorului (2):

Astfel, se observă în figura 2 că semnalul de ieșire (trasat cu linie îngroșată) prezintă în această situație o pantă lentă de descreștere. Acest semnal descrește lent până când o nouă alternanță pozitivă apare în semnalul aplicat la intrare, iar valoarea instantanee a acestei noi alternanțe pozitive depășește valoarea tensiunii de ieșire. În acel moment dioda D se deschide și funcționarea demodulatorului continuă după același principiu descris până acum.

În concluzie, putem observa că semnalul de ieșire urmărește anvelopa semnalului de intrare, prezentând creșteri și descreșteri lente corespunzătoare unui semnal armonic de joasă frecvență, peste care putem considera că se suprapune un riplu de înaltă frecvență (frecvența semnalului purtător).

Funcționarea demodulatorului (3):

Pentru obținerea semnalului modulator fără alte zgomote sau perturbații este necesar să se mai introducă un FTJ - Filtru Trece Jos care să elimine semnalele de înaltă frecvență. Pentru ca riplul din figură să fie cât mai mic, este evident că ar fi necesar, ca pe durata alternanței negative a semnalului purtător, condensatorul C_d să se descarce cât mai lent (pentru a menține valoarea de vârf). Acest lucru se poate realiza cu o constantă $R_d C_d$ cât mai mare. Valoarea constantei nu poate fi oricât de mare, deoarece pe panta descendentă a anvelopei ar exista pericolul ca C_d să nu se descarce suficient de rapid pentru a întâlni o nouă alternanță pozitivă, adică nu ar putea să urmărească descreșterea, chiar lentă, a anvelopei semnalului de intrare.

Funcționarea demodulatorului (4):

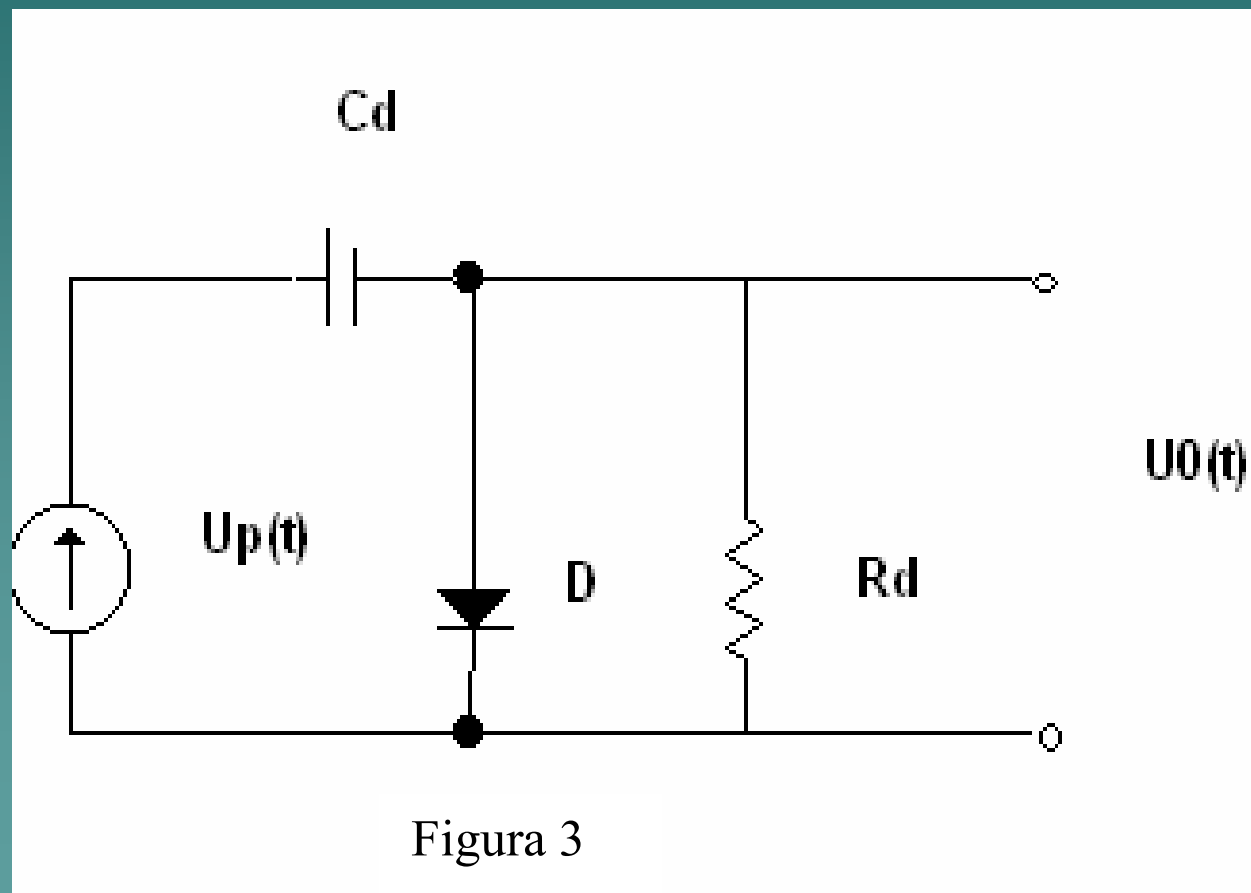
În practică, se realizează un compromis între o amplitudine cât mai mică a riplului (constanta RdCd cât mai mare) și evitarea erorii de neurmărire (RdCd cât mai mică), alegându-se astfel o constantă

$$RdCd \cong 10Tp$$

unde Tp reprezintă perioada semnalului purtător

Demodulatorul de anvelopă de varf - paralel

Un exemplu de demodulator MA de anvelopă de vârf paralel este prezentat în figura 3.



Funcționare

Acest demodulator se numește de tip paralel deoarece dioda D este în paralel cu grupul de detecție RdCd. Funcționarea este similară cu cea a demodulatorului precedent. Spre deosebire de demodulatorul de tip serie, cel de tip paralel are dezavantajul că furnizează la ieșire pe lângă semnalul demodulat util (cel trasat cu linie îngroșată în figura 2) și întreg semnalul modulat în amplitudine aplicat la intrare și care se propagă prin Cd. Pentru separarea semnalului util este necesar un filtru suplimentar la ieșire care să elimine semnalul modulat de la intrare suprapus la ieșire peste cel util. Oricare din cele două detectoare de vârf nu poate funcționa corect dacă anvelopa semnalului de intrare devine negativă (adică $m > 1$).

Demodulatorul în contratimp

Un demodulator (detector) MA mai performant este demodulatorul în contratimp (push-pull, full-wave), prezentat în figura 4.

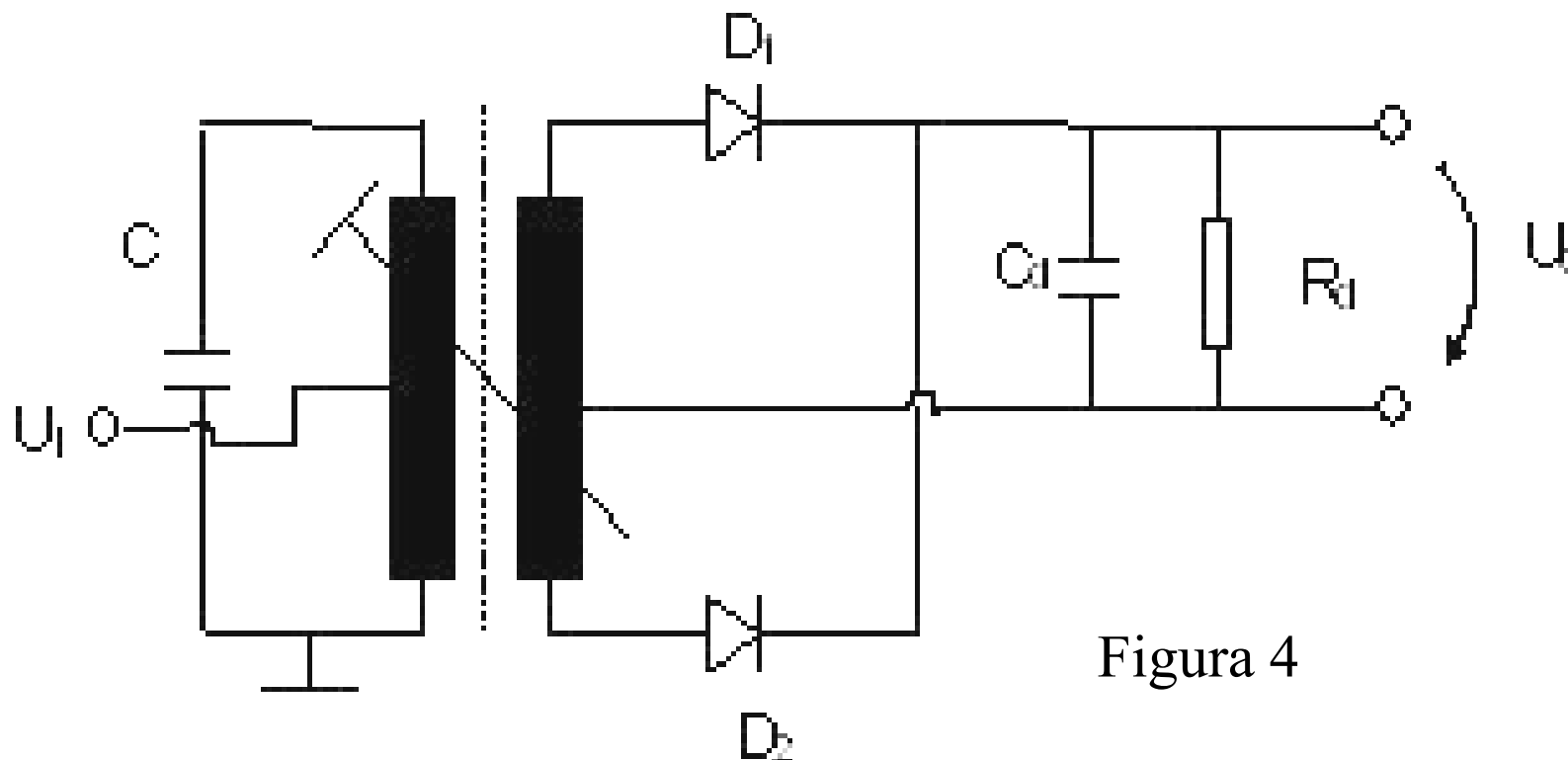


Figura 4

Funcționare (1)

Semnalul aplicat la intrare U_i este un semnal modulat în amplitudine.

În caz demodulatorului în contratimp există două diode de detecție D_1 și D_2 și un grup comun de detecție $RdCd$. Dioda D_1 detectează (demodulează) anvelopa superioară a semnalului de intrare iar dioda D_2 demodulează anvelopa inferioară. Considerate fiecare în parte, cele două diode funcționează ca în cazul demodulatorului de anvelopă descris în precedentul paragraf.

Pe grupul de detecție $RdCd$, vor exista suprapuse două semnale demodulate de tipul celui îngroșat din figura 2.

Funcționare (2)

Cele două semnale demodulate sunt însă defazate între ele cu 180 grade, ceea ce face ca, prin sumarea lor la ieșire pe rezistența de sarcină, riplul de înaltă frecvență să se compenseze parțial. Rezultă deci în final un semnal care urmărește mai bine anvelopa și care are un riplu de amplitudine mult mai mic și cu o frecvență de două ori mai mare decât în cazul precedent ($2x_{fp}$, $f_p=1/T_p$).

Din aceste motive sarcina FTJ este mult mai ușoară, acesta putând elimina riplul de înaltă frecvență mult mai ușor. Denumirea de demodulator în contratimp provine de la faptul că diodele D_1 D_2 se deschid succesiv, una pe durata alternanței pozitive, cealaltă pe durata alternanței negative a semnalului de intrare.

DEMODULATOR MA DE ANVELOPĂ DE VÂRF CU AO

O schemă practică de demodulator de anvelopă realizat cu două amplificatoare operaționale, este prezentat în figura 5.

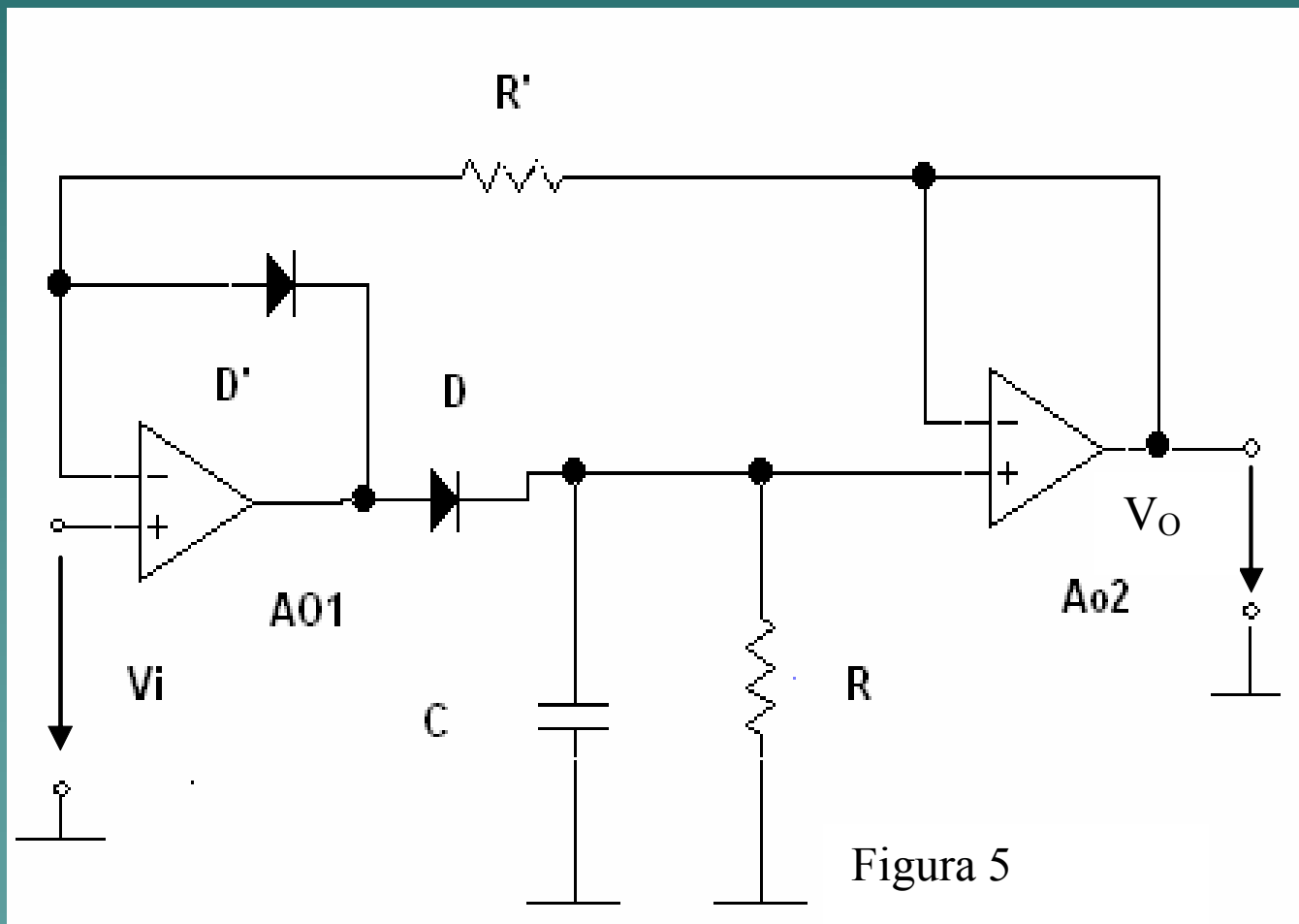


Figura 5

Funcționare (1)

Schemele precedente de demodulatoare aveau dezavantajul că tensiunea de deschidere a diodei D (aproximativ $0.6V$) afecta demodularea prin diminuarea amplitudinii semnalului de ieșire cu valoarea tensiunii de deschidere. Mai mult, dacă anvelopa nu era superioară valorii tensiunii de deschidere, semnalului demodulat era puternic distorsionat. Schema din figura 5 elimină acest dezavantaj. D este o diodă de detecție, iar grupul de detecție este format din R și C. Amplificatorul operațional AO2 are rol de repetor și asigură o separare între ieșirea demodulatorului și circuitul de detecție. Prin intermediul rezistorului R' , semnalul de la ieșirea grupului de detecție este transmis la intrarea demodulatorului (intrarea inversoare a lui AO1).

Funcționare (2)

Pe durata alternanței pozitive a semnalului V_i (semnal MA), dioda D' este blocată, AO1 lucrează în buclă deschisă, ieșirea se saturează imediat, tensiunea de ieșire tinzând rapid spre valoarea $+V_{CC}$. În aceste condiții dioda D se deschide, condensatorul C se încarcă până când tensiunea pe condensator (transmisă prin R' la borna – a AO1) atinge valoarea instantanee a lui V_i . Tensiunea pe C nu poate depăși V_i deoarece, în această situație tensiunea pe borna – a lui AO1 ar fi mai mare decât tensiunea pe borna + și ieșirea lui AO1 ar trece imediat la valoarea $-V_{CC}$, dioda D blocându-se iar C nu ar mai avea cum să se mai încarce.

Funcționare (3)

Am demonstrat astfel că datorită reacției prin rezistorul R' , condensatorul C se încarcă doar până la valoarea instantanee a lui V_i și urmărește această valoare până la valoarea de varf a acesteia. Când valoarea lui V_i descrește (panta negativă a alternanței semnalului de intrare), condensatorul C se va descărca prin rezistorul paralel R , urmărind astfel aproximativ anvelopa lui V_i și pe panta descendentă a semnalului de intrare. Dioda D' este introdusă și pentru a limita scăderea tensiunii de ieșire la $-V_{cc}$ pe durata alternanței negative a semnalului de intrare, evitând astfel practic intrarea în saturație a lui AO1.

DEMODULAREA SINCRONĂ

Demodularea sincronă este folosită pentru demodularea semnalelor MA-PS. Principiul de demodulare sincronă este descris în schema bloc din figura 6.

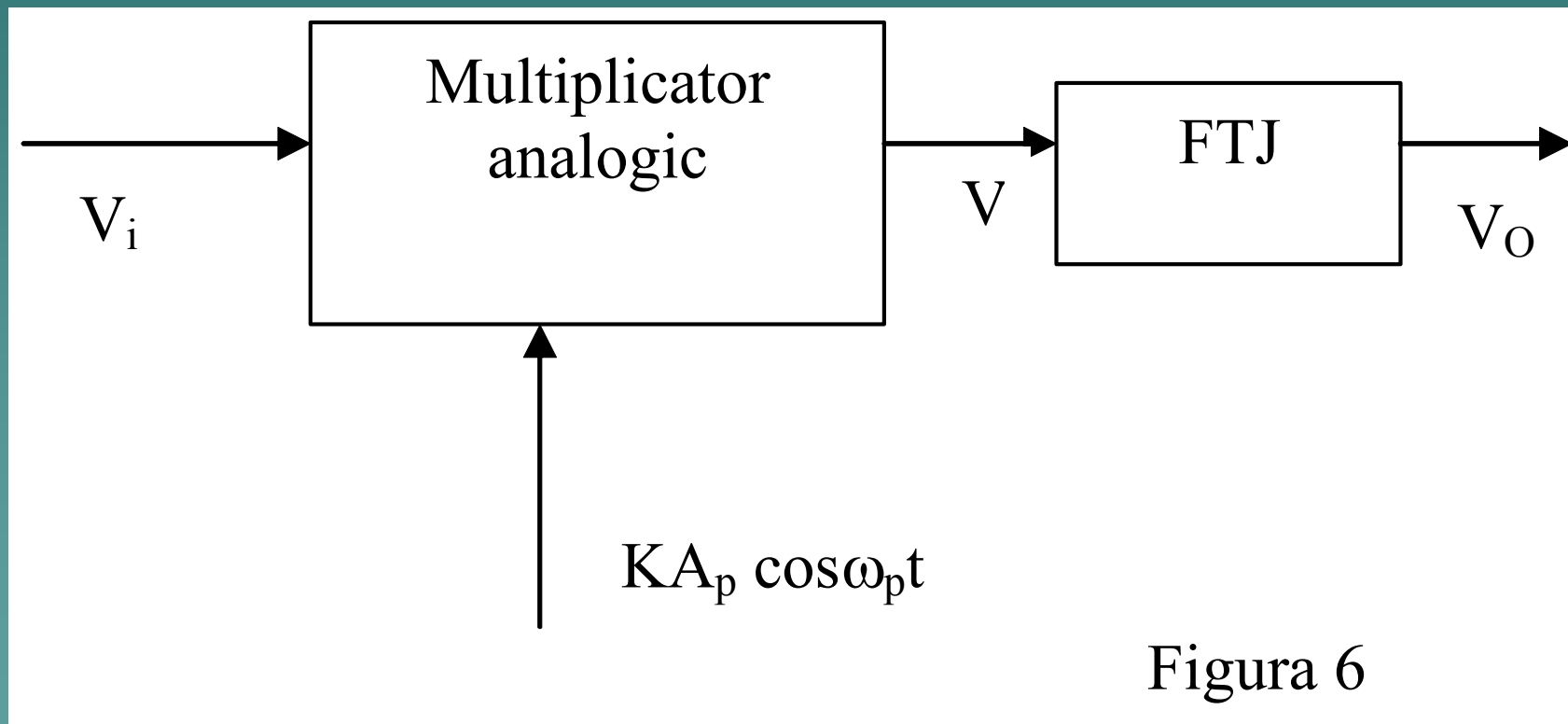


Figura 6

Demodularea sincronă se bazează pe utilizarea unui multiplicator analogic, care are rolul de a multiplica semnalul de intrare de tip MA-PS cu un semnal având frecvența semnalului purtător, având expresia de forma $KA_p \cos \omega_p$ (A_p - amplitudinea semnalului purtător, k - constanta de proporționalitate).

Să presupunem un semnal MA-PS având expresia:

$$(1) \quad x(t) = mA_p A_m \cos \omega_m t \cos \omega_p t$$

ceea ce înseamnă că semnalul modulator (util) este un semnal simplu, de tip armonic:

$$(2) \quad x_m(t) = A_m \cos \omega_m t$$

Semnalul din relația (2) este semnalul util ce se dorește a fi recuperat din semnalul modulat - relația (1) - prin procesul de demodulare sincronă.

Pentru aceasta, la a doua intrare a demodulatorului sincron vom utiliza un semnal purtător având expresia:

$$(3) \quad x_p(t) = K \cos \omega_p t$$

La ieșirea multiplicatorului analogic va rezulta un semnal proporțional cu produsul celor două semnale de intrare cu expresiile din relațiile (1) și (3), adică:

$$(4) \quad V(t) = K' x(t) x_p(t) = K_1 \cos \omega_m t \cos^2 \omega_p t = K_1 \cos \omega_m t \left(\frac{1 + \cos 2\omega_p t}{2} \right)$$

unde $K_1 = K' K m A_m A_p$

Relația (4) poate fi exprimată și sub forma:

$$(5) \quad V(t) = \frac{K_1}{2} \cos \omega_m t + \frac{K_1}{4} \cos(2\omega_p - \omega_m)t + \frac{K_1}{4} \cos(2\omega_p + \omega_m)t$$

Se observă în relația (5) ca semnalul util, având frecvența $f_m = \omega_m / 2\pi$ poate fi recuperat (separat) cu ajutorul unui FTJ, așa cum este prezentat în figura 1. Separarea este cu atât mai ușoară cu cât

$$\omega_m \ll 2\omega_p - \omega_m, \text{ adică } \omega_m \ll \omega_p,$$

condiție care este ușor de îndeplinit deoarece modulația în amplitudine MA utilizează semnale în general semnale purtătoare (f_p) având frecvențe mult mai mari decât semnalele utile de transmis (f_m).

Schema din figura 1 funcționează și în cazul semnalului de intrare de tip MA-BLU. Astfel, dacă se considera ca semnalul de intrare are expresia:

$$(6) \quad x(t) = \frac{A_m A_p}{2} m \cos(\omega_p - \omega_m)t$$

urmărind un raționament similar ca în cazul precedent, la ieșirea multiplicatorului analogic rezultă:

$$(7) \quad V(t) = K_2 \cos(\omega_p - \omega_m)t \cos \omega_p t = \frac{K_2}{2} \cos(2\omega_p - \omega_m)t + \frac{K_2}{2} \cos \omega_m t$$

unde $K_2 = 0,5KK' A_m A_p$

Se remarcă apariția semnalului util pe frecvența f_m , semnal care poate fi ușor separat de FTJ dacă se îndeplinește condiția $\omega_m \ll \omega_p$.

Toate aceste operații de multiplicare analogică și filtrare au loc la receptor, unde se primește doar semnalul modulat $x(t)$, având expresia din relația (1) sau (6). În ambele situații, spectrul acestor semnale nu conține o linie spectrală pe frecvența f_p astfel încât, printr-o filtrare specială să se poată separa din semnalul recepționat un semnal având frecvența f_p , pentru a fi folosit de multiplicatorul analogic. În aceste condiții se pune problema cum obținem la receptor un semnal pe frecvența f_p când nu există o componentă spectrală pe această frecvență în semnalul primit.

Soluția depinde de tipul modulației MA. În cazul în care avem de-a face cu MA-PS - relația (1) - recuperarea semnalului pe frecvența f_p se poate face cu o schemă bloc ca cea din figura 7.

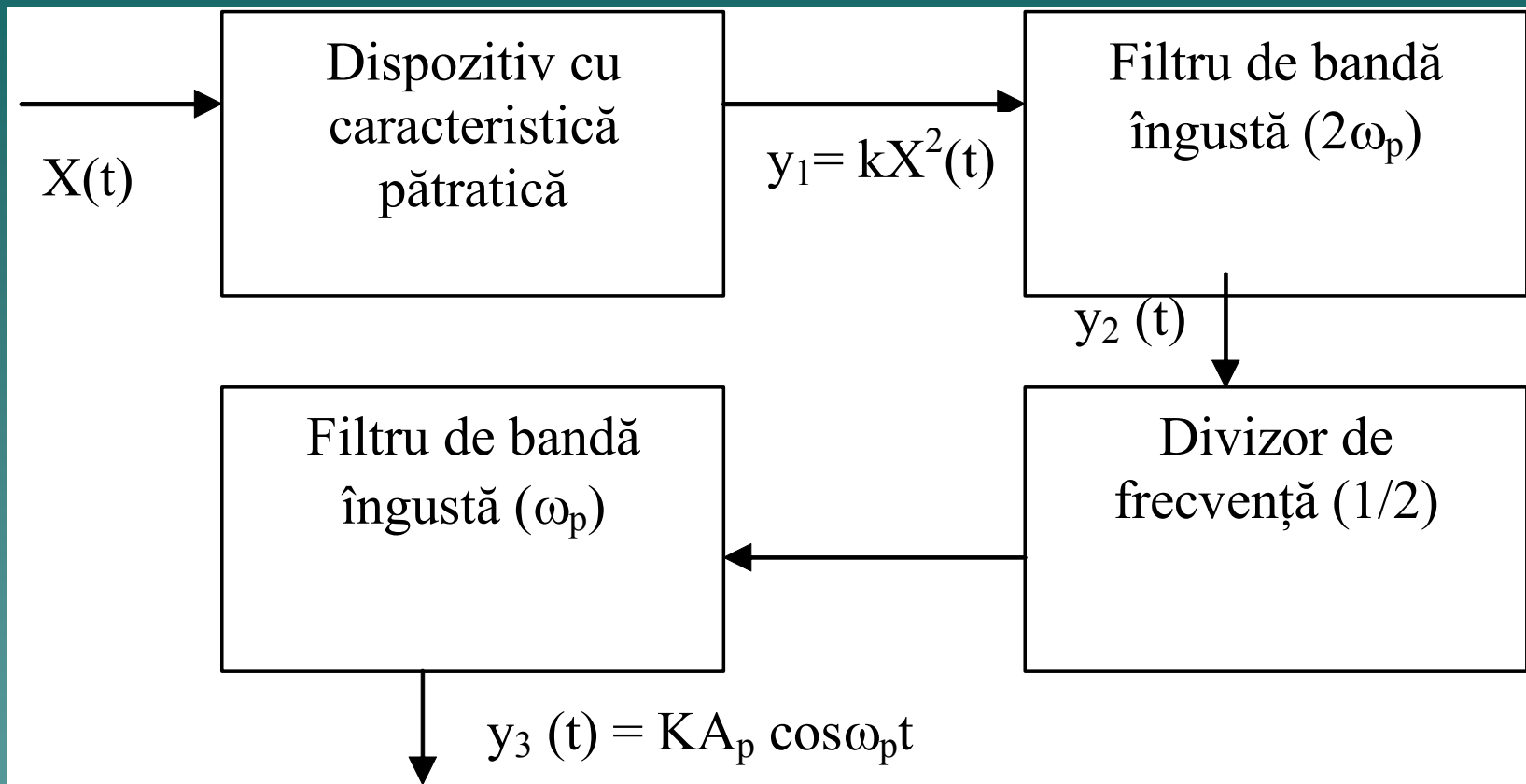


Figura 7

Dacă semnalul de intrare este de tip MA-PS - relația (1), la ieșirea dispozitivului cu caracteristică patrată din figura 7 putem scrie:

$$(8) \quad y_1(t) = Kx^2(t) = K_1 \cos^2 \omega_m t \cos^2 \omega_p t = K_1 \left(\frac{1 + \cos 2\omega_m t}{2} \right) \left(\frac{1 + \cos 2\omega_p t}{2} \right) = \\ = \frac{K_1}{4} [1 + \cos 2\omega_m t + \cos 2\omega_p t + \cos(2\omega_p - 2\omega_m)t + \cos(2\omega_p + 2\omega_m)t]$$

Din semnalul $y_1(t)$, un filtru de bandă îngustă selectează un semnal $y_2(t)$ de forma:

$$(9) \quad y_2(t) = \frac{K_1}{4} \cos 2\omega_p t$$

Pentru această operație de filtrare este necesar un filtru de bandă îngustă deoarece trebuie separate semnale de frecvențe apropiate ($2f_p$ separate de $2f_p - 2f_m$, $2f_p + 2f_m$).

În continuare se utilizează un circuit divizor de frecvență pentru a obține un semnal de forma:

$$(10) \quad y_3(t) = K_2 \cos \omega_p t$$

care după o filtrare finală, poate fi folosit la intrarea multiplicatorului analogic.

În cazul semnalelor MA-BLU, nu există circuite care să poată recupera semnalul pe frecvența purtătoare, și atunci fie se transmite separat pe lângă semnalul MA-BLU și un semnal pe frecvența purtătoare de amplitudine mică (pentru a nu diminua prea mult randamentul transmisiei), fie se realizează o transmisie MA cu rest de bandă laterală, caz în care se transmite o bandă laterală în întregime și doar o mică parte din a doua bandă laterală. În primul caz (transmisia semnalului pe frecvența pilot) la receptor se folosesc doar filtre selective, pentru recuperarea acestui semnal, iar în cazul transmisiei cu rest de bandă laterală, se poate utiliza schema de recuperare a semnalului purtător prezentată în acest capitol.

MODULAȚIA ÎN FRECVENȚĂ

Definiție: Un semnal modulat în frecvență este caracterizat de faptul că amplitudinea și faza semnalului modulat rămân constante iar frecvența semnalului modulat se modifică în ritmul semnalului modulator.

Dacă considerăm un semnal modulator $x_m(t)$ de tip armonic având expresia analitică:

$$(1) \quad x_m(t) = A_m \sin \omega_m t$$

și un semnalului purtător de tip armonic având expresia:

$$(2) \quad x_p(t) = A_p \cos \omega_p t$$

expresia semnalului modulat în frecvență (MF) este:

$$(3) \quad y(t) = A_p \cos \left(\omega_p t + \frac{\Delta \omega}{\omega_m} \sin \omega_m t \right)$$

Forma de undă a semnalului modulat în frecvență având expresia din relația (3) este prezentată în figura 8:

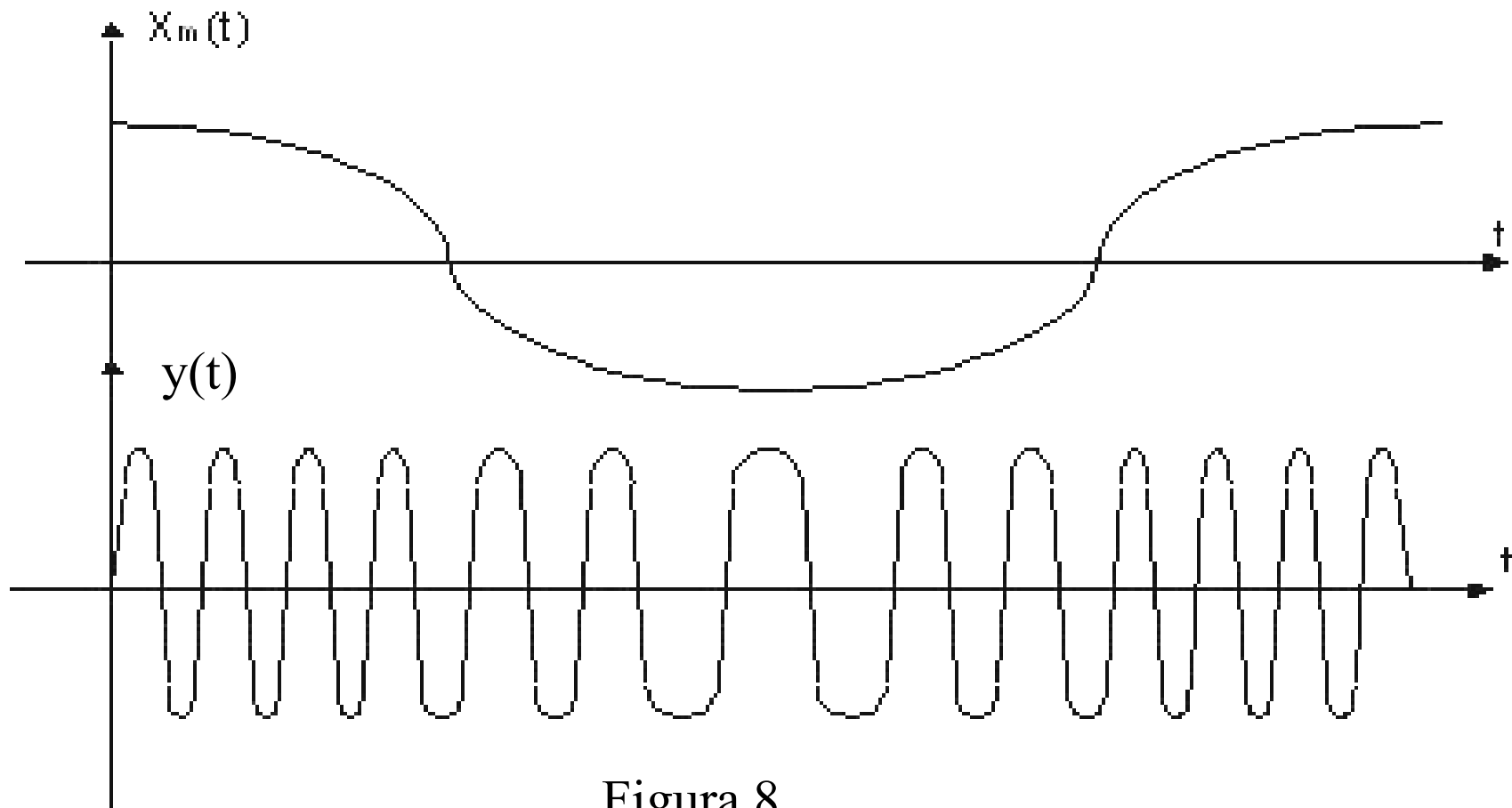


Figura 8

După cum se observă în figura 8, perioada (frecvența) lui $y(t)$ se modifică în ritmul semnalului $x_m(t)$, adică crește și scade periodic în jurul valorii perioadei (frecvenței) semnalului purtător $x_p(t)$. Valoarea maximă cu care se modifică frecvența semnalului modulat se numește **deviație de frecvență** și se notează cu Δf (uneori se numește deviație de pulsație și se notează $\Delta\omega$).

Prin definiție se introduce **indicele de modulație** în frecvență β ca raport între deviația de frecvență și valoarea frecvenței semnalului modulator:

$$(4) \quad \beta = \frac{\Delta f}{f_m} = \frac{\Delta\omega}{\omega_m}$$

Pentru determinarea spectrului semnalului MF cu expresia din relația (3) se utilizează transformarea acestei relații cu ajutorul funcțiilor Bessel, rezultând o expresie echivalentă de tipul:

$$(5) \quad y(t) = A_p J_0(\beta) \cos \omega_p t + A_p \sum_{n=1}^{\infty} J_n(\beta) \cos(\omega_p + n\omega_m)t + A_p \sum_{n=1}^{\infty} (-1)^n J_n(\beta) \cos(\omega_p - n\omega_m)t$$

unde J_0 - J_n se numesc funcții Bessel de speță I, ordin I și argument β și sunt constante pentru β constant.

Se remarcă faptul că semnalul $y(t)$ are o componentă spectrală pe frecvența semnalului purtător - f_p (primul termen), urmată teoretic de o infinitate de componente spectrale având pulsațiile $\omega_p + n\omega_m$, cu n de la 1 la infinit, dispuse de la ω_p către $+\infty$ și, similar, componente spectrale având pulsațiile $\omega_p - n\omega_m$, dispuse de la ω_p spre 0.

Deși semnalul modulator este un semnal extrem de simplu (tip armonic) - relația (1) - având doar o singură componentă spectrală, semnalul $y(t)$ are o infinitate de componente spectrale care se întind în domeniul frecvenței de la 0 la $+\infty$. Valorile componentelor spectrale depind, datorită termenului J_n din relația (5) de indicele de modulație β .

În figura 9 sunt prezentate 3 exemple de spectre de frecvență pentru semnale MF, pentru 3 valori ale indicelui β . Se observa cum funcție de β , valorile componentelor spectrale sunt mai mari sau mai mici față de componenta spectrală corespunzătoare semnalului purtător, de frecvență f_p .

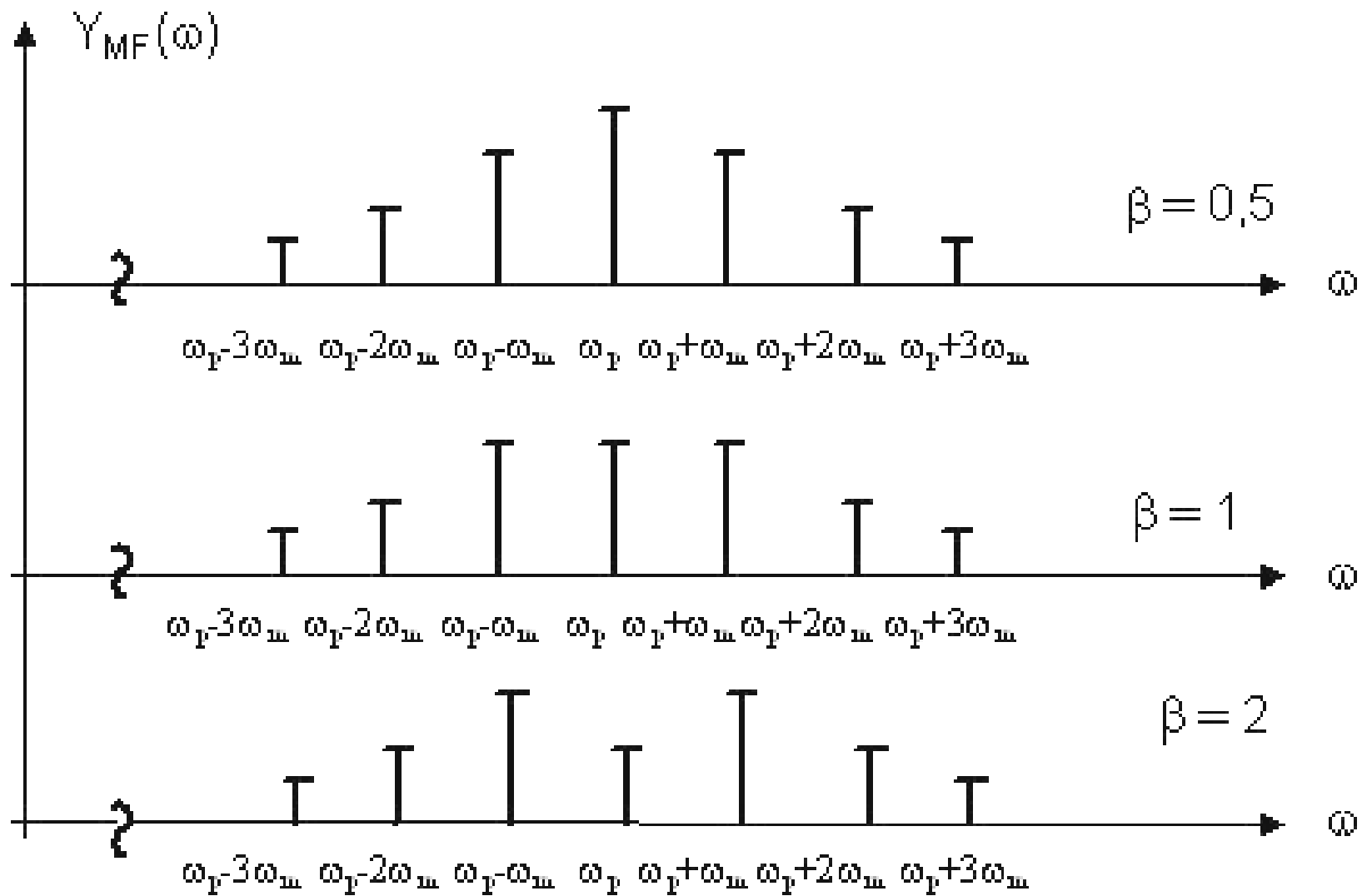
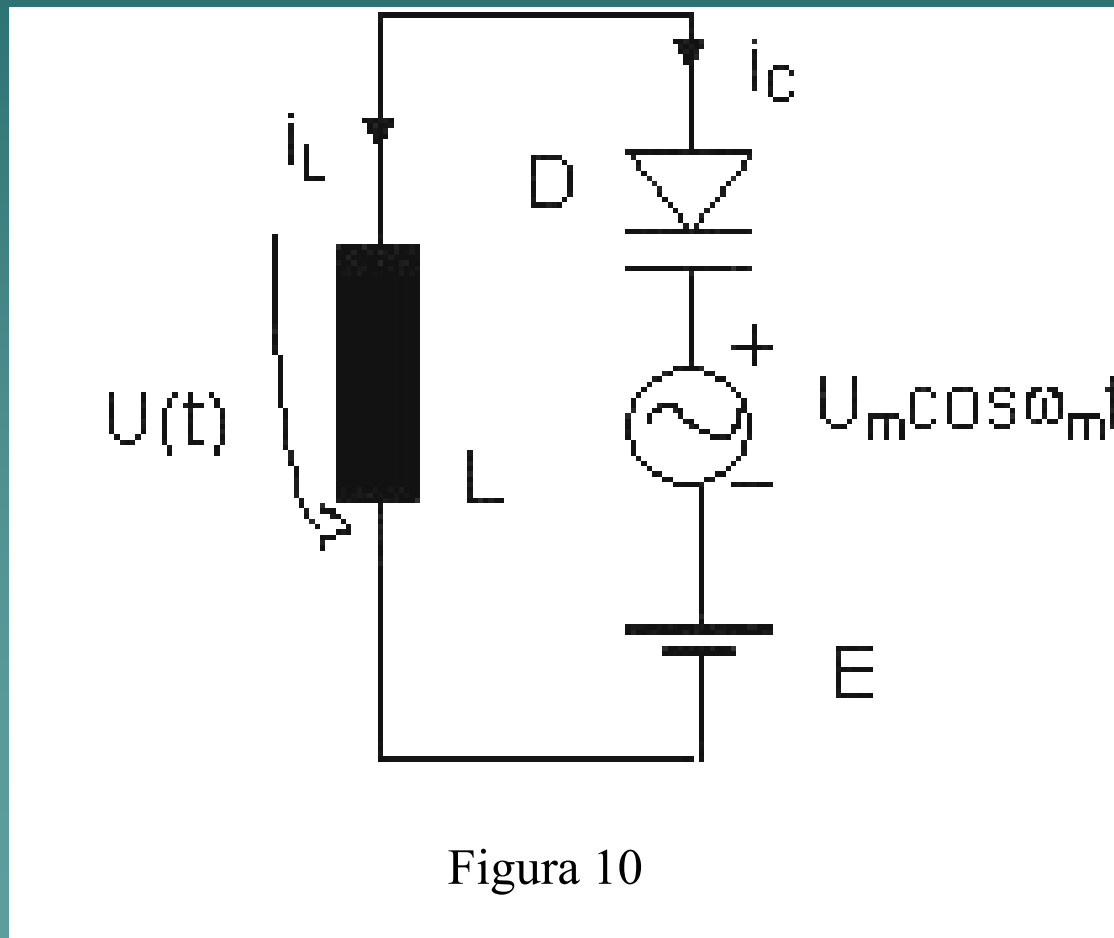


Figura 9

Generarea semnalelor modulate în frecvență

Un circuit simplu pentru generarea semnalelor MF, care folosește o diodă varicap D este prezentat în figura 10:



FUNCȚIONAREA GENERATORULUI MF:

Dioda varicap D este echivalentă în funcționare cu un condensator a cărui valoare a capacității depinde de curentul ce trece prin acest condensator echivalent.

Acest curent este la rândul lui dependent de valoarea instantanee a semnalului furnizat de generatorul de semnal $U_m \cos \omega_m t$ – generator care simulează chiar semnalul modulator (util).

Sursa de tensiune E asigură polarizarea diodei D pentru a fi permanent deschisă (în conducție). Astfel, în orice moment al funcționării, circuitul din figura 10 este echivalent cu un circuit rezonant paralel LC (unde L – inductanța din circuit, iar C – capacitatea echivalentă a diodei varicap).

Deoarece capacitatea circuitului rezonant depinde de semnalul modulator $U_m \cos \omega_m t$, valoarea capacității instantanee poate fi exprimată sub forma:

(6) $C(t) = C_0 + A \cos \omega_m t$ (C_0 – valoarea în lipsa curentului direct, A – constanta de proporționalitate)

Deoarece avem un circuit rezonant LC(t), ținând cont de curenții prin cele două ramuri ale circuitului rezonant, la rezonanță se poate scrie relația:

$$(7) \quad i_L + i_C = 0$$

Dacă dorim să exprimăm relația (7) sub formă de tensiuni, atunci putem scrie pentru relația (7) următoarea relație echivalentă:

$$(8) \quad \frac{1}{L} \int_0^t u(\tau) d\tau + C(t) \frac{du(\tau)}{d\tau} = 0$$

Relația (8) este o ecuație diferențială, a cărei soluție este de forma:

$$(9) \quad \begin{aligned} u_0(t) &= K \cos \left[\int_0^t \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \left(1 - \frac{\Delta C}{2C_0} \cos \omega_m \tau \right) d\tau \right] \\ &= K \cos \left[\frac{1}{\sqrt{LC_0}} t + \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \frac{\Delta C}{2C_0} \frac{1}{\omega_m} \sin \omega_m t \right] \end{aligned}$$

Dacă identificăm relația (9) cu relația (3), rezultă:

$$(10) \quad \begin{cases} \omega_p = \frac{1}{\sqrt{LC_0}} \\ \Delta\omega = \frac{\Delta C}{\sqrt{LC_0} \cdot 2C_0} \end{cases}$$

DEMODULAREA MF

Demodularea semnalelor MF este o operație complementară modulației MF și este efectuată de un circuit numit demodulator MF. În urma demodulării, la ieșirea demodulatorului MF se obține un semnal cu o amplitudine proporțională cu deviația de frecvență a semnalului de intrare (semnalul MF). În multe cazuri, semnalele MF astfel obținute sunt însoțite de o MA parazită, care este de dorit a fi cât mai bine rejectată de către circuitele de după demodulator.

Demodularea MF se poate realiza:

1. Cu ajutorul discriminatoarelor de frecvență, prin transformarea semnalului MF într-un semnal MA (MAMF) urmată de o demodulare de anvelopă;
2. Prin transformarea semnalului MF într-un semnal cu modulația impulsurilor în poziție (MIP) urmată de o mediere în timp;
3. Folosirea buclei cu calare pe fază (PLL)

Principiul de funcționare al unui discriminator de frecvență se bazează pe transformarea modulației în frecvență a semnalului de intrare într-o modulație în amplitudine echivalentă și demodularea ulterioară a semnalului MA cu ajutorul unui demodulator MA clasic.

Astfel, informația utilă, conținută în deviația de frecvență a semnalului MF de intrare este translată într-o variație a anvelopei semnalului purtător. Pentru a realiza această funcție se folosesc transformatoarele de modulație. Schema de principiu a unui discriminator de frecvență este prezentată în figura 11:

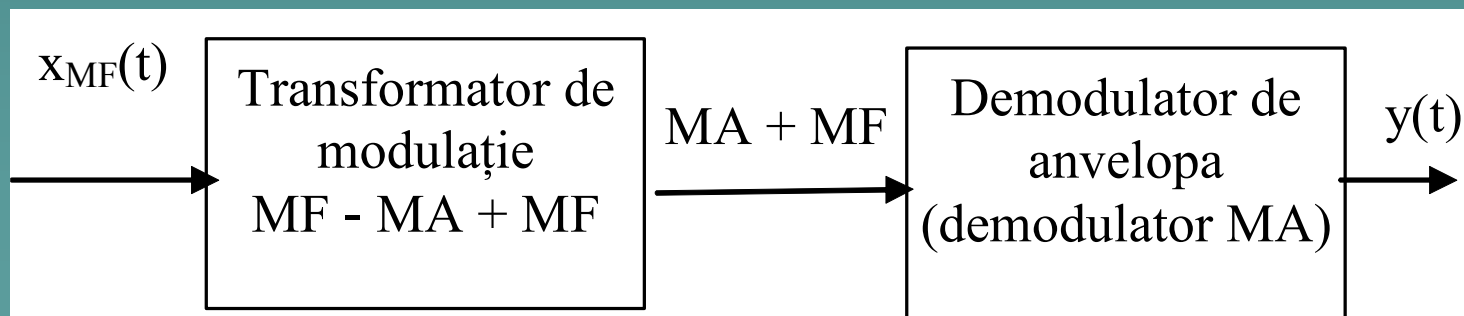


Figura 11

La ieșirea transformatorului de modulație, se obține un semnal complex care prezintă atât o modulație în amplitudine cât și una în frecvență (figura 12), ambele corespunzătoare semnalului util ce trebuie recuperat în final. Din fericire, modulația în frecvență prezenta în acest semnal din figura 12 nu afectează în nici un fel demodulatorul MA care recuperează (demodulează) doar anvelopa acestui semnal.

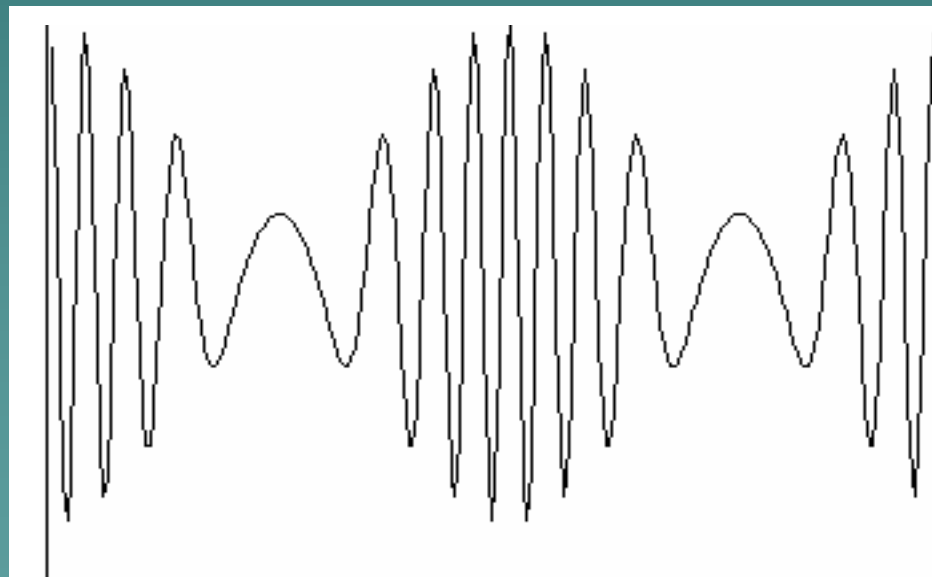


Figura 12

Un circuit simplu care realizează demodularea MF prin metoda descrisa anterior este prezentat in figura 13. Acest circuit este format dintr-un Filtru Trece Sus - FTS (realizat cu R și C) care are rolul de a transforma semnalul MF într-un semnal MA+MF, urmat de un detector de anvelopă de varf serie (realizat cu D, R' și C').

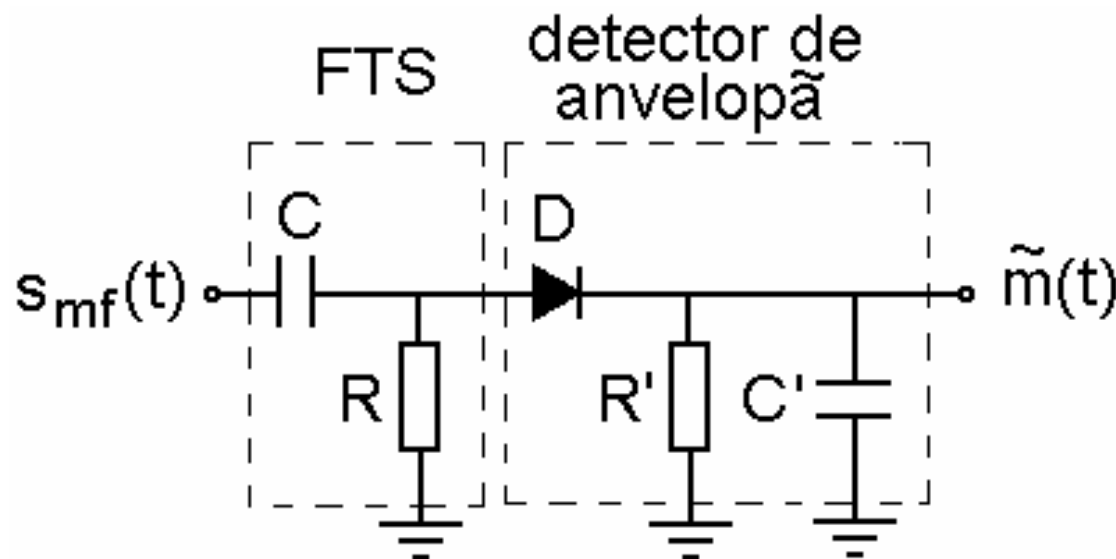


Figura 13