I. RADIOEMIȚĂTOARE

1. STRUCTURA UNEI INSTALAȚII DE EMISIE-RECEPȚIE

1.1 SCHEMA BLOC GENERALĂ. ROLUL ELEMENTELOR

Sunt posibile două tipuri de instalații de emisie-recepție, şi anume, cu o singură antenă, respectiv cu antene separate pentru emisie şi recepție. Schemele bloc ale acestora sunt prezentate în figura 1.1.

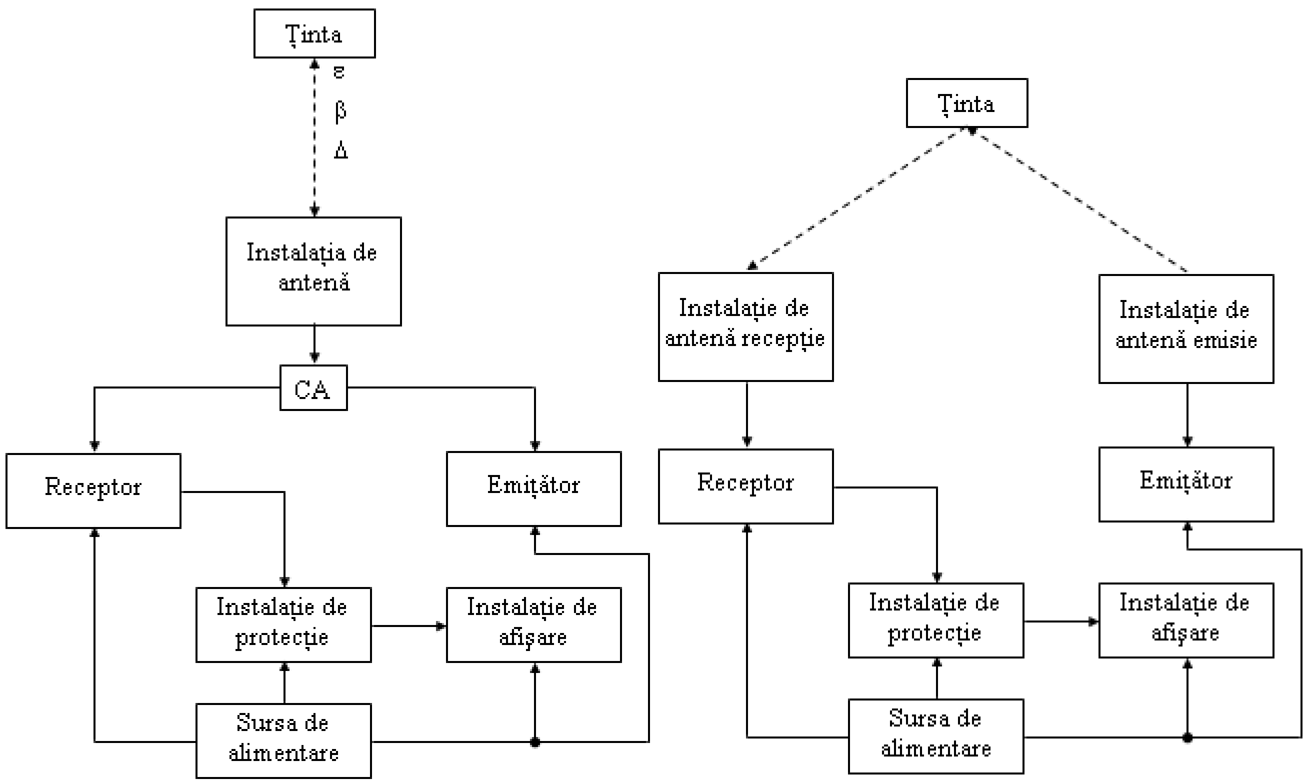


Fig. 1.1: Schema bloc a unei instalații de emisie – recepție
a) cu o singură antenă
b) cu canale de emisie sau recepție separate

CA – comutator de antenă; asigură separarea în timp a emisiei de recepție. Rezultă că schema cu CA nu poate fi utilizată în sisteme cu emisie continuă.

Rolul elementelor:

- Emițătorul are rolul de a emite radiații elecromagnetice cu parametrii impuşi prin construcție, cei mai importanți fiind următorii:
  - Tipul de radiație:
    - Continuă:
      - Nemodulată.
      - Modulată în amplitudine, frecvență sau fază (MA, MF, $M\Phi$).
    - În impuls:
      - Cu frecvența de emisie constantă sau variabilă (mai rar);
      - Cu frecvența de repetiție constantă sau variabilă (vobulare);
      - Cu sau fără cod.

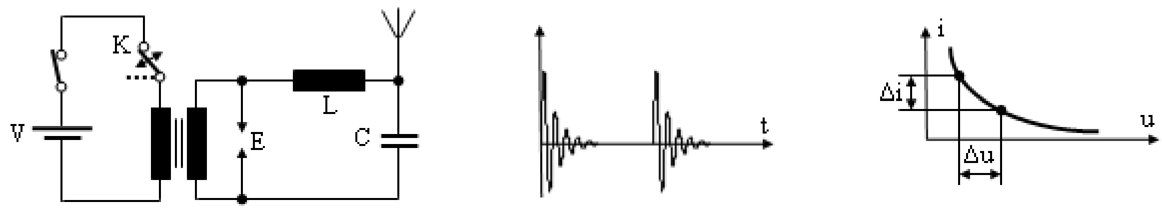
- Puterea:
  - Instantanee (energie cu variație continuă): $P_i = P_{medie}$;
  - În impuls (energie cu variație în impulsuri): $P_{medie} < P_{impuls}$.
- Legea de modulație, în cazul emisiei semnalelor modulate:
  - În cazul emisiei continue, cele mai ztilizate sunt MA, MF;
  - În cazul emisiei în impulsuri, cele mai utilizate sunt modulația în poziție şi modulația în cod.
- Numărul de canale:
  - Cu un singur emițător;
  - Multicanal:
    - Cu separare spațială;
    - Cu separare în timp (mai rar folosită),
    - Cu separare în timp şi spațială.
- Frecvența de emisie:
  - Constantă (cu sau fără reacordare);
  - Cu salturi de frecvență într-un anumit ecart.

- Receptorul are rolul de a prelucra semnalul recepționat pentru a-l aduce la forma necesară pentru afişare. Prelucrările efectuate pot fi următoarele:
  - Amplificarea directă, prin intermediul Amplificatoarelor de Frecvență Foarte Înaltă (AFFÎ), care însă sunt carcaterizate de o amplificare mică (lucrează pe frecvență mare, deci au bandă de trecere largă şi amplificare mică);
  - Selecția aproximativă a semnalului util dintre zgomote (preselector, circuite de intrare acordate);
  - Translația spre frecvențe mai joase pentru a putea fi ulterior puternic amplificate (Schimbătoare de Frecvență - SF);
  - Amplificarea de bază, în medie frecvență (Amplificatorul de Frecvență Intermediară - AFI);
  - Detecția (transpunerea în semnal video sau audio):
    - De amplitudine, pentru semnale MA;
    - De fază (raport), pentru semnale $M\Phi$;
  - Selecția semnalului util:
    - Înlăturarea bruiajului asincron;
    - Selecția țintelor mobile (SȚM);
    - Circuite corelatoare;
    - Circuite de limitare (înlăturarea bruiajului mic);
  - Pregătirea semnalului selectat pentru transmiterea la instalația de afişare (repetor pentru adaptarea la linia de transmitere, digitizare, etc.).
- Instalația de afişare trebuie să afişeze într-o formă dorită semnalul util pentru operator. Afişarea poate fi:
  - Analogică (de exemplu un punct luminos pe un tub catodic);
  - Digitizată (de exemplu un simbol, de regulă asociat (şi) cu alte date suplimentare).
- Sursa de alimentare asigură energia necesară funcționării instalației de emisie-recepție. Aceasta poate cuprinde:
  - Grup generator, care poate lipsi dacă există alimentare de la rețea;
  - Convertoare de frecvență (de exemplu, 50Hz spre 400Hz);
  - Redresoare;
  - Stabilizatoare de tensiune (pentru tensiunile continue cu toleranțe mici);

- Transformatoare ridicătoare de tensiune şi redresoare de înaltă tensiune.

1.2 NOŢIUNI GENERALE DESPRE EMIŢĂTOARE

Punctul de plecare al emisiei undelor electromagnetice se consideră a fi experienţele lui Hertz.



a) b) c)

Fig. 1.2 Emiţător cu scântei

a) schema de principiu
b) oscilaţii
c) caracteristica curent - tensiune

Astfel, primele emiţătoare folosite (până în anii 1920) au fost cele cu scântei, principiul lor de lucru putând fi dedus cu uşurinţă din figura 1.2a. Puterile acestor emiţătoare erau de ordinul sutelor de W.

Funcţionarea este evidentă: comutatorul K este comutat periodic, ceea ce face ca în miezul transformatorului să se creeze un flux magnetic variabil. Acesta induce în înfăşurarea secundară o tensiune electromotoare (figura 1.2b) cu un conţinut bogat de armonici. Dintre acestea, circuitul acordat LC "alege" armonica cu frecvenţa sa de rezonanţă, care va fi emisă cu ajutorul antenei. Eclatorul de (supra)tensiune E asigură descărcarea energiei accumulate în miez atunci când comutatorul K se deschide

După cum se poate constata (şi) din caracteristica i-u din figura 1.2c, variaţia $\frac{du}{di} < 0$ (rezistenţă negativă), ceea ce asigură condiţii bune de oscilaţie, obţinându-se astfel oscilaţii neîntrerupte.

Ulterior au apărut emiţătoarele cu tuburi, care mai există şi astăzi, îndeosebi în cazul puterilor mari, apoi emiţătoarele cu semiconductoare, caracterizate de puteri mai mici, sau emiţătoarele cuantice, cu aplicaţii în domeniul laserilor.

Emisia electromagnetică este riguros reglementată în toată lumea. Spectrul de frecvenţe este un „bun" al tuturor şi trebuie gestionat pentru a evita suprapunerile şi interferenţele.

În România există un regulament al radiocomunicaţiilor (1971), un regulament al staţiilor de radiocomunicaţii din România, un regulament al radiocomunicaţiilor privind activitatea radioamatorilor din România, un ordin al ministrului comunicaţiilor, etc.

În continuare se vor defini emisiile radio. Se acceptă următoarele noţiuni:

- Radiaţie radioelectrică: fluxul de energie sub formă de unde radioelectrice;
- Radioemiţător: aparat producător de energie radioelectrică în vederea asigurării unei comunicaţii sau pentru alte întrebuinţări (ex: balize);
- Emisie radioelectrică: radiaţie produsă intenţionat de un radioemiţător (nu cea parazită)
- Spectrul frecvenţelor radio: cel utilizat în mod curent este 10kHz – 300GHz.

Convenţie: caracterizarea unei emisii se face pe baza benzii necesare şi prin indicarea clasei de emisie.

Banda necesară: se indică prin 3 sau mai multe cifre plus o literă (cu rol de virgulă) ce poate fi H, K, M, G. Ex: $10K25 \Leftrightarrow 10{,}25KHz$.

Clasa de emisie: vizează caracteristicile emiţătorului, precizate prin litere şi cifre.

Caracteristicile emițătoarelor sunt:

1. Caracteristici fundamentale:
    a. Tipul de modulație;
    b. Natura semnalului modulator;
    c. Tipul informației de transmis;
2. Caracteristici suplimentare (dacă se folosesc):
    a. Codificări;
    b. Multiplexări;

Fiecare caracteristică e precizată de o literă, exceptând natura semnalului modulator, care se precizează printr-o cifră.
Observație: Banda necesară de frecvență desemnează banda în care oscilațiile generate conțin 99% din puterea radiată de emițător (din componentele spectrale ale radiației).
Rezultă că puterea radiată de emițător nu se regăseşte în întregime în banda necesară. Datorită fenomenelor şi elementelor neliniare din emițător apar (multe) componente spectrale, unele ieşind din banda necesară declarată. Ca urmare, trebuie avut în vedere că puterea radiată are două componente:

- Partea principală (în banda necesară):
    - În lobul principal:
        - Cu polarizarea dorită;
        - Cu alte polarizări;
    - Pe lobii secundari:
        - Cu polarizarea dorită;
        - Cu alte polarizări.
- Partea din afara benzii.

Rezultă că atunci când se vorbeşte despre canalul de emisie trebuie avută în vedere din puterea radiată numai partea principală; din aceasta, numai lobul principal, iar din acesta numai polarizarea dorită. Restul componentelor reprezintă pierderi, fiind numite şi canale secundare de emisie. Acestea se consideră perturbații pentru alte mijloace radiotehnice, motiv pentru care se impune rezlvarea problemelor de compatibilitate electromagnetică.

1.3 SCHEMA STRUCTURALĂ A UNUI EMIȚĂTOR

Schema generală a unui emițător poate cuprinde:

- Partea de radiofrecvență RF (Frecvență Foarte Înaltă: FFÎ), cu rol de generare, amplificare şi modulare, sau numai unele dintre ele
- Partea de joasă frecvență JF (video frecvență VF), pentru amplificarea şi prelucrarea semnalului modulator
- Partea de automatică şi alimentare

Din această structură se deduc funcțiile principale ale unui emițător, şi anume:

- Generarea oscilațiilor de RF, cu o putere stabilită
- Modularea acestora după o lege dată
- Transferul oscilațiilor modulate spre sarcină (antenă)

Clasificarea emițătoarelor se poate face după diferite criterii, ca de exemplu:

- După nivelul puterii oscilațiilor generate (mică sau mare putere)
- După lungimea de undă (λ) a oscilațiilor generate (metrice, centimetrice, milimetrice, etc.)
- După locul şi condițiile de funcționare (terestre, navale, la bordul avianelor, rachetelor, sateliților)
- După destinație (ştiințifice, medicale, radiocomunicații, radare, etc.)

În figura 1.3 sunt prezentate câteva variante de scheme bloc ale emițătoarelor.

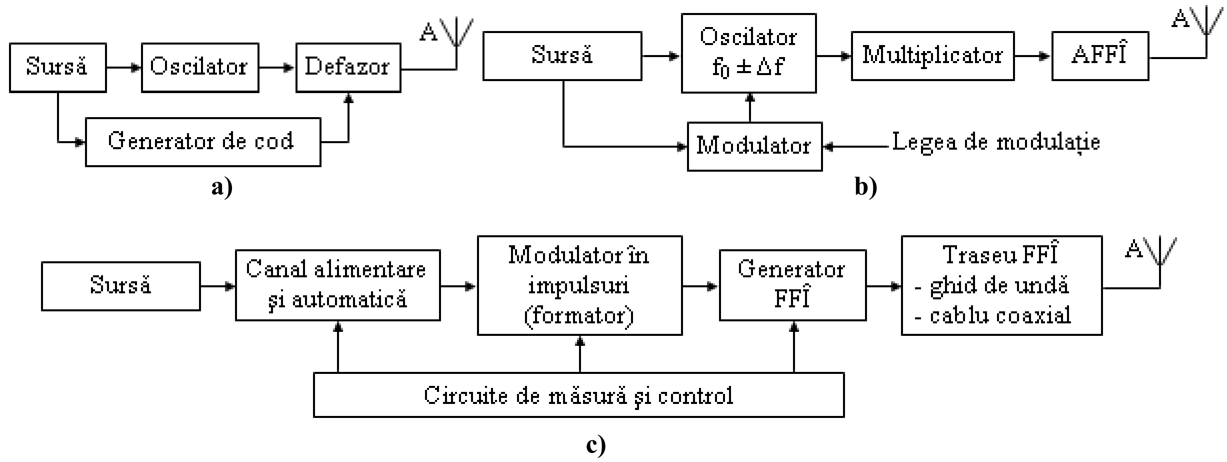


Fig. 1.3: Scheme bloc de emițătoare

a), b) cu emisie continuă

c) cu emisie în impulsuri

Emițătoarele cu emisie continuă pot fi cu o structură minimală (sursă – oscilator – antenă sau sursă – oscilator – amplificator - antenă), folosite de exemplu de radioamatori, sau mai complexă, ca de exemplu sursă – oscilator – defazor comandat de un generator de cod (figura 1.3a), sau cu semnalul final modulat (figura 1.3b).

În figura 1.3c se prezintă o structură de emițător cu emisie în impulsuri. Generatorul de frecvență foarte înaltă (FFÎ) poate fi un oscilator de putere mare (de exemplu magnetron), sau un oscilator de putere mică şi un AFFÎ (Amplificator de Frecvență Foarte Înaltă), în secvență mono sau multi-etaj.

Impulsurile pot fi simple (cele pentru care este valabilă aproximarea $\frac{1}{\tau_i} \cong \Delta f$, adică $\text{banda} = \frac{1}{\tau_i}$, τ_i fiind durata impulsului) sau complexe (cele pentru care $\underbrace{\Delta f \cdot \tau_i}_{\text{"baza impulsului"}} >> 1$, caracterizate de un spectru foarte larg).

1.4 CERINȚELE EMIȚĂTORULUI

Emițătoarele folosite în armată, în speță cele de dirajare, trebuie să îndeplinească unele cerințe, ca de exemplu:

- Energia emisă să fie suficientă pentru execuția comenzii transmise sau pentru descoperirea țintei, în funcție de scopul urmărit;
- Durata impulsului trebuie să asigure capacitatea de separare în distanță, impusă tactic:

$$d_{\min\ \text{teoretic}} = \frac{c \cdot \tau_i}{2} \Rightarrow \text{pentru}\ \tau_i = 1\mu s:\ d_{\min} = \frac{3 \cdot 10^8 \frac{m}{s} \cdot 10^{-6} s}{2} = 150m;$$

- Fronturile impulsului (crescător şi descrescător) trebuie să permită măsurări cu precizia impusă;
- Frecvența de repetiție a impulsurilor trebuie să permită măsurarea univocă a distanței;
- Frecvența (spectrul) semnalului trebuie să nu încalce cerințele de compatibilitate electromagnetică
- Să aibă stabilitate ridicată a frecvenței (pe durata impulsului, de la un impuls la altul)
- Să redea cu precizie legea de modulație impusă;

- Dacă se cere, să permită reacordarea precisă în banda de lucru;
- Să aibă un randament ridicat şi un nivel minim al oscilațiilor parazite;
- Alte cerințe legate de exploatare, fiabilitate, cheltuieli, etc.

2. REGIMUL DINAMIC AL COMPONENTELOR ELECTRONICE DIN SISTEMELE DE EMISIE – RECEPŢIE

2.1. SCHEME ECHIVALENTE ALE TRANZISTORULUI BIPOLAR ÎN REGIM DINAMIC

2.1.1. Circuitul echivalent natural (Giacoletto)

În figura 2.1 se prezintă schema circuitului echivalent natural (Giacoletto) pentru un tranzistor de tip pnp în conexiunea BC. Denumirea de natural provine de la faptul că elementele sale se deduc din analiza fenomenelor fizice ce au loc în dispozitiv.
Se pot distinge cele trei regiuni specifice oricărui tranzistor:

- Regiunea 1 modelează joncţiunea EB. Aceasta, fiind polarizată direct de tensiunea $v_{eb'}$, se poate echivala cu rezistenţa $r_{b'e}$ (cu o valoare mică, de ordinul sutelor de Ω), în paralel cu capacitatea de difuzie $C_{b'e}$, cu o valoare de ordinul sutelor de pF.
- Regiunea 2 modelează fenomenul de transport de purtători de sarcină (goluri în acest caz) prin bază, caracterizat de generatorul de curent $g_m \cdot v_{eb'}$ şi de rezistenţa r_{ce}, cu o valoare de ordinul zecilor de $k\Omega$, ce corespunde difuziei de purtători de sarcină de la emitor către colector. De asemenea, apare rezistenţa $r_{b'b}$, ce reprezintă rezistenţa extrinsecă (distribuită) a bazei (sau baza inactivă), cu o valoare în jur de 100Ω. Punctul B', corespunzând regiunii active a bazei, se mai numeşte şi *bază efectivă* (*activă*). Din acest motiv toate mărimile se referă la acest punct (apar indicii *b'* în loc de *b*).
- Regiunea 3 modelează joncţiunea CB. Aceasta, fiind polarizată invers, se poate echivala cu rezistenţa $r_{b'c}$ (cu o valoare mare, de ordinul $1M\Omega$), în paralel cu capacitatea de barieră $C_{b'c}$, cu o valoare de ordinul pF.

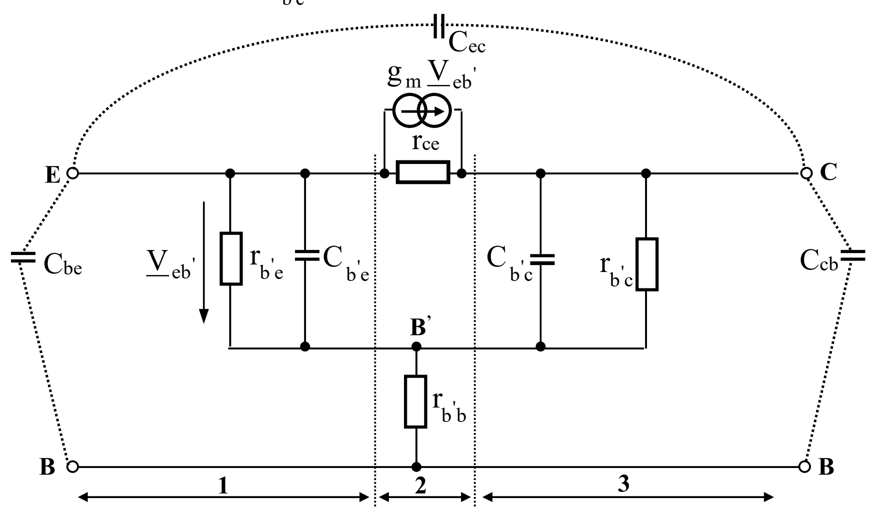


Fig. 2.1
Circuitul echivalent natural al tranzistorului de tip pnp în conexiunea BC

Mărimea g_m (panta tranzistorului): $g_m = \dfrac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} = \dfrac{eI_C}{kT} = \dfrac{I_C}{V_T}$ este cea care face legătura între regimul static şi cel dinamic.
Capacităţile C_{be}, C_{ec} şi C_{bc} (specifice capsulei, deci exterioare tranzistorului) s-au reprezentat în figura 2.1 doar pentru completitudinea modelului. Ele au valori foarte mici (sub 5 pF), astfel că nu intervin decât la frecvenţe foarte mari, oricum (mult) mai mari

decât cele la care intervin capacitățile interne ale tranzistorului, astfel încât pot fi neglijate, neinfluențând funcționarea tranzistorului.
Mai trebuie menționat faptul că parametrii ce caracterizează joncțiunea BE depind de PSF (mărirea I_C provoacă micşorarea $r_{b'e}$ şi mărirea $C_{b'e}$).

Deşi se pot face simplificări ale circuitului echivalent Giacoletto (corespunzător diferitelor domenii de frecvență ale semnalului procesat, în sensul că se pot neglija impedanțele de valoare mare în domeniul respectiv), acesta rămâne suficient de complicat pentru a fi utilizat comod în calcule; de asemenea, este dificilă determinarea (măsurarea) parametrilor ce intervin în schemă.

2.1.2. Teorema lui Miller şi duala sa

Teorema (echivalarea) lui Miller permite evaluarea efectului impedanței $\underline{Z}$ conectată între nodurile 1 şi 2 ale circuitului din figura 2.2a, atunci când se cunoaşte amplificarea în tensiune relativă la nodurile respective, anume $\underline{A}_U = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1}$ = constantă şi independentă de $\underline{Z}$.

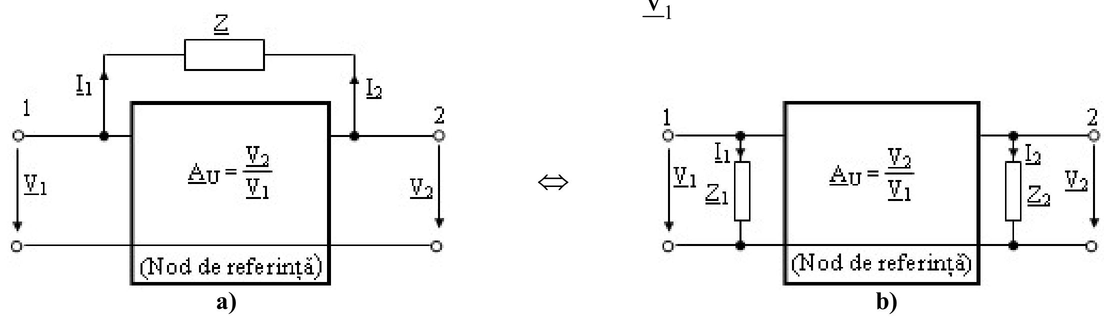


Fig. 2.2
a) Circuit cu reacție de tensiune
b) Schema echivalentă fără reacție

Corespunzător circuitului din figura 2.2a se pot scrie relațiile:

$$\begin{cases} \underline{I}_1 = \dfrac{\underline{V}_1 - \underline{V}_2}{\underline{Z}} = \dfrac{\underline{V}_1\left(1 - \dfrac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1}\right)}{\underline{Z}} = \dfrac{\underline{V}_1(1-\underline{A}_U)}{\underline{Z}} \\ \underline{I}_2 = \dfrac{\underline{V}_2 - \underline{V}_1}{\underline{Z}} = \dfrac{\underline{V}_2\left(1 - \dfrac{\underline{V}_1}{\underline{V}_2}\right)}{\underline{Z}} = \dfrac{\underline{V}_2\left(1 - \dfrac{1}{\underline{A}_U}\right)}{\underline{Z}} = \dfrac{\underline{V}_2(\underline{A}_U - 1)}{\underline{Z}\underline{A}_U} \end{cases} \tag{2.1}$$

Pentru circuitul din figura 2.2b:

$$\begin{cases} \underline{I}_1 = \dfrac{\underline{V}_1}{\underline{Z}_1} \\ \underline{I}_2 = \dfrac{\underline{V}_2}{\underline{Z}_2} \end{cases} \tag{2.2}$$

Circuitul din figura 2.2b este echivalent cu cel din figura 2.2a dacă se conservă amplificarea în tensiune $\underline{A}_U$, iar impedanțele $\underline{Z}_1$ şi $\underline{Z}_2$ sunt parcurse de aceeaşi curenți ca şi impedanța $\underline{Z}$, adică cele două circuite produc aceeaşi încărcare asupra intrării, $\underline{V}_1$, respectiv ieşirii $\underline{V}_2$. Cu aceste observații, egalând curenții corespunzători din (2.1) şi (2.2), se obțin relațiile de echivalare:

$$\begin{cases} \underline{Z}_1 = \dfrac{\underline{Z}}{1 - \underline{A}_U} \\ \underline{Z}_2 = \underline{Z} \cdot \dfrac{\underline{A}_U}{\underline{A}_U - 1} \end{cases} \tag{2.3}$$

După cum se poate observa analizând schemele din figura 2.2, echivalarea Miller transformă schema cu *reacţie de tip paralel* (reacţie de tensiune) într-una *fără reacţie*, avantajul evident fiind simplificarea considerabilă a calculelor.
Se face precizarea că echivalarea Miller este posibilă numai dacă se poate determina (*sau, cel puţin, estima*) $\underline{A}_U$ *pe schema iniţială* (figura 2.2a).

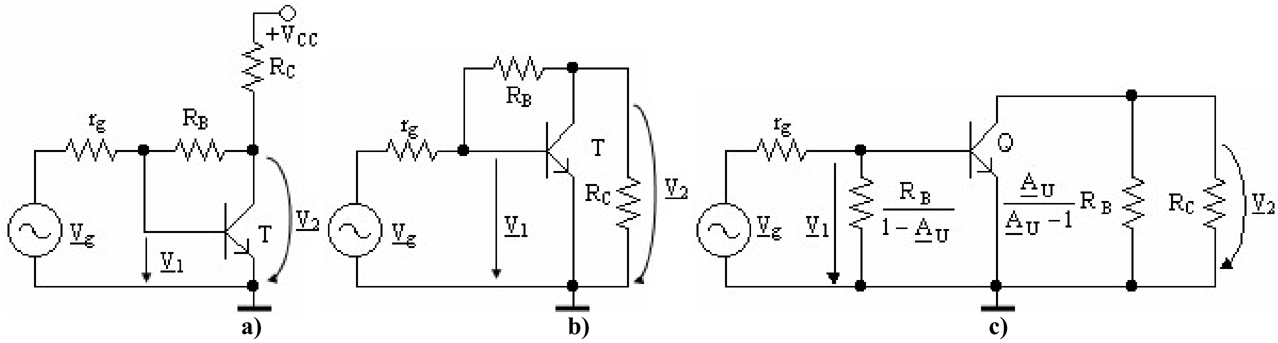


Fig. 2.3
a) Circuit practic cu reacţie de tensiune
b) Schema echivalentă în c.a.
c) Schema echivalentă fără reacţie

În figura 2.3 se prezintă modul de aplicare a teoremei pentru un etaj EC cu baza polarizată prin rezistenţa R_B, de valoare mare, care realizează concomitent şi o reacţie (negativă) de tensiune.
Într-o primă aproximaţie se consideră că R_B nu afectează amplificarea în tensiune, astfel că se *estimează* $\underline{A}_U = \dfrac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = -g_m R_C$ (rezultă $|A_U| >> 1$). În următoarea aproximaţie se recalculează $\underline{A}_U$ pe schema obţinută cu ajutorul echivalării Miller (figura 2.3c), iar apoi se recalculează rezistenţele $R_1 = \dfrac{R_B}{|1-\underline{A}_U|}$ şi $R_2 = R_B\left|\dfrac{\underline{A}_U}{\underline{A}_U - 1}\right|$. Procedeul poate continua până când procesul de calcul devine staţionar (evident, în limitele unei precizii impuse).
Rezistenţa de intrare a tranzistorului se va modifica datorită apariţiei în paralel pe intrare a rezistenţei $R_1 = \dfrac{R_B}{|1-\underline{A}_U|}$.
Teorma duală se referă la scheme cu *reacţie de tip serie* (reacţie de curent), figura 2.4.
Se consideră circuitul din figura 2.4a şi nodurile 1, 2 şi 3, între nodul 3 şi nodul de referinţă fiind conectată impedanţa de reacţie $\underline{Z}$ (comună buclelor de intrare şi de ieşire). Se presupune cunoscută amplificarea în curent, $\underline{A}_I = \dfrac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1}$.

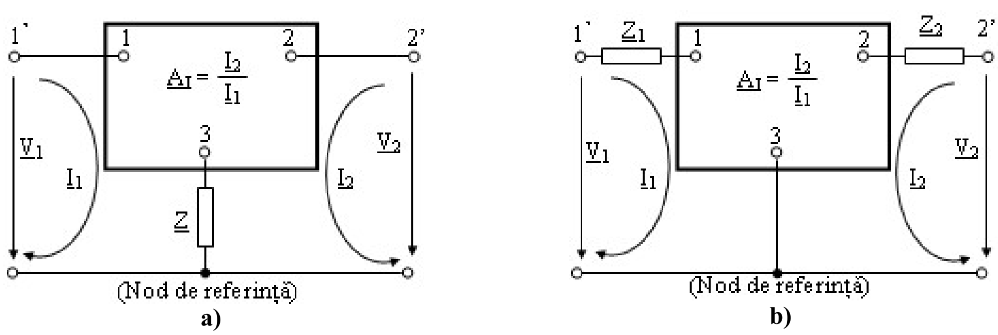


Fig. 2.4
a) Circuit practic cu reacţie de curent
b) Schema echivalentă fără reacţie

Circuitul din figura 2.4b este echivalent cu cel din figura 2.4a dacă se conservă amplificarea în curent $\underline{A}_I$ şi impedanţele $\underline{Z}_1$ şi $\underline{Z}_2$ sunt parcurse respectiv de curenţii $\underline{I}_1$ şi $\underline{I}_2$, adică există echivalenţa din punctul de vedere al teoremei a doua a lui Kirchoff aplicată buclelor parcurse de $\underline{I}_1$ şi $\underline{I}_2$.

Corespunzător circuitului din figura 2.4a se pot scrie relaţiile

$$\begin{cases} \underline{V}_1 = \underline{V}_{13} + \underline{Z}(\underline{I}_1 + \underline{I}_2) \\ \underline{V}_2 = \underline{V}_{23} + \underline{Z}(\underline{I}_1 + \underline{I}_2) \end{cases} \tag{2.4}$$

iar pentru circuitul din figura 2.4b :

$$\begin{cases} \underline{V}_1 = \underline{V}_{13} + \underline{I}_1\underline{Z}_1 \\ \underline{V}_2 = \underline{V}_{23} + \underline{I}_2\underline{Z}_2 \end{cases} \tag{2.5}$$

Rezultă relaţiile de echivalare :

$$\begin{cases} \underline{Z}(\underline{I}_1 + \underline{I}_2) = \underline{Z}_1\underline{I}_1 \Leftrightarrow \underline{Z}_1 = \underline{Z}\cdot\dfrac{\underline{I}_1 + \underline{I}_2}{\underline{I}_1} = \underline{Z}(1 + \underline{A}_I) \\ \underline{Z}(\underline{I}_1 + \underline{I}_2) = \underline{Z}_2\underline{I}_2 \Leftrightarrow \underline{Z}_2 = \underline{Z}\cdot\dfrac{\underline{I}_1 + \underline{I}_2}{\underline{I}_2} = \underline{Z}\left(1 + \dfrac{1}{\underline{A}_I}\right) \end{cases} \tag{2.6}$$

Un exemplu de aplicare acestei teoreme apare în cazul unui *etaj cu sarcina distribuită* (R_E nedecuplată în c.a.), figura 2.5a. Dacă $\underline{I}_1$ este curentul de bază şi $\underline{I}_2$ curentul de colector, atunci rezultă relaţia: $\underline{I}_2 = \beta\underline{I}_1 \Leftrightarrow \underline{A}_I = \beta$ (s-au neglijat r_{ce} şi $r_{b'c}$).

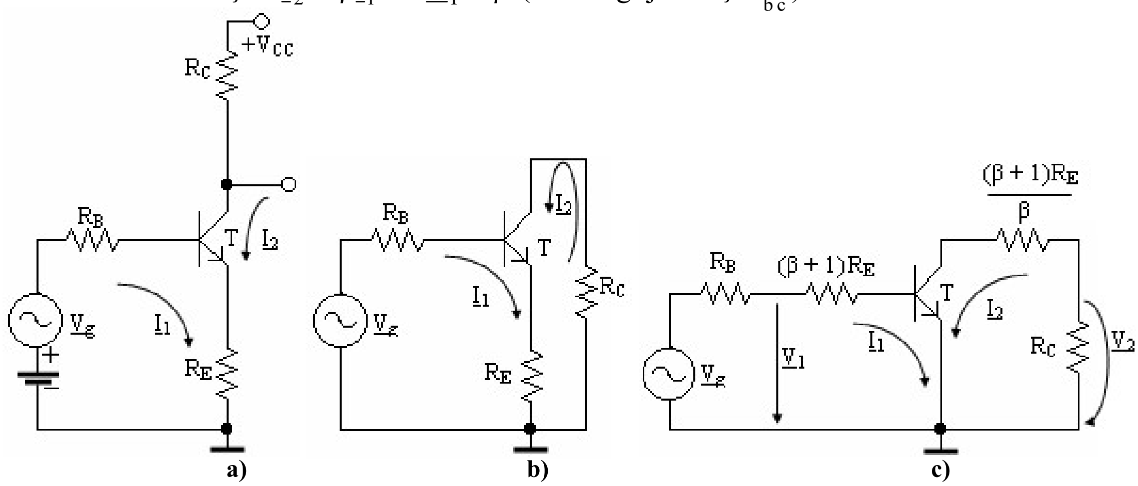


Fig. 2.5

a) Circuit practic cu reacţie de curent
b) Schema echivalentă în c.a.
c) Schema echivalentă fără reacţie

Rezultă că rezistenţele adăugate prin aplicarea echivalării Miller sunt:

$$R_1 = R_E(1+\beta)$$

$$R_2 = R_E\left(1+\frac{1}{\beta}\right) \approx R_E$$

Pe schema din figura 2.5c sunt evidente relaţiile:

$$\left.\begin{aligned} \underline{V}_1 &\cong R_E\underline{I}_1(1+\beta) \\ \underline{V}_2 &= -R_C\underline{I}_2 = -R_C\beta\underline{I}_1 \end{aligned}\right\} \Rightarrow \underline{A}_U = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = -\frac{\beta}{R_E(1+\beta)} \underset{\beta>>1}{\cong} -\frac{R_C}{R_E}$$

Se mai poate observa că prezenţa rezistenţei R_E măreşte considerabil impedanţa de intrare a etajului (datorită multiplicării ei cu $(\beta+1)$ prin efectul Miller).

În figura 2.6 este reprezentat circuitul natural al tranzistorului de tip pnp, redesenat în conexiunea EC. Nu s-au mai figurat capacităţile externe C_{be}, C_{ec} şi C_{bc}.

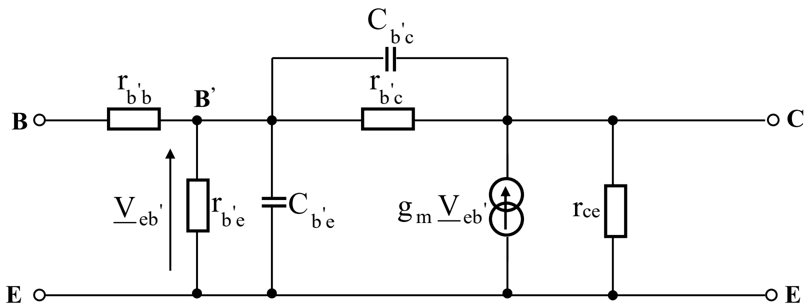


Fig. 2.6
Circuitul echivalent natural al tranzistorului de tip pnp în conexiunea EC

Se observă că între intrare (B') şi ieşire (C) este conectată impedanţa $\underline{Z}_{b'c} = r_{b'c} \parallel C_{b'c}$. Aplicând teorema lui Miller, această impedanţă se va regăsi în circuitul de intrare, respectiv în cel de ieşire, sub forma următoare:

- În circuitul de intrare:
  - $r_{b'c} \to \dfrac{r_{b'c}}{\left|1-\underline{A}_U\right|}$;
  - $X_{C_{b'c}} \to \dfrac{X_{C_{b'c}}}{\left|1-\underline{A}_U\right|} = \dfrac{1}{\omega C_{b'c}\left|1-\underline{A}_U\right|} \Leftrightarrow C_{b'c} \to C_{b'c}\left|1-\underline{A}_U\right|$
- În circuitul de ieşire:
  - $r_{b'c} \to \dfrac{r_{b'c}\left|\underline{A}_U\right|}{\left|\underline{A}_U-1\right|}$;
  - $X_{C_{b'c}} \to \dfrac{X_{C_{b'c}}\left|\underline{A}_U\right|}{\left|\underline{A}_U-1\right|} = \dfrac{\left|\underline{A}_U\right|}{\omega C_{b'c}\left|\underline{A}_U-1\right|} \Leftrightarrow C_{b'c} \to C_{b'c}\left|\dfrac{\underline{A}_U-1}{\underline{A}_U}\right|$

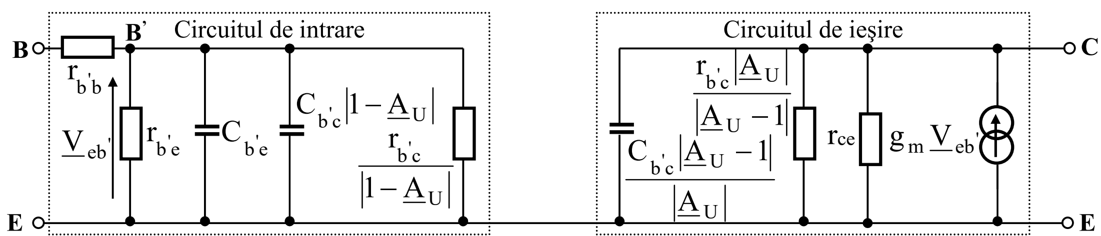


Fig. 2.7
Echivalarea Miller a circuitului echivalent natural al tranzistorului de tip pnp în conexiunea EC

Conform acestora, se obţine circuitul echivalent prezentat în figura 2.7.

2.1.3. Variaţia cu frecvenţa a factorului de amplificare în conexiunea EC

Tranzistorul este caracterizat de factorul de amplificare în c.c., $\beta \cong \dfrac{I_C}{I_B}$.

În regim dinamic, acesta devine:

$$\underline{\beta} = \left.\frac{\underline{I}_c}{\underline{I}_b}\right|_{\underline{U}_{ce}=0}, \qquad (2.7)$$

denumit şi *amplificare în scurtcircuit*, deoarece se calculează în condiţiile ieşirii scurtcircuitate în c.a. (un condensator de valoare foarte mare între colector şi emitor). Motivaţia alegerii regimului de scurtcircuit la ieşire este aceea că **în RAN** tranzistorul funcţionează ca un **generator de curent constant** între emitor şi colector. Altfel spus, curentul $\underline{I}_c$ nu va depinde de (impedanţa de) sarcina conectată la ieşire, adică în colector.

Rezultă că se pot face calculele în cazul cel mai simplu, reprezentat **evident** de $\underline{Z}_S = 0$ (scurtcircuit la ieşire, **în c.a. – adică în regim dinamic**). Conform acestora şi în plus neglijând rezistenţa $r_{b'b}$, circuitul de calcul este cel din figura 2.8.

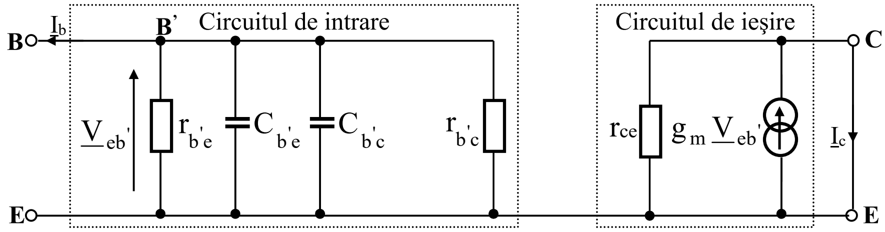


Fig. 2.8

Circuitul de calcul a amplificării în scurtcircuit a tranzistorului de tip pnp în conexiunea EC

Datorită scurtcircuitului de la ieşire, rezultă că $\underline{V}_{ce} = 0$; ca urmare, $\underline{A}_U = 0$. În aceste condiţii, în conformitate cu (2.3), componentele ce rezultă prin echivalarea Miller sunt cele prezentate în figura 2.8: în circuitul de intrare sunt evidente, iar în cel de ieşire $\frac{r_{b'c}|\underline{A}_U|}{|\underline{A}_U - 1|} = 0$ şi $C_{b'c}\left|\frac{\underline{A}_U - 1}{\underline{A}_U}\right| \to \infty$. Cu alte cuvinte, în circuitul de ieşire apar încă două scurtcircuite, fapt deja reprezentat prin legătura galvanică între colector şi emitor datorată condiţiilor de lucru în regim dinamic.

Impedanţa din circuitul de intrare este formată din componentele:

$$r_{ech} = r_{b'e} \parallel r_{b'c} \underset{r_{b'e} << r_{b'c}}{\cong} r_{b'e}$$

$$C_{ech} = C_{b'e} \parallel C_{b'c} = C_{b'e} + C_{b'c}$$

În aceste condiţii, rezultă că:

$$\left.\begin{aligned} \underline{I}_b &= \underline{V}_{eb'}\left(\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)\right) \\ \underline{I}_c &= g_m \underline{V}_{eb'} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \underline{\beta} = \frac{\underline{I}_c}{\underline{I}_b} = \frac{g_m r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e}\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)} \quad (2.8)$$

În general, relaţia între mărimea de intrare şi cea de ieşire a unui circuit se numeşte *funcţie de transfer* (FDT). Un exemplu de FDT este (2.7), care prin transformări echivalente a devenit (2.8). Rădăcinile numitorului funcţiilor de transfer se numesc *poli*, iar cele ale numărătorului se numesc *zerouri*.

Se observă că numitorul relaţiei (2.8) se anulează pentru valoarea (complexă a) pulsaţiei:

$$\underline{\omega}_\beta = \frac{j}{r_{b'e}\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)},$$

Sau, într-o exprimare echivalentă, FDT (2.8) prezintă un pol simplu la frecvenţa:

$$f_\beta = \frac{\omega_\beta}{2\pi} = \frac{1}{2\pi r_{b'e}\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)} \quad (2.9)$$

Caracteristicile logaritmice de amplitudine şi de fază ale mărimii $\underline{\beta}(j\omega)$ (FDT) sunt:

$$|\underline{\beta}(\omega)| = 20 \cdot \lg\left(g_m r_{b'e}\right) - 20 \cdot \lg\sqrt{1 + \left[\omega r_{b'e}\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)\right]^2}$$

$$\varphi(\omega) = \operatorname{arctg}\left[\omega r_{b'e}\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)\right]$$

Formele asimptotice ale acestora sunt reprezentate grafic în figura 2.9.

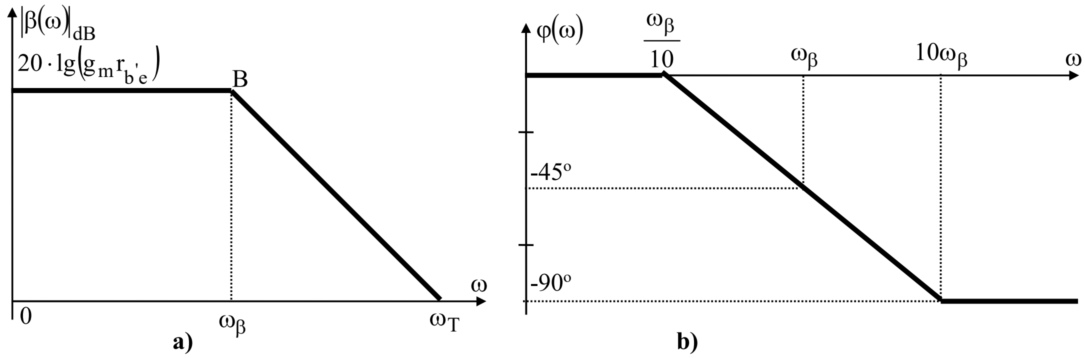


Fig. 2.9 Caracteristicile de frecvenţă ale amplificării în scurtcircuit:
a) Caracteristica asimptotică de amplitudine;
b) Caracteristica asimptotică de fază.

Se observă că pentru $f < f_\beta$, amplificarea este aproximativ constantă, $\left|\beta(\omega)\right|_{dB} = 20 \cdot \lg\left(g_m r_{b'e}\right)$, cu observaţia că pentru $f = f_\beta$ valoarea acesteia se micşorează cu 3dB $\left(\omega = \omega_\beta \Rightarrow \left|\beta(\omega_\beta)\right| = 20 \cdot \lg\left(g_m r_{b'e}\right) - 20 \cdot \lg\sqrt{2} \cong 20 \cdot \lg\left(g_m r_{b'e}\right) - 3\right)$.

Din acest motiv, intervalul $\left[0; f_\beta\right]$ este denumit *banda de frecvenţă* (sau *banda la -3dB*: B3dB sau $B_{\sqrt{2}}$) a amplificării în curent a tranzistorului în conexiunea EC.

În caracteristicile din figura 2.9 s-a folosit o scară logaritmică pentru axa frecvenţelor, adică s-a reprezentat dependenţa $\beta(\lg(\omega))$, astfel că orice interval de tipul $[\omega; 10\omega]$ are aceeaşi lungime. Un astfel de interval se numeşte *decadă*.

Pentru $f > f_\beta$ se observă că modulul amplificării se micşorează (cu o pantă de $-20\frac{dB}{dec}$, anulându-se pentru $f = f_{T_\beta} = \frac{\omega_T}{2\pi}$). Este evident că pentru $f > f_{T_\beta}$, circuitul atenuează semnalul de intrare. Valoarea acesteia se deduce din relaţia:

$$\frac{g_m r_{b'e}}{\sqrt{1 + \left[\omega_{T_\beta} r_{b'e}\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)\right]^2}} = 1 \underset{\omega_{T_\beta} > 10\omega_\beta}{\Leftrightarrow} g_m r_{b'e} \cong \omega_{T_\beta} r_{b'e}\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)$$

Rezultă că $\omega_{T_\beta} \cong \frac{g_m}{C_{b'e} + C_{b'c}} \cong \left|\underline{\beta}(0)\right| \cdot \omega_\beta$ sau $f_{T_\beta} \cong \frac{g_m}{2\pi\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)} \cong f_\beta \left|\underline{\beta}(0)\right|$. (2.10)

Condiţia $\omega_{T_\beta} > 10\omega_\beta$ a fost dedusă din caracteristica de fază (figura 2.9b).

Astfel, se observă că $\varphi(\omega) \to -90^\circ$ (circuitul capătă caracter quasicapacitiv) pentru $\omega > 10\omega_\beta$ (cu o eroare de $\approx -6^\circ$ pentru $\omega = 10\omega_\beta$, după cum se poate calcula cu uşurinţă).

Analizând expresia (2.9) se poate deduce influenţa capacităţii $C_{b'c}$ (ce se reflectă în circuitul de intrare datorită efectului Miller) asupra (micşorării) benzii. Totuşi, această influenţă este neglijabilă, deoarece $C_{b'c} << C_{b'e}$.

Rezultatele cantitative obţinute asupra benzii confirmă aspectul calitativ conform căruia la frecvenţe mari amplificarea se micşorează datorită prezenţei condensatoarelor în circuitul echivalent de intrare. Reactanţa capacitivă fiind invers proporţională cu frecvenţa, este de aşteptat să existe o valoare (de tăiere), ω_T, astfel ca pentru $\omega > \omega_T$ condensatoarele să şunteze intrarea, scurtcircuitând-o la masă.

2.1.4. Produsul amplificare bandă

În acest paragraf se va studia comportarea în frecvenţă a tranzistorul de tip pnp în conexiunea EC din punctul de vedere al tensiunii de ieşire. Prin urmare, etajul va fi atacat în tensiune, iar la ieşire se va considera o impedanţă de sarcină, $\underline{Z}_S$. Schema obţinută în urma aplicării echivalării Miller este prezentată în figura 2.10.

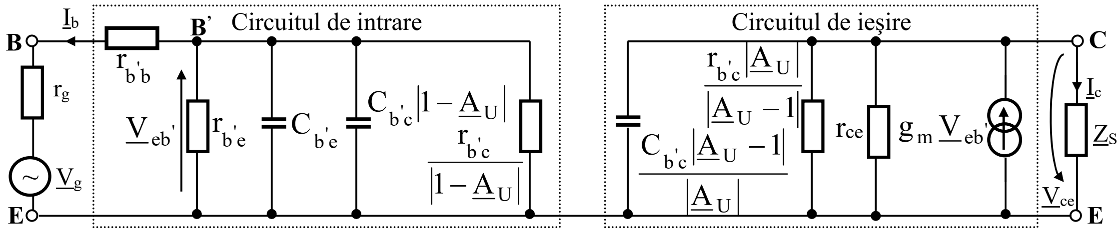


Fig. 2.10

Echivalarea Miller a circuitului echivalent natural al tranzistorului de tip pnp în conexiunea EC

În aceste condiţii şi în conformitate cu (2.3), componentele ce rezultă prin echivalarea Miller sunt cele prezentate în figura 2.10.

Impedanţa din circuitul de intrare este $\underline{Z}_{i_{ech}} = r_{i_{ech}} \parallel C_{i_{ech}}$, unde:

$$r_{i_{ech}} = r_{b'e} \parallel \frac{r_{b'c}}{\left|1-\underline{A}_U\right|} \underset{r_{b'e} << r_{b'c}}{\cong} r_{b'e}$$

$$C_{i_{ech}} = C_{b'e} \parallel C_{b'c}\left|1-\underline{A}_U\right| = C_{b'e} + C_{b'c}\left|1-\underline{A}_U\right|$$

Întrucât $\left|1-\underline{A}_U\right|$ are valori de ordinul zecilor, ţinând cont de ordinul de mărime a rezistenţelor $r_{b'e}$ şi $r_{b'c}$ rezultă că aproximarea $r_{i_{ech}} \cong r_{b'e}$ este justificată.

Se observă influenţa (majoră în acest caz) a capacităţii $C_{b'c} > C_{b'e}$, ce apare în circuitul de intrare multiplicată cu $\left|1-\underline{A}_U\right|$, astfel încât în acest caz este de aşteptat o micşorare semnificativă a benzii de frecvenţă.

Impedanţa din circuitul de ieşire este $\underline{Z}_{o_{ech}} = r_{o_{ech}} \parallel C_{o_{ech}}$, unde:

$$r_{o_{ech}} = r_{ce} \parallel \frac{r_{b'c}\left|\underline{A}_U\right|}{\left|\underline{A}_U - 1\right|} \cong r_{ce}\text{, deoarece } \frac{\left|\underline{A}_U\right|}{\left|\underline{A}_U - 1\right|} \cong 1 \text{ şi } r_{ce} << r_{b'c}$$

$$C_{o_{ech}} = C_{b'c}\left|\frac{\underline{A}_U - 1}{\underline{A}_U}\right| \cong C_{b'c}.$$

Impedanţa $\underline{Z}_{o_{ech}}$ se va considera în paralel cu impedanţa de sarcină, $\underline{Z}_S$.

Condiţia de aplicare a echivalării Miller este cunoaşterea amplificării tranzistorului, $\underline{A}_U$. Aceasta trebuie să fie determinată pe schema iniţială, adică pe circuitul din figura 2.6 (evident, completat cu ramura $\underline{Z}_S$ din figura 2.10).

Neglijând curentul generatorului $g_m\underline{V}_{eb'}$ prin ramura $r_{b'c} \parallel C_{b'c}$ (sau, echivalent, admiţând că tensiunea de ieşire $\underline{V}_{ce}$ se obţine numai datorită prezenţei generatorului $g_m\underline{V}_{eb'}$) şi punând $\underline{Z}_S^{'} = \underline{Z}_S \parallel r_{ce}$, rezultă:

$$\underline{A}_U = \frac{\underline{V}_{ce}}{\underline{V}_{b'e}} = \frac{g_m\underline{V}_{eb'}\underline{Z}_S^{'}}{-\underline{V}_{eb'}} = -g_m\underline{Z}_S^{'}$$

La calculul $\underline{A}_U$ s-a ţinut cont de faptul că tensiunea de ieşire şi cea de intrare trebuie să aibă aceeaşi referinţă, în cazul de faţă emitorul (se studiază conexiunea EC). Cu acestea, componentele circuitului de intrare şi a celui de ieşire din figura 2.10 sunt determinate.

În aceste condiţii se poate trece la determinarea amplificărilor pe circuitul din figura 2.10:

Amplificarea în curent este:

$$\underline{A}_I(\omega)=\frac{\underline{I}_c}{\underline{I}_b}=\frac{\dfrac{\underline{Z}_{o_{ech}}}{\underline{Z}_{o_{ech}}+\underline{Z}_S}g_m\underline{V}_{eb'}}{\dfrac{\underline{V}_{eb'}}{\underline{Z}_{i_{ech}}}}=g_m\frac{\underline{Z}_{o_{ech}}\underline{Z}_{i_{ech}}}{\underline{Z}_{o_{ech}}+\underline{Z}_S}$$

Ţinând cont de neglijările posibile datorită ordinelor de mărime discutate mai sus şi de valoarea amplificării în tensiune, $\underline{A}_U$, rezultă:

$$\underline{A}_I(\omega)\cong g_m\frac{\dfrac{r_{ce}}{1+j\omega r_{ce}C_{b'c}}\cdot\dfrac{r_{b'e}}{1+j\omega r_{b'e}\left(C_{b'e}+C_{b'c}\left|1+g_m\cdot\underline{Z}_S'\right|\right)}}{\underline{Z}_S+\dfrac{r_{ce}}{1+j\omega r_{ce}C_{b'c}}}$$

Pentru cazul particular al sarcinii rezistive $(\underline{Z}_S=R_S)$ rezultă că $\underline{Z}_S'=R_S\parallel r_{ce}:=R_S'$, astfel că se obţine:

$$\underline{A}_I(\omega)\cong\frac{g_m\cdot r_{b'e}}{1+j\omega r_{b'e}\left[C_{b'e}+C_{b'c}\left(1+g_mR_S'\right)\right]}\cdot\frac{r_{ce}}{\left(r_{ce}+R_S\right)\left(1+j\omega R_S'C_{b'c}\right)}$$

Dacă în plus se mai consideră cazul uzual $R_S<<r_{ce}$, rezultă $\dfrac{R_S}{r_{ce}+R_S}\cong 0$ şi $R_S'\cong R_S$, se obţine expresia simplificată:

$$\underline{A}_I(\omega)\cong\frac{g_m r_{b'e}}{1+j\omega r_{b'e}\left[C_{b'e}+C_{b'c}\left(1+g_mR_S\right)\right]}\cdot\frac{1}{\left(1+j\omega R_SC_{b'c}\right)},$$

ce evidenţiază prezenţa a doi poli simpli, la frecvenţele:

$$f_I=\frac{1}{2\pi r_{b'e}\left[C_{b'e}+C_{b'c}\left(1+g_mR_S\right)\right]};\ f_{I_1}=\frac{1}{2\pi R_SC_{b'c}} \qquad (2.11)$$

Cum de obicei $f_I<f_{I_1}$ şi ambii poli au efectul micşorării amplificării (prima dată la frecvenţa f_I, apoi la frecvenţa f_{I_1}), se obişnuieşte lucrul pe o expresie şi mai simplificată, adică a neglijării factorului corespunzător polului f_{I_1}, obţinându-se amplificarea în curent sub forma:

$$\underline{A}_I(\omega)\cong\frac{g_m\cdot r_{b'e}}{1+j\omega r_{b'e}\left[C_{b'e}+C_{b'c}\left(1+g_mR_S\right)\right]} \qquad (2.12)$$

Prin acelaşi procedeu cu cel prezentat în paragraful 2.1.3 se deduce frecvenţa de tăiere:

$$f_{T_I}\cong\frac{g_m}{2\pi\left[C_{b'e}+C_{b'c}\left(1+g_mR_S\right)\right]}\cong f_I\left|\underline{A}_I(0)\right| \qquad (2.13)$$

Amplificarea în tensiune este:

$$\underline{A}_U(\omega)=\frac{\underline{V}_{ce}}{\underline{V}_g}=\frac{\underline{V}_{ce}}{\underline{V}_{eb'}}\cdot\frac{\underline{V}_{eb'}}{\underline{V}_g},$$

unde:

$$\underline{V}_{ce}=g_m\underline{V}_{eb'}\left(Z_{o_{ech}}\parallel R_S\right)\cong g_mR_S\underline{V}_{eb'}$$

$$\underline{V}_g=-\underline{V}_{eb'}-\underline{I}_b\left(r_g+r_{b'b}\right)=-\underline{V}_{eb'}\left(1+\frac{r_g+r_{b'b}}{\underline{Z}_{i_{ech}}}\right)$$

Înlocuind expresia impedanţei echivalente de intrare, se obţine:

$$\underline{V}_g \cong -\underline{V}_{eb'}\left(1+\frac{r_g + r_{b'b}}{r_{b'e}} + j\omega\left(r_g + r_{b'b}\right)\left(C_{b'e} + C_{b'c}\left(1+g_m R_S\right)\right)\right)$$

Rezultă că:

$$\underline{A}_U(\omega) = -\frac{g_m R_S}{1+\frac{r_g + r_{b'b}}{r_{b'e}} + j\omega\left(r_g + r_{b'b}\right)\left(C_{b'e} + C_{b'c}\left(1+g_m R_S\right)\right)}$$

Cu notaţia $r_g + r_{b'b} := r_g'$ rezultă:

$$\underline{A}_U(\omega) = -\frac{g_m R_S r_{b'e}}{\left(r_g' + r_{b'e}\right)\left[1 + j\omega\left(r_g' \parallel r_{b'e}\right)\left(C_{b'e} + C_{b'c}\left(1+g_m R_S\right)\right)\right]} \quad (2.14)$$

Expresia (2.12) pune în evidenţă un pol simplu la frecvenţa:

$$f_U = \frac{1}{2\pi\left(r_g' \parallel r_{b'e}\right)\left(C_{b'e} + C_{b'c}\left(1+g_m R_S\right)\right)} \quad (2.15)$$

Şi în acest caz frecvenţa de tăiere se deduce printr-un procedeu similar cu cel prezentat în paragraful 2.1.3:

$$f_{T_U} \cong \frac{g_m R_S}{2\pi \cdot r_g' \cdot \left[C_{b'e} + C_{b'c}\left(1+g_m R_S\right)\right]} \cong f_U\left|\underline{A}_U(0)\right| \quad (2.16)$$

În cazul funcţionării în gol, rezultă că $r_{o_{ech}} \cong r_{ce}$, astfel că în (2.14), (2.15) şi (2.16) R_S se va înlocui cu r_{ce}. Dacă se consideră r_{ce} foarte mare în raport cu celelalte rezistenţe din relaţii, atunci prin aproximarea $r_{ce} \to \infty$ rezultă:

$$f_{T_{U_{gol}}} \cong \frac{1}{2\pi r_g' C_{b'c}}$$ (încărcarea capacităţii de barieră, $C_{b'c}$, prin $r_g + r_{b'b} \approx r_{b'b}$).

Între frecvenţele de tăiere corespunzătoare se pot stabili diverse relaţii de ordine, unele evidente (de exemplu $f_{T_I} < f_{T_\beta}$), cea mai mare valoare având-o de obicei $f_{T_{U_{gol}}}$. Acestea reprezintă frecvenţa la care modulul amplificării devine unitar (amplificatorul devine repetor). Relaţiile ce definesc frecvenţele de tăiere se mai numesc şi produs amplificare-bandă. Caracteristicile (2.12) şi (2.14) se reprezintă grafic similar cu caracteristica (2.8) (cu modificarea valorilor frecvenţelor,) ce poate fi urmărită în figura 2.9.

2.1.5 Circuite echivalente cu parametri măsurabili

Calculele pe circuitul echivalent natural depind de precizia cu care s-au determinat mărimile fizice ce intervin în expresiile parametrilor. Deoarece nu este recomandabilă determinarea acestora prin calcul, în practică se preferă determinarea parametrilor acestui circuit prin măsurări electrice direct la terminalele tranzistorului.

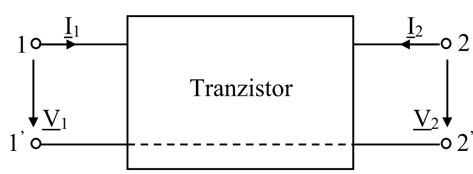


Fig. 2.11
Tranzistorul privit ca un cuadripol

În acest scop se vor defini seturi de parametri "de cuadripol", măsurabili direct. Tranzistorul în regim dinamic poate fi interpretat ca un cuadripol, figura 2.11, deoarece funcţionarea sa în acest caz presupune existenţa unei borne comune (1' şi 2'). Două din cele patru mărimi specifice ($\underline{V}_1$, $\underline{I}_1$, $\underline{V}_2$ şi $\underline{I}_2$) pot fi exprimate în funcţie de celelalte două, existând astfel 6 posibilităţi de alegere a mărimilor date.

2.1.5.1 Schema echivalentă cu parametri admitanţă ("y")

În acest caz se presupun cunoscute tensiunile $\underline{V}_1$ şi $\underline{V}_2$. Rezultă ecuaţiile:

$$\begin{cases} \underline{I}_1 = \underline{y}_{11}\underline{V}_1 + \underline{y}_{12}\underline{V}_2 \\ \underline{I}_2 = \underline{y}_{21}\underline{V}_1 + \underline{y}_{22}\underline{V}_2 \end{cases} \quad (2.17)$$

Din ecuaţiile (2.17) rezultă semnificaţiile parametrilor y:

$\underline{y}_{11} := \left.\dfrac{\underline{I}_1}{\underline{V}_1}\right|_{\underline{V}_2=0}$ admitanţa de intrare cu ieşirea în scurtcircuit.

$\underline{y}_{12} := \left.\dfrac{\underline{I}_1}{\underline{V}_2}\right|_{\underline{V}_1=0}$ admitanţa de transfer invers (de la ieşire la intrare) cu intrarea în scurtcircuit

$\underline{y}_{21} := \left.\dfrac{\underline{I}_2}{\underline{V}_1}\right|_{\underline{V}_2=0}$ admitanţa de transfer direct (de la intrare la ieşire) cu ieşirea în scurtcircuit.

$\underline{y}_{22} := \left.\dfrac{\underline{I}_2}{\underline{V}_2}\right|_{\underline{V}_1=0}$ admitanţa de ieşire cu intrarea în scurtcircuit.

Ecuaţiile (2.17) sunt liniare şi omogene, deoarece se admite că regimul de funcţionare al tranzistorului este de asemenea liniar. Circuitul echivalent cu parametrii admitanţă este reprezentat în figura 2.12.

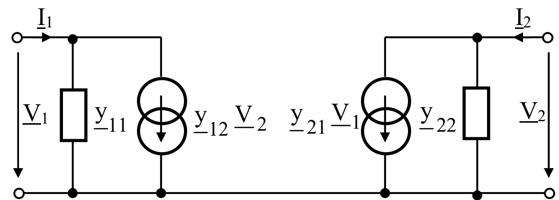


Fig. 2.12
Circuit echivalent cu parametri admitanţă

Parametrii admitanţă se **măsoară** în condiţii de scurtcircuit (în c.a., adică între bornele scurtcircuitate se conectează condensatoare de capacitate mare sau surse de c.c. cu rezistenţă internă cât mai mică), în conformitate cu definiţiile lor. Acest circuit se poate folosi ca circuit echivalent al tranzistorului în calculele de semnal mic, în special pentru studiul amplificatoarelor de bandă îngustă, funcţionând la frecvenţe înalte. Există însă şi dezavantaje: parametrii y sunt numere complexe, depinzând de frecvenţă (este motivul pentru care se pretează numai la amplificatoare de bandă îngustă), PSF şi temperatură, astfel încât manipularea acestora în calcule este anevoioasă, impunând un volum mare de muncă şi necesitând o atenţie deosebită.

Pentru exemplificare, se vor calcula expresiile parametrilor y (numiţi şi parametri de scurtcircuit) pe circuitul echivalent natural, în conexiunea EC.

$\underline{V}_2 = 0$ se obţine scurtcircuitând pe circuitul din figura 2.6 bornele de ieşire (C şi E), obţinându-se astfel circuitul din figura 2.13. Se poate observa că practic r_{ce} nu mai influenţează circuitul, fiind scurtcircuitată. Pe acest circuit se vor calcula $\underline{y}_{11_e}$ şi $\underline{y}_{21_e}$.

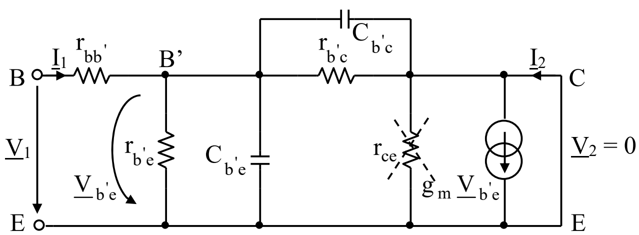


Fig. 2.13
Circuitul echivalent natural în conexiunea EC cu ieşirea în scurtcircuit

- Admitanţa de intrare cu ieşirea în scurtcircuit, $\underline{y}_{11_e}$:

$$\underline{V}_2 = 0 \Rightarrow \underline{V}_1 = \underline{I}_1\left(r_{bb'} + r_{b'e} \parallel C_{b'e} \parallel r_{b'c} \parallel C_{b'c}\right)$$

Cum $r_{b'e} << r_{b'c} \Rightarrow r_{b'e} \parallel r_{b'c} \cong r_{b'e}$, astfel că se obţine:

$$\underline{V}_1 = \underline{I}_1\left(r_{bb'} + \frac{r_{b'e}}{1 + j\omega r_{b'e}\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)}\right) = \underline{I}_1 \frac{\left(r_{b'e} + r_{bb'}\right)\left(1 + j\omega\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right) r_{b'e} \parallel r_{bb'}\right)}{1 + j\omega r_{b'e}\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)}$$

$$\underline{y}_{11_e} = \frac{\underline{I}_1}{\underline{V}_1} = \frac{1 + j\omega r_{b'e}\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)}{\left(r_{b'e} + r_{bb'}\right)\left(1 + j\omega\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right) r_{b'e} \parallel r_{bb'}\right)}$$

Dacă se neglijează $r_{b'b}$ $\left(r_{b'b} \cong 0\right)$, atunci:

$$\underline{y}_{11_e} \cong \frac{1}{r_{b'e}} + j\omega\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right)$$

<u>Observaţie</u>:

Se remarcă influenţa capacităţii $C_{b'c}$ asupra circuitului de intrare, adică manifestarea efectului Miller corespunzător unei amplificări nule ($\underline{A}_U = 0$, pentru că $\underline{V}_2 = 0$).

- Admitanţa de transfer direct (de la intrare la ieşire) cu ieşirea în scurtcircuit, $\underline{y}_{21_e}$:

$$\underline{V}_2 = 0 \Rightarrow \begin{cases} \underline{I}_2 = g_m \underline{V}_{b'e} \\ \underline{V}_{b'e} = \underline{V}_1 \dfrac{r_{b'e} \parallel C_{b'e} \parallel r_{b'c} \parallel C_{b'c}}{r_{bb'} + r_{b'e} \parallel C_{b'e} \parallel r_{b'c} \parallel C_{b'c}} \end{cases}$$

Cu aceleaşi considerente ca şi la calculul $\underline{y}_{11e}$, rezultă:

$$\underline{V}_{b'e} = \underline{V}_1 \frac{r_{b'e} \parallel C_{b'e} \parallel C_{b'c}}{r_{bb'} + r_{b'e} \parallel C_{b'e} \parallel C_{b'c}} = \underline{V}_1 \frac{r_{b'e}}{\left(r_{b'e} + r_{bb'}\right)\left(1 + j\omega\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right) r_{b'e} \parallel r_{bb'}\right)}$$

$$\underline{y}_{21_e} = \frac{\underline{I}_2}{\underline{V}_1} = \frac{g_m r_{b'e}}{\left(r_{b'e} + r_{bb'}\right)\left(1 + j\omega\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right) r_{b'e} \parallel r_{bb'}\right)}$$

- Dacă se neglijează $r_{b'b}$ $\left(r_{b'b} \cong 0\right)$, atunci:

$$\underline{y}_{21_e} \cong g_m$$

$\underline{V}_1 = 0$ se obţine scurtcircuitând pe circuitul din figura 2.6 bornele de intrare (B şi E), obţinându-se astfel circuitul din figura 2.14. Pe acesta se vor calcula $\underline{y}_{12e}$ şi $\underline{y}_{22e}$.

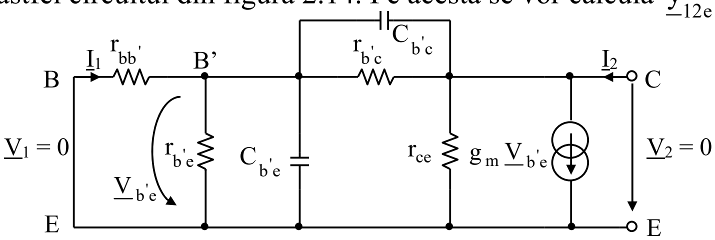


Fig. 2.14

Circuitul echivalent natural în conexiunea EC cu intrarea în scurtcircuit

- Admitanţa de transfer invers (de la ieşire la intrare) cu intrarea în scurtcircuit, $\underline{y}_{12e}$:

Notând $r' = r_{bb'} \parallel r_{b'e}$ şi ţinând cont că $\underline{V}_1 = 0$, rezultă că:

'

Înlocuind expresia rezistenţei echivalente r', rezultă:

$$\underline{V}_{b'e} = \underline{V}_2 \frac{r_{bb'} r_{b'e}\left(1 + j\omega r_{b'c} C_{b'c}\right)}{\left(r_{bb'} r_{b'e} + r_{bb'} r_{b'c} + r_{b'c} r_{b'e}\right) \cdot \left(1 + j\omega\left(C_{b'e} + C_{b'c}\right) r_{bb'} \parallel r_{b'e} \parallel r_{b'c}\right)}$$

$$\underline{I}_1 = -\frac{\underline{V}_{b'e}}{r_{bb'}} = -\underline{V}_2 \cdot \frac{1}{r_{b'c}\left(1+\frac{r_{bb'}}{r_{b'e}}\right)+r_{bb'}} \cdot \frac{1+j\omega r_{b'c} C_{b'c}}{1+j\omega\left(C_{b'e}+C_{b'c}\right) r_{bb'} \parallel r_{b'e} \parallel r_{b'c}}$$

$$\underline{y}_{12_e} = \frac{\underline{I}_1}{\underline{V}_2} = -\frac{1}{r_{b'c}\left(1+\frac{r_{bb'}}{r_{b'e}}\right)+r_{bb'}} \cdot \frac{1+j\omega r_{b'c} C_{b'c}}{1+j\omega\left(C_{b'e}+C_{b'c}\right) r_{bb'} \parallel r_{b'e} \parallel r_{b'c}}$$

Cum $\frac{1}{r_{b'c}\left(1+\frac{r_{bb'}}{r_{b'e}}\right)+r_{bb'}} \cong 0$, rezultă că $\underline{y}_{12_e} \cong 0$.

- Admitanţa de ieşire cu intrarea în scurtcircuit, $\underline{y}_{22_e}$:

  Printr-un procedeu asemănător cu cel folosit la calculul $\underline{y}_{12_e}$, se obţine expresia curentului $\underline{I}_2$:

$$\underline{I}_2 = \underline{V}_2\left(\frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{r_{b'c} \parallel C_{b'c} + r' \parallel C_{b'e}}\right) = \underline{V}_2\left(\frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{\frac{r_{b'c}}{1+j\omega r_{b'c} C_{b'c}} + \frac{r'}{1+j\omega r' C_{b'e}}}\right) =$$

$$= \underline{V}_2 \cdot \left(\frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{r_{b'c}+r'} \cdot \frac{\left(1+j\omega r_{b'c} C_{b'c}\right)\left(1+j\omega r' C_{b'e}\right)}{\left(1+j\omega\left(C_{b'e}+C_{b'c}\right) r_{b'c} \parallel r'\right)}\right) \cong \frac{\underline{V}_2}{r_{ce}}$$

$$\underline{y}_{22_e} = \frac{\underline{I}_2}{\underline{V}_2} = \frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{r_{b'c}+r'} \cdot \frac{\left(1+j\omega r_{b'c} C_{b'c}\right)\left(1+j\omega r' C_{b'e}\right)}{\left(1+j\omega\left(C_{b'e}+C_{b'c}\right) r_{b'c} \parallel r'\right)} \cong \frac{1}{r_{ce}}$$

Se impune observaţia că, în ipoteza neglijării rezistenţei $r_{b'b}$, schema din figura 2.14 se simplifică substanţial , întreg grupul $r_{b'e} \parallel C_{b'e}$ fiind scurtcircuitat.
Cu acestea, se obţine circuitul echivalent simplificat $\left(r_{b'b} \cong 0 \Rightarrow B' \leftrightarrow B; \underline{V}_{b'e} \leftrightarrow \underline{V}_1\right)$ cu parametrii **y**, reprezentat în figura 2.15.

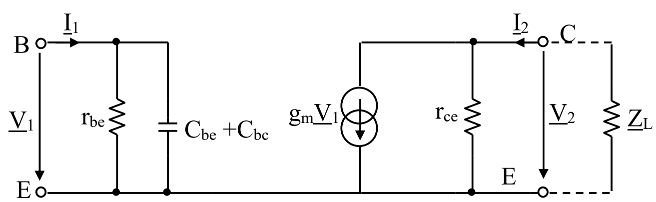


Fig. 2.15
Circuitul echivalent simplificat cu parametrii **y** (admitanţă)

Observaţie:
Dacă se neglijează $\frac{1}{r_{ce}}$ şi se consideră impedanţa de sarcină R_L conectată la ieşire, atunci sunt evidente relaţiile:

$$\underline{V}_2 = -\underline{I}_2 \underline{Z}_L = -g_m \underline{V}_1 \underline{Z}_L = -\underline{y}_{21} \underline{V}_1 \underline{Z}_L,$$

de unde se deduce imediat amplificarea în tensiune:

$\frac{1}{r_{be}}$ $\frac{1}{r_{ce}}$

$$\underline{A}_V := \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = -\underline{y}_{21}\underline{Z}_L, \tag{2.18}$$

relaţie valabilă pentru orice circuit descris prin parametrii săi **y**.

2.1.5.2 Schema echivalentă cu parametri hibrizi ("h")

În acest caz se presupun cunoscute mărimile $\underline{I}_1$ şi $\underline{V}_2$. Rezultă ecuaţiile:

$$\begin{cases} \underline{V}_1 = \underline{h}_{11}\underline{I}_1 + \underline{h}_{12}\underline{V}_2 \\ \underline{I}_2 = \underline{h}_{21}\underline{I}_1 + \underline{h}_{22}\underline{V}_2 \end{cases} \tag{2.19}$$

Din ecuaţiile (2.19) rezultă semnificaţiile parametrilor h:

$\underline{h}_{11} := \left.\frac{\underline{V}_1}{\underline{I}_1}\right|_{\underline{V}_2=0}$ impedanţa de intrare cu ieşirea în scurtcircuit.

$\underline{h}_{12} := \left.\frac{\underline{V}_1}{\underline{V}_2}\right|_{\underline{I}_1=0}$ factorul de transfer invers (de la ieşire la intrare) în tensiune cu intrarea în gol.

$\underline{h}_{21} := \left.\frac{\underline{I}_2}{\underline{I}_1}\right|_{\underline{V}_2=0}$ factorul de transfer direct (de la intrare la ieşire) în curent cu ieşirea în scurtcircuit.

$\underline{h}_{22} := \left.\frac{\underline{I}_2}{\underline{V}_2}\right|_{\underline{I}_1=0}$ admitanţa de ieşire cu intrarea în gol.

Circuitul echivalent cu parametrii hibrizi este reprezentat în figura 2.16.

În conformitate cu definiţiile lor, parametrii hibrizi se **măsoară** atât în condiţii de scurtcircuit ($\underline{h}_{11}$ şi $\underline{h}_{21}$), cât şi de gol ($\underline{h}_{12}$ şi $\underline{h}_{22}$). Deoarece în c.a. condiţia de gol este dificil de realizat datorită capacităţilor parazite (a reactanţelor lor invers proporţionale cu frecvenţa), rezultă că parametrii hibrizi sunt utilizabili la frecvenţe joase.

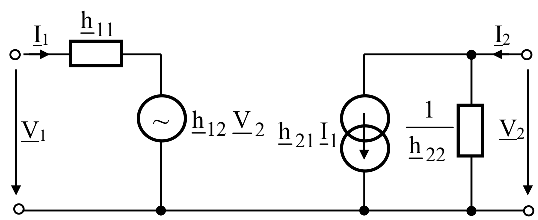


Fig. 2.16
Circuit echivalent cu parametri hibrizi

În aceste condiţii, parametrii hibrizi vor fi numere reale. Ei au semnificaţii fizice diferite, de unde şi denumirea lor ("hibrizi").

Tranzistorul poate fi modelat cu aceşti parametri în orice conexiune. Astfel, se pot defini seturi de parametri hibrizi corespunzătoare conexiunii EC, BC sau CC. În acest caz se obişnuieşte indexarea lor cu indicii **e**, **b**, respectiv **c**. Evident, se pot stabili legături între valorile lor în diversele conexiuni (relaţii de trecere).

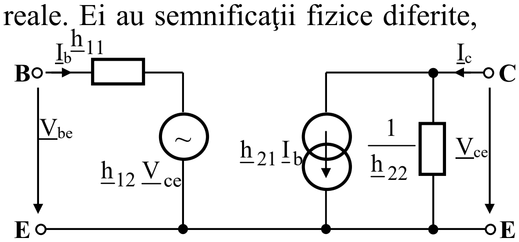


Fig. 2.17
Circuitul echivalent cu parametri hibrizi al tranzistorului în conexiunea EC

Totuşi, acest lucru nu este neapărat necesar, întrucât se poate lucra cu schema echivalentă (implicit cu parametrii hibrizi) specifică unei conexiuni anume, deoarece înlocuirea tranzistorului cu oricare din cele 3 circuite echivalente posibile (de exemplu cu cel în EC) este independentă de modul de conectare a acestuia în circuit.

În figura 2.17 se prezintă schema echivalentă cu parametri hibrizi în conexiunea EC.

Faptul că sunt practic constanţi într-un domeniu relativ mare de (joasă) frecvenţă face ca parametrii hibrizi să fie foarte mult utilizaţi în studiul circuitelor cu tranzistoare ce îndeplinesc această condiţie de funcţionare.
Se mai impune şi observaţia că ecuaţiile (2.19), ca şi (2.17) de altfel, nu depind de tipul tranzistorului (npn sau pnp), astfel că schema din figura 2.17 este aceeaşi în ambele cazuri.
Comparând figurile 2.17 şi 2.6, se pot stabili legături între parametrii circuitului echivalent cu parametrii hibrizi şi cei ai circuitului echivalent natural.
Astfel, neglijând capacităţile (se lucrează la JF), rezultă configuraţiile din figura 2.18.

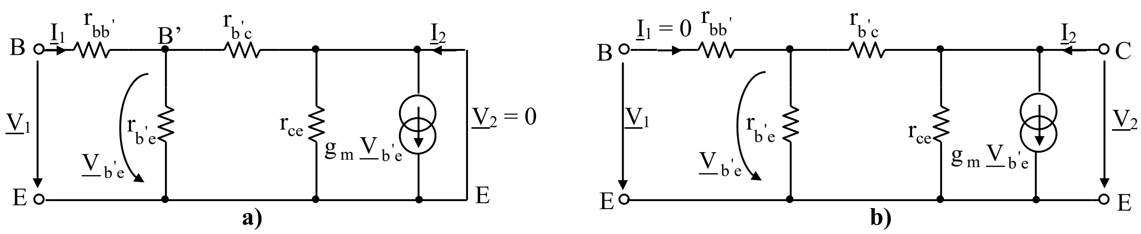


Fig. 2.18
Circuitul echivalent natural în regim de JF
a) cu ieşirea în scurtcircuit;
b) cu intrarea în gol.

Într-o primă aproximaţie,neglijând şi rezistenţele $r_{b'c}$ şi r_{ce}, rezultă că:

$$\underline{h}_{11} = r_{b'b} + r_{b'e} \cong r_{b'e}$$

$$\underline{h}_{21} = g_m r_{b'e}$$

$$\underline{h}_{12} = \underline{h}_{22} = 0$$

Observând relaţia (2.7), se poate constata că de fapt acolo s-a definit parametrul $\underline{h}_{21}$.
De asemenea, observând relaţia (2.8), se poate constata că $\underline{h}_{21} = \underline{\beta}(0) = \beta$ Altfel spus, parametrul $\underline{h}_{21}$ este practic egal cu factorul de amplificare în c.c.:

$$\underline{h}_{21} = \beta$$

Dacă se ţine cont de $r_{b'c}$ şi r_{ce}, atunci expresiile obţinute pentru $\underline{h}_{11}$ şi $\underline{h}_{21}$ rămân practic nemodificate, fiind afectate numai expresiile parametrilor $\underline{h}_{12}$ şi $\underline{h}_{22}$. Astfel, analizând schema din figura 2.18b, se scriu relaţiile:

$$\left.\begin{aligned}\underline{V}_1 &= \underline{V}_{b'e}\\ \underline{V}_2 &= \underline{V}_{ce}\end{aligned}\right\} \Rightarrow \underline{V}_1 = \frac{r_{b'e}}{r_{b'c} + r_{b'e}} \cdot \underline{V}_2 \Leftrightarrow \underline{h}_{12} = \frac{r_{b'e}}{r_{b'c} + r_{b'e}} \cong 0$$

$$\underline{I}_2 = \frac{\underline{V}_2}{r_{ce}} + \frac{\underline{V}_2}{r_{b'c} + r_{b'e}} + g_m \underline{V}_1 = \underline{V}_2\left(\frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{r_{b'c} + r_{b'e}} + g_m \underline{h}_{12}\right)$$

$$\Rightarrow \underline{h}_{22} = \frac{1}{r_{ce}} + \frac{1}{r_{b'c} + r_{b'e}} + \frac{\underline{h}_{21}}{r_{b'c} + r_{b'e}} \cong \frac{1}{r_{ce}} + \frac{\underline{h}_{21}}{r_{b'c} + r_{b'e}}$$

În concluzie, legăturile între schema echivalentă hibridă şi circuitul echivalent natural sunt următoarele:

$$\begin{cases}\underline{h}_{11} = r_{b'b} + r_{b'e} \cong r_{b'e}\\ \underline{h}_{12} = \dfrac{r_{b'e}}{r_{b'c} + r_{b'e}} \cong 0\\ \underline{h}_{21} \cong \beta\\ \underline{h}_{22} = \dfrac{1}{r_{ce}} + \dfrac{1}{r_{b'c} + r_{b'e}} + \dfrac{\underline{h}_{21}}{r_{b'c} + r_{b'e}} \cong \dfrac{1}{r_{ce}} + \dfrac{1}{r_{b'c} + r_{b'e}} + \dfrac{\underline{h}_{21}}{r_{b'c} + r_{b'e}}\end{cases} \tag{2.20}$$

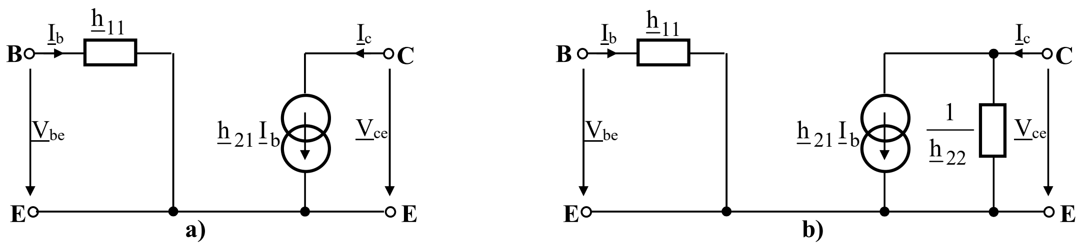


Fig. 2.19
Variante simplificate ale circuitului echivalent cu parametri hibrizi
a) $\underline{h}_{12} = \underline{h}_{22} = 0$; b) $\underline{h}_{12} = 0$

În conformitate cu relaţiile (2.20), în calcule se foloseşte de cele mai multe ori una din schemele echivalente hibride simplificate din figura 2.19.

Schema din figura 2.19a, în care s-au neglijat atât $\underline{h}_{12}$ cât şi $\underline{h}_{22}$ $(\underline{h}_{12} = \underline{h}_{22} = 0)$, se foloseşte în majoritatea calculelor de regim dinamic de JF (amplificări, impedanţe de intrare), iar cea din figura 2.19b $(\underline{h}_{22} = 0)$ se foloseşte pentru calculul impedanţei de ieşire.

2.2. SCHEME ECHIVALENTE ALE TRANZISTOROARELOR CU EFECT DE CÂMP ŞI TUBURILOR ELECTRONICE ÎN REGIM DINAMIC

2.2.1. Modelul de semnal mic pentru frecvenţe joase

La frecvenţe joase comportarea tranzistorului este cvasistaţionară, astfel că modelul (circuitul echivalent) de semnal mic se poate deduce prin liniarizarea caracteristicilor în jurul PSF-ului. Definirea parametrilor circuitului echivalent se face plecând de la relaţia $i_D = i_D(v_{GS}, v_{DS})$. Ţinând cont că $v_{DS} = V_{DS} + v_{ds} = V_{DS} + V_{ds} \cdot \sin(\omega \cdot t)$ şi analoagele pentru v_{GS} şi i_D, deoarece $dV_{DS} = dV_{GS} = dI_D = 0$, prin diferenţiere se obţine:

$$di_d = \frac{\partial i_d}{\partial v_{gs}} dv_{gs} + \frac{\partial i_d}{\partial v_{ds}} dv_{ds} \tag{2.21}$$

Trecând la variaţii finite (dar mici), rezultă aproximările:

$$\Delta I_d = g_m \Delta V_{gs} + g_d \Delta V_{ds} \tag{2.22}$$

în care s-au definit parametrii dinamici, calculaţi în jurul PSF-ului $M(V_{GS}, I_D, V_{DS})$:

- Conductanţa mutuală (transconductanţa sau panta):

$$g_m = \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{GS}}\right|_M \approx \left.\frac{\Delta i_d}{\Delta v_{gs}}\right|_M \approx \left.\frac{I_d}{V_{gs}}\right|_M \tag{2.23}$$

- Conductanţa de drenă (de ieşire):

$$g_d = \left.\frac{\partial i_D}{\partial v_{DS}}\right|_M \approx \left.\frac{\Delta i_d}{\Delta v_{ds}}\right|_M \approx \left.\frac{I_d}{V_{ds}}\right|_M \tag{2.24}$$

Inversa conductanţei, $r_d = \frac{1}{g_d}$ se numeşte rezistenţa de drenă.

Panta şi rezistenţa de drenă au valori mici în cazul polarizării tranzistorului în regiunea liniară a caracteristicilor. În regim de saturaţie a curentului la acelaşi V_{GS}, panta este maximă, iar rezistenţa de drenă este foarte mare (teoretic infinită dacă se admit caracteristici de ieşire orizontale, adică saturaţia curentului este perfectă). Aceasta este regiunea în care tranzistorul este folosit ca amplificator. În regiunea de saturaţie, ţinând cont de expresiile caracteristicilor statice de transfer (în aproximaţia parabolică):

$$I_D = I_{D_{sat}} = \begin{cases} I_{DSS}\left(1-\dfrac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 & \text{pentru TECJ} \\ \beta(V_{GS}-V_P)^2 & \text{pentru TECMOS} \end{cases},$$

rezultă:

$$g_m = \begin{cases} \left.\dfrac{\partial i_d}{\partial v_{gs}}\right|_{V_{GS}} = \dfrac{-2I_{DSS}}{V_P}\left(1-\dfrac{v_{GS}}{V_P}\right) = g_{m_0}\left(1-\dfrac{v_{GS}}{V_P}\right) & \text{pentru TECJ} \\ 2\beta(v_{GS}-V_P) = \dfrac{2I_D}{v_{GS}-V_P} & \text{pentru TECMOS} \end{cases} \tag{2.25}$$

unde: $$g_{m_0} = \left.\frac{\partial i_d}{\partial v_{gs}}\right|_{V_{GS}=0} = -\frac{2I_{DSS}}{V_P} \tag{2.26}$$

este panta maximă (obţinută la $V_{GS} = 0$). Evident, tranzistorul amplifică mai puternic la curenţi de drenă mai mari.

Valorile uzuale pentru g_m sunt de ordinul $0{,}1 \div 10\frac{\text{mA}}{\text{V}}$, iar pentru r_d $0{,}1 \div 1\text{M}\Omega$. Circuitul echivalent de semnal mic pentru frecvenţe joase este prezentat în figura 2.20a, iar acesta corespunde relaţiei (2.22).

Relaţia (2.22) se mai poate scrie şi sub forma:

$$\Delta V_{ds} = r_d \Delta I_d - g_m r_d \Delta V_{gs} = r_d \Delta I_d - \mu \Delta V_{gs} \tag{2.27}$$

unde $$\mu = g_m r_d \tag{2.28}$$

se numeşte factor de amplificare. Circuitul echivalent în conformitate cu (2.27) este reprezentat în figura 2.20b.

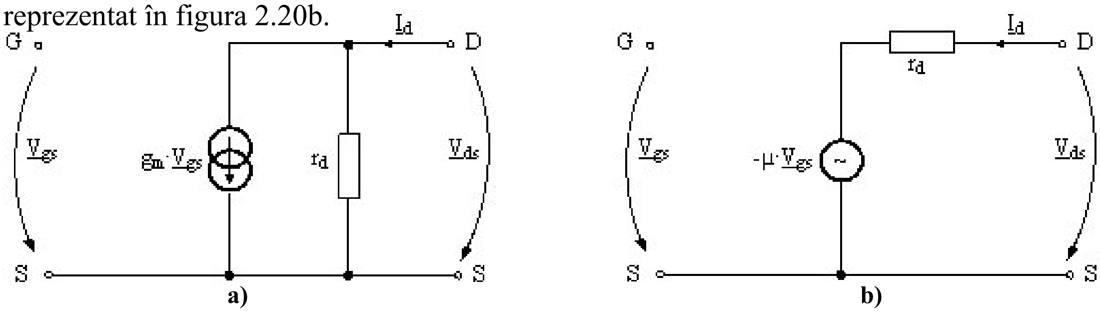


Fig. 2.20: Circuitul echivalent de semnal mic pentru frecvenţe joase
a) cu generator de curent constant
b) cu generator de tensiune constantă

Schemele echivalente în regim dinamic din figura 2.20 sunt cele corespunzătoare TECJ sau TECMOS cu canal n. Pentru TEC cu canal p, ar trebui inversat sensul curentului i_d. Cum însă în acest caz şi panta g_m rezultă negativă (de exemplu, spre deosebire de cazul din (2.26), în care evident $g_{m_0} > 0$ deoarece $V_P < 0$), rezultă că se pot menţine ca valabile circuitele din figura 2.20, cu convenţia adoptării pentru g_m a valorilor absolute $|g_m|$.

2.2.2. Modelul de semnal mic pentru frecvenţe înalte

La frecvenţe înalte trebuie luate în considerare capacităţile dintre electrozi, aşa cum se indică în figura 2.21.

C_{gs} este capacitatea de barieră dintre grilă şi sursă, iar C_{gd} este capacitatea de barieră dintre grilă şi drenă. Valorile tipice ale celor două capacităţi sunt de ordinul $1 \div 10\,\text{pF}$. Capacitatea drenă – sursă a canalului, C_{ds} poate avea valori de $0{,}1 \div 1\,\text{pF}$.

Datorită capacităţilor dintre electrozi, în tranzistor apare o reacţie internă, iar amplificarea se micşorează la frecvenţe înalte.

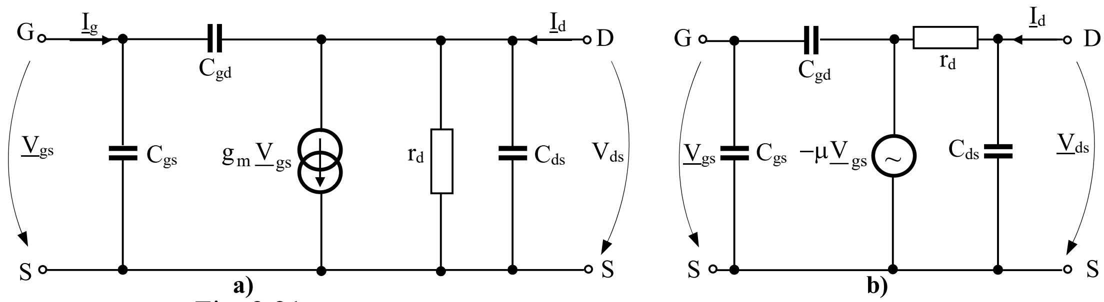


Fig. 2.21: Circuitul echivalent de semnal mic pentru frecvenţe înalte
a) cu generator de curent constant
b) cu generator de tensiune constantă

De asemenea, se impune precizarea că, datorită efectului Miller, capacităţile parazite vor acţiona ca reactanţe echivalente în circuitele de intrare/ieşire, limitând astfel domeniul de frecvenţă în care TEC poate lucra ca amplificator.

În încheiere se face precizarea că toate relaţiile şi deci circuitele echivalente obţinute pe baza lor sunt valabile şi în cazul tuburilor electronice, schimbând respectiv notaţiile D (drenă) în A (anod), S (sursă) în K (catod), $\underline{V}_{ds}$ în $\underline{V}_a$, $\underline{V}_{gs}$ în $\underline{V}_g$ şi $\underline{I}_d$ în $\underline{I}_a$.

2.3. APLICAŢII

2.3.1. Fie un tranzistor care în PSF-ul $(10\text{mA};10\text{V})$ şi la $\theta = 25^0\text{C}$, are următorii parametri Giacoletto:

$r_{bb'} = 100\Omega$, $r_{b'e} = 150\Omega$, $r_{b'c} = 1\text{M}\Omega$, $r_{ce} = 17\text{k}\Omega$, $C_{b'c} = 6\text{pF}$, $C_{b'e} = 200\text{pF}$, $g_m = 400\dfrac{\text{mA}}{\text{V}}$.

Să se deseneze circuitele echivalente simplificate pe diferite domenii de frecvenţă.

Rezolvare

Obţinerea circuitului echivalent natural al tranzistorului s-a realizat prin interpretarea fenomenelor fizice care au loc în dispozitiv. În consecinţă, toate mărimile ce intervin în schemă – figura 2.22 – nu sunt (direct) măsurabile.

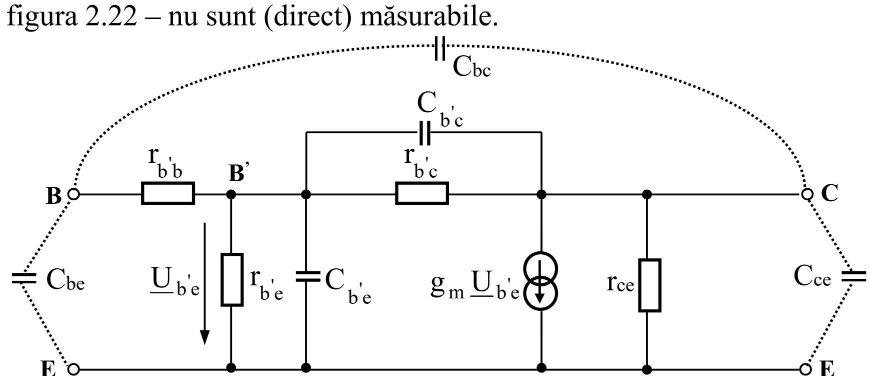


Fig. 2.22

Se observă că circuitul echivalent este reprezentat în conexiunea EC, pentru celelalte schema fiind aceeaşi, “răsucindu-se” astfel încât în locul emitorului să fie baza (pentru conexiunea BC), respectiv colectorul (pentru conexiunea CC).

C_{be}, C_{bc}, C_{ce} sunt capacităţile parazite dintre terminale şi, fiind exterioare capsulei tranzistorului, nu fac parte din circuitul propriu-zis. Având valori foarte mici, ele intervin numai la frecvenţe foarte mari.

Pentru a desena circuitele echivalente simplificate pe diferite domenii de frecvenţă, trebuie observat că există grupuri RC paralel şi reamintit că dacă una dintre rezistenţe (impedanţe) este de cel puţin 10 ori mai mică decât cealaltă, atunci rezistenţa (impedanţa) echivalentă este practic egală cu valoarea celei mici:

$$\left.\begin{array}{r} R_1 = R \\ R_2 \geq 10 \cdot R \end{array}\right\} \Rightarrow R_1 \parallel R_2 \cong R_1$$

Modulele reactanţelor capacitive sunt:

$$\left|X_{C_{b'e}}\right| = \frac{1}{2\pi f C_{b'e}} ; \left|X_{C_{b'c}}\right| = \frac{1}{2\pi f C_{b'c}}$$

Pentru studiul influenţelor acestor reactanţe în cadrul impedanţelor corespunzătoare, se vor determina mai întâi frecvenţele la care $\left|X_{C_{b'e}}\right| = r_{b'e}$, respectiv $\left|X_{C_{b'c}}\right| = r_{b'c}$:

$$r_{b'e} = \left|X_{C_{b'e}}\right| \Leftrightarrow f_M = \frac{1}{2\pi r_{b'e} C_{b'e}} \cong 5{,}3\text{MHz}$$

$$r_{b'c} = \left|X_{C_{b'c}}\right| \Leftrightarrow f_m = \frac{1}{2\pi r_{b'c} C_{b'c}} \cong 26{,}5\text{kHz}$$

Rezultă astfel următoarele scheme simplificate:

Pentru domeniul $0 < f < \frac{f_m}{10} = 2{,}65\text{kHz}$, se obţine $\left|X_{C_{b'e}}\right| >> r_{b'e}$, respectiv $\left|X_{C_{b'c}}\right| >> r_{b'c}$, astfel încât schema echivalentă devine cea din figura 2.23:

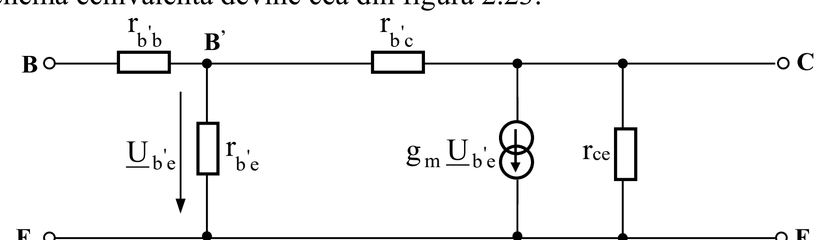


Fig. 2.23

Pentru domeniul $\frac{f_m}{10} = 2{,}65\text{kHz} < f < 10 \cdot f_m = 265\text{kHz}$, se obţine $\left|X_{C_{b'e}}\right| >> r_{b'e}$, astfel încât schema echivalentă devine cea din figura 2.24:

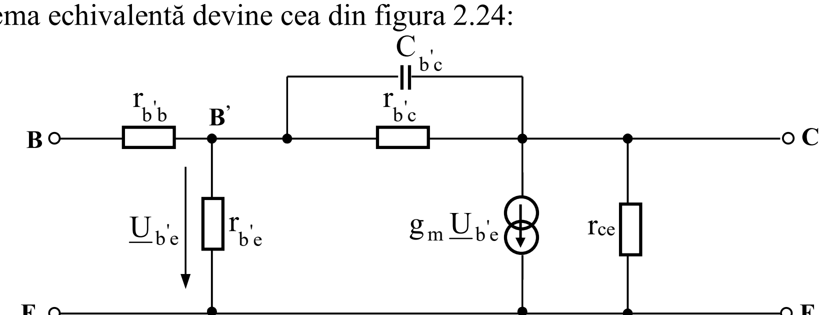


Fig. 2.24

Pentru domeniul $10 \cdot f_m = 265\text{kHz} < f < \frac{f_M}{10} = 530\text{kHz}$, se obţine $\left|X_{C_{b'c}}\right| << r_{b'c}$, respectiv $\left|X_{C_{b'e}}\right| >> r_{b'e}$, astfel încât schema echivalentă devine cea din figura 2.25:

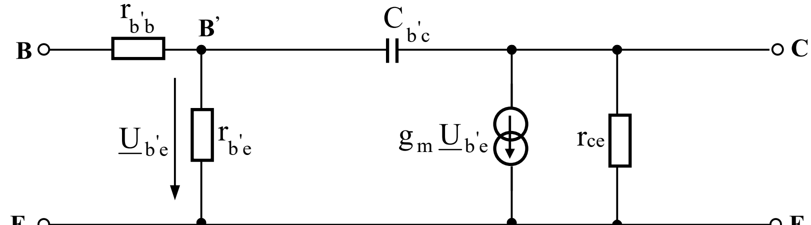


Fig. 2.25

Pentru domeniul $\frac{f_M}{10} = 530\text{kHz} < f < 10 \cdot f_M = 53\text{GHz}$, se obţine $\left| X_{C_{b'c}} \right| << r_{b'c}$, astfel încât schema echivalentă devine cea din figura 2.26:

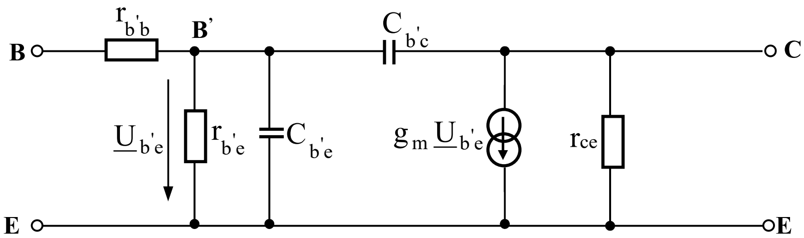


Fig. 2.26

Pentru domeniul $f > 10 \cdot f_M = 53\text{GHz}$, se obţine $\left| X_{C_{b'c}} \right| << r_{b'c}$, respectiv $\left| X_{C_{b'e}} \right| << r_{b'e}$ astfel încât schema echivalentă devine cea din figura 2.27:

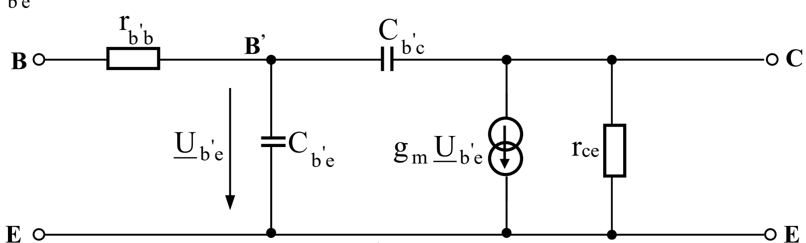


Fig. 2.27

Se impune însă o precizare: Circuitele echivalente prezentate în figura 2.19... 2.23 prezintă modul în care apar capacităţile corespunzătoare pe domeniile de frecvenţă calculate, dar nu caracterizează comportarea în frecvenţă a tranzistorului, datorită fenomenului Miller. Conform acestuia, dacă între ieşirea şi intrarea unui diport apare un circuit (de reacţie), impedanţa acestuia se "reflectă" la intrare şi la ieşire. Astfel, în cazul prezentat (E.C.), impedanţa $\underline{Z}_{b'c} = r_{b'c} \parallel C_{b'c}$, se reflectă la intrare şi la ieşire conform circuitului prezentat în figura 2.28:

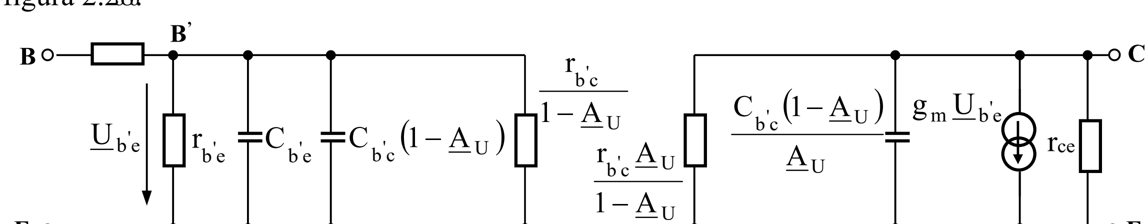


Fig. 2.28

În circuitul din figura 2.24, mărimea $\underline{A}_U$ reprezintă amplificarea în tensiune a tranzistorului: $\underline{A}_U := \frac{\underline{U}_{ce}}{\underline{U}_{b'e}}$. Cum pentru un tranzistor în conexiune E.C. amplificarea în tensiune este dată de relaţia $\underline{A}_U = -g_m R_C$ şi acceptând ipoteza funcţionării în clasa A, caracterizată de $U_{CE} = \frac{V_{CC}}{2}$, din datele problemei rezultă $R_C = 1\text{k}\Omega$ şi $\underline{A}_U = -400$. Cu acestea se pot determina valorile impedanţelor schemei din figura 2.28.

La intrare impedanţa echivalentă are următoarele componente:

$$r_{b'e_{ech}} = r_{b'e} \parallel \frac{r_{b'c}}{1 - \underline{A}_U} \cong 150\Omega \parallel \frac{1}{400}\text{M}\Omega \cong 150\Omega$$

$$C_{b'e_{ech}} = C_{b'e} \parallel C_{b'c}\left(1-\underline{A}_U\right) \cong 200\text{pF} + 2400\text{pF} = 2{,}6\text{nF}$$

La ieşire, componentele impedanţei echivalente vor fi:

$$r_{ce_{ech}} = r_{ce} \parallel \frac{\underline{A}_U r_{b'c}}{1-\underline{A}_U} \cong 17\text{k}\Omega \parallel 1\text{M}\Omega \cong 17\text{k}\Omega$$

$$C_{ce_{ech}} = \frac{\underline{A}_U C_{b'c}}{1-\underline{A}_U} \cong 6\text{pF}$$

Rezultă că influenţa efectului Miller se manifestă cu precădere asupra circuitului de intrare, prin mărire substanţială a capacităţii $C_{b'e}$. Atât la intrare cât şi la ieşire rezistenţele $r_{b'e}$, respectiv r_{ce} rămân practic nemodificate; de asemenea, la ieşire apare o capacitate suplimentară, cu valoarea practic egală cu $C_{b'c}$.

În continuare se vor studia influenţele acestor capacităţi asupra benzii de frecvenţă.

$$r_{b'e_{ech}} = \left|X_{C_{b'e_{ech}}}\right| \Leftrightarrow f = \frac{1}{2\pi r_{b'e} C_{b'e_{ech}}} \cong 408\text{kHz}$$

$$r_{ce_{ech}} = \left|X_{C_{ce_{ech}}}\right| \Leftrightarrow f = \frac{1}{2\pi r_{ce_{ech}} C_{b'c}} \cong 1{,}56\text{MHz}$$

Se poate observa influenţa majoră a capacităţii $C_{b'c}$, în sensul reducerii benzii de frecvenţă a tranzistorului în conexiune E.C., micşorând-o de la 5.3MHz la aprox. 0.4 MHz.

Situaţia este diferită în alte conexiuni. De exemplu, redesenând circuitul echivalent Giacoletto (figura 2.18) în conexiunea B.C., intrarea va fi în emitor iar ieşirea în colector. Rezultă că în această situaţie nu mai există capacitate parazită între intrare şi ieşire, ceea ce măreşte considerabil banda de frecvenţă, ceea ce recomandă folosirea conexiunii B.C. la frecvenţe mari.

În conexiunea C.C., intrarea fiind în bază iar ieşirea în emitor, capacitatea parazită va fi $C_{b'e}$, de regulă mai mare cu cel puţin un ordin de mărime decât $C_{b'c}$. Totuşi, ţinând cont că în acest caz banda de frecvenţă rezultă din egalitatea $r_{b'c} = \left|X_{C_{b'c}}\right|$, şi de valoarea mare a rezistenţei $r_{b'c}$, rezultă o bandă de frecvenţă mai mare şi în cazul conexiunii C.C.

2.3.2. TEC în conexiunea sursă comună

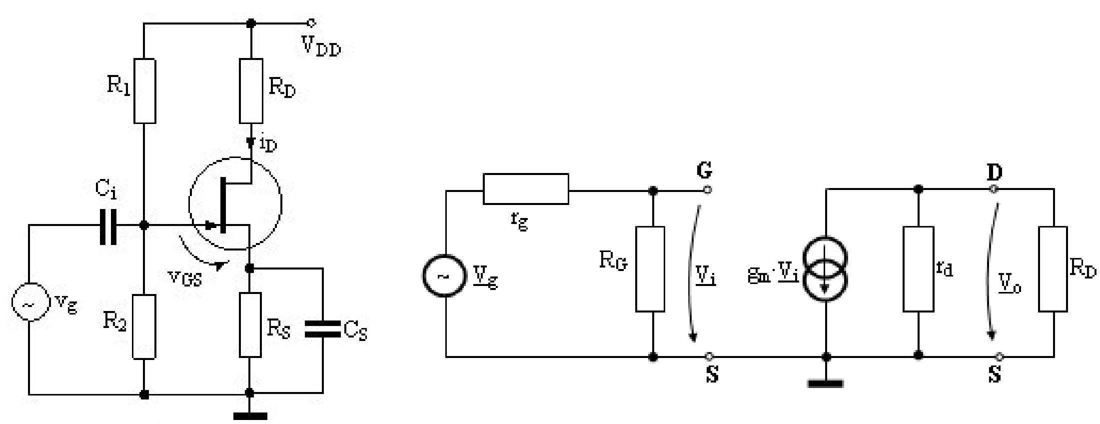


Fig. 2.29 Etaj de amplificare cu TECJ canal n în conexiune sursă comună

a) Schema electrică;
b) Schema echivalentă în regimul dinamic de JF.

În figura 2.29a este prezentată schema unui etaj de amplificare cu TECJ în conexiunea sursă comună, iar în figura 2.29b este prezentată schema echivalentă în curent alternativ în regim de JF (joasă frecvenţă). Se poate observa că în schema din figura 2.29b s-a folosit schema echivalentă a TEC din figura 2.20a (cu generator de curent constant).
Pe circuitul din figura 2.29b, amplificarea în tensiune este evidentă:

$$\underline{A}_U = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_g} = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} \cdot \frac{\underline{V}_i}{\underline{V}_g} = -\frac{g_m R_D}{1 + g_d R_D} \cdot \frac{R_G}{r_g + R_G} \tag{2.29}$$

unde $R_G = \dfrac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$. Uzual $R_D << \dfrac{1}{g_D} = r_D$ şi $r_g << R_G$ astfel încât $A_U \cong -g_m R_D$.

Impedanţa de intrare este $\underline{Z}_i = r_g + R_G \cong R_G$. (2.30)

Se poate observa că expresia $\underline{A}_U$ este aceeaşi ca la tranzistorul bipolar în conexiune EC. Panta TEC este însă sensibil mai mică la acelaşi curent de lucru, ceea ce atrage după sine micşorarea amplificării, dezavantaj care însă este compensat de valoarea impedanţei de intrare. Aceasta, chiar dacă este mult mai mică decât valoarea quasiinfinită a rezistenţei de intrare a TEC, este totuşi mult mai mare decât impedanţa de intrare a etajului EC, deoarece, curentul de intrare în TEC fiind nul, rezistenţele R_1 şi R_2 pot fi alese (teoretic) oricât de mari, valori de ordinul sutelor de $k\Omega$ sau chiar $M\Omega$ fiind chiar uzuale.

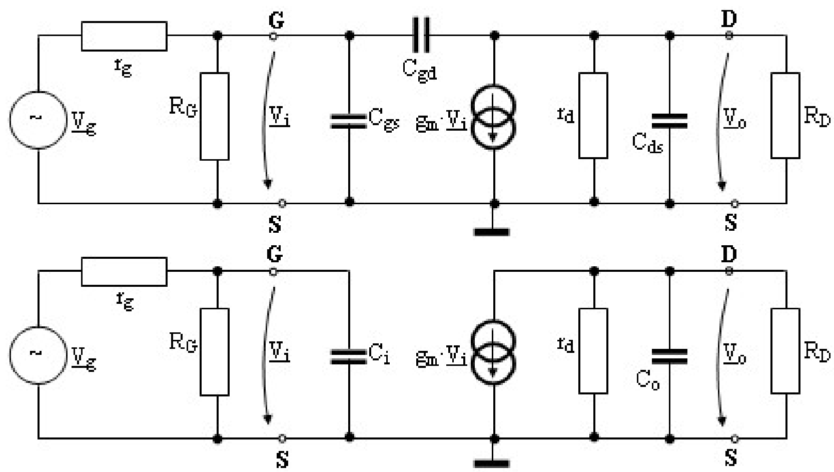


Fig.2.30: Regimul dinamic de IF al TEC în conexiune sursă comună
a) schema echivalentă
b) schema echivalentă Miller

La frecvenţe înalte, circuitul echivalent al întregii scheme este cel din figura 2.30a. Aplicând teorema Miller capacităţii C_{gd}, se obţine circuitul echivalent din figura 2.30b, în care C_i este capacitatea de intrare:

$$C_i = C_{gs} + C_{gd}\left|1 - \underline{A}_U\right| = C_{gs} + C_{gd}\left(1 + g_m R_D\right) \tag{2.31}$$

Efectul Miller măreşte considerabil capacitatea C_i faţă de valoarea C_{gs}; valoarea minimă se obţine pentru $R_D = 0$, când $C_i = C_{gs} + C_{gd}$). Această capacitate tinde să scurtcircuiteze intrarea la frecvenţe înalte, efect ce este foarte important, deoarece rezistenţa de intrare la frecvenţe joase este foarte mare). De asemenea, trebuie remarcată dependenţa capacităţii de intrare C_i de sarcina R_D.
Influenţa efectului Miller asupra capacităţii de ieşire, C_o, este mult mai mică deoarece:

$$C_o = C_{ds} + C_{gd}\left|\frac{\underline{A}_U - 1}{\underline{A}_U}\right| \cong C_{ds} + C_{gd}, \tag{2.32}$$

valoarea amplificării în tensiune fiind $A_U >> 1$.

Un calcul exact pe circuitul din figura 2.30b indică micşorarea amplificării, sugerată şi de efectul de scurtcircuitare al lui C_i asupra intrării. Practic, în relaţia (2.29), R_G trebuie corectată cu influenţa capacităţii C_i: $R_G \rightarrow R_G \| \dfrac{1}{\omega C_i}$, ceea ce are ca efect introducerea unui pol la pulsaţia $\omega_h = \dfrac{1}{R_G C_i}$. De asemenea, trebuie remarcat faptul că în analiza efectului Miller s-a aproximat valoarea amplificării cu expresia acesteia în regimul de JF (ceea ce revine la aproximarea asimptotică a caracteristicii de transfer). Un calcul într-adevăr riguros impunea determinarea amplificării în tensiune pe circuitul din figura 2.30a.

Observaţie: **Pentru condensatoarele (*bobinele*) de cuplare/decuplare la frecvenţa de lucru** (C_i şi C_S în cazul de faţă) **se mai utilizează şi notaţii de tipul** $C_\infty \left(L_\infty\right)$.

2.3.3. TEC în conexiunea drenă comună

În figura 2.31a este prezentată schema unui etaj de amplificare cu TECMOS canal p iniţial în conexiune drenă comună, iar în figura 2.31b este prezentată schema echivalentă în curent alternativ în regim de JF (joasă frecvenţă). Se poate observa (în figura 2.31b) respectarea convenţiei de inversare a sensului generatorului de curent constant $g_m \underline{V}_i$, pentru a se obţine o valoare pozitivă a pantei g_m.

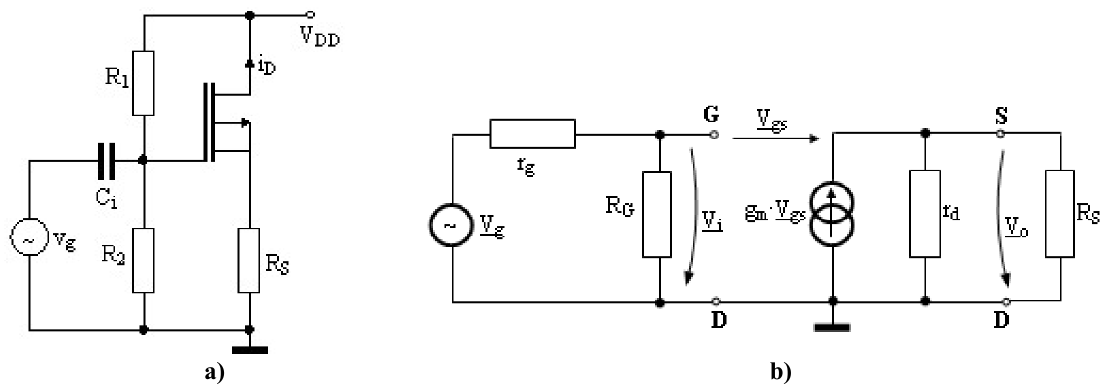


Fig. 2.31 Etaj de amplificare cu TECMOS canal p iniţial în conexiune drenă comună
a) Schema electrică;
b) Schema echivalentă în regimul dinamic de JF.

Pe circuitul din figura 2.31b, se scriu următoarele relaţii:

$$\begin{cases} \underline{V}_o = g_m \underline{V}_{gs} R_S^{'} \\ \underline{V}_i = \underline{V}_g \dfrac{R_G}{R_G + r_g} \\ \underline{V}_{gs} = \underline{V}_i - \underline{V}_o \end{cases} \tag{2.33}$$

în care: $R_S^{'} = R_S \| r_d$.

Ţinând cont de faptul că în general $R_S < r_d$ şi $r_g << R_G$, rezultă expresia simplificată a amplificării în tensiune:

$$\underline{V}_o \cong g_m R_S \left(\underline{V}_i - \underline{V}_o\right) \Leftrightarrow \underline{A}_U = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_g} \cong \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} \cong \frac{g_m R_S}{1 + g_m R_S} \tag{2.34}$$

Dacă $g_m R_S >> 1$, atunci $\underline{A}_U \cong 1$, astfel că montajul drenă comună mai este denumit (similar cu montajul colector comun) repetor pe sursă. De notat însă faptul că amplificarea în tensiune este mai depărtată de unitate comparativ cu montajul colector comun, deoarece panta se micşorează faţă de cea a tranzistorului bipolar, iar R_S nu poate fi foarte mare, deoarece în acest caz ar trebui mărită valoarea $|V_{DD}|$.

În regimul dinamic de IF, apare influenţa capacităţilor parazite. În acest caz, capacităţile de intrare/ieşire vor fi:

$$C_i = C_{gd} + C_{gs}\left|1 - \underline{A}_U\right| \cong C_{gd}$$

$$C_o = C_{ds} + C_{gs}\left|\frac{\underline{A}_U - 1}{\underline{A}_U}\right| \cong C_{ds}$$

Se poate observa că efectul Miller are o influenţă minoră asupra capacităţilor C_i şi C_o, ceea conduce la concluzia că etajul drenă comună are o bandă de frecvenţă mult mai mare decât etajul sursă comună.

Impedanţa de intrare este aceeaşi cu cea a etajului sursă comună şi este dată de (2.30).

2.3.4. TEC în conexiunea grilă comună

În figura 2.32a este prezentată schema unui etaj de amplificare cu TECJ în conexiunea sursă comună, iar în figura 2.32b este prezentată schema echivalentă în curent alternativ în regim de JF (joasă frecvenţă).

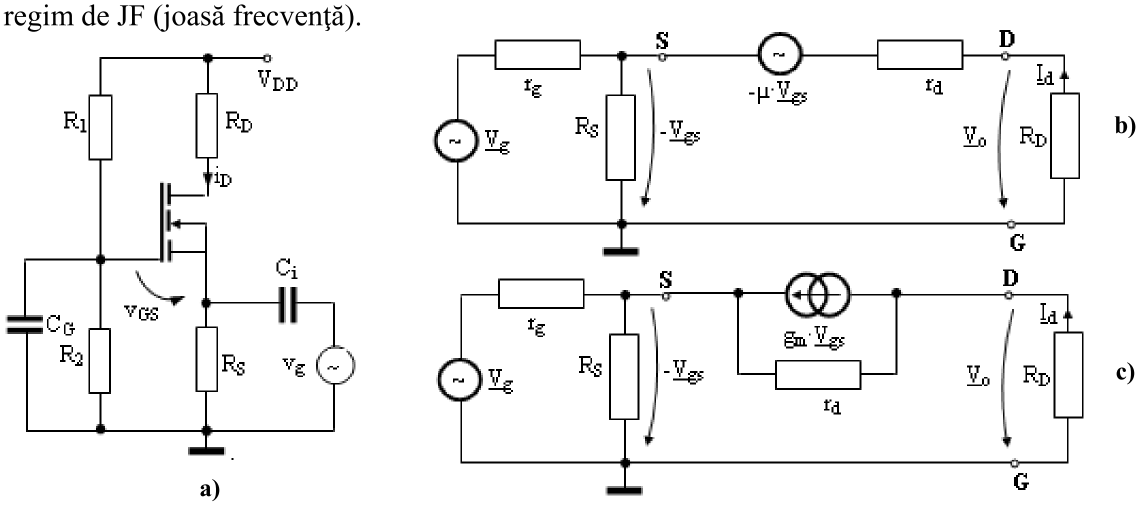


Fig. 2.32 Etaj de amplificare cu TECMOS canal n indus în conexiune grilă comună
a) Schema electrică;
b) Circuitul echivalent în regimul dinamic de JF (TEC-ul modelat cu schema cu generator de tensiune);
c) Schema echivalentă în regimul dinamic de JF (TEC-ul modelat cu schema cu generator de curent).

Pe circuitul din figura 2.32b, amplificarea în tensiune rezultă astfel:

$$\left.\begin{aligned} \underline{V}_o &= r_d \underline{I}_d - (\mu+1)\underline{V}_{gs} \\ \underline{V}_{gs} &= -\underline{V}_g \frac{R_S}{R_S + r_g} \\ \underline{V}_o &= -R_D \underline{I}_d \end{aligned}\right\} \Rightarrow \underline{V}_o = -\frac{r_d}{R_D}\underline{V}_o + (\mu+1)\frac{R_S}{R_S + r_g}\underline{V}_g$$

$$\underline{A}_U = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_g} = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_{gs}} \cdot \frac{\underline{V}_{gs}}{\underline{V}_g} = (\mu+1)\frac{\dfrac{R_S}{R_S + r_g}}{\left(1 + \dfrac{r_d}{R_D}\right)} = (\mu+1)\frac{R_S R_D}{(R_S + r_g)(R_D + r_d)}$$

Ţinând cont de (2.28), expresia amplificării în tensiune devine:

$$\underline{A}_U = (1 + g_m r_d)\frac{R_S R_D}{R_S\left(1 + \dfrac{r_g}{R_S}\right) r_d \left(1 + \dfrac{R_D}{r_d}\right)} = \left(g_m + \frac{1}{r_d}\right)\frac{R_D}{\left(1 + \dfrac{r_g}{R_S}\right)\left(1 + \dfrac{R_D}{r_d}\right)}$$

Cum $R_D << r_d$ (ideal $r_d \to \infty$) şi $R_S >> r_g$, rezultă expresia simplificată a amplificării în tensiune:

$$\underline{A}_U \cong g_m R_D \tag{2.35}$$

Altfel spus, montajele cu TEC în conexiune sursă comună şi grilă comună oferă amplificări în tensiune cu acelaşi modul, dar cu faze diferite: etajul sursă comună este inversor, iar etajul grilă comună este neinversor.

Impedanţa de intrare este $\underline{Z}_i = r_g + R_S \cong R_S$, (2.36)

fiind considerabil mai mică decât cea a etajelor anterioare (sursă comună, drenă comună).

Aceleaşi rezultate se puteau obţine şi utilizând schema echivalentă a TEC-ului cu generator de curent. Astfel, pe circuitul din figura 2.32c, se obţine:

$$\left.\begin{aligned} \underline{V}_{gs} &= -\underline{V}_g \frac{R_S}{R_S + r_g} \\ \underline{V}_o &= -R_D \underline{I}_d \\ \underline{I}_d &= \frac{\underline{V}_o + \underline{V}_{gs}}{r_d} + g_m \underline{V}_{gs} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \underline{V}_o\left(\frac{1}{R_D} + \frac{1}{r_d}\right) = \underline{V}_g\left(g_m + \frac{1}{r_d}\right)\frac{R_S}{R_S + r_g}$$

Ţinând cont încă o dată de (2.28), amplificarea în tensiune rezultă imediat sub forma expresiei stabilită pe circuitul din figura 2.32b:

$$\underline{A}_U = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_g} = \frac{\left(g_m + \frac{1}{r_d}\right)\frac{R_S}{R_S + r_g}}{\frac{1}{R_D} + \frac{1}{r_d}} = \left(1 + g_m r_d\right)\frac{R_S R_D}{\left(R_S + r_g\right)\left(R_D + r_d\right)},$$

expresie care se poate simplifica sub forma (2.36).

La frecvenţe înalte, aplicând teorema Miller capacităţii C_{ds}, se obţin capacităţile de intrare, C_i, respectiv de ieşire, C_o:

$$C_i = C_{gs} + C_{ds}\left|1 - \underline{A}_U\right| = C_{gs} + C_{ds}\left(g_m R_D - 1\right)$$

$$C_o = C_{gd} + C_{gs}\left|\frac{\underline{A}_U - 1}{\underline{A}_U}\right| \cong C_{gd} + C_{gs}$$

Ca şi în cazul conexiunii sursă comună, efectul Miller măreşte considerabil capacitatea C_i faţă de valoarea C_{gs}, dar ţinând cont de micşorarea valorii rezistenţei de intrare, rezultă că influenţa acestei capacităţi (scurtcircuitarea intrării) se va produce la o frecvenţă mai mare. Rezultă astfel o bandă de frecvenţă mărită a conexiunii grilă comună rezultă (ca şi la conexiunea drenă comună) faţă de cea corespunzătoare conexiunii sursă comună.

3. REGIMURILE DE FUNCȚIONARE ALE ELEMENTELOR ACTIVE DIN RADIOEMIȚĂTOARE

3.1. PARTICULARITĂȚI ALE ETAJELOR DIN RADIOEMIȚĂTOARE

Distanța de legătură D (între emițător şi receptor) este o mărime ce depinde de o multitudine de parametri, ca de exemplu:

$$D = D(P_{ant}, \varepsilon_{sol}, \mu_{sol}, \lambda, ...)$$

Pentru mărirea D este necesară mărirea puterii antenei, adică a curentului prin antenă $(P_{ant} = R_{ant} \cdot I_{ant}^2)$; rezultă că în etajele finale sunt necesare elemente active de mare putere (capabile să suporte curenți mari). Rezultă că se lucrează la tensiuni mari, ca urmare conductoarele folosite sunt masive, groase, cu separare bună între ele. În concluzie, etajele din emițătoare sunt în general grele, voluminoase, cu ecranare între elementele active, adică diferă substanțial de alte etaje (cu funcționalitate similară). Problema cea mai importantă a emițătoarelor nu este gabaritul, ci randamentul. De exemplu, în cazul unui etaj de amplificare cu un randament (cel puțin) acceptabil, $\eta = 0,7$, în cazul unei puteri utile (de ieşire) $P_{out} = 1MW$, puterea consumată (de la sursa de alimentare) este $P_{in} = 1,4MW$, rezultând astfel o pierdere (inacceptabil de mare) de 400kW.

În scopul creşterii randamentului, elementele active ale emițătoarelor lucrează în regim neliniar (clasă C de funcționare).

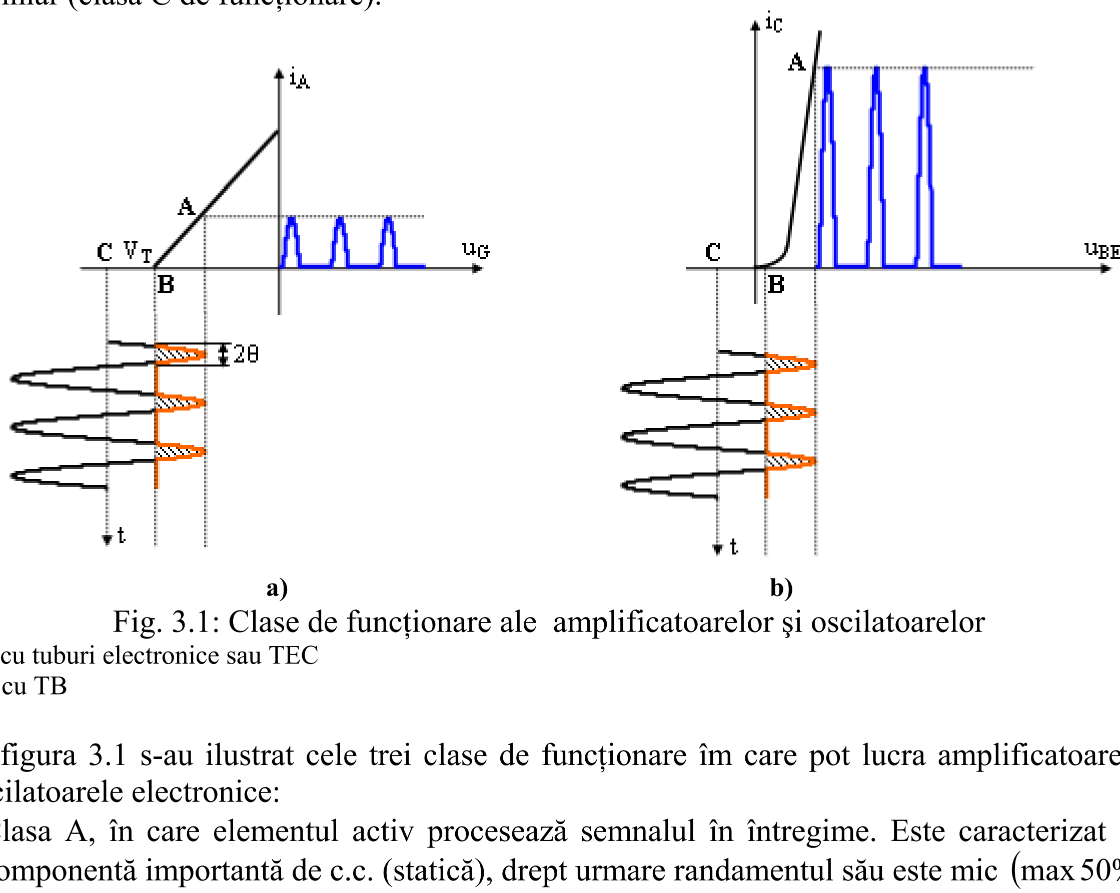


Fig. 3.1: Clase de funcționare ale amplificatoarelor şi oscilatoarelor

a) cu tuburi electronice sau TEC

b) cu TB

În figura 3.1 s-au ilustrat cele trei clase de funcționare îm care pot lucra amplificatoarele şi oscilatoarele electronice:

- Clasa A, în care elementul activ procesează semnalul în întregime. Este caracterizat de o componentă importantă de c.c. (statică), drept urmare randamentul său este mic $(\max 50\%)$.
- Clasa B, în care elementul activ procesează numai alternanțele semnalului (pozitive sau negative) corespunzător cărora este în conducție. Rezultă unghiul de conducție $2\theta = \pi$.
- Clasa C, în care unghiul de conducție $2\theta < \pi$ (componenta continuă este nulă).

3.2. CARACTERISTICI STATICE ALE ELEMENTELOR ACTIVE. LINIARIZĂRI

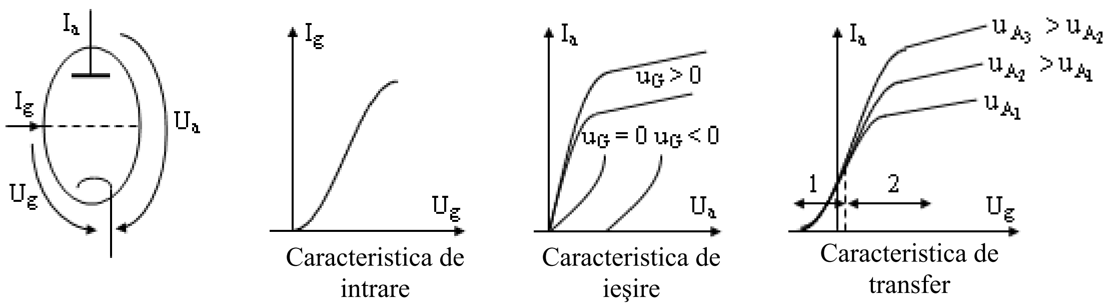
În etajele de RF, elementul activ poate fi:

- Tub cu vid;
- Tranzistor bipolar (TB);
- Tranzistor cu efect de câmp (TEC).

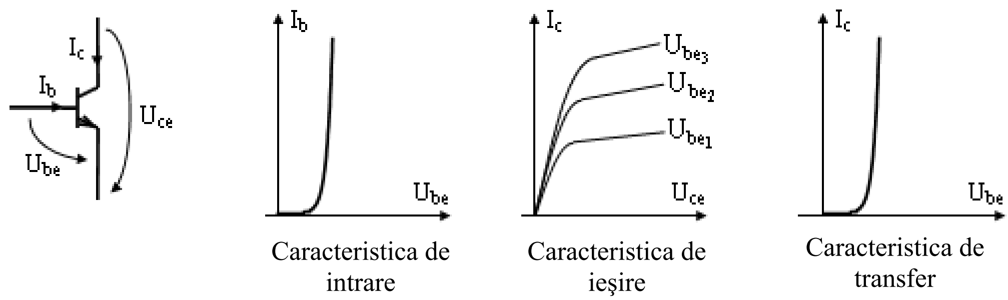
Când se precizează regimul de lucru al elementului, este vorba despre:

- Circuitul de intrare (U_{intr}, I_{intr});
- Circuitul de ieşire ($U_{ieş}$, $I_{ieş}$).

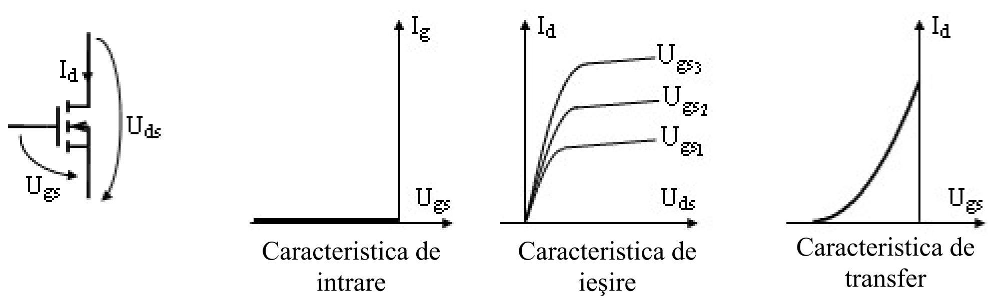
În figura 3.2 se prezintă calitativ caracteristicile statice ale elementelor active din emiţătoare.



a)



b)



c)

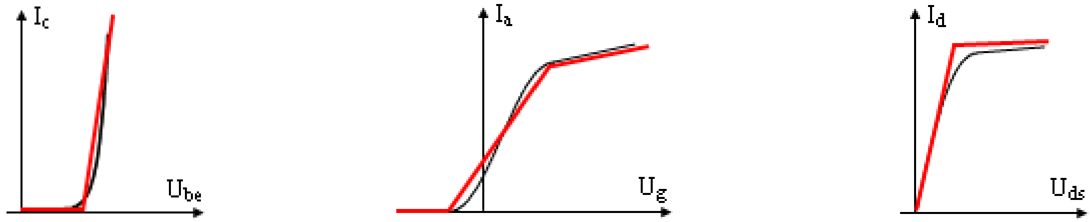
Fig. 3.2: Caracteristici statice ale elementelor active din emiţătoare:

a) Tuburi cu vid
b) Tranzistoare bipolare
c) Tranzistoare cu efect de câmp

În concluzie, planul caracteristicilor, îndoesebi cel al caracteristicilor de ieşire şi de transfer, se poate împărţi în două zone:

1. Zona în care rolul important îl are tensiunea (semnalul) de intrare (U_g sau U_b);
2. Zona în care rolul important îl are tensiunea (semnalul) de ieşire (U_a sau U_{ce});

Elementul activ este neliniar, astfel că stabilirea unor ecuații exacte de funcționare este o sarcină dificilă. Ca urmare, se renunță la descrierea exactă a caracteristicilor (având în vedere şi dispersia de realizare tehnologică) şi se adoptă “caracteristici medii”, adică se face liniarizarea lor, cu erori admisibile, după cum se poate observa în figura 3.3.



Caracteristica de transfer (TB) | Caracteristica de transfer (triodă) | Caracteristica de ieşire (TEC)

a) | **b)** | **c)**

Fig. 3.3: Liniarizarea caracteristicilor statice:

a) Caracteristica de transfer a unui tranzistor bipolar
b) Caracteristica de transfer a unui tub cu vid (triodă)
c) Caracteristica de ieşire a unui tranzistor cu efect de câmp

În figura 3.4 se prezintă regimul de lucru în clasă C pe caracteristici liniarizate, unde:
E_p este tensiunea (nivelul) de polarizare;
E_t este tensiunea (nivelul) de tăiere;
$u_{intr} = E_p + U_{intr} \cdot \cos(\omega \cdot t)$.

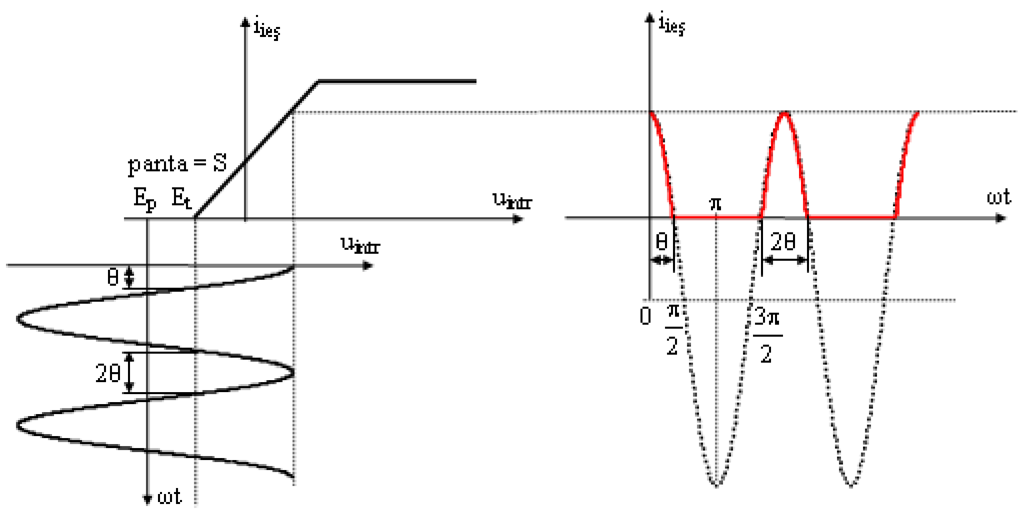


Fig. 3.4: Funcționarea în clasa C cu caracteristici statice liniarizate

3.3. REGIMURI DE FUNCȚIONARE

La lucrul în clasa C, sunt posibile două regimuri de lucru:
Regimul „subcritic” (subexcitat), în care curentul de ieşire depinde cu precădere de tensiunea de intrare (nu se depăşeşte zona în care se frânge caracteristica de transfer):

$$i_{ieş} = \begin{cases} 0 & \text{pentru} \quad u_{intr} < E_t \quad \Rightarrow U_{intr} \cdot \cos(\omega \cdot t) < E_t \\ S \cdot \left(u_{intr} - |E_t|\right) & \text{pentru} \quad u_{intr} \geq E_t \end{cases}$$

Observații

- La ieşire se obține un curent pulsatoriu, durata fiecărui puls fiind $2\cdot\theta$. Ca urmare, curentul de ieşire se poate descompune în armonici, fiind caracterizat de o componentă continuă I_0 şi armonicile I_1 (fundamentala), I_2 (a doua), etc.
  Pornind de la faptul că $i_{teş}=0$ la momentul (unghiul) $\omega\cdot t=\theta$, se poate deduce relația între E_p, E_t şi u_{intr}:
  $$\left.\begin{aligned} i_{ieş}\Big|_{\omega\cdot t=\theta} = 0 = S\cdot\left(U_{intr}\cdot\cos\theta + E_p - E_t\right) \\ S\neq 0 \end{aligned}\right\} \Rightarrow \cos\theta = -\frac{E_p - E_t}{U_{intr}}, \tag{3.1}$$
  relație utilă pentru a determina unghiul de conducție θ.
- Analizând raportul între energia de intrare, $W_{intr,}$ şi cea de ieşire, $W_{ieş}$, elementul activ neliniar poate fi privit ca un convertor de energie (figura 3.5).
  $$U_s = u_{s_{max}} = U_s\cdot\underbrace{\cos(\omega\cdot t)}_{1} = R_S\cdot i_{ieş_{max}}$$
  Rezultă că (3.1) devine:
  $$i_{ieş} = \begin{cases} i' = S\cdot\left(U_{intr}\cdot\cos(\omega\cdot t) + E_p - E_t\right) & \text{până în punctul de frângere a caracteristcii} \\ i'' = S_{cr}\cdot u_{ieş} = S_{cr}\cdot\left(E_a - U_s\cdot\cos(\omega\cdot t)\right) & \text{după acel punct} \end{cases}$$

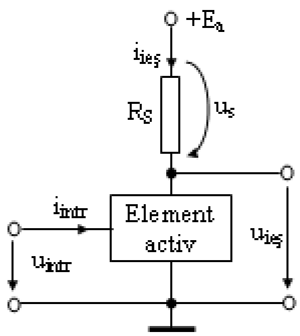


Figura 3.5

În acest mod, regimul subcritic (subexcitat) poate fi definit ca situația în care influența tensiunii U_s asupra $i_{ieş}$ este neglijabilă.
Regimul critic este caracterizat de faptul că ieşirea este uşor influențată de U_s. Pe caracteristica statică din figura 3.4, regimul critic corespunde situației în care curentul de ieşire ajunge în vecinătatea punctului de frângere a caracteristicii statice (de transfer).
Regimul supraexcitat, adică punctul de funcționare (curentul de ieşire) depăşeşte punctul de frângere, ajungând în zona în care se simte influența tensiunii u_s (ceea ce modifică forma pulsului de curent).

În continuare se vor reanaliza caracteristicile liniarizate de ieşire şi de transfer prin prisma regimurilor de lucru menționate. Astfel, după cum se poate urmări în figura 3.6, se pot constata următoarele:

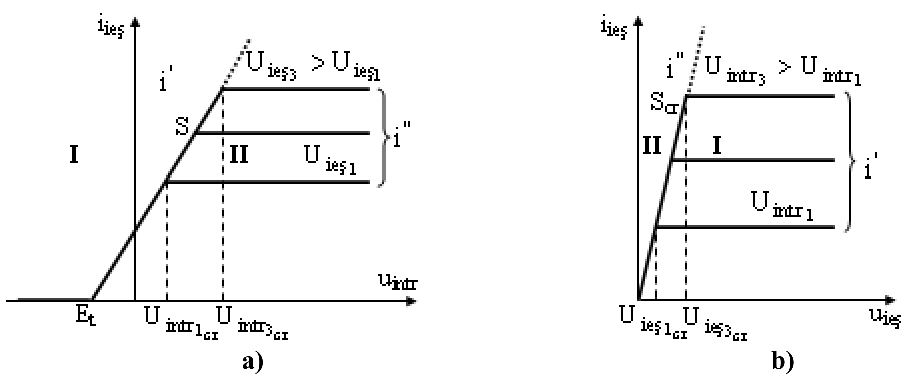


Figura 3.6: Regimuri de funcționare

a) pe caracteristica statică de transfer;

b) pe caracteristica statică de ieşire.

Frângerea dreptei de pantă S, $i'_{ieş} = i'_{ieş}(u_{intr})$, are loc în diferite puncte, funcţie de valoarea raportului $\dfrac{U_{intr}}{U_{ieş}}$. Peste aceste puncte, $i_{ieş}$ nu mai depinde de u_{intr} ci de $u_{ieş}$. Aceste puncte se numesc critice şi, corespunzător, valorile tensiunilor de intrare la care apare frângerea caracteristicilor se vor numi de asemenea critice.

Linia ce separă cele două zone de influenţă (a u_{intr}, respectiv a $u_{ieş}$) asupra curentului $i_{ieş}$ se numeşte linie critică. Valorile pantelor în punctele de frângere se vor nota S_{cr}.

Rezultă (pe caracteristica de transfer):

$$i_{ieş} = \begin{cases} 0 & \text{pentru} \quad u_{intr} < E_t \\ i' = S \cdot (u_{intr} - E_t) & \text{pentru} \quad E_t < u_{intr} < U_{intr_{cr}} \\ i'' = S \cdot \left(u_{intr_{cr}} - E_t\right) & \text{pentru} \quad u_{intr} > U_{intr_{cr}} \quad \text{intrarea în saturaţie: } i_{ieş} = ct., \end{cases}$$

iar pe caracteristica de ieşire:

$$i_{ieş} = \begin{cases} 0 & \text{pentru} \quad u_{ieş} < 0 \quad (\text{teoretic}) \\ i' = S \cdot (u_{intr} - E_t) & \text{pentru} \quad u_{ieş} > U_{ieşe_{cr}} \\ i'' = S \cdot \left(u_{intr_{cr}} - E_t\right) & \text{pentru} \quad 0 < u_{ieş} < U_{ieş_{cr}} \end{cases}$$

Evident că la lucrul pe caracteristici (ilustrat în figura 3.7), $i_{ieş} = \min\left(i', i''\right)$,

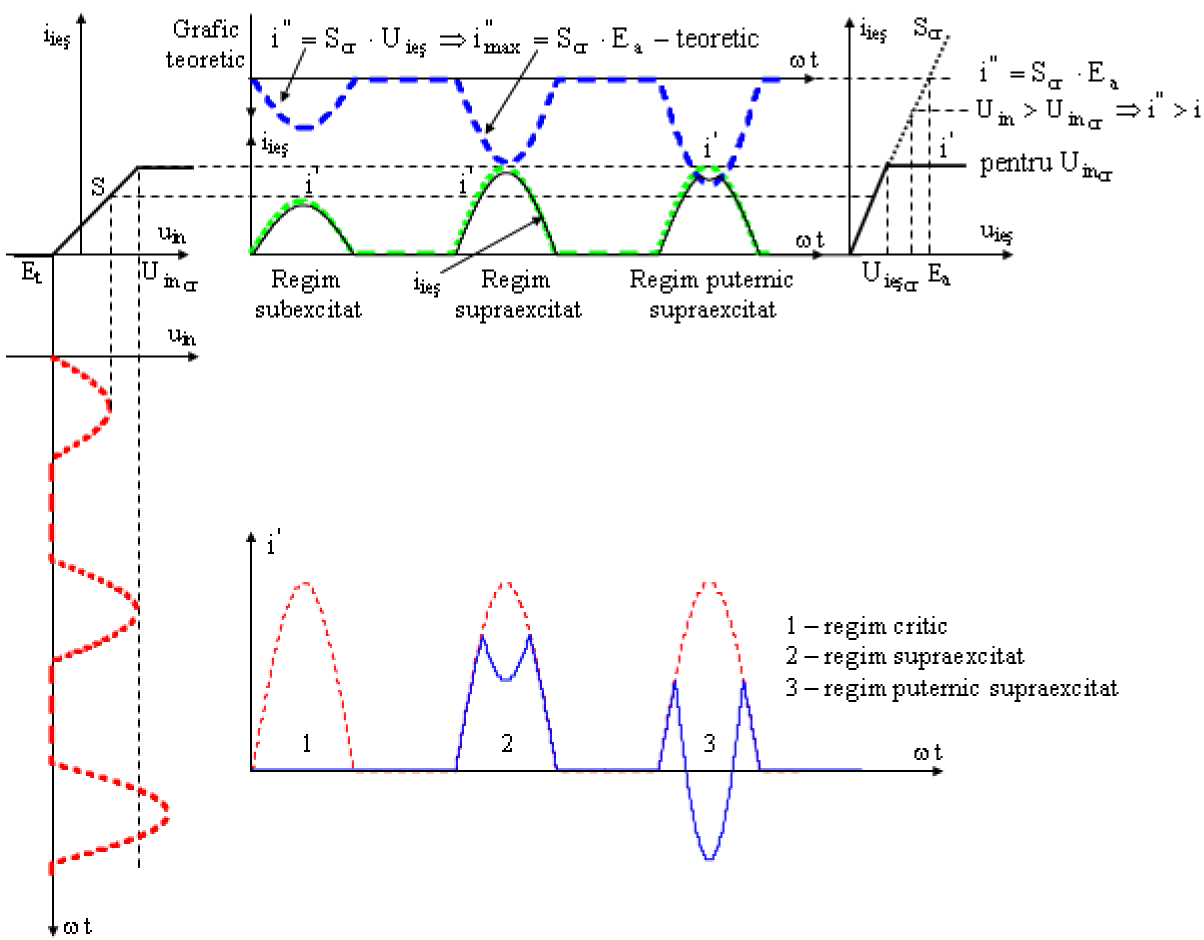


Fig. 3.7

Ilustrarea regimurilor de funcţionare pe caracteristicile statice

Tot în figura 3.7 s-a ilustrat faptul că i' nu poate fi negativ (tuburile şi dispozitivele semiconductoare prezintă conducție unidirecțională), dar acest lucru se poate întâmpla în cazul altor dispozitive neliniare (care permit circulația unui curent invers – regimul puternic supraexcitat), mai ales atunci când sarcina este un circuit oscilant, deci căderea de tensiune pe sarcină poate depăşi tensiunea de alimentare: $U_s > E_a$.

Regimurile de funcționare pot fi caracterizate şi prin intermediul raportului $\frac{I_{intr}}{I_{ieş}}$ (mai ales la tuburi):

1. Subexcitat: $\frac{I_{intr}}{I_{ieş}} < 0{,}15$
2. Critic: $0{,}15 < \frac{I_{intr}}{I_{ieş}} < 0{,}2$
3. Supraexcitat: $\frac{I_{intr}}{I_{ieş}} > 0{,}2$

Observații:
1. Regimul poate fi definit şi după forma caracteristicii dinamice în planul caracteristicii de ieşire, $i_{ieş} = i_{ieş}(u_{ieş})$;
2. Regimul critic poate fi definit şi ca situația în care la ieşire se obține puterea utilă maximă $P_{u_{max}}$, variabila fiind rezistența de sarcină, R_S.

3.4. APLICAȚII

3.4.1 În figura 3.8a este reprezentată schema unui amplificator care lucrează în clasa C şi este comandat cu semnalul sinusoidal v_i având frecvența $f = 100kHz$ şi amplitudinea $V_i = 4V$. Tranzistorul are parametrii: $\beta = 100$, $V_{BE} = 0{,}6V$ şi $V_{CE_{sat}} = 0{,}2V$. Dacă $V_{BB} = -1V$, $V_{CC} = 12V$, $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 10k\Omega$, $R_B = 100k\Omega$, C_i, $C_o \to \infty$ să se deseneze formele de undă ale tensiunii u_{CE} şi ale curentului i_C, considerând 3 valori ale rezistenței R_C: $R_{C_1} = 1k\Omega$, $R_{C_2} = 3k\Omega$, $R_{C_3} = 50k\Omega$, iar apoi să se determine:

a) Puterea disipată medie;
b) Cum se modifică această putere dacă frecvența semnalului de comandă se micşorează la valoarea $f = 50kHz$.

Condensatoarele (de cuplare) C_i şi C_o se pot considera infinite.

Rezolvare

Starea tranzistorului (conducție sau blocare) este decisă de nivelul tensiunii în punctul B (figura 3.8.a). Considerând că $i_B << i_1 \cong i_2$, rezultă:

$$\begin{cases} i_1 \cong i_2 = \dfrac{v_{in} - V_{BB}}{R_1 + R_2} \\ v_B = R_2 \cdot i_2 + V_{BB} = \dfrac{R_2 \cdot v_{in} + R_1 \cdot V_{BB}}{R_1 + R_2} \end{cases}$$

Tranzistorul este în conducție atât timp cât $v_B > U_{BE}$, adică în intervalul de timp $[t_{on}; t_{off}]$, după cum se poate observa în figura 3.8b (forma de undă a tensiunii v_B).

Cum expresia semnalului este: $v_i(t) = V_i \cdot \sin(\omega \cdot t)$, unde $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$, rezultă că:

$$v_B\left(\underbrace{\omega\cdot t_{on}}_{\alpha_{on}}\right)=U_{BE}\Leftrightarrow\frac{R_2\cdot V_i\cdot\sin(\omega\cdot t_{on})+R_1\cdot V_{BB}}{R_1+R_2}=V_{BE}$$

Se obține:

$$\alpha_{on}=\omega\cdot t_{on}=\arcsin\left(\frac{(R_1+R_2)\cdot V_{BE}-R_1\cdot V_{BB}}{R_2\cdot V_i}\right)$$

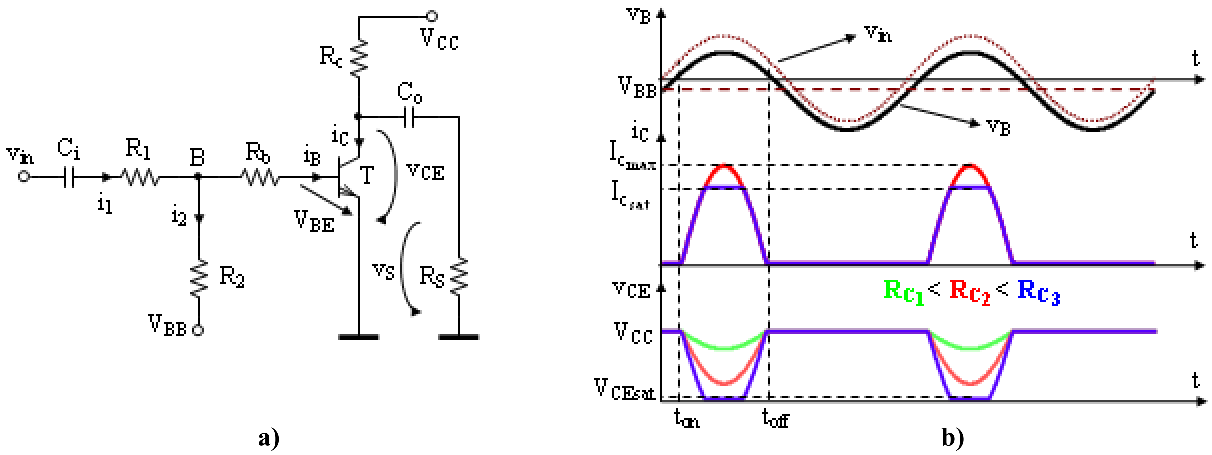


Figura 3.8: Amplificator în clasa C

a) schema electrică;
b) forme de undă.

Cum tranzistorul se blochează în momentul în care $v_B<U_{BE}$ şi cum $\sin(\pi-\alpha)=\sin(\alpha)$, rezultă că momentul blocării va fi:

$$\alpha_{off}=\omega\cdot t_{off}=\pi-\arcsin\left(\frac{(R_1+R_2)\cdot V_{BE}-R_1\cdot V_{BB}}{R_2\cdot V_i}\right)$$

Intervalul de conducție este:

$$2\theta=\omega\cdot\left(\underbrace{t_{off}-t_{on}}_{T_{on}}\right)=\pi-2\cdot\arcsin\left(\frac{(R_1+R_2)\cdot V_{BE}-R_1\cdot V_{BB}}{R_2\cdot V_i}\right)$$

Numeric:

$$\alpha_{on}=\arcsin\left(\frac{19}{100}\right)\Rightarrow t_{on}=\frac{1}{2\cdot\pi\cdot100\cdot10^3}\cdot\arcsin\left(\frac{19}{100}\right)=\frac{5}{\pi}\cdot\arcsin\left(\frac{19}{100}\right)\mu s$$

$$\alpha_{off}=\pi-\arcsin\left(\frac{19}{100}\right)\Rightarrow t_{on}=5\cdot\left(1-\frac{1}{\pi}\cdot\arcsin\left(\frac{19}{100}\right)\right)\mu s$$

$$2\theta=\pi-2\cdot\arcsin\left(\frac{19}{100}\right)\Rightarrow T_{on}=5\cdot\left(1-\frac{2}{\pi}\cdot\arcsin\left(\frac{19}{100}\right)\right)\mu s$$

Se observă (figura 3.8b) că semnalul de ieşire este periodic, perioada sa, T, fiind aceeaşi cu cea a semnalului de intrare, v_i.

Puterea medie disipată pe tranzistor este:

$$P_{d_{med}}=\frac{1}{T}\cdot\int_T v_{CE}(t)\cdot i_C(t)dt$$

Pentru calculul integralei, trebuie să se țină cont de faptul că v_{CE} şi i_C au expresii diferite, în funcție de starea în care se află tranzistorul (conducție sau blocare). Cum în blocare curentul i_C se consideră (aproximează) nul, rezultă că expresia puterii devine:

$$P_{d_{med}} = \frac{1}{T} \cdot \int_{t_{on}}^{t_{off}} v_{CE}(t) \cdot i_C(t) dt,$$

adică integrala se calculează corespunzător duratei în care de tranzistorul este în conducție.
Conform schemei de undă a curentului i_C din figura 3.8b, se poate observa că, în funcție de valorile rezistenței R_C, pe durata conducției tranzistorul poate funcționa în RAN (cazurile R_{C_1} şi R_{C_2}), sau în saturație – cazul R_{C_3}. Rezultă că pentru a putea înlocui expresiile $v_{CE}(t)$ şi $i_C(t)$ în expresia puterii, trebuie stabilită mai întâi natura conducției tranzistorului şi apoi scrierea corespunzătoare a celor două mărimi amintite.
Astfel, valoarea curentului i_C în RAN este $i_C = \beta \cdot i_B$, iar funcționarea în RAN este condiționată de îndeplinirea condiției:

$$\beta \cdot i_B < I_{C_{sat}} = \frac{V_{CC} - V_{CE_{sat}}}{R_C} \cong \frac{V_{CC}}{R_C}.$$

Altfel spus, tranzistorul funcționează în RAN dacă $\beta \cdot i_B$ (curentul cerut de comanda în bază, i_B) nu depăşeşte curentul maxim posibil prin tranzistor, evident determinat de rezistența (de sarcină) R_C, şi care este curentul de saturație, $I_{C_{sat}}$.
Tensiunea $v_{CE}(t)$ se determină similar:

$$v_{CE}(t) = \begin{cases} V_{CC} - R_C \cdot i_C & \text{dacă} \quad i_C < I_{C_{sat}} \qquad (TB - RAN) \\ V_{CE_{sat}} & \text{altfel} \qquad (TB - saturat) \end{cases}$$

Considerând cele trei situații de polarizare a tranzistorului, se obține succesiv:

$$I_B = \frac{v_B - V_{BE}}{R_B} = \frac{\dfrac{R_2 \cdot V_i \cdot \sin(\omega \cdot t) + R_1 \cdot V_{BB}}{R_1 + R_2} - V_{BE}}{R_B} = \frac{40 \cdot \sin(\omega \cdot t) - 7{,}6}{1100} \text{mA}$$

$$I_{C_{sat}} \cong \frac{V_{CC}}{R_C} = \begin{cases} 12\,\text{mA} & \text{dacă} \quad R_C = R_{C_1} = 1\,\text{k}\Omega \\ 4\,\text{mA} \quad \text{dacă} & R_C = R_{C_2} = 3\,\text{k}\Omega \\ 0{,}24\,\text{mA} & \text{dacă} \quad R_C = R_{C_3} = 50\,\text{k}\Omega \end{cases}$$

$$\beta \cdot I_B = \beta \cdot \frac{\dfrac{R_2 \cdot V_i \cdot \sin(\omega \cdot t) + R_1 \cdot V_{BB}}{R_1 + R_2} - V_{BE}}{R_B} = \frac{40 \cdot \sin(\omega \cdot t) - 7{,}6}{11} \text{mA}$$

Rezultă că valoarea maximă a curentului i_C va fi:

$$I_c = \beta \cdot \frac{\dfrac{R_2 \cdot V_i + R_1 \cdot V_{BB}}{R_1 + R_2} - V_{BE}}{R_B} = \frac{40 - 7{,}6}{11} \cong 2{,}9\,\text{mA}$$

Cum $I_c < I_{C_{sat}}$ în primele două cazuri ($R_C = R_{C_1}$ sau $R_C = R_{C_2}$) şi $I_c > I_{C_{sat}}$ în cazul al treilea , rezultă că tranzistorul va funcționa în RAN corespunzător primelor două valori ale rezistenței R_C, respectiv în saturație corespunzător celei de-a treia. În consecință, expresia curentului i_C devine:

$$i_C(t)=\begin{cases}\beta\cdot\dfrac{\dfrac{R_2\cdot V_i+R_1\cdot V_{BB}}{R_1+R_2}-V_{BE}}{R_B}=\dfrac{40\sin(\omega t)-7{,}6}{11}\text{mA} & \text{dacă} \quad R_C\in\{R_{C_1};R_{C_2}\}\\ I_{C_{sat}}=0{,}24\,\text{mA} & \text{dacă} \quad R_C=R_{C3}\end{cases}$$

Ținând cont de expresia curentului i_C, tensiunea v_{CE} devine:

$$v_{CE}(t)=\begin{cases}V_{CC}-R_C\cdot i_C=\dfrac{139{,}6-40\cdot\sin(\omega\cdot t)}{11}V & \text{dacă} \quad R_C=R_{C_1}=1k\Omega\\ V_{CC}-R_C\cdot i_C=\dfrac{154{,}8-120\cdot\sin(\omega\cdot t)}{11}V & \text{dacă} \quad R_C=R_{C_2}=3k\Omega\\ V_{CE_{sat}}=0{,}2V & \text{dacă} \quad R_C=R_{C_3}=50k\Omega\end{cases}$$

Observație:

În cazul al treilea s-a considerat că în cazul saturației, curentul i_C este un impuls ideal. Totuşi, după cum se poate observa şi în figura 3.8b, există două intervale de timp (în vecinătatea momentelor t_{on} şi t_{off}) în care tranzistorul lucrează în RAN (este timpul în care i_C creşte de la 0 la $I_{C_{sat}}$). Acest fapt poate fi observat şi pe figura 3.8b, forma de undă a curentului nefiind cea a unui impuls ideal. Rezultă că un calcul exact va trebui să determine momentele $t_{on_{sat}}$ şi $t_{off_{sat}}$ (ale intrării, respectiv ieşirii tranzistorului din saturație), nereprezentate în figura 3.8b pentru a nu o complica inutil. Calculul aproximativ consideră că forma curentului i_C este un impuls ideal $\left(t_{on_{sat}}=t_{on};t_{off_{sat}}=t_{off}\right)$.

Se reaminteşte faptul că expresiile deduse se referă **numai** (sau **nu** se referă **decât** la) la durata de conducție a tranzistorului.

Cu acestea, se poate trece la determinarea puterii disipate:

În cazul conducției în RAN cu rezistența $R_C=R_{C_1}$, rezultă:

$$P_{d_{med}}=\frac{1}{T}\int_{t_{on}}^{t_{off}}i_C(t)v_{CE}(t)dt=\begin{cases}\dfrac{1}{T}\displaystyle\int_{t_{on}}^{t_{off}}\dfrac{40\sin(\omega t)-7{,}6}{11}\cdot\dfrac{139{,}6-40\sin(\omega t)}{11}dt & R_C=1k\Omega\\ \dfrac{1}{T}\displaystyle\int_{t_{on}}^{t_{off}}\dfrac{40\sin(\omega t)-7{,}6}{11}\cdot\dfrac{154{,}8-120\sin(\omega t)}{11}dt & R_C=3k\Omega\\ \dfrac{1}{T}\displaystyle\int_{t_{on}}^{t_{off}}0{,}24\cdot0{,}2dt & R_C=50k\Omega\end{cases}$$

Puterea astfel determinată este exprimată în mW $(mA\cdot V)$.

Cu schimbarea de variabilă $\omega\cdot t=x$, integrala devine:

$$P_{d_{med}}=\begin{cases}\dfrac{1}{2\pi}\displaystyle\int_{\alpha_{on}}^{\alpha_{off}}\dfrac{40\sin(x)-7{,}6}{11}\cdot\dfrac{139{,}6-40\sin(x)}{11}dx\cong8{,}061mW & R_C=1k\Omega\\ \dfrac{1}{2\pi}\displaystyle\int_{\alpha_{on}}^{\alpha_{off}}\dfrac{40\sin(x)-7{,}6}{11}\cdot\dfrac{154{,}8-120\sin(x)}{11}dx\cong4{,}191mW & R_C=3k\Omega\\ \dfrac{1}{T}\displaystyle\int_{t_{on}}^{t_{off}}0{,}24\cdot0{,}2dt\cong0{,}03mW & R_C=50k\Omega\end{cases}$$

Analizând expresiile curentului i_C, ale tensiunii v_{CE} şi ale puterii medii, se poate observa că, din toate punctele de vedere, situaţia cea mai favorabilă este funcţionarea tranzistorului în regim de saturaţie. Astfel, în acest caz puterea disipată este minimă şi calculele sunt foarte simple (atât cele pentru determinarea curentului i_C, cât şi calculul integralei). Din acest motiv, în practică astfel de montaje se utilizează numai cu tranzistorul lucrând în saturaţie.
În încheiere, se menţionează faptul că semnalul în sarcină poate fi transformat într-unul sinusoidal dacă între ieşirea circuitului şi sarcină se intercalează un filtru, de obicei FTB.

3.4.2 În figura 3.8a este reprezentată schema unui amplificator care lucrează în clasa C şi este comandat cu semnalul sinusoidal v_i având frecvenţa $f = \frac{1}{6}\text{GHz}$ şi amplitudinea $V_i = 4\text{V}$. Tranzistorul are parametrii: $\beta = 100$, $V_{BE} = 0\text{V}$ şi $V_{CE_{sat}} = 0{,}2\text{V}$. Dacă $V_{CC} = 12\text{V}$, $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 10\text{k}\Omega$, C_i, $C_o \to \infty$, se cere:

a) Să se determine valoarea tensiunii de polarizare V_{BB} şi să se dimensioneze rezistenţele R_B şi R_C astfel încât durata de conducţie a tranzistorului să fie $T_{on} = 1\text{ns}$ şi să lucreze pe 100% din dreapta de sarcină, iar puterea disipată medie să fie 2mW;
b) Cum se modifică durata de conducţie şi puterea disipată dacă frecvenţa semnalului de comandă se micşorează la valoarea $f = \frac{1}{12}\text{GHz}$? Dar dacă se măreşte amplitudinea semnalului de comandă la valoarea $V_i = 2\sqrt{6}\text{V}$?

Rezolvare
a) Perioada semnalului de comandă este:

$$T = \frac{1}{f} = 6\text{ns}$$

Rezultă că durata de conducţie este $T_{on} = 1\text{ns} = \frac{T}{6}$

După cum s-a văzut în rezolvarea problemei precedente, tensiunea în bază este:

$$v_B = \frac{R_2 \cdot v_{in} + R_1 \cdot V_{BB}}{R_1 + R_2} \underset{R_1 = R_2}{=} \frac{V_i \cdot \sin(\omega \cdot t) + V_{BB}}{2},$$

iar unghiul de conducţie:

$$2\theta = \omega \cdot T_{on} = \pi - 2 \cdot \arcsin\left(\frac{(R_1 + R_2) \cdot V_{BE} - R_1 \cdot V_{BB}}{R_2 \cdot V_i}\right).$$

În condiţiile problemei, se impune ca:

$$2\theta = \omega \cdot T_{on} = 2 \cdot \pi \cdot f \cdot T_{on} = \frac{2 \cdot \pi}{6} \cdot 10^9 \cdot 10^{-9} = \frac{\pi}{3}$$

Se obţine relaţia:

$$\pi - 2\arcsin\left(\frac{(R_1 + R_2)V_{BE} - R_1 V_{BB}}{R_2 V_i}\right) = \frac{\pi}{3} \Leftrightarrow \arcsin\left(\frac{(R_1 + R_2)V_{BE} - R_1 V_{BB}}{R_2 V_i}\right) = \frac{\pi}{3}$$

din care rezultă:

$$\frac{(R_1 + R_2)V_{BE} - R_1 V_{BB}}{R_2 V_i} = \frac{\sqrt{3}}{2}$$

Înlocuind datele numerice, se obţine valoarea tensiunii de polarizare, V_{BB}:

$$\frac{20 \cdot 0 - 10 \cdot V_{BB}}{10 \cdot 4} = \frac{\sqrt{3}}{2} \Rightarrow V_{BB} = -2\sqrt{3}V$$

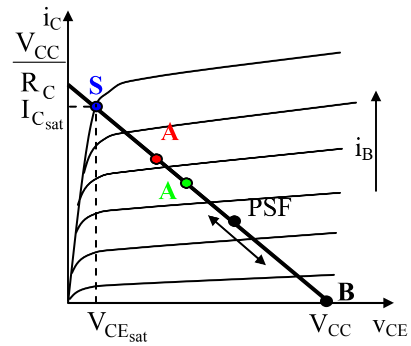


Fig. 2.9

Lucrul pe 100% din dreapta de sarcină este o exprimare echivalentă a cerinței ca tranzistorul să lucreze în regimul on – off (saturat - blocat), adică deplasarea PSF – lui pe dreapta de sarcină să aibă loc între punctele S şi B din **figura 2.9**.
Pentru aceasta, rezistențele R_B şi R_C trebuie dimensionate corespunzător (respectiv pentru a satura tranzistorul în timpul conducției, adică pe durata T_{on}).
Expresia curentului de bază este:

$$I_B = \frac{v_B - V_{BE}}{R_B} = \frac{\frac{R_2 \cdot V_i \cdot \sin(\omega \cdot t) + R_1 \cdot V_{BB}}{R_1 + R_2} - V_{BE}}{R_B} = \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{6} \cdot t\right) - \sqrt{3}}{R_B},$$

Unde R_B este în $k\Omega$, iar I_B în mA.
Evident, tranzistorul intră în conducție atunci când $I_B \geq 0$, adică în momentul $t = 1ns$ (pentru că $\sin\left(\frac{\pi}{3}\right) = \frac{\sqrt{3}}{2}$).
Cu tranzistorul saturat, expresia curentului de colector este:

$$I_{C_{sat}} \cong \frac{V_{CC}}{R_C} = \frac{12}{R_C}$$

Rezultă că trebuie îndeplinită condiția:

$$\beta \cdot I_B \geq I_{C_{sat}} \Leftrightarrow 100 \cdot \frac{2 \cdot \sin\left(\frac{2\pi}{6} \cdot t\right) - \sqrt{3}}{R_B} \geq \frac{12}{R_C}$$

Condiția trebuie îndeplinită în orice moment al duratei de conducție, ceea ce este imposibil, măcar pentru că la începutul şi sfârşitul acesteia, valoarea curentului de bază este nulă.
Este acoperitoare condiția ca valoarea maximă a curentului I_B să depăşească cu 25% curentul de saturație:

$$100 \cdot \frac{2 - \sqrt{3}}{R_B} = 1{,}25 \cdot \frac{12}{R_C} \Leftrightarrow 100\left(2 - \sqrt{3}\right) \cdot R_C = 15 \cdot R_B$$

Aproximând forma de undă a curentului i_c cu un impuls ideal, valoarea puterii disipate devine:

$$P_{d_{med}} = \frac{1}{T}\int_{t_{on}}^{t_{off}} i_C(t) v_{CE}(t) dt = \frac{1}{T}\int_{t_{on}}^{t_{off}} \frac{V_{CC}}{R_C} \cdot V_{CE_{sat}} dt = \frac{t_{off} - t_{on}}{T} \cdot \frac{V_{CC}}{R_C} \cdot V_{CE_{sat}} =$$

$$= \frac{T_{on}}{T} \cdot \frac{V_{CC}}{R_C} \cdot V_{CE_{sat}}$$

Înlocuind datele numerice, se obține:

$$\frac{10^{-9}}{6 \cdot 10^{-9}} \cdot \frac{12}{R_C} \cdot 0{,}2 = 2mW \Leftrightarrow R_C = 0{,}2k\Omega = 200\Omega,$$

De unde se obține valoarea rezistenței R_B:

$$R_B = \frac{100\left(2 - \sqrt{3}\right) \cdot R_C}{15} = \frac{200\left(2 - \sqrt{3}\right)}{15} k\Omega$$

b)

1. $f=\frac{1}{12}\text{GHz}\Rightarrow T=\frac{1}{f}=12\text{ns}$

Unghiul de conducție nu se modifică,deci:

$$2\theta=\omega\cdot T_{on}=\pi-2\cdot\arcsin\left(\frac{(R_1+R_2)\cdot V_{BE}-R_1\cdot V_{BB}}{R_2\cdot V_i}\right)=\frac{\pi}{3}.$$

În schimb, se va modifica durata de conducție:

$$T_{on}=\frac{2\theta}{\omega}=\frac{2\theta}{2\pi f}=\frac{\theta}{\pi}\cdot T=\frac{T}{3}=4\text{ns}$$

Puterea disipată medie devine:

$$P_{d_{med}}=\frac{1}{T}\int_{t_{on}}^{t_{off}}i_C(t)v_{CE}(t)dt=\frac{1}{T}\int_{t_{on}}^{t_{off}}\frac{V_{CC}}{R_C}\cdot V_{CE_{sat}}dt=\frac{T_{on}}{T}\cdot\frac{V_{CC}}{R_C}\cdot V_{CE_{sat}}=$$

$$=\frac{4\cdot10^{-9}\text{s}}{12\cdot10^{-9}\text{s}}\cdot\frac{12\text{V}}{0{,}2\text{k}\Omega}\cdot0{,}2\text{V}=4\text{mW}$$

Micşorând frecvența de două ori, puterea disipată medie se dublează.

2. Dacă $V_i=2\sqrt{6}\text{V}$, atunci se va modifica unghiul de conducție:

$$2\theta=\omega\cdot T_{on}=\pi-2\cdot\arcsin\left(\frac{(R_1+R_2)\cdot V_{BE}-R_1\cdot V_{BB}}{R_2\cdot V_i}\right)=\pi-2\cdot\arcsin\left(\frac{10\cdot2\sqrt{3}}{10\cdot2\sqrt{6}}\right)=\frac{\pi}{2}.$$

Durata de conducție se va mări corespunzător:

$T_{on}=\frac{\theta}{\pi}\cdot T=\frac{T}{2}=3\text{ns}$ (frecvența este nemodificată față de situația inițială).

Puterea disipată medie devine:

$$P_{d_{med}}=\frac{1}{T}\int_{t_{on}}^{t_{off}}i_C(t)v_{CE}(t)dt=\frac{1}{T}\int_{t_{on}}^{t_{off}}\frac{V_{CC}}{R_C}\cdot V_{CE_{sat}}dt=\frac{T_{on}}{T}\cdot\frac{V_{CC}}{R_C}\cdot V_{CE_{sat}}=$$

$$=\frac{3\cdot10^{-9}\text{s}}{6\cdot10^{-9}\text{s}}\cdot\frac{12\text{V}}{0{,}2\text{k}\Omega}\cdot0{,}2\text{V}=6\text{mW}$$

Mărirea amplitudinii semnalului de intrare are acelaşi efect asupra puterii disipate.

:

4. CIRCUITE ACORDATE

4.1. GENERALITĂŢI

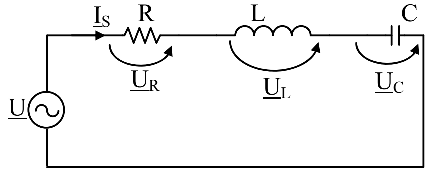
Procesele oscilante sunt prezente în orice sistem tehnic în a cărui structură se regăsesc elemente capabile să transforme energia dintr-o formă în alta, cel mai des energia cinetică în energie potenţială şi invers.
În radiotehnică procesele oscilante sunt fundamentale, sistemele care le produc fiind denumite circuite oscilante sau circuite acordate.
Aşa cum s-a amintit deja, într-un astfel de circuit este necesară prezenţa a două elemente capabile să stocheze energie. În cazul fenomenelor electromagnetice, după cum se ştie, aceste două elemente sunt:

- **Condensatorul**, caracterizat de o capacitate electrică **C**, capabil să acumuleze **energie electrică** (în câmpul electrostatic ce se creează între armăturile sale), care este o energie potenţială (motiv pentru care se mai numeşte şi energie electropotenţială);
- **Bobina**, caracterizată de o inductanţă **L**, capabilă să acumuleze **energie magnetică** (sub forma câmpului magnetic pe care-l generează în jurul ei), care este o energie cinetică (motiv pentru care mai este denumită şi energie electrocinetică).

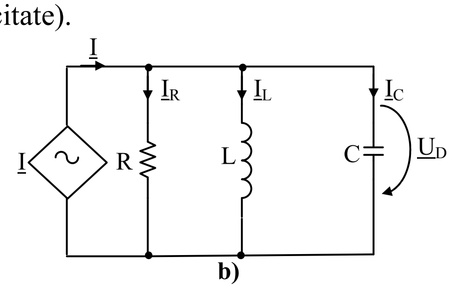
Procesul oscilant se bazează pe schimbul permanent de energie între aceste două elemente (reactive). Astfel, condensatorul cedează energia sa electrică sub forma unui curent care parcurge bobina, aceasta generând astfel energie magnetică pe care o cedează condensatorului, prin intermediul tensiunii electrice ce se produce (conform legii inducţiei electromagnetice). În acest mod condensatorul se reîncărcă cu energie electrică şi procesul se reia.
În figura 4.1 sunt prezentate cele două posibilităţi de realizare a unui circuit oscilant:

- Cu bobina şi condensatorul conectate în serie (figura 4.1a), obţinându-se astfel **circuitul oscilant serie**, **COS**;
- Cu bobina şi condensatorul conectate în paralel (sau derivaţie – figura 4.1b), obţinându-se astfel **circuitul oscilant derivaţie**, **COD.**

În ambele circuite se observă prezenţa unei rezistenţe, **R**, care este rezistenţa activă a întregului circuit (serie sau derivaţie), şi reprezintă suma rezistenţelor de pierderi ale bobinei, condensatorului şi generatorului de tensiune (sinusoidală) sau curent care acţionează în circuit. Rezultă că această rezistenţă nu este plasată fizic în cele două circuite din figura 4.1. Pentru simplificarea calculelor, această rezistenţă este considerată în serie, respectiv în paralel cu bobina şi condensatorul, presupuse ideale (fără pierderi: caracterizate doar prin inductanţă, respectiv capacitate).



a)



b)

Fig. 4.1 Circuite oscilante

a) Circuitul (oscilant) R.L.C serie – **COS**;
b) Circuitul (oscilant) R.L.C paralel (derivaţie) – **COD**.

Cum circuitul oscilant este în esenţă un circuit de c.a., caracteristica sa fundamentală o constituie faptul că dacă excitaţia este sinusoidală (tensiune sau curent), în circuit se vor dezvolta fenomene periodice (curenţi sau tensiuni), cu acelaşi caracter sinusoidal şi cu aceeaşi frecvenţă cu a sursei (excitaţiei).

4.2. EXPRESIILE TENSIUNILOR ŞI CURENŢILOR

COS

Impedanţa echivalentă a circuitului din figura 4.1a (COS) este:

$$\underline{Z} = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \tag{4.1s}$$

Modulul acestei impedanţe este:

$$Z = \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \tag{4.2s}$$

iar argumentul:

$$\varphi_S = \operatorname{arctg}\frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \tag{4.3s}$$

Se poate observa că impedanţa $\underline{Z}$ are caracter inductiv dacă $\varphi_S > 0$ $\left(\omega L > \frac{1}{\omega C}\right)$, respectiv capacitiv dacă $\varphi_S < 0$ $\left(\omega L < \frac{1}{\omega C}\right)$.

Curentul prin circuit:

$$\underline{I}_S = \frac{\underline{U}}{\underline{Z}} = \frac{\underline{U}}{R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)} = \frac{\underline{U}}{Z^2}\left(R - j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\right) \tag{4.4s}$$

Este evident că, dacă se consideră tensiunea $\underline{U}$ ca origine de fază, curentul $\underline{I}_S$ este defazat cu $-\varphi$ faţă de aceasta, adică:

$$u = U\cos(\omega t) \Rightarrow i_S = I_S\cos(\omega t - \varphi),$$

unde s-a notat

$$I_S := \frac{U}{Z}$$

Tensiunea pe rezistenţă are expresia:

$$\underline{U}_R = R\underline{I}_S = \frac{R}{Z^2}\left(R - j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\right)\underline{U}$$

şi este în fază cu curentul $\underline{I}_S$.

Tensiunea pe bobină are expresia:

$$\underline{U}_L = j\omega L\underline{I}_S = \frac{j\omega L}{Z^2}\left(R - j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\right)\underline{U}$$

şi este defazată cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de curentul $\underline{I}_S$.

Tensiunea pe condensator are expresia:

$$\underline{U}_C = \frac{\underline{I}_S}{j\omega C} = \frac{1}{j\omega C}\left(R - j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)\right)\frac{\underline{U}}{Z^2}$$

şi este defazată cu $-\frac{\pi}{2}$ faţă de curentul $\underline{I}_S$.

COD

Admitanţa echivalentă a circuitului din figura 4.1b (COD) este:

$$\underline{Y} = \frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right) \tag{4.1d}$$

Modulul acestei admitanţe este:

$$Y = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)^2} \tag{4.2d}$$

iar argumentul:

$$\varphi_D = \operatorname{arctg}\left(\omega RC - \frac{R}{\omega L}\right) \tag{4.3d}$$

Se poate observa că admitanţa $\underline{Y}$ are caracter capacitiv dacă $\varphi_D > 0$ $\left(\omega C > \frac{1}{\omega L}\right)$, respectiv inductiv dacă $\varphi_D < 0$ $\left(\omega C < \frac{1}{\omega L}\right)$.

Tensiunea la bornele circuitului:

$$\underline{U}_D = \frac{\underline{I}}{\underline{Y}} = \frac{\underline{I}}{\frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)} = \frac{\underline{I}}{Y^2}\left(\frac{1}{R} - j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right) \tag{4.4d}$$

Este evident că, dacă se consideră curentul $\underline{I}$ ca origine de fază, tensiunea $\underline{U}_D$ este defazată cu $-\varphi$ faţă de acesta, adică:

$$i = I\cos(\omega t) \Rightarrow u_D = U_D\cos(\omega t - \varphi),$$

unde s-a notat

$$U_D := \frac{I}{Y}$$

Curentul prin rezistenţă are expresia:

$$\underline{I}_R = \frac{\underline{U}_D}{R} = \frac{\underline{I}}{RY^2}\left(\frac{1}{R} - j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right)$$

şi este în fază cu tensiunea $\underline{U}_D$.

Curentul prin bobină are expresia:

$$\underline{I}_L = \frac{\underline{U}_D}{j\omega L} = \frac{1}{j\omega L}\left(\frac{1}{R} - j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right)\frac{\underline{I}}{Y^2}$$

şi este defazat cu $-\frac{\pi}{2}$ faţă de tensiunea $\underline{U}_D$.

Curentul prin condensator are expresia:

$$\underline{I}_C = j\omega C\underline{U}_D = \frac{j\omega C}{Y^2}\left(\frac{1}{R} - j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L}\right)\right)\underline{I}$$

şi este defazat cu $\frac{\pi}{2}$ faţă de tensiunea $\underline{U}_D$.

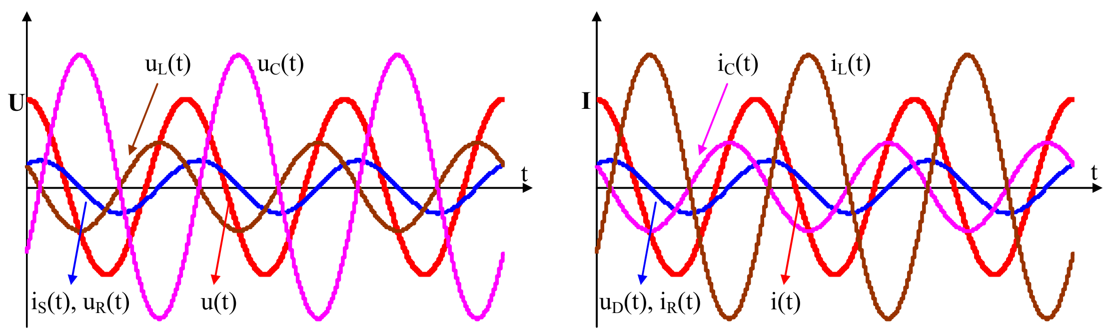
Curenţii şi tensiunile circuitelor oscilante se pot reprezenta prin diagrame fazoriale, la fel ca în cazul oricărui circuit de c.a. În figura 4.2 sunt exemplificate astfel de diagrame.

a) **b)**

Fig. 4.2 Diagrame fazoriale ale circuitelor oscilante

a) cazul COS cu caracter capacitiv;
b) cazul COD cu caracter inductiv.

Astfel, în figura 4.2a este reprezentată diagrama fazorială în cazul unui COS cu caracter capacitiv (se observă cu uşurinţă că $\left|\underline{U}_L\right| < \left|\underline{U}_C\right|$), iar în figura 4.2b diagrama fazorială corespunzătoare circuitului derivaţie construit cu aceleaşi elemente reactive (L şi C) conectate în paralel. Este evident că dacă circuitul serie are caracter capacitiv, atunci cel derivaţie trebuie să fie inductiv.
Acestor diagrame fazoriale li se pot asocia variaţiile în timp ale tensiunilor şi curenţilor, reprezentate în figura 4.3.



a) **b)**

Fig. 4.3 Forme de undă ale tensiunilor/curenţilor circuitelor oscilante

a) cazul COS cu caracter capacitiv;
b) cazul COD cu caracter inductiv.

Analizând relaţiile (4.1), …, (4.4), expresiile tensiunilor/curenţilor caracteristice elementelor reactive ale circuitului (L şi C), diagramele fazoriale din figura 4.2 şi formele de undă corespunzătoare din figura 4.3, se poate constata dualismul perfect între cele două circuite. De exemplu, considerând expresia tensiunii $\underline{U}_C$ de la circuitul serie, cu înlocuirile $C \leftrightarrow L$, $Z \leftrightarrow Y$, $R \leftrightarrow \frac{1}{R}$ (o notaţie des folosită pentru $\frac{1}{R}$ este G – conductanţa) şi $\underline{U} \leftrightarrow \underline{I}$, se obţine expresia curentului $\underline{I}_L$ de la circuitul derivaţie. Similar se pot face analogiile $\underline{U}_L \leftrightarrow \underline{I}_C$ şi $\underline{U}_R \leftrightarrow \underline{I}_R$. Aceste observaţii sunt confirmate şi de diagramele fazoriale ($\underline{U}_L$ şi $\underline{U}_C$ din figura 4.2a se transformă în $\underline{I}_C$ şi $\underline{I}_L$ în figura 4.2b), ca şi de formele de undă ($u_L(t)$ şi $u_C(t)$ din figura 4.3a devin $i_C(t)$ şi $i_L(t)$ în figura 4.3b).
Ca un corolar al acestor prime abordări, s-ar putea formula următoarea afirmaţie: răspunsul circuitelor RLC (serie sau paralel) depinde de frecvenţă (relaţiile (4.4) şi (4.2)). Proprietatea unui circuit de a deosebi curenţii/tensiunile după frecvenţa lor se numeşte **selectivitate** (sau, într-o formulare echivalentă, un circuit selectiv este acela al cărui răspuns depinde de frecvenţă).
Aşadar, principala caracteristică a circuitelor RLC este selectivitatea.

4.3. REZONANŢA

În figurile 4.4 sunt prezentate variaţiile reactanţelor COS, respectiv susceptanţelor COD, ca funcţii de frecvenţă.

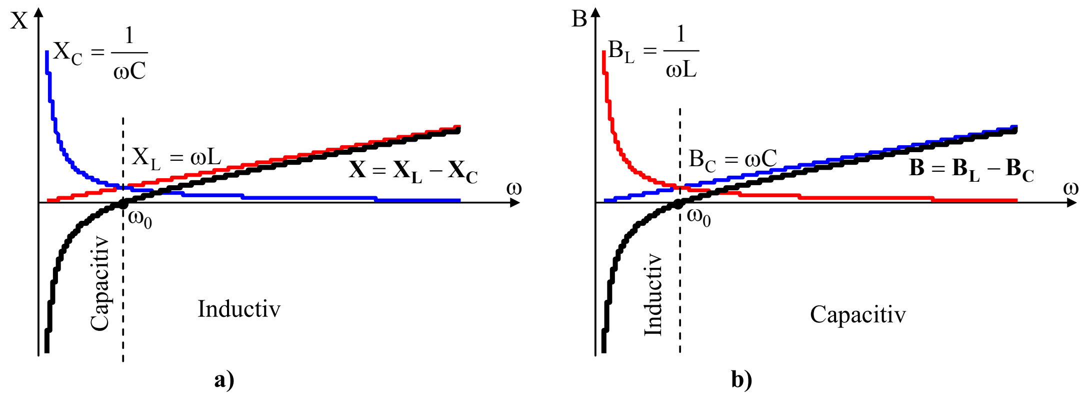


Fig. 4.4 Variaţia cu frecvenţa a reactanţelor/susceptanţelor

a) reactanţele COS;
b) susceptanţele COD.

Aşa cum era de aşteptat, dualismul observat în paragraful anterior se menţine şi în cazul reactanţelor/susceptanţelor: X_L devine B_C, X_C devine B_L, regimul capacitiv devine inductiv şi invers, etc.

În ambele reprezentări din figura 4.4 se observă că există o pulsaţie ω_0 la care reactanţa totală a circuitului (respectiv susceptanţa) se anulează. Valoarea acesteia se poate determina anulând reactanţa (sau susceptanţa) totală a circuitului:

$$X(\omega_0) = 0 \Leftrightarrow \omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C} = 0 \Leftrightarrow \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \tag{4.5}$$

Se observă că ω_0 este tocmai pulsaţia proprie (pulsaţia oscilaţiilor libere) a unui circuit RLC, altfel spus reactanţa (sau susceptanţa) circuitului devine nulă atunci când frecvenţa excitaţiei este frecvenţa proprie. În termeni energetici, afirmaţia anterioară se traduce în faptul că energia este absorbită în acelaşi ritm în care este cedată. Pentru întreţinerea oscilaţiilor sursa trebuie doar să completeze – după fiecare ciclu – rezerva iniţială de energie a circuitului cedându-i acestuia doar energia corespunzătoare pierderilor. Cum în general această situaţie este cunoscută sub numele de rezonanţă, rezultă pulsaţia ω_0 din (4.5) este frecvenţa de rezonanţă a circuitului oscilant, fie el serie sau derivaţie. Într-o (altă) formulare echivalentă, se poate spune că rezonanţa este punctul de întâlnire între două regimuri diferite de oscilaţie: regimul oscilaţiilor forţate (prin care excitaţia impune frecvenţa mărimilor circuitului – curenţi, tensiuni) şi regimul oscilaţiilor libere (propriu circuitului, independent de impunerile exterioare).

Observaţii:

- În general, în urma aplicării unei excitaţii, orice sistem tehnic (deci şi un circuit electric) ajunge în starea corespunzătoare regimului permanent (sau staţionar) trecând printr-un regim tranzitoriu. În cazul în care regimul tranzitoriu este oscilant, acesta se desfăşoară pe frecvenţa liberă a sistemului
- Dacă se cere determinarea frecvenţei de oscilaţie a unui circuit electric oarecare, se procedează astfel: se calculează expresia complexă a impedanţei sau admitanţei, ce se scrie în cel mai general mod cu formula $\underline{Z}_S(\underline{Y}_D) = \mathrm{Re}(\omega) + j\,\mathrm{Im}(\omega)$. Determinarea frecvenţei de oscilaţie se obţine prin anularea părţii imaginare (rezolvarea ecuaţiei $\mathrm{Im}(\omega) = 0$).

Relaţiei (4.5) îi corespunde frecvenţa de rezonanţă:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \tag{4.6}$$

expresie cunoscută şi sub numele de **relaţia lui** (William) **Thomson** (lord Kelvin, 1853).
Aşa cum se întâmplă în general, este de aşteptat ca şi în cazul circuitelor oscilante aflate la rezonanţă să existe un maxim al unui fenomen.
Analizând relaţiile (4.4) şi (4.2), se observă cu uşurinţă că, dacă $\omega = \omega_0$, atunci:

$$\underline{I}_0 = \frac{\underline{U}}{Z(\omega_0)^2}\left(R - j\left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C}\right)\right) = \frac{\underline{U}}{R} \tag{4.7s}$$

în cazul COS, respectiv:

$$\underline{U}_0 = \frac{\underline{I}}{Y(\omega_0)^2}\left(\frac{1}{R} - j\left(\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L}\right)\right) = \underline{I}\cdot R \tag{4.7d}$$

în cazul COD.
Altfel spus, în cazul rezonanţei, curentul prin COS, respectiv tensiunea la bornele COD sunt maxime. De asemenea, analizând relaţiile (4.2) este evident că în acelaşi caz, impedanţa COS, respectiv admitanţa COD sunt minime:

$$Z_0 = \sqrt{R^2 + \left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C}\right)^2} = R \tag{4.8s}$$

$$Y_0 = \sqrt{\frac{1}{R^2} + \left(\omega_0 C - \frac{1}{\omega_0 L}\right)^2} = \frac{1}{R} \tag{4.8d}$$

La rezonanţă, impedanţa, respectiv admitanţa circuitului au caracter pur rezistiv, fiind egale cu pierderile circuitului. Această concluzie este evidentă şi pe figurile 4.4.
În cazul COS, tensiunile la bornele elementelor reactive sunt:

$$\begin{cases} \underline{U}_{L0} = j\omega_0 L \underline{I}_0 = j\sqrt{\dfrac{L}{C}}\cdot\dfrac{\underline{U}}{R} \\ \underline{U}_{C0} = \dfrac{\underline{I}_0}{j\omega_0 C} = -j\sqrt{\dfrac{L}{C}}\cdot\dfrac{\underline{U}}{R} \end{cases} \tag{4.9s}$$

În cazul COD, curenţii prin elementele reactive sunt:

$$\begin{cases} \underline{I}_{L0} = \dfrac{\underline{U}_0}{j\omega_0 L} = -j\sqrt{\dfrac{C}{L}}\cdot R\cdot\underline{I} \\ \underline{I}_{C0} = j\omega_0 C\underline{U}_0 = j\sqrt{\dfrac{C}{L}}\cdot R\cdot\underline{I} \end{cases} \tag{4.9d}$$

Mărimea

$$Z_C := \sqrt{\frac{L}{C}} \tag{4.10}$$

are dimensiunea unei rezistenţe şi se numeşte **impedanţa caracteristică** a circuitului oscilant. Se poate observa că, la fel ca frecvenţa de rezonanţă, impedanţa caracteristică depinde numai de elementele reactive ale circuitului.
Cu această mărime, relaţiile (4.9) se mai pot scrie şi sub forma:

$$\begin{cases} \underline{U}_{L0} = j\dfrac{Z_C}{R}\cdot\underline{U} \\ \underline{U}_{C0} = -j\dfrac{Z_C}{R}\cdot\underline{U} \end{cases}, \tag{4.11s}$$

respectiv

$$\begin{cases} \underline{I}_{L0} = -j\dfrac{R}{Z_C}\cdot \underline{I} \\ \underline{I}_{C0} = j\dfrac{R}{Z_C}\cdot \underline{I} \end{cases} \tag{4.11d}$$

În concluzie, la rezonanţă elementele reactive sunt caracterizate de tensiuni (în cazul COS) sau curenţi (în cazul COD) cu amplitudini egale, dar în antifază. Ca urmare, tensiunea la borne şi curentul prin circuit sunt în fază, aşa cum se poate observa şi din diagramele fazoriale din figura 4.5.

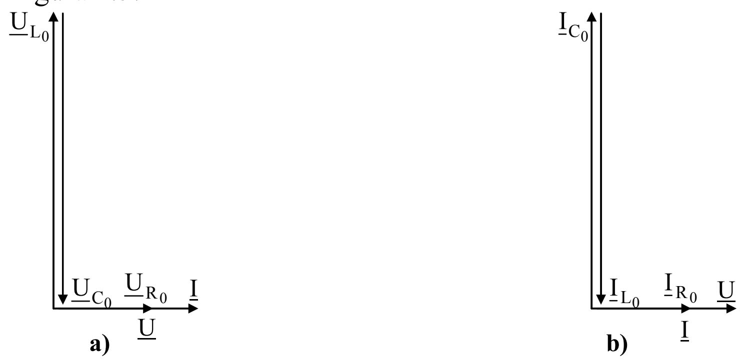


Fig. 4.5 Diagrame fazoriale ale circuitelor oscilante la rezonanţă

a) cazul COS (rezonanţă de tensiune);
b) cazul COD (rezonanţă de curent).

În figura 4.6 sunt reprezentate variaţiile în timp ale tensiunilor/curenţilor prin elementele reactive ale circuitului, corespunzătoare relaţiilor (4.11) şi unor excitaţii cosinusoidale.

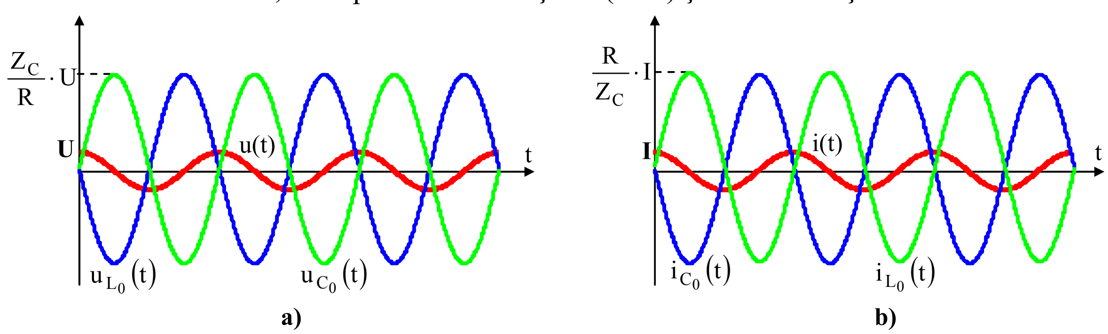


Fig. 4.6 Forme de undă ale circuitelor oscilante la rezonanţă

a) cazul COS (rezonanţă de tensiune);
b) cazul COD (rezonanţă de curent).

După cum se poate constata din relaţiile (4.9), dar şi din figurile 4.5 şi 4.6, corespunzător elementelor reactive ale circuitului, la rezonanţă există posibilitatea obţinerii unor supratensiuni (în cazul COS), respectiv supracurenţi (în cazul COD). "Factorul" de amplificare a excitaţiei este $\dfrac{Z_C}{R}$ în cazul COS, respectiv $\dfrac{R}{Z_C}$ în cazul COD. În principiu, acest factor ar trebui să aibă valori mari, ţinând cont de faptul că R (care, după cum s-a menţionat deja, reprezintă rezistenţa totală de pierderi a circuitului) are o valoare mică (ideal nulă) în cazul COS, respectiv mare (ideal infinită) în cazul COD.

Din acest motiv, **rezonanţa COS** se numeşte **rezonanţă de tensiune**, iar ***rezonanţa COD*** se numeşte ***rezonanţă de curent***.

O altă consecinţă importantă a fenomenului de rezonanţă este că puterea absorbită de circuit (fie el COS sau COD) de la sursă este maximă:

$$P_0 = U\cdot I = \begin{cases} U\cdot I_0 & \text{COS} \\ U_0\cdot I & \text{COD} \end{cases} \tag{4.12}$$

4.4. FACTORUL DE CALITATE. DEZACORDUL RELATIV

După cum s-a menţionat anterior, relaţiile (4.11), pun în evidenţă existenţa unui “factor” de amplificare a tensiunii/curentului la rezonanţă, observabil şi în figura 4.6. Acesta se defineşte ca factor de calitate al circuitului oscilant:

$$Q_S = \frac{U_{C_0}}{U} = \frac{U_{L_0}}{U} = \frac{Z_C}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{1}{\omega_0 RC} \tag{4.13s}$$

pentru COS, respectiv

$$Q_D = \frac{I_{C_0}}{U} = \frac{I_{L_0}}{U} = \frac{R}{Z_C} = \frac{R}{\omega_0 L} = \omega_0 RC \tag{4.13d}$$

pentru COD.

Formal, $Q_D = \frac{1}{Q_S}$, dar numai formal, pentru că în cele două relaţii (4.13) rezistenţa R are valori mult diferite (foarte mică în (4.13s), respectiv foarte mare în (4.13d)).
Deducţiile din (4.13s) şi (4.13d) sunt evidente, dacă se ţine cont de (4.5), (4.10) şi (4.11).

<u>Observaţie</u>
Expresiile (4.13) reprezintă cazuri particulare ale definiţiei generale a factorului de calitate, care ţine cont de explicaţia energetică a rezonanţei, menţionată în paragraful anterior: la rezonanţă, energia este absorbită în acelaşi ritm în care este cedată. Mai concret, bobina cedează energie în ritmul în care o absoarbe condensatorul şi reciproc. De asemenea, s-a menţionat anterior că la rezonanţă puterea absorbită de circuit este maximă, deoarece una din mărimile care o determină (curentul sau tensiunea) este maximă în acest caz.
Rezultă că apare ca naturală definirea factorului de calitate din punct de vedere energetic:

$$Q = 2\pi \cdot \left. \frac{\text{Energia maximă}}{\text{Valoarea medie a pierderilor}} \right|_{\omega = \omega_0} \tag{4.14}$$

De exemplu, pentru COD, admiţând (numai pentru simplificarea relaţiilor) tensiunea la borne u(t) ca origine de fază, se deduc următoarele:
Dacă $u(t) = U_M \cos(\omega t)$, atunci rezultă:
Energia condensatorului:

$$W_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot u^2(t) = \frac{1}{2} \cdot C \cdot U_M^2 \cos^2(\omega t)$$

Curentul prin bobină:

$$u_L = u = L \cdot \frac{di_L}{dt} \Rightarrow i_L(t) = \frac{1}{L} \cdot \int u(t)dt = \frac{1}{\omega L} \cdot U_M \sin(\omega t)$$

Energia bobinei:

$$W_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i_L^2(t) = \frac{U_M^2}{2\omega^2 L} \cdot \sin^2(\omega t)$$

Energia totală:

$$W = \frac{U_M^2}{2} \left(\frac{1}{\omega^2 L} \cdot \sin^2(\omega t) + C \cos^2(\omega t) \right)$$

La rezonanţă, ţinând cont de (4.5), rezultă $\frac{1}{\omega_0^2 L} = C$, astfel că expresia energiei devine:

$$W_0 = \frac{U_M^2 C}{2} = \frac{U_M^2}{2\omega_0^2 L}$$

Variaţiile instantanee ale energiilor pe elementele reactive, sunt reprezentate în figura 4.7.

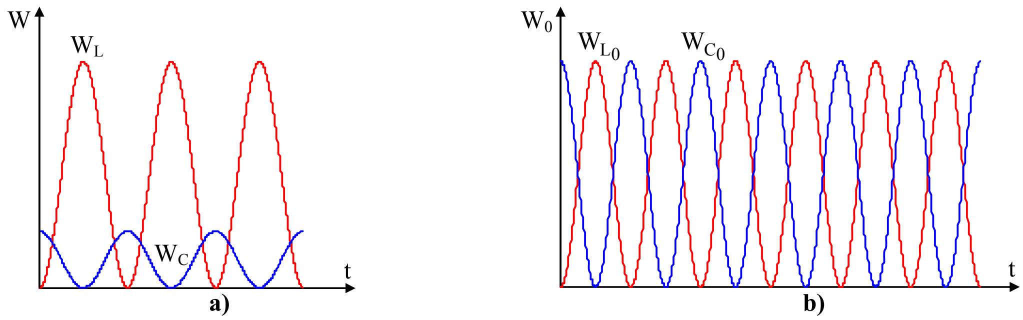


Fig. 4.7 Energii în circuitele oscilante derivaţie

a) la o frecvenţă oarecare;
b) la rezonanţă.

Se poate observa că cele două energii variază în antifază (când una e maximă, cealaltă e minimă). La rezonanţă ele au şi aceeaşi amplitudine, ceea ce înseamnă că energia se transferă integral între cele două elemente reactive ale circuitului.
În continuare se determină pierderile medii, pentru a putea calcula energia disipată în rezistenţă.
Puterea disipată pe rezistenţă:

$$P_R = \frac{1}{T}\int_0^T \frac{u^2(t)}{R}dt \underset{\omega t = x}{=} \frac{U_M^2}{2\pi R}\int_0^{2\pi}\cos^2(x)dx = \frac{U_M^2}{2R}$$

Energia consumată de rezistenţă:

$$W_R = T\cdot P_R = T\cdot\frac{U_M^2}{2\cdot R} = \frac{U_M^2}{2\cdot R\cdot f}$$

La rezonanţă:

$$W_{R_0} = \frac{U_M^2}{2\cdot R\cdot f_0}$$

Conform definiţiei (4.14), factorul de calitate rezultă:

$$Q_D = 2\pi\cdot\frac{W_0}{W_{R_0}} = 2\pi\cdot\frac{\frac{U_M^2 C}{2}}{\frac{U_M^2}{2\cdot R\cdot f_0}} = 2\pi f_0 RC = \omega_0 RC,$$

regăsindu-se astfel expresia (4.13d).

<u>Observaţie</u>:
Se poate proceda similar şi pentru COS, caz în care trebuie luat curentul i(t) ca origine de fază. Considerând $i(t) = I_M \sin(\omega t)$, rezultă:
Energia bobinei:

$$W_L = \frac{1}{2}\cdot L\cdot i_L^2(t) = \frac{I_M^2 L}{2}\cdot\sin^2(\omega t)$$

Tensiunea la bornele condensatorului:

$$u_C(t) = \frac{1}{C}\cdot\int i(t)dt = -\frac{1}{\omega C}\cdot I_M\cos(\omega t)$$

Energia condensatorului:

$$W_C = \frac{1}{2}\cdot C\cdot u^2(t) = \frac{I_M^2}{2\omega^2 C}\cdot\cos^2(\omega t)$$

Energia totală:

$$W = \frac{I_M^2}{2}\left(L\cdot\sin^2(\omega t) + \frac{1}{\omega^2 C}\cos^2(\omega t)\right)$$

La rezonanţă, ţinând cont de (4.5), rezultă $\frac{1}{\omega_0^2 C} = L$, astfel că expresia energiei devine:

$$W_0 = \frac{I_M^2 L}{2} = \frac{I_M^2}{2\omega_0^2 C}$$

Puterea disipată pe rezistenţă:

$$P_R = \frac{1}{T}\int_0^T R \cdot i^2(t)dt \underset{\omega t = x}{=} \frac{I_M^2 \cdot R}{2\pi}\int_0^{2\pi} \sin^2(x)dx = \frac{I_M^2 \cdot R}{2}$$

Energia consumată de rezistenţă:

$$W_R = T \cdot P_R = T \cdot \frac{I_M^2 \cdot R}{2} = \frac{I_M^2 \cdot R}{2 \cdot f}$$

La rezonanţă:

$$W_{R0} = \frac{I_M^2 \cdot R}{2 \cdot f_0}$$

Conform definiţiei (4.14), factorul de calitate rezultă:

$$Q_S = 2\pi \cdot \frac{W_0}{W_{R0}} = 2\pi \cdot \frac{\dfrac{I_M^2}{2\omega_0^2 C}}{\dfrac{I_M^2 \cdot R}{2 \cdot f_0}} = \frac{2\pi f_0}{\omega_0^2 RC} = \frac{1}{\omega_0 RC},$$

regăsindu-se astfel expresia (4.13s).

Despre un circuit oscilant care lucrează la rezonanţă se mai spune că este acordat. Cum cele mai importante aplicaţii ale circuitelor oscilante se bazează pe funcţionarea lor la rezonanţă, acestea se mai numesc şi circuite acordate. Pentru a caracteriza funcţionarea circuitului în apropierea rezonanţei, se introduce o nouă mărime, **dezacordul relativ** β al circuitului, care este definit astfel:

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \tag{4.15}$$

Se observă cu uşurinţă că la rezonanţă $\beta = 0$.

Toate mărimile specifice pot fi exprimate în funcţie de β şi Q:

- Reactanţa COS:

$$X = \omega L - \frac{1}{\omega C} = L\left(\omega - \frac{1}{\omega LC}\right) = L\left(\omega - \frac{\omega_0^2}{\omega}\right) = L\omega_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = \beta L\omega_0 \tag{4.16s}$$

- Susceptanţa COD:

$$B = \omega C - \frac{1}{\omega L} = C\left(\omega - \frac{1}{\omega LC}\right) = C\left(\omega - \frac{\omega_0^2}{\omega}\right) = C\omega_0\left(\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}\right) = \beta C\omega_0 \tag{4.16d}$$

- Impedanţa COS:

$$\underline{Z} = R + jX = R + j\beta L\omega_0 = R\left(1 + j\beta\frac{L\omega_0}{R}\right) = R(1 + j\beta Q_S) \tag{4.17s}$$

- Admitanţa COD:

$$\underline{Y} = \frac{1}{R} + jB = \frac{1}{R} + j\beta C\omega_0 = \frac{1}{R}(1 + j\beta\omega_0 RC) = \frac{1}{R}(1 + j\beta Q_D) \tag{4.17d}$$

- Modulul impedanţei COS:

$$Z = \sqrt{R^2 + X^2} = R\sqrt{1 + (\beta Q_S)^2} \tag{4.18s}$$

- Modulul admitanţei COD:

$$Y = \sqrt{\frac{1}{R^2} + B^2} = \frac{1}{R}\sqrt{1 + (\beta Q_D)^2} \tag{4.18d}$$

- Amplitudinea curentului prin COS:

$$I_S = \frac{U}{Z} = \frac{U}{R\sqrt{1+(\beta Q_S)^2}} \tag{4.19s}$$

- Amplitudinea tensiunii la bornele COD:

$$U_D = \frac{I}{Y} = \frac{RI}{\sqrt{1+(\beta Q_D)^2}} \tag{4.19d}$$

- Defazajul dintre curent şi tensiune în cazul COS:

$$\varphi_S = \operatorname{arctg}\left(\frac{X}{R}\right) = \operatorname{arctg}\left(\frac{\beta L\omega_0}{R}\right) = \operatorname{arctg}(\beta Q_S) \tag{4.20s}$$

- Defazajul dintre tensiune şi curent în cazul COD:

$$\varphi_D = \operatorname{arctg}(R \cdot B) = \operatorname{arctg}(R\beta C\omega_0) = \operatorname{arctg}(\beta Q_D) \tag{4.20d}$$

Se calculează expresiile (4.15)…(4.20) în două cazuri distincte:

a) În domeniul de frecvenţe apropiat de rezonanţă $\omega \approx \omega_0$:

Relaţia (4.15) (a dezacordului relativ) capătă forma:

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{(\omega+\omega_0)(\omega-\omega_0)}{\omega\omega_0} \approx \frac{2\omega_0(\Delta\omega)}{\omega_0^2} \approx \frac{2(\Delta\omega)}{\omega_0} = \frac{2(\Delta f)}{f_0} \tag{4.21}$$

şi în acest caz (4.16)…(4.20) devin:

- Reactanţa/susceptanţa:

$$X \approx 2(\Delta\omega)L \tag{4.22s}$$

$$B = 2(\Delta\omega)C \tag{4.22d}$$

- Impedanţa/admitanţa:

$$\underline{Z} = R\left(1 + j\frac{2(\Delta\omega)}{\omega_0}Q_S\right) \tag{4.23s}$$

$$\underline{Y} = \frac{1}{R}\left(1 + j\frac{2(\Delta\omega)}{\omega_0}Q_D\right) \tag{4.23d}$$

- Modulul impedanţei/admitanţei:

$$Z = R\sqrt{1+4\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}Q_S\right)^2} \tag{4.24s}$$

$$Y = \sqrt{\frac{1}{R^2} + B^2} = \frac{1}{R}\sqrt{1+4\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}Q_D\right)^2} \tag{4.24d}$$

- Amplitudinea curentului prin circuit/tensiunea la borne:

$$I_S = \frac{U}{Z} = \frac{U}{R\sqrt{1+4\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}Q_S\right)^2}} \tag{4.25s}$$

$$U_D = \frac{I}{Y} = \frac{RI}{\sqrt{1+4\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}Q_D\right)^2}} \tag{4.25d}$$

- Defazajele:

$$\varphi_S = \operatorname{arctg}\left(2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}Q_S\right) \tag{4.26s}$$

$$\varphi_D = \mathrm{arctg}\left(2\frac{\Delta\omega}{\omega_0}Q_D\right) \tag{4.26d}$$

b) În domeniul de frecvente îndepărtat de rezonanţă $\omega >> \omega_0$:

Expresia dezacordului relativ este următoarea:

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} = \frac{\omega}{\omega_0}\left[1-\left(\frac{\omega_0}{\omega}\right)^2\right] \approx \frac{\omega}{\omega_0} >> 1 \tag{4.27}$$

şi cum $\beta Q >> 1$ se obţine:

- Impedanţa/admitanţa:

$$\underline{Z} \approx j\beta Q_S R \tag{4.28s}$$

$$\underline{Y} \approx \frac{j\beta Q_D}{R} \tag{4.28d}$$

- Modulul impedanţei/admitanţei:

$$Z \approx \beta Q_S R \tag{4.29s}$$

$$Y \approx \frac{\beta Q_D}{R} \tag{4.29d}$$

- Amplitudinea curentului prin circuit/tensiunea la borne:

$$I_S \approx \frac{U}{\beta Q_S R} \tag{4.30s}$$

$$U_D \approx \frac{RI}{\beta Q_D} \tag{4.30d}$$

- Defazajele:

$$\varphi_S \approx \frac{\pi}{2} \tag{4.31s}$$

$$\varphi_D \approx \frac{\pi}{2} \tag{4.31d}$$

Relaţiile (4.28) … (4.31) sunt o reconfirmare a deducţiilor anterioare, conform cărora pentru $\omega >> \omega_0$ impedanţa/admitanţa circuitelor oscilante serie/paralel este preponderent inductivă/capacitivă. Ca urmare ele variază proporţional cu β.

Se poate face o analiză asemănătoare (şi) pentru cazul $\omega << \omega_0$. Este evident că dezacordul relativ devine negativ în acest caz:

$$\beta = \frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega} \approx -\frac{\omega_0}{\omega}; |\beta| >> 1, \tag{4.32}$$

astfel că impedanţa/admitanţa circuitelor oscilante serie/paralel devine preponderent capacitivă/inductivă, variaţiile lor fiind invers proporţionale cu β.

Totuşi, observaţiile (4.27) … (4.32) nu prezintă un interes foarte mare, întrucât în majoritatea aplicaţiilor practice, circuitele oscilante funcţionează doar în jurul frecvenţei de rezonanţă: $f_0 \pm 5\%$. Acest regim de funcţionare se numeşte acordat, şi, în consecinţă, frecvenţa de rezonanţă va fi denumită frecvenţa de acord. Din acest motiv circuitele oscilante se mai numesc şi circuite acordate.

4.5. CURBA DE REZONANŢĂ. SELECTIVITATEA

Proprietatea circuitelor oscilante de a fi selective se poate pune în evidenţă şi prin reprezentări grafice ale unor mărimi specifice. Astfel, în figura 4.8 sunt reprezentate variaţiile relative ale curentului (în cazul COS), respectiv tensiunii (în cazul COD).

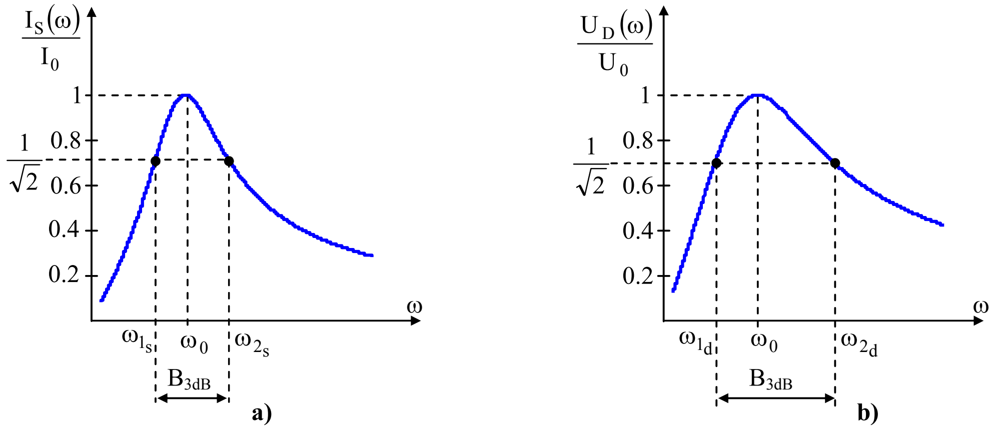


Fig. 4.8 Curba de rezonanţă (selectivitate)

a) cazul COS (rezonanţă de tensiune);
b) cazul COD (rezonanţă de curent).

Se poate utiliza şi reprezentarea curbei de rezonanţă în funcţie de dezacordul relativ β al circuitului, ce este prezentată în figura 4.9.

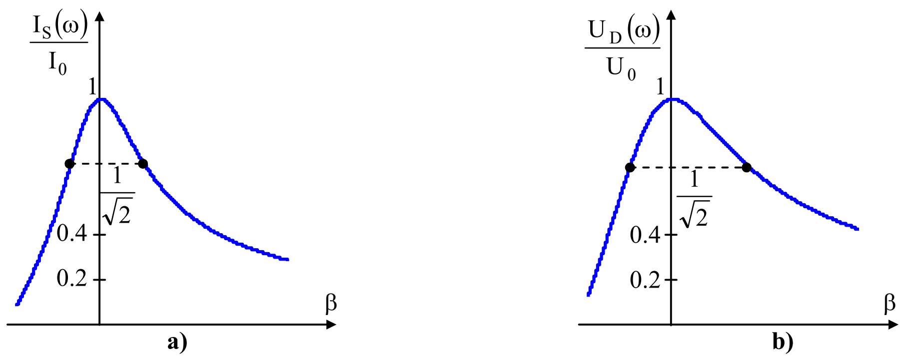


Fig. 4.9 Curba de rezonanţă (selectivitate) funcţie de dezacordul relativ

a) cazul COS (rezonanţă de tensiune);
b) cazul COD (rezonanţă de curent).

Este evident caracterul selectiv al curbelor din figurile 4.8 sau 4.9, acestea prezentând un maxim la frecvenţa de rezonanţă ω_0. Rezultă că dacă excitaţia aplicată la intrarea circuitului are mai multe armonici, acestea nu vor fi procesate de circuit la fel, fiind favorizate cele cu frecvenţa în jurul frecvenţei de rezonanţă. Rezultă că se impune definirea unui interval de frecvenţe (în jurul rezonanţei), ce va fi denumit **bandă de trecere**.

Întrucât aportul energetic al fiecărei componente spectrale este proporţional cu pătratul amplitudinii curentului (sau cu pătratul amplitudinii tensiunii), s-a convenit ca banda de trecere să fie intervalul de frecvenţe format din componentele a căror putere electrică este minimum 50% din puterea componentei centrale (pe frecvenţa de rezonanţă).

Potrivit acestei convenţii, lărgimea benzii de trecere B este condiţionată de relaţia:

$$\frac{P}{P_0}=\frac{1}{2}\Leftrightarrow\frac{I_S^2R}{I_0^2R}=\frac{\frac{U_D^2}{R}}{\frac{U_0^2}{R}}=\frac{1}{2}\Leftrightarrow\frac{I_S}{I_0}=\frac{U_D}{U_0}=\frac{1}{\sqrt{2}} \tag{4.33}$$

Dacă raportul puterilor se exprimă în decibeli:

$$\left.\frac{P}{P_0}\right|_{dB} = 10 \cdot \lg\left(\frac{P}{P_0}\right) = 20 \cdot \lg\left(\frac{I_S}{I_0}\right) = 20 \cdot \lg\left(\frac{U_D}{U_0}\right) \tag{4.34}$$

atunci se poate constata cu uşurinţă că micşorarea nivelului maxim al puterii cu 50% corespunde unei atenuări de 3dB. Din acest motiv, pentru banda de trecere sunt extrem de uzuale notaţii de tipul B_{3dB} (folosită în figura 4.8) sau $B_{\sqrt{2}}$.

Pentru determinarea benzii de trecere, trebuie calculate pulsaţiile ω_1 şi ω_2 (figura 4.8).

Ţinând cont de (4.33), (4.19s) şi (4.19d), se poate observa cu uşurinţă că, indiferent de tipul circuitului oscilant (serie sau paralel), corespunzător capetelor benzii ω_1 şi ω_2 se obţine relaţia:

$$\frac{1}{\sqrt{1+(\beta Q)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \Leftrightarrow \beta Q = \pm 1 \tag{4.35}$$

în care Q trebuie interpretat ca şi Q_S sau Q_D, după cum în discuţie este un COS sau COD.

Ţinând cont de definiţia (4.15) a dezacordului relativ β, din (4.35) rezultă:

$$\left(\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1}\right) \cdot Q = -1 \underset{\omega_1 > 0}{\Longrightarrow} \omega_1 = \omega_0\left(\sqrt{1+\frac{1}{4Q^2}} - \frac{1}{2Q}\right) \tag{4.36}$$

$$\left(\frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_2}\right) \cdot Q = -1 \underset{\omega_2 > 0}{\Longrightarrow} \omega_2 = \omega_0\left(\sqrt{1+\frac{1}{4Q^2}} + \frac{1}{2Q}\right) \tag{4.37}$$

Prin urmare banda de trecere este:

$$B_{3dB} = \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q} \tag{4.38}$$

sau $$B_{3dB} = f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q} \tag{4.39}$$

Din (4.36) şi (4.37), se observă cu uşurinţă că:

$$\omega_0 = \sqrt{\omega_1 \omega_2}\,, \tag{4.40}$$

adică frecvenţa de rezonanţă este **media geometrică** a capetelor benzii.

Pentru circuitele oscilante de bună calitate $(Q \geq 10)$, banda este suficient de îngustă încât aproximarea $\omega_1 \approx \omega_0 \approx \omega_2$ să fie acceptabilă. În această situaţie, media aritmetică şi cea geometrică sunt aproximativ egale, astfel încât se poate **aproxima** că frecvenţa de rezonanţă este în **mijlocul benzii**:

$$\omega_0 = \frac{\omega_1 + \omega_2}{2} \tag{4.41}$$

După cum s-a menţionat anterior, curbele de rezonanţă din figurile 4.8 sau 4.9 au forma tipică a unor funcţii selective. Rezultă că se pot defini caracteristicile de selectivitate:

$$s_I = \left.\frac{I_S(\omega)}{I_0}\right|_{U=\text{const.}} \quad \text{sau} \quad s_{I_{dB}} = 20 \cdot \lg\left.\left(\frac{I_S(\omega)}{I_0}\right)\right|_{U=\text{const.}} \tag{4.42s}$$

pentru COS, respectiv

$$s_U = \left.\frac{U_D(\omega)}{U_0}\right|_{I=\text{const.}} \quad \text{sau} \quad s_{U_{dB}} = 20 \cdot \lg\left.\left(\frac{U_D(\omega)}{U_0}\right)\right|_{I=\text{const.}} \tag{4.42d}$$

pentru COD.

Definiţiile (4.42) sunt naturale în sensul că se referă la mărimile maximizate la rezonanţă în cazul fiecărui tip de circuit oscilant. Totuşi, ţinând cont că în cazul COS se produce rezonanţa de tensiune, iar în cazul COD rezonanţa de curent, definiţiile (4.42) pot părea contradictorii. Din acest motiv, mai există şi următoarele două definiţii ale selectivităţii:

$$s_U = \left.\frac{U_C(\omega)}{U_{C_0}}\right|_{U=\text{const.}} \quad \text{sau} \quad s_{U_{dB}} = 20 \cdot \lg\left(\frac{U_L(\omega)}{U_{L_0}}\right)\Bigg|_{U=\text{const.}} \tag{4.43s}$$

pentru COS, respectiv

$$s_I = \left.\frac{I_L(\omega)}{I_{L_0}}\right|_{I=\text{const.}} \quad \text{sau} \quad s_{U_{dB}} = 20 \cdot \lg\left(\frac{I_L(\omega)}{I_{L_0}}\right)\Bigg|_{I=\text{const.}} \tag{4.43d}$$

pentru COD.
În (4.42) şi (4.43), rapoartele sunt între amplitudinile mărimilor respective la o frecvenţă oarecare şi amplitudinile corespunzătoare la rezonanţă.
Caracteristicile (4.43) şi (4.42) se reprezintă grafic asemănător cu curbele din figurile 4.8 şi 4.9. De altfel, în apropierea frecvenţei de rezonanţă cele două curbe de selectivitate sunt foarte apropiate (practic se vor suprapune):

$$s_U = \frac{U_L(\omega)}{U_{L_0}} = \frac{L\omega I_S}{L\omega_0 I_0} = \frac{\omega}{\omega_0}\frac{I_S}{I_0} = \frac{\omega}{\omega_0} s_I \approx s_I \tag{4.44s}$$

$$s_I = \frac{I_L(\omega)}{I_{L_0}} = \frac{L\omega U_D}{L\omega_0 U_0} = \frac{\omega}{\omega_0}\frac{U_D}{U_0} = \frac{\omega}{\omega_0} s_U \approx s_U \tag{4.44d}$$

Din (4.42), ţinând cont şi de expresiile impedanţei COS/admitanţei COD (4.18), se poate deduce o ecuaţie a curbei de selectivitate valabilă pentru ambele tipuri de circuite oscilante.

$$\text{COS:}\ s = \frac{I_S}{I_0} = \frac{\frac{U}{Z}}{\frac{U}{Z_0}} = \frac{Z_0}{Z} = \frac{R}{R\sqrt{1+(\beta Q_S)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+(\beta Q_S)^2}}$$

$$\text{COD:}\ s = \frac{U_D}{U_0} = \frac{\frac{I}{Y}}{\frac{I}{Y_0}} = \frac{Y_0}{Y} = \frac{\frac{1}{R}}{\frac{1}{R}\sqrt{1+(\beta Q_D)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1+(\beta Q_D)^2}}$$

Aşadar, curba generală de selectivitate are ecuaţia:

$$s = \frac{1}{\sqrt{1+(\beta Q)^2}} \tag{4.45}$$

Expresia (4.45) se poate aproxima în funcţie de domeniul în care funcţionează circuitul:

- În domeniul de frecvenţe apropiat de rezonanţă $\omega \approx \omega_0$, $\beta \approx \frac{2(\Delta\omega)}{\omega_0}$;

$$s \approx \frac{1}{\sqrt{1+4Q^2\left(\frac{\Delta\omega}{\omega_0}\right)^2}} \tag{4.46}$$

- În domeniul de frecvenţe îndepărtat de rezonanţă $\omega >> \omega_0$, $\beta \approx \frac{\omega}{\omega_0}$, $\beta Q >> 1$;

$$s \approx \frac{1}{\beta Q} \tag{4.47}$$

unde Q este Q_S sau Q_D după cum circuitul oscilant este serie sau paralel.
Observaţie:
Formula (4.39) de determinare a lărgimii de bandă este valabilă doar la atenuarea de 3dB, sau, echivalent, corespunzătoare selectivităţii $s = \frac{1}{\sqrt{2}}$, adică $(\beta Q)_{\frac{1}{\sqrt{2}}} = \pm 1$.

În cazul general, pentru o selectivitate oarecare – s – căreia îi corespunde un dezacord $(\beta Q)_s = \pm\sigma$, expresia lărgimii de bandă – B_s – este dată de expresia:

$$B_s = \sigma \cdot B_{3dB} \qquad (4.48)$$

Aceasta se deduce imediat, dacă în (4.35) se impune condiţia $\beta Q = \pm\sigma$. Rezolvând aceleaşi ecuaţii ca şi în (4.36) şi (4.37), rezultă:

$$\omega_1 = \omega_0\left(\sqrt{1+\frac{\sigma}{4Q^2}} - \frac{\sigma}{2Q}\right);\ \omega_2 = \omega_0\left(\sqrt{1+\frac{\sigma}{4Q^2}} + \frac{\sigma}{2Q}\right),$$

de unde (4.48) este imediată, ţinând cont şi de (4.38).

De exemplu, selectivităţii $s = \frac{1}{2}$ îi corespunde dezacordul $(\beta Q)_{\frac{1}{2}} = \pm\sqrt{3}$. Rezultă că banda corespunzătoare atenuării de 6dB $\left(20 \cdot \lg\left(\frac{1}{2}\right) \approx -6\right)$ va fi $B_{6dB} = \sqrt{3} \cdot B_{3dB}$.

4.6. APLICAŢII

1. Să se dimensioneze un COD cu frecvenţa de rezonanţă $f_0 = \frac{1}{2\pi}\text{MHz}$, $B_{3dB} = 10\text{kHz}$ şi impedanţa la rezonanţă $\underline{Z}_0 = 50\text{k}\Omega$.

$$\underline{Z}_0 = R \Rightarrow R = 50\text{k}\Omega$$

$$2\pi f\sqrt{LC} = 1 \Leftrightarrow \sqrt{LC} = 10^{-6} \Leftrightarrow LC = 10^{-12};$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^6\,\frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$B_{3dB} = \frac{\omega_0}{Q} \Leftrightarrow Q = \frac{B_{3dB}}{\omega_0} = 10^2$$

$$Q = \omega_0 RC = \omega_0 \underline{Z}_0 C \Leftrightarrow C = \frac{Q}{\omega_0 \underline{Z}_0} = \frac{10^2}{10^6 \cdot 50 \cdot 10^4} = 2 \cdot 10^{-10} = 0{,}2\text{nF}$$

$$L = \frac{LC}{C} = \frac{10^{-12}}{2 \cdot 10^{-10}} = 5 \cdot 10^{-3} = 5\text{mH}$$

2. Un COD este realizat cu o bobină de inductanţă $L = 5\text{mH}$ şi un condensator $C = 200\text{pF}$. La rezonanţă, impedanţa circuitului este $\underline{Z}_0 = 50\text{k}\Omega$. Circuitul este alimentat de un generator de curent sinusoidal, cu amplitudinea $I = 0{,}1\text{mA}$, pe frecvenţa de rezonanţă. Care este tensiunea la bornele circuitului? Cu câţi dB se micşorează această tensiune dacă frecvenţa generatorului de curent se modifică cu 0,5%? Capetele benzii se pot considera echidistante faţă de frecvenţa de rezonanţă.

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 10^6\,\frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$\underline{Z}_0 = R \Rightarrow R = 50\text{k}\Omega$$

$$Q = \omega_0 RC = 10^6 \cdot 50 \cdot 10^4 \cdot 200 \cdot 10^{-12} = 100$$

$$U_0 = R \cdot I = 50\text{k}\Omega \cdot 0{,}1\text{mA} = 5\text{V}$$

$$B_{3dB} = \frac{\omega_0}{Q} = 10^4\,\frac{\text{rad}}{\text{s}} \Rightarrow \omega_1 = 995 \cdot 10^3\,\frac{\text{rad}}{\text{s}};\ \omega_2 = 1005 \cdot 10^3\,\frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Se observă că $\omega_0(1 \pm 5\%) = \omega_{2,1}$, deci tensiunea U_0 se micşorează cu 3dB.

3. Un COD cu frecvenţa de rezonanţă $f_0 = \frac{10}{2\pi}\text{MHz}$, factorul de calitate $Q = 100$ şi capacitatea $C = 100\text{pF}$ este alimentat de un generator de curent sinusoidal, cu amplitudinea $I = 0{,}1\text{mA}$, pe frecvenţa de acord. Ce tensiune va măsura la bornele circuitului un voltmetru electronic (gradat în valori de vârf) dacă impedanţa sa internă este infinită? Dar dacă această impedanţă este o capacitate cu valoarea $C_V = \left(\frac{1}{995^2} - 10^{-6}\right)\cdot 10^{-4}\text{F}$?

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 10^7 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$Q = \omega_0 RC \Leftrightarrow 10^2 = 10^7 \cdot R \cdot 100 \cdot 10^{-12} \Rightarrow R = \frac{10^2}{10^{-3}} = 100\text{k}\Omega$$

$$U_0 = R \cdot I = 100\text{k}\Omega \cdot 0{,}1\text{mA} = 10\text{V}$$

$$L = \frac{1}{\omega_0^2 C} = \frac{1}{10^{14} \cdot 100 \cdot 10^{-12}} = 0{,}1 \cdot 10^{-3} = 0{,}1\text{mH}$$

Banda COD este:

$$B_{3dB} = \frac{\omega_0}{Q} = 10^5 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \Rightarrow \omega_1 = 9950 \cdot 10^3 \frac{\text{rad}}{\text{s}}; \omega_2 = 10050 \cdot 10^3 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Capacitatea internă a voltmetrului se conectează în paralel cu COD, deci va afecta capacitatea C. Noua valoare a acesteia va fi:

$$C_1 = C + C_V = 10^{-10} + \left(\frac{1}{995^2} - 10^{-6}\right)\cdot 10^{-4} = \frac{1}{995^2}\cdot 10^{-4}\text{F}$$

Rezultă că circuitul nu va mai fi la rezonanţă, astfel că va trebui recalculată tensiunea la bornele circuitului în aceste condiţii.

Noua frecvenţă de rezonanţă devine:

$$\omega_0' = \frac{1}{\sqrt{LC_1}} = 995 \cdot 10^4 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Se observă că $\omega_0' = \omega_1$, deci atenuarea va fi de -3dB. Rezultă că voltmetrul va indica tensiunea $U_1 = \frac{U_0}{\sqrt{2}} = 5\sqrt{2}\text{V}$.

5. OSCILTOARE DIN SISTEMELE DE EMISIE – RECEPŢIE

5.1 OSCILATOARE CU REACŢIE

În sistemele tehnice pot exista patru tipuri de oscilaţii:

1. Oscilaţiile proprii ale sistemului:
    - În sistem izolat, când din exterior se primeşte un şoc (de curent sau tensiune);
    - Tipul oscilaţiei este dat de parametrii sistemului.
2. Oscilaţiile forţate:
    - Au loc sub acţiunea unor forţe exterioare, periodice, ce acţionează independent de ceea ce se petrece în sistem;
    - Tipul oscilaţiei este dat de condiţiile externe, dar intervin şi parametrii sistemului.
3. Oscilaţii parametrice, care sunt provocate de o forţă exterioară, prin modificarea ritmică a unui parametru al sistemului;
4. Autooscilaţiile, care apar în sistem în lipsa oricăror acţiuni exterioare:
    - Caracterul lor este dictat exclusiv de natura sistemului;
    - Sursa de oscilaţii face parte din sistem (sursa de alimentare).

Schema bloc a unui oscilator cu reacţie este prezentată în figura 5.1

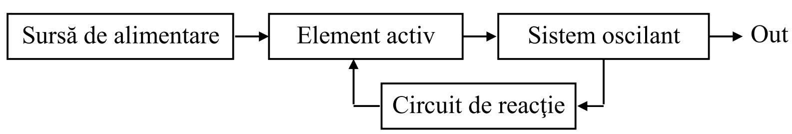


Fig. 5.1: Schema bloc a oscilatorului

De regulă, între sistemul oscilant şi sarcină există un circuit de adaptare.
Dintr-un „motiv” oarecare, în sistemul oscilant apar oscilaţii (de exemplu, la cuplarea alimentării), care se transmit prin circuitul de reacţie şi comandă deschiderea ritmică (în ritmul lor) a elementului activ, timp în care se injectează energie de la sursa de alimentare către sistemul oscilant. Rezultă că oscilaţia nu se stinge, ci, dimpotrivă, creşte, crescând astfel şi reacţia, deschizând şi mai puternic elementul activ, ş.a.m.d., până la saturarea acestuia (curentul rămâne constant, deşi creşte tensiunea de comandă), moment ce corespunde stabilizării oscilaţiilor.
Se poate observa că oscilaţia este dictată numai de parametrii schemei, în principal de sistemul oscilant. Principalii parametri ai oscilaţiilor sunt următorii:

- Frecvenţa oscilaţiei: f_0;
- Amplitudinea oscilaţiei: U;
- Puterea oscilaţiei: P;
- Stabilitatea frecvenţei: $\frac{\Delta f}{f_0}$;
- Stabilitatea amplitudinii: $\frac{\Delta U}{U}$;
- Puritatea oscilaţiilor (dacă se generează şi oscilaţii nedorite, având alte frecvenţe).

5.2 OSCILATOARE MONOCIRCUIT

Se numesc astfel pentru că există un singur circuit oscilant (se mai numesc şi oscilatoare în trei puncte). Prima problemă care se pune în realizarea unui oscilator este stabilirea condiţiilor pentru ca sistemul să devină oscilant.

5.2.1 Ecuaţia oscilatorului

Deducerea condiţiilor de oscilaţie se poate face în principal în două moduri:

- Se analizează în ce condiţii un amplificator devine oscilator (devine instabil);
- Excluzând sursa de alimentare (cu parametri constanţi în timp), se analizează din punct de vedere alternativ restul elementelor.

Se grupează componentele schemei în doi cuadripoli legaţi în paralel (figura 5.2):

- Elementul activ este cuadripolul activ, QA;
- Restul elementelor formează cuadripolul pasiv, QP.

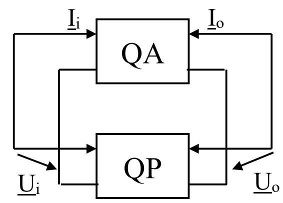


Fig. 5.2
Schema bloc a oscilatorului cu reacţie

Ecuaţiile QA sunt:

$$\begin{cases} \underline{I}_{i_1} = \underline{y}_{a_{11}} \underline{U}_i + \underline{y}_{a_{12}} \underline{U}_o \\ \underline{I}_{o_1} = \underline{y}_{a_{21}} \underline{U}_i + \underline{y}_{a_{22}} \underline{U}_o \end{cases}$$

Ecuaţiile QP sunt:

$$\begin{cases} -\underline{I}_{i_1} = \underline{I}_2 = \underline{y}_{p_{11}} \underline{U}_i + \underline{y}_{p_{12}} \underline{U}_o \\ -\underline{I}_{o_1} = \underline{I}_{o_2} = \underline{y}_{p_{21}} \underline{U}_i + \underline{y}_{p_{22}} \underline{U}_o \end{cases}$$

Prin sumare, rezultă sistemul:

$$\begin{cases} 0 = \underline{I}_{i_1} + \underline{I}_{i_2} = \underline{U}_i \left(\underline{y}_{a_{11}} + \underline{y}_{p_{11}}\right) + \underline{U}_o \left(\underline{y}_{a_{12}} + \underline{y}_{p_{12}}\right) := \underline{U}_i \underline{y}_{11} + \underline{U}_o \underline{y}_{12} \\ 0 = \underline{I}_{o_1} + \underline{I}_{o_2} = \underline{U}_i \left(\underline{y}_{a_{21}} + \underline{y}_{p_{21}}\right) + \underline{U}_o \left(\underline{y}_{a_{22}} + \underline{y}_{p_{22}}\right) := \underline{U}_i \underline{y}_{21} + \underline{U}_o \underline{y}_{22} \end{cases}$$

Din prima ecuaţie, rezultă:

$$\underline{U}_i = -\frac{\underline{y}_{12}}{\underline{y}_{11}} \cdot \underline{U}_o$$

Înlocuind în ecuaţia a doua, se obţine:

$$0 = \underline{U}_o \left(-\frac{\underline{y}_{12}\underline{y}_{21}}{\underline{y}_{11}} + \underline{y}_{22} \right) \Rightarrow \underline{U}_o \left(\underline{y}_{11}\underline{y}_{22} - \underline{y}_{12}\underline{y}_{21}\right) = 0 \qquad (5.1)$$

Similar, exprimând $\underline{U}_o$ din prima ecuaţie şi înlocuind în a doua, rezultă:

$$\underline{U}_i \left(\underline{y}_{11}\underline{y}_{22} - \underline{y}_{12}\underline{y}_{21}\right) = 0 \qquad (5.1')$$

În concluzie, legile de modificare ale semnalelor de intrare şi de ieşire sunt aceleaşi, adică: dacă la ieşire există un semnal cu frecvenţa şi amplitudinea constante, semnalul de intrare va avea aceleaşi proprietăţi. Rezultă că oscilatorul este stabilizat.

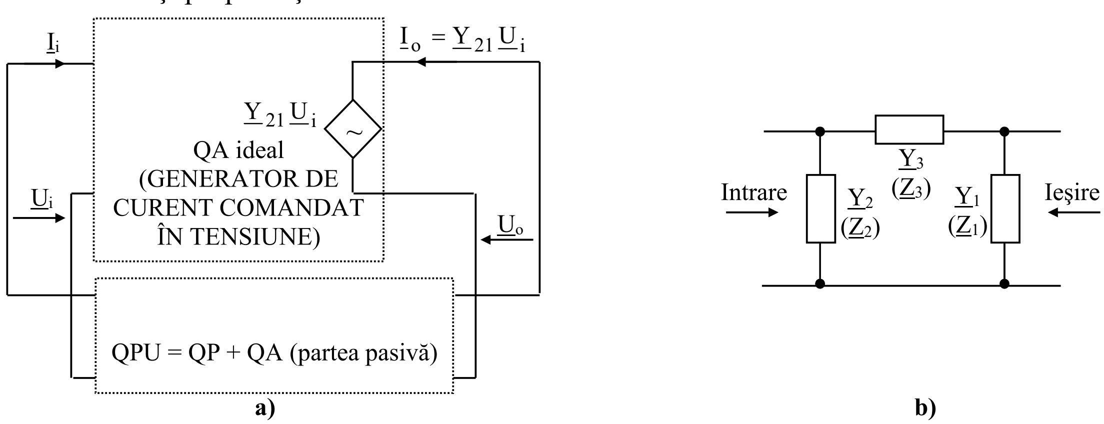


Fig. 5.3

a) Quadripolul activ (QA) şi cel pasiv unificat (QPU)
b) Modelarea QPU

În proiectare, cuadripolul activ QA se consideră ideal (sursă de curent), iar partea sa pasivă se înglobează în QP, rezultând astfel QPU (cuadripol pasiv unificat) – figura 5.3a.

$$[\underline{Y}_a] := \begin{bmatrix} \underline{y}_{a_{11}} & \underline{y}_{a_{12}} \\ \underbrace{\underbrace{\underline{y}_{a_{21}}}_{\underline{y}_{a21}-\underline{y}_{a12}+\underline{y}_{a12}}}_{\underline{Y}_{21}} & \underline{y}_{a_{22}} \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \underline{y}_{a_{11}} & \underline{y}_{a_{12}} \\ \underline{y}_{a_{12}} & \underline{y}_{a_{22}} \end{bmatrix}}_{\text{QA}-\text{partea pasivă}} + \underbrace{\begin{bmatrix} 0 & 0 \\ \underline{S}_1 & 0 \end{bmatrix}}_{\text{QA ideal}}$$

Mărimea $\underline{Y}_{21} = \underline{y}_{a_{21}} - \underline{y}_{a_{12}}$ se numeşte panta medie (a elementului activ), notată $\underline{S}_1$ în cazul tuburilor electronice – triode sau pentode; în cazul tranzistoarelor – bipolare sau cu efect de câmp – notaţia uzuală este g_m), iar QPU se echivalează cu un circuit (cuadripol) în π (deoarece schemele π şi T sunt cele mai simple reprezentări ale diporţilor (cuadripolilor) – în consecinţă şi cele mai utilizate în modelările practice), ca în figura 5.3b.

Elementul activ are de obicei trei terminale, astfel că pentru dispozitivele de acest tip s-a consacrat denumirea de oscilator în trei puncte.

5.2.2 Tipuri de oscilatoare în trei puncte

O schemă generală poate fi observată în figura 5.4a şi poate fi redesenată ca în figura 5.4b.

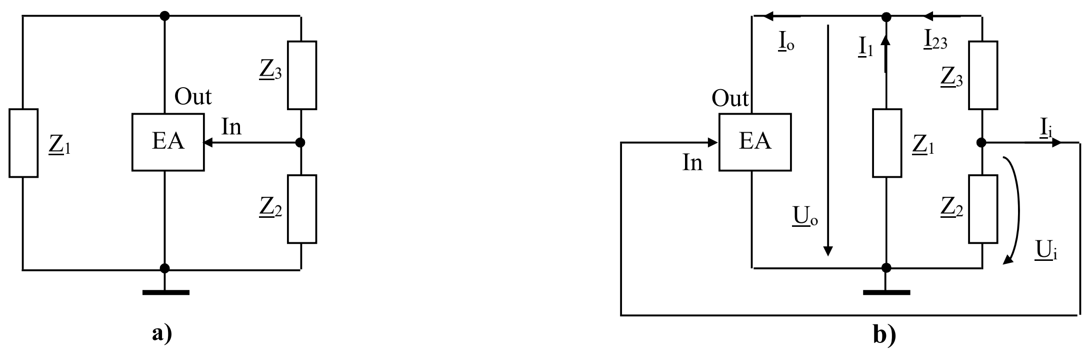


Fig. 5.4
Oscilatorul în 3 puncte

Cu notaţia $\underline{U}_i = \underline{Z}_{cdă}\underline{I}_o$, dacă se caută relaţia între $\underline{U}_i$ şi $\underline{I}_o$, conform circuitului din figura 5.4b, rezultă:

$$\begin{cases} \underline{I}_o = -\dfrac{\underline{U}_o}{\underline{Z}_{ech}} = \underline{I}_1 + \underline{I}_{23} \\ \underline{I}_1 = \dfrac{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}\underline{I}_o = -\dfrac{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3} \cdot \dfrac{\underline{U}_o}{\underline{Z}_{ech}} \\ \underline{I}_{23} = \dfrac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}\underline{I}_o = -\dfrac{\underline{Z}_1}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3} \cdot \dfrac{\underline{U}_o}{\underline{Z}_{ech}} \end{cases}$$

Considerând că $\underline{I}_i << \underline{I}_{23}$, sau într-o exprimare echivalentă, că $\underline{Z}_{i_{EA}} >> \underline{Z}_2$, sau că reţeaua $\underline{Z}_2$, $\underline{Z}_3$ se poate aproxima ca un divizor de tensiune, expresia impedanţei echivalente devine:

$$\underline{Z}_{ech} = \underline{Z}_1 \parallel (\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3) = \frac{\underline{Z}_1(\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3)}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}$$

În aceeaşi ipoteză, se obţine relaţia evidentă între tensiunile $\underline{U}_i$ şi $\underline{U}_o$:

$$\underline{U}_i = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}\underline{U}_o = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}\underline{Z}_{ech}\underline{I}_o$$

Cu acestea, se obţine:

$$\underline{U}_i = -\frac{\underline{Z}_1\underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3}\underline{I}_o = \underline{Z}_{cdă}\underline{I}_o$$

Prin identificare, rezultă:

$$\underline{Z}_{cdă} = -\frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3} \tag{5.2}$$

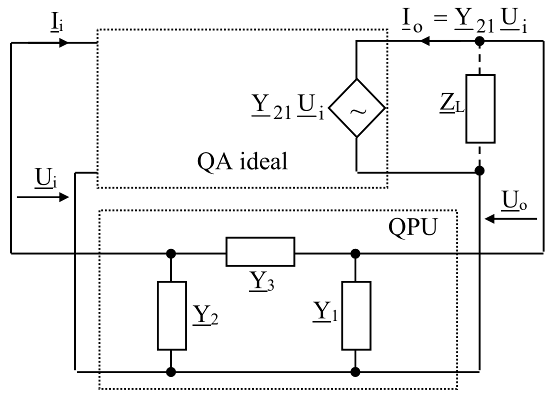


Fig. 5.5: Schema bloc a unui oscilator în 3 puncte

În condiţiile menţionate, schema bloc a unui oscilator în trei puncte este cea din figura 5.5, în care s-a reluat modelarea ideală a elementului activ din figura 5.3a şi a cuadripolui pasiv unificat (QPU) din figura 5.3b. Pentru acesta sunt evidente relaţiile:

$$\begin{cases} \underline{Y}_{\pi 11} = \left.\dfrac{\underline{I}_i}{\underline{U}_i}\right|_{\underline{U}_o=0} = \underline{Y}_2 + \underline{Y}_3 = \underline{y}_{p11} \\ \underline{Y}_{\pi 12} = \left.\dfrac{\underline{I}_i}{\underline{U}_o}\right|_{\underline{U}_i=0} = -\underline{Y}_3 = \underline{y}_{p12} \\ \underline{Y}_{\pi 21} = \left.\dfrac{\underline{I}_o}{\underline{U}_i}\right|_{\underline{U}_o=0} = -\underline{Y}_3 = \underline{y}_{p21} \\ \underline{Y}_{\pi 22} = \left.\dfrac{\underline{I}_o}{\underline{U}_o}\right|_{\underline{U}_i=0} = \underline{Y}_1 + \underline{Y}_3 = \underline{y}_{p22} \end{cases} \tag{5.3}$$

Revenind acum la relaţiile (5.1) sau (5.1'), este evident că singura soluţie care prezintă interes din punctul de vedere al generării la ieşire a unei oscilaţii nenule este:

$$\underline{y}_{11}\underline{y}_{22} - \underline{y}_{12}\underline{y}_{21} = 0, \tag{5.4}$$

Ţinând cont de (5.3) şi de faptul că $\underline{y}_{21} = \underline{Y}_{21} + \underline{y}_{p21} = \underline{Y}_{21} - \underline{Y}_3$, relaţia (5.4) devine:

$$\left(\underline{Y}_2 + \underline{Y}_3\right)\left(\underline{Y}_1 + \underline{Y}_3\right) + \underline{Y}_3\left(\underline{Y}_{21} - \underline{Y}_3\right) = 0$$

Se obţine:

$$\underline{Y}_{21} = -\frac{\underline{Y}_1\underline{Y}_2 + \underline{Y}_2\underline{Y}_3 + \underline{Y}_3\underline{Y}_1}{\underline{Y}_3}$$

Exprimând impedanţa de comandă (5.2) în funcţie de admitanţe, se obţine:

$$\underline{Z}_{cdă} = -\frac{\dfrac{1}{\underline{Y}_1\underline{Y}_2}}{\dfrac{1}{\underline{Y}_1} + \dfrac{1}{\underline{Y}_2} + \dfrac{1}{\underline{Y}_3}} = -\frac{\underline{Y}_3}{\underline{Y}_1\underline{Y}_2 + \underline{Y}_2\underline{Y}_3 + \underline{Y}_3\underline{Y}_1} = \frac{1}{\underline{Y}_{21}} \Leftrightarrow \underline{Y}_{21}\underline{Z}_{cdă} = 1 \tag{5.5}$$

Pe circuitul din figura 5.5 sunt evidente relaţiile:

$$\underline{Z}_L = -\frac{\underline{U}_o}{\underline{I}_o} = -\frac{\underline{U}_o}{\underline{U}_i} \cdot \frac{\underline{U}_i}{\underline{I}_o} \Leftrightarrow \underline{Z}_{cdă} = -\underline{Z}_L \underline{\beta},$$

în care $\underline{Z}_L$ este impedanţa (complexă) echivalentă de sarcină pe care lucrează oscilatorul, iar

$$\underline{\beta} = \underline{\beta}(\omega) = \frac{\underline{U}_i}{\underline{U}_o} \qquad (5.6)$$

este factorul (coeficientul) de reacţie, numit şi **caracteristica de frecvenţă** a oscilatorului.
În aceste condiţii, ecuaţia oscilatorului (condiţia de autooscilaţie) devine:

$$-\underline{Y}_{21}\underbrace{\underline{Z}_L\underline{\beta}}_{\underline{Z}_{cdă}} = 1 \qquad (5.7)$$

Observaţie:

După cum s-a arătat anterior – relaţia (2.18) – un etaj descris prin parametrii săi **y** are amplificarea în tensiune: $\underline{A}_U = -\underline{y}_{21}\underline{Z}_L^{'}$ unde $\underline{y}_{21} = \pm g_m$, funcţie de conexiunea în care lucrează dispozitivul activ (se reaminteşte că în cazul tranzistoarelor, $\underline{y}_{21} \cong g_m$ în cazul conexiunilor EC sau SC şi $\underline{y}_{21} \cong -g_m$ în cazul conexiunilor BC şi CC, respectiv GC şi DC). În aceste condiţii, relaţia (5.7) se poate scrie şi în forma:

$$\underline{\beta}\underline{A}_U = 1 \qquad (5.7')$$

cunoscută (şi) sub numele de "relaţia lui Barkhausen"

Revenind la (5.7), dacă se notează $\underline{Y}_{21} = Y_{21}e^{j\varphi_y}$; $\underline{\beta} = \beta e^{j\varphi_\beta}$; $\underline{Z}_L = Z_L e^{j\varphi_z}$, din ecuaţia (complexă a) oscilatorului se obţin următoarele relaţii (reale):

$$\begin{cases} Y_{21}Z_L\beta = 1 & \text{(ecuaţia amplitudinilor)} \\ \varphi_y + \varphi_\beta + \varphi_z = (2k+1)\pi & \text{(ecuaţia fazelor)} \end{cases}$$

Rezultă că această ecuaţie (a oscilatorului) oferă un răspuns următoarelor întrebări:

1. Când există condiţii de oscilaţie? – Dacă $Y_{21}Z_L\beta = 1$. Rezultă că pentru autooscilaţie se impune $Y_{21}Z_L\beta > 1$ (să existe cu siguranţă condiţia de amorsare a oscilaţiei).
2. Oscilaţia este continuă (neîntreruptă)? – Da, pentru că soluţia este permanentă (există un regim permanent nenul al ei).
3. Există mai multe soluţii (frecvenţe de oscilaţie)? – Da. Pentru a vedea care este oscilaţia ce se stabileşte în circuit la conectarea oscilatorului, trebuie studiat regimul tranzitoriu al acestuia.

Deoarece $\underline{Z} = r + jX$, iar în practică se folosesc bobine şi condensatoare cu factor de calitate foarte bun, rezultă că $\frac{r}{X} << 1$, astfel că $\underline{Z}_{cdă} = \frac{X_1X_2}{r_1 + r_2 + r_3 + j(X_1 + X_2 + X_3)}$

Reanalizând ecuaţia oscilatorului sub forma (5.5), pentru cazul $\underline{Y}_{21} = Y_{21} \in \mathbf{R}$, rezultă $\underline{Z}_{cdă} \in \mathbf{R}$, de unde se obţine condiţia (de fază):

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0. \qquad (5.8)$$

Cum reactanţele sunt funcţii de frecvenţă, rezultă că cerinţa (5.8) (condiţia de fază) se îndeplineşte pentru anumite frecvenţe (soluţiile ecuaţiei). Altfel spus, această relaţie permite calculul frecvenţei de oscilaţie.

După cum $Y_{21} \in \mathbf{R}_+$ sau $Y_{21} \in \mathbf{R}_-$, (adică după cum elementul activ este inversor, respectiv neinversor ca **amplificator de tensiune**) sunt posibile două cazuri:

- Dacă $Y_{21} \in \mathbf{R}_+$ (cazul montajelor în conexiunile EC, SC $\left(\underline{Y}_{21} \cong \underline{y}_{21} \cong g_m\right)$ sau KC $\left(\underline{Y}_{21} = S_1 \cong S\right)$ – după cum elementul activ este un tranzistor bipolar, tranzistor cu efect de câmp sau tub electronic – din (5.5) rezultă că $\underline{Z}_{cdă} \in \mathbf{R}_+$ şi cum $r_1 + r_2 + r_3 > 0$, rezultă că $X_1X_2 > 0$, adică într-un astfel de oscilator reactanţele X_1 şi X_2 sunt de aceeaşi natură (fie ambele inductive, fie ambele capacitive).

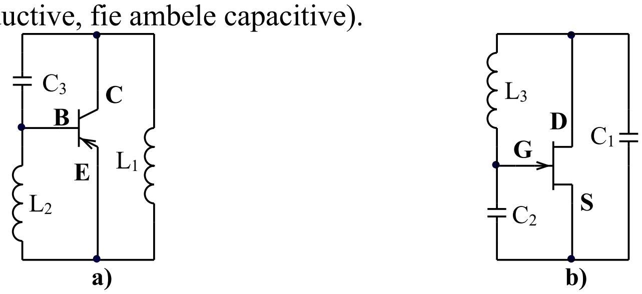


Fig. 5.6: Scheme echivalente în c.a. ale oscilatoarelor EC sau SC în 3 puncte:
a) cu priză pe bobină (Hartley);
b) cu priză pe condensator (Colpitts).

De asemenea, pentru îndeplinirea relaţiei de fază, este evident că reactanţa X_3 trebuie să fie de tipul opus reactanţelor X_1 şi X_2.
Sunt posibile două cazuri (figura 5.6):

- $X_1 > 0; X_2 > 0 \Rightarrow X_3 < 0 \Rightarrow$ oscilator în 3 puncte inductiv (Hartley);
- $X_1 < 0; X_2 < 0 \Rightarrow X_3 > 0 \Rightarrow$ oscilator în 3 puncte capacitiv (Colpitts);

Revenind acum la ecuaţia oscilatorului (5.7), este evident că dacă $Y_{21} \in \mathbf{R}_+$, atunci trebuie ca $\underline{\beta}\underline{Z}_L \in \mathbf{R}_-$. Ţinând cont şi de (5.6):

$$\underline{\beta} = \frac{\underline{U}_i}{\underline{U}_o} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3} \cong -\frac{X_2}{X_2 + X_3}$$, rezultă că se impune condiţia

$$\underline{\beta} < 0 \Leftrightarrow \frac{X_2}{X_2 + X_3} < 0 \qquad (5.9)$$

Cum X_2 şi X_3 au naturi diferite, rezultă că (5.9) poate avea orice semn, ceea ce limitează alegerea frecvenţei de oscilaţie la domeniul în care acesta este negativ.

- Dacă $Y_{21} \in \mathbf{R}_-$ (cazul montajelor în conexiunile BC sau CC, GC sau DC, GC $\left(\underline{Y}_{21} \cong \underline{y}_{21} \cong -g_m\right)$ sau GC, AC $\left(\underline{Y}_{21} = -S_1 \cong -S\right)$ – cazul tubrilor electronice), din (5.5) rezultă că $\underline{Z}_{cdă} \in \mathbf{R}_-$ şi cum $r_1 + r_2 + r_3 > 0$, rezultă că $X_1 X_2 < 0$, adică într-un astfel de oscilator reactanţele X_1 şi X_2 sunt de naturi diferite (una inductivă, cealaltă capacitivă), iar X_3 poate avea orice natură, cu condiţia îndeplinirii relaţiei de fază (5.8). În figura 5.7 sunt prezentate schemele echivalente în c.a ale oscilatoarelor de tip Colpitts şi Hartley în conexiunile BC sau GC, respectiv CC sau DC.

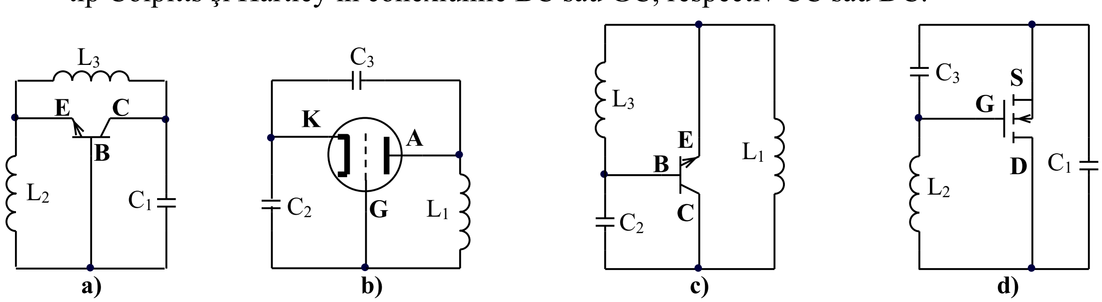


Fig. 5.7: Scheme echivalente în c.a. ale oscilatoarelor de tip BC sau CC în 3 puncte:
a) Hartley în conexiune BC;
b) Colpitts în conexiune GC;
c) Hartley în conexiune CC;
d) Colpitts în conexiune DC.

Reanalizând şi în acest caz ecuaţia oscilatorului (5.7), rezultă că dacă $Y_{21} \in \mathbf{R}_-$, atunci se impune ca $\underline{\beta}\underline{Z}_L \in \mathbf{R}_+$. Ţinând cont şi de (5.6), rezultă condiţia

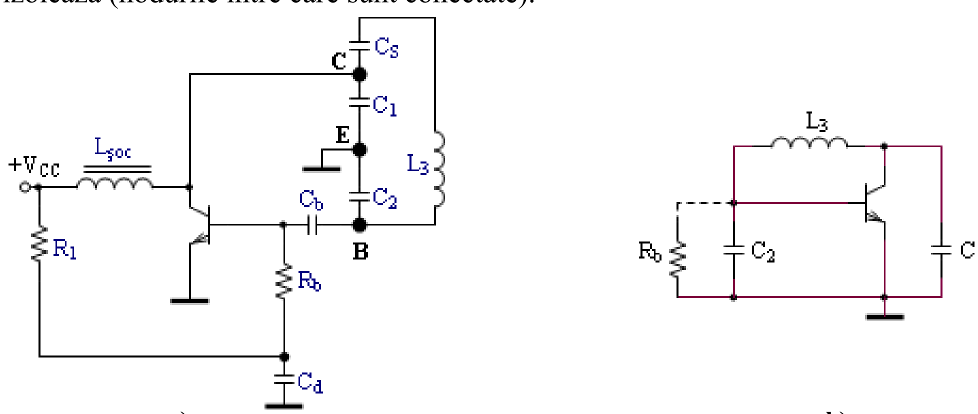
$$\underline{\beta} > 0 \Leftrightarrow \frac{X_2}{X_2 + X_3} > 0 \tag{5.10}$$

La conexiunile de tip CC (figura 5.7c,d) X_2 şi X_3 au naturi diferite, astfel că (5.10) poate avea orice semn, deci alegerea frecvenţei de oscilaţie este limitată la domeniul în care acesta $\underline{\beta} = \underline{\beta}(\omega) > 0$. În schimb, la conexiunile de tip BC (figura 5.7a,b) X_2 şi X_3 au aceeaşi natură, astfel că din (5.10) rezultă că $\underline{\beta} = \underline{\beta}(\omega) > 0, \forall\omega$.

În figura 5.8a este reprezentată o schemă de oscilator de tip Colpitts (în conexiunea EC), iar în figura 5.8b schema sa echivalentă în regim dinamic. Se pot face următoarele observaţii în legătură cu rolul componentelor:

- C_s – condensator de separare (izolează baza tranzistorului (B) de colectorul acestuia (C) în c.c.; în absenţa sa B şi C ar fi scurtcircuitate în c.c. de rezistenţa foarte mică a bobinei L_3, astfel că tranzistorul nu s-ar putea polariza corect – ar funcţiona ca o diodă; evident că la frecvenţa de oscilaţie reactanţa sa trebuie să fie neglijabilă comparativ cu reactanţele circuitului oscilant C_1, C_2, L_3);
- $L_{şoc}$ – bobină de şoc: este caracterizată de o inductanţă mare (de obicei bobinele de şoc sunt realizate pe un miez feromagnetic), astfel că reactanţa lor în c.a. este foarte mare. Evident că în c.c. bobina de şoc intervine în circuit ca orice bobină, adică prezintă o rezistenţă foarte mică. Rezultă că $L_{şoc}$ are rolul de a asigura polarizarea (colectorului) tranzistorului (în c.c.), izolându-l de masă în c.a.;
- C_d – condensator de decuplare (parţială) a rezistenţei $R_1 + R_b$ care polarizează baza tranzistorului;

Într-o exprimare echivalentă, se poate spune despre C_s, C_d şi $L_{şoc}$ că sunt de tipul C_∞, respectiv L_∞. Se poate remarca (încă o dată!) comportarea duală a condensatorului şi a bobinei în c.a.: un condensator de capacitate mare scurtcircuitează, o bobină de inductanţă mare izolează (nodurile între care sunt conectate).



a) b)

Fig. 5.8: Oscilator de tip Colpitts:

a) Schema electrică
b) Schema echivalentă în regim dinamic (în c.a.)

În figura 5.9a este reprezentată o schemă de oscilator de tip Hartley realizată cu un TECJ (tranzistor cu efect de câmp cu grilă joncţiune), iar în figura 5.9b schema sa echivalentă în regim dinamic. Se pot face următoarele observaţii în legătură cu rolul componentelor:

- C_d – condensator de decuplare a sursei de alimentare, V_{DD};
- C – asigură închiderea dinamică (punctul G este scurtcircuitat la grilă din punctul de vedere al c.a., la frecvenţa de oscilaţie);
- R_S, C_S – grup de polarizare automată (asigură PSF-ul într-o anumită clasă de funcţionare, în cazul de faţă SC (sursă comună): capacitatea C_S scurtcircuitează R_S la frecvenţa de oscilaţie, adică este de tipul C_∞;
- R_1, R_2 – divizorul de tensiune ce asigură polarizarea grilei.

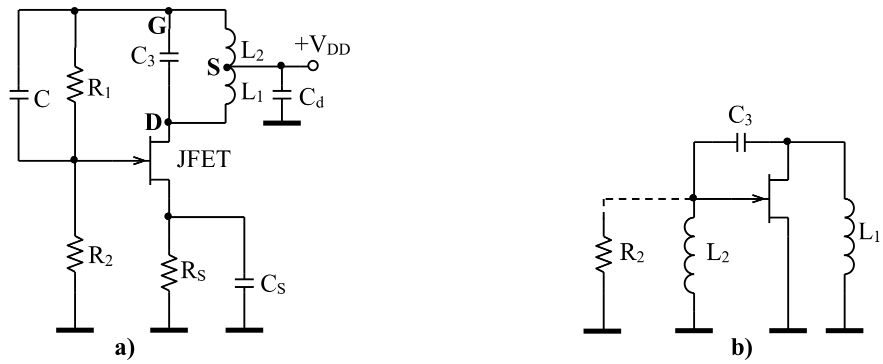


Fig. 5.9: Oscilator de tip Hartley:

a) Schema electrică
b) Schema echivalentă în regim dinamic (în c.a.)

<u>Observaţie</u>:
După cum se poate observa în figurile 5.8b şi 5.9b, în schemele dinamice apar şi rezistenţele R_b, respectiv R_2, în paralel pe C_2, respectiv L_2, ceea ce afectează valoarea impedanţei $\underline{Z}_2$. Pentru ca această influenţă să fie neglijabilă, se impune ca rezistenţele să fie mari comparativ cu reactanţele, la frecvenţa de oscilaţie:

$$\begin{cases} R_b >> \dfrac{1}{\omega_{osc} C_2} \\ R_2 >> \omega_{osc} L_2 \end{cases} \tag{5.11}$$

O modalitate de a asigura acest lucru a fost folosită la schema din figura 5.8a (Colpitts), prin "divizarea" rezistenţei R_1 care polarizează baza în $R_1 + R_b$, R_1 fiind decuplată de C_d, iar R_b îndeplinind condiţia de mai sus. Evident că dacă este necesar se poate proceda similar şi cu rezistenţa R_2 din figura 5.9, dar cum în acest caz elementul activ este un TEC (al cărui curent de grilă este practic nul), rezultă că rezistenţele R_1 şi R_2 (care asigură divizorul de polarizare a grilei) pot avea valori foarte mari, deci R_2 poate îndeplini cu uşurinţă cerinţa (5.11).

În figura 5.10 este ilustrat modul în care se asigură deschiderea tranzistorului: nivelul de polarizare a bazei trebuie să depăşească tensiunea de deschidere (sau de prag, după cum elementul activ este TB sau TEC): $|E_p| > |E_t|$ (figurile 5.8 şi 5.9: grupurile $R_1 + R_b$ şi R_1, R_2 respectiv).

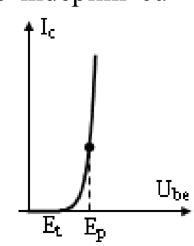


Fig. 5.10
Polarizarea bazei

Este necesară asigurarea funcţionării cu un anumit unghi de conducţie (într-o anumită clasă de funcţionare) – grupul R_bC_b serie cu C_d, respectiv R_SC_S.

Funcţionarea este următoarea:
La cuplarea tensiunii E_a rezultă o tensiune pozitivă în bază care deschide tranzistorul, astfel că apare o injecţie de energie în circuitul oscilant. Apar astfel oscilaţii ce se transmit (şi) la intrare (în bază); rezultă creşterea curentului de colector i_C, adică o mărire a injecţiei de energie în circuitul oscilant, ceea ce măreşte nivelul semnalului de la intrare ş.a.m.d. Este mecanismul tipic al reacţiei pozitive. Când se ajunge la saturaţie ($i_C \cong$ ct. deşi u_{BE} creşte), amplitudinea oscilaţiilor nu se mai măreşte, rezultă că şi reacţia devine constantă, adică regimul de lucru se stabilizează (amplitudinea oscilaţiilor devine constantă).

5.3 AMORSAREA OSCILAŢIILOR (Regimuri de autoexcitaţie)

Panta elementului activ (amplificarea) depinde de nivelul tensiunii de intrare şi de clasa de funcţionare (figura 5.11).

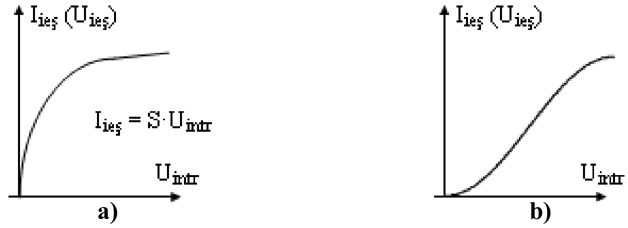


Fig. 5.11: Clase de funcţionare

a) Clasa A

b) Clasa C

Amorsarea în clasa A (amorsare uşoară)

Panta elementului activ (EA) > panta circuitului de reacţie (CR) –figura 5.12a.

La cuplarea alimentării E_a va apărea tensiunea de intrare U_1. Fenomenele continuă astfel: $U_1 \xrightarrow{EA} U_1' \xrightarrow{CR} U_2 \xrightarrow{EA} U_2' > U_1' \Rightarrow$ oscilaţiile cresc până la saturare (stabilizare), care se petrece în pct. A (figura 5.12a).

Este evident că dacă panta elementului activ < panta circuitului de reacţie, oscilaţiile se sting, după cum se poate vedea în figura 5.12b.

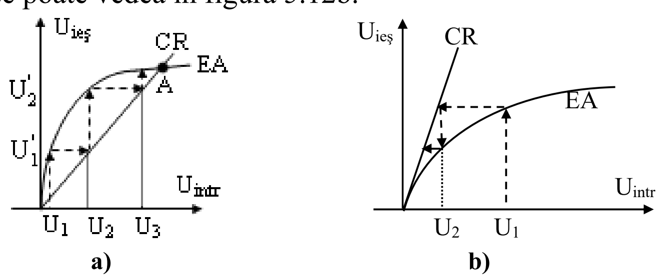


Fig. 5.12: Amorsarea oscilaţiilor în clasa A

a) Funcţionarea stabilă

b) Oscilaţii amortizate

Rezultă că funcţionarea în clasa A are avantajul amorsării uşoare (la cuplarea alimentării), dar şi dezavantajul unui semnal de ieşire de amplitudine mică şi a randamentului nesatisfăcător.

Amorsarea în clasa C (amorsare dificilă)

După cum se poate vedea în figura 5.13, dacă $U_{intr} < U_1$, atunci panta elementului activ < panta circuitului de reacţie, astfel că amorsarea este imposibilă. Rezultă că autooscilaţia necesită un şoc extern (asigurarea, în momentul cuplării tensiunii E_a, a unei tensiuni de intrare $U_{intr} > U_1$). Totuşi, lucrul în clasa C prezintă avantajul randamentului foarte bun.

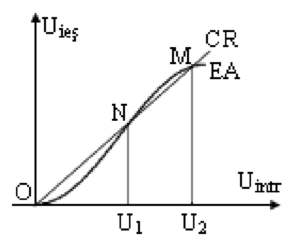


Fig. 5.13

Amorsarea în clasa C

Amorsarea mixtă

Acest mod de lucru încearcă să combine avantajele celor două metode precedente. Astfel, amorsarea are loc în clasa A, iar lucrul în clasa C. Acest regim de lucru este posibil prin utilizarea grupului de polarizare automată (figura 5.14).

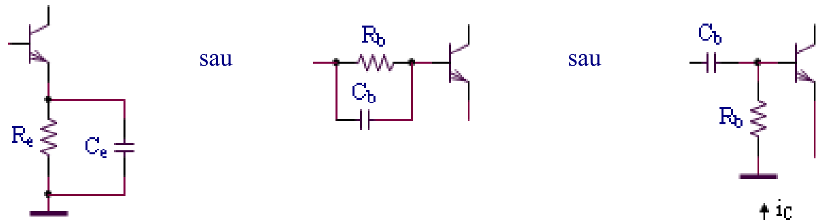


Fig. 5.14
Grupuri de polarizare automată

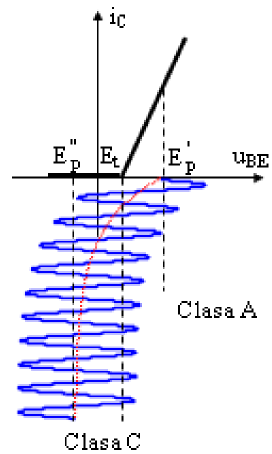


Fig. 5.15
Amorsarea mixtă

Se porneşte cu $E_p^{'} > E_t$ (clasă A). Rezultă oscilaţii, astfel că se măreşte tensiunea în emitor, adică se negativează baza faţă de emitor, deci nivelul de polarizare migrează spre $E_p^{''}$, unde se stabilizează în clasă C (figura 5.15). Dacă $E_p^{''}$ este prea mare, atunci curentul i_C este tăiat complet, deci oscilaţia se întrerupe şi se reia. Rezultă astfel pachete de oscilaţii urmate de pauze, acest mod de lucru fiind denumit regim de automodulaţie.

5.4 INSTABILITATEA OSCILTOARELOR

5.4.1 Instabilitatea frecvenţei

Semnalul de ieşire al unui oscilator este de forma $u_{ieş} = (U + \Delta U)\cos(\omega_0 t + \varphi(t))$, adică este variabil, atât ca amplitudine cât şi ca fază (frecvenţă).
Amplitudinea se poate corecta în etajele următoare, dar nu şi frecvenţa. Rezultă că este necesară o stabilitate foarte bună a frecvenţei.
Abaterea în frecvenţă poate fi estimată ca:

- Variaţie absolută: $\Delta\omega = \omega(t) - \omega_0 = \dfrac{\partial \varphi(t)}{\partial t}$;
- Variaţie relativă: $y = \dfrac{\Delta f}{f_0} = \dfrac{\Delta\omega}{\omega_0} = \dfrac{1}{\omega_0} \cdot \dfrac{\partial \varphi(t)}{\partial t}$.

Ca urmare, condiţia de stabilitate se poate exprima fie prin precizarea lui $\Delta\omega$, fie prin precizarea lui y, acesta din urmă măsurat în [p.p.m.] (părţi pe milion). Exemplu:
De exemplu, $y = 10^{-6}$ caracterizează (de regulă) un oscilator foarte bun. La oscilatoarele cu cuarţ, $y = 10^{-12}...10^{-16}$; precizarea stabilităţii în oricare din formele menţionate are relevanţă numai prin precizarea frecvenţei:

$$\left.\begin{aligned} y = 10^{-6} &= 1\text{p.p.m.} \\ f_0 &= 1\text{MHz} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \Delta f = 1\text{Hz} \Rightarrow \text{ mare stabilitate.}$$

Principalii factori destabilizatori sunt:

i. Variaţia temperaturii, care provoacă variaţia parametrilor schemei, de unde rezultă deriva termică a frecvenţei;
ii. Variaţia tensiunii de alimentare, care provoacă deriva electronică a frecvenţei (datorată modificării parametrilor componentelor schemei – ai elementului activ în special);
iii. Modificarea sarcinii oscilatorului (impedanţa de intrare a etajului următor), care are drept consecinţă fenomenul cunoscut sub numele de “târâre” în frecvenţă;

iv. Vibraţiile mecanice, care au ca efect microfonia (modificarea frecvenţei în ritmul şocurilor);
v. Cuplajele electrice sau magnetice cu circuite învecinate, cărora li se datorează "paraziţii" injectaţi;
vi. Modificări ale condiţiilor de mediu (presiune, umiditate, etc.).

Principalul element ce asigură stabilitatea unui oscilator este stabilitatea parametrilor circuitului oscilant.

5.4.2 Modalităţi de creştere a stabilităţii

1. Menţinerea constantă a parametrilor circuitului oscilant, numită şi metoda de stabilizare parametrică: este limitată, deoarece nu asigură stabilitatea faţă de toţi factorii destabilizatori;
2. Utilizarea unor scheme sau regimuri de funcţionare mai puţin afectate de factorii destabilizatori. Ca exemplu, s-ar putea menţiona oscilatoarele cu două circuite oscilante. Acestea se numesc astfel deoarece în schema oscilatorului în 3 puncte, două dintre cele trei reactanţe sunt circuite oscilante cu un anumit comportament la frecvenţa de lucru. Electrodul dintre ele se numeşte electrod comun (figura 5.15a).

De exemplu, pe circuitul din figura 5.16a, în care s-a reprezentat un oscilator în conexiunea KC (catod comun) se presupune că:

- $X_1 = X_L$ pe frecvenţa de lucru
- $X_3 = X_C$ pe frecvenţa de lucru

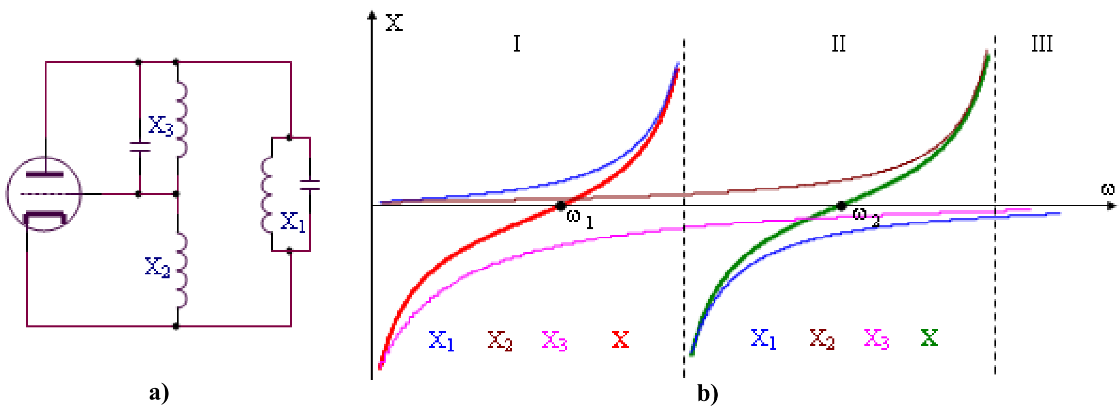


Fig. 5.16: Oscilator în trei puncte în conexiunea KC

a) Schema în c.a.
b) Determinarea frecvenţei de oscilaţie

Teoretic, condiţia de fază a oscilatorului, $X_1 + X_2 + X_3 = 0$, se poate îndeplini pe două frecvenţe, ω_1 şi ω_2 (figura 5.16b), care împart axa frecvenţelor în 3 domenii:

- Zona I: $X_1 \equiv L; X_2 \equiv L; X_3 \equiv C \Rightarrow$ oscilaţii;
- Zona II: $X_1 \equiv C; X_2 \equiv L; X_3 \equiv C \Rightarrow$ nu oscilează (X_1 şi X_2 au naturi diferite);
- Zona III: $X_1 \equiv C; X_2 \equiv C; X_3 \equiv C \Rightarrow$ nu oscilează (X_1, X_2 şi X_3 au aceeaşi natură);

Rezultă că numai frecvenţa ω_1 poate fi utilizată pentru oscilator.

Soluţia aplicată în cele mai frecvent utilizate scheme este următoarea:

- Un circuit oscilant care să fie separat de sarcină, care asigură stabilitatea frecvenţei;
- Un circuit oscilant care asigură cuplajul cu sarcina, adică asigură coeficientul de reacţie şi deci nivelul de putere cerut pentru oscilaţii. Acest circuit oscilant este afectat de variaţiile impedanţei de sarcină, influenţa sa asupra frecvenţei de oscilaţie ω_1 fiind însă mică.

5.5 OSCILATOARE CU CUARŢ

Cuarţul este un cristal de SiO_2, anizotrop pe cele trei axe:

- Ox – axa optică;
- Oy – axa mecanică;
- Oz – axa electrică.

Cristalul de cuarţ se taie în lamele subţiri, sub diferite unghiuri faţă de axe, obţinându-se astfel comportamente diverse, funcţie de scopul urmărit.
Relaţia dintre frecvenţa electrică şi modul de oscilaţie mecanică este de tipul:

$$f = \frac{N}{d} \cdot n,$$

unde:

- N este un coeficient specific unghiului de tăiere;
- d este dimensiunea tăieturii: $d_{min} = 0{,}2...0{,}3mm$, pentru a se asigura o rigiditate mecanică rezonabilă;
- n este armonica mecanică de oscilaţie.

Dacă la bornele cuarţului se aplică o tensiune cu frecvenţa variabilă, reactanţa acestuia este de asemenea variabilă, fiind caracterizată de o curbă în genul celei prezentate în figura 5.17b, în care se poate observa că:

- La frecvenţa $\omega = \omega_s$ reactanţa cuarţului este nulă $(X = 0)$, comportament specific unui circuit oscilant serie (COS) la rezonanţă.
- La frecvenţa $\omega = \omega_p$ reactanţa cuarţului este infinită $(X \to \infty)$, comportament specific unui circuit oscilant derivaţie (COD) la rezonanţă.

Rezultă că din punctul de vedere al curentului alternativ, cuarţul are o schemă echivalentă ce conţine două circuite oscilante (figura 5.17a); în această schemă, $C_0 = 3{,}2...4{,}2pF$ este (se numeşte) capacitatea de montaj.

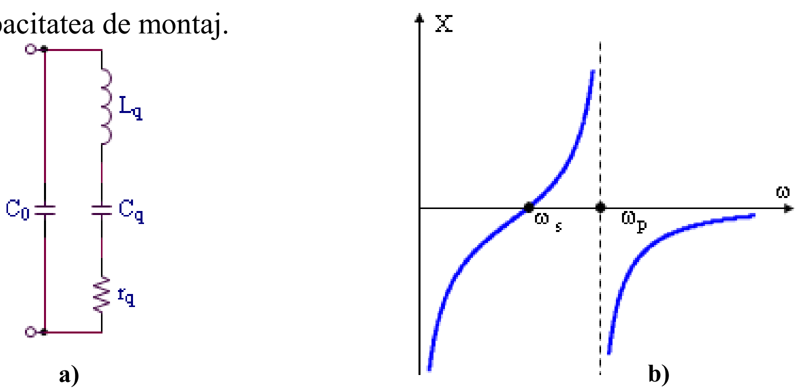


Fig. 5.17: Cristalul de cuarţ

a) Schema echivalentă
b) Caracteristica de frecvenţă

Analizând circuitul din figura 5.17a, se pot determina cele două frecvenţe de rezonanţă:

- $\omega_q = \omega_s = \dfrac{1}{\sqrt{L_q C_q}}$ (relaţia Thomson aplicată COS format din r_q, L_q, şi C_q);
- Neglijând r_q, impedanţa echivalentă a circuitului devine:

$$\underline{Z}_{ech} = \frac{1}{j\omega C_0} \parallel \left(j\omega L_q + \frac{1}{j\omega C_q} \right) = \frac{\frac{1}{j\omega C_0}\left(j\omega L_q + \frac{1}{j\omega C_q} \right)}{\frac{1}{j\omega C_0} + j\omega L_q + \frac{1}{j\omega C_q}} = j \cdot \frac{\frac{1}{\omega^2 C_0 C_q} - \frac{L_q}{C_0}}{\omega L_q - \frac{1}{\omega C_0} - \frac{1}{\omega C_q}}$$

La rezonanţă, impedanţa COD este infinită, astfel că ω_p se obţine anulând numitorul:

$$\omega_p L_q - \frac{1}{\omega_p C_0} - \frac{1}{\omega_p C_q} = 0 \Leftrightarrow \omega_p = \sqrt{\frac{1}{L_q}\left(\frac{1}{C_0} + \frac{1}{C_q}\right)} = \sqrt{\frac{1}{L_q C_q}\left(1 + \frac{C_q}{C_0}\right)}$$

Ţinând cont de expresia stabilită pentru ω_p, rezultă:

$$\omega_p = \omega_s \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_0}} \cong \omega_s \left(1 + \frac{C_q}{2C_0}\right), \text{ pentru } C_q << C_0 . \qquad (5.12)$$

Intervalul $\lfloor \omega_s ; \omega_p \rfloor$ este numit interval de rezonanţă; $\frac{\omega_p - \omega_s}{\omega_s} = 10^{-4} ... 10^{-2}$.

Pentru cuarţuri ce lucrează la frecvenţe de ordinul MHz, lungimea intervalului de rezonanţă este de câţiva kHz. Rezultă că sunt greu de pus în evidenţă ω_s şi ω_p atunci când cuarţul oscilează. Frecvenţa inscripţionată pe cuarţ este de regulă ω_s.

Rezistenţa r_q caracterizează pierderile (cuarţul este totuşi un sistem real, nu ideal):

$$\underline{Z}_q = r_q + jX_q$$

Se defineşte şi un factor de calitate al cuarţului, ca şi la circuitele oscilante:

$$Q_q = \frac{\rho}{r_q} = 10^4 ... 10^7 \text{ (foarte ridicat)},$$

unde s-a notat cu ρ valoarea (comună a) reactanţei (inductive sau capacitive) la rezonanţă.

Observaţie:

Pentru $\omega < \omega_s$, cuarţul prezintă un caracter capacitiv, ca urmare nu prezintă vreun interes practic deosebit (ar fi un „condensator” prea scump);

Pentru $\omega_s < \omega < \omega_p$, cuarţul prezintă un caracter inductiv, cu o valoare mare a inductanţei ($0,1...1H$ - datorită factorului de calitate extrem de ridicat). Ca urmare, acesta este domeniul de frecvenţă în care s-au dezvoltat aplicaţii practice, care constau în oscilatoare care folosesc fie reactanţa echivalentă a cuarţului (cu caracter inductiv), fie rezonanţa serie.

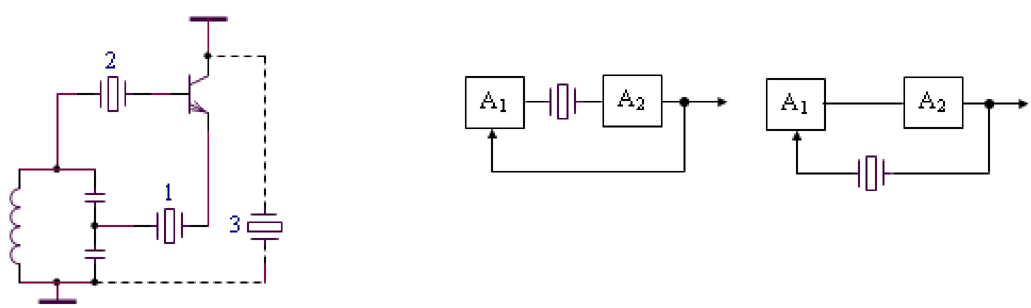
5.5.1 Oscilatoare care folosesc rezonanţa serie a cuarţului

Pot fi în două variante:

Cu cuarţul conectat între elementul activ şi sistemul oscilant (figura 5.18a)

Pot fi 3 cazuri, în funcţie de poziţia cuarţului, toate cu aplicaţii în domeniul frecvenţelor foarte mari (FÎ).

În figura 5.18b este prezentat un amplificator cu două etaje, cu reacţie pozitivă asigurată de cuarţ, cu aplicaţii în domeniul frecvenţelor mai mici.



a) b)

Fig. 5.18: Scheme bloc de oscilatoare cu cuarţ bazate pe rezonanţa serie

a) Cuarţul ca element de cuplaj a sistemului oscilant la elemental activ
b) Cuarţul ca element de cuplaj a amplificatoarelor

În figura 5.19a este prezentată o schemă de oscilator de tip Colpitts (în conexiune BC), în care cuarţul Q are rolul de a cupla semnalul de reacţie la intrarea tranzistorului T. Cum (din punctul de vedere al semnalului de reacţie) cuarţul formează un divizor (de tensiune) cu rezistenţa R_e (care în schema de c.a. apare în paralel cu impedanţa de intrare a tranzistorului), este evident că acest cuplaj este eficient atunci când semnalul de reacţie are frecvenţa egală cu ω_s (frecvenţa de rezonanţă serie a cristalului de cuarţ), adică atunci când impedanţa acestuia este minimă (egală cu r_q). De asemenea, este evident că în această situaţie, frecvenţa de oscilaţie este fixată de elementele L_3, C_1 şi C_2, ca la orice oscilator Colpitts. În consecinţă, această frecvenţă trebuie să fie egală cu ω_s, deci L_3, C_1 şi C_2 trebuie dimensionate în consecinţă.
Mai trebuie precizat şi faptul că, datorită factorului de calitate foarte ridicat, banda cuarţului este extrem de mică (se poate aproxima foarte bine că cuarţul este un sistem selectiv ideal, adică banda sa (în jurul frecvenţei ω_s) este nulă). Rezultă că pentru armonici ale frecvenţei de oscilaţie, sau pentru orice alţi paraziţi cu frecvenţa diferită de ω_s, cuarţul va prezenta o impedanţă extrem de mare, anulând astfel reacţia circuitului. În concluzie, prezenţa cuarţului are un efect favorabil şi asupra formei (sinusoidale) a semnalului de ieşire.
S-a menţionat mai sus că R_e apare în schema dinamică în paralel cu impedanţa de intrare a tranzistorului. Aceasta este dependentă de frecvenţă, în general după o lege descrescătoare. Rezultă un efect este defavorabil, în sensul micşorării rezistenţei echivalente R_e || Rezistenţa de intrare a tranzistorului.
De asemenea, la deducerea relaţiei (5.2), s-a presupus că impedanţa de intrare a elementului activ este foarte mare.

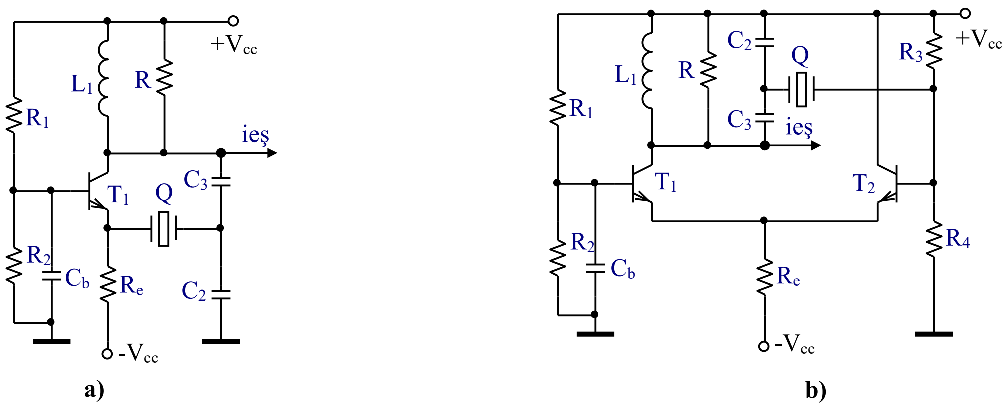
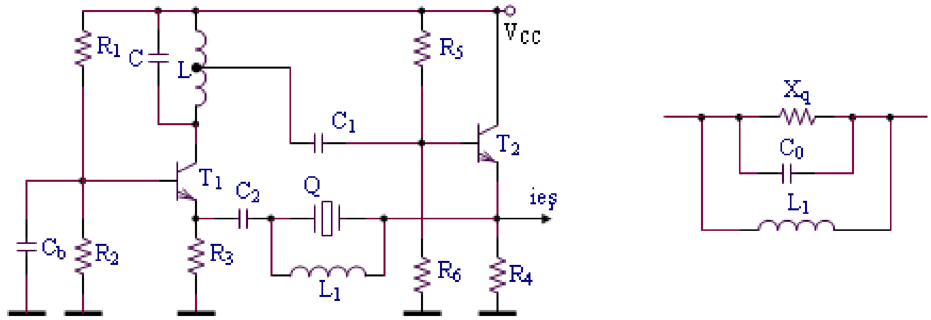


Fig. 5.19: Scheme de oscilatoare cu cuarţ bazate pe rezonanţa serie
a) Oscilator Colpitts (în conexiunea BC)
a) Variantă cu impedanţă de intrare mare (cu amplificator diferenţial)

Pentru a rezolva această problemă, se poate considera schema din figura 5.19b. Din punctul de vedere al generării oscilaţiilor, aceasta este identică cu schema analizată anterior (un oscilator Colpitts realizat în jurul tranzistorului T_1 – figura 5.19a). Ceea ce le diferenţiază, este aplicarea semnalului de reacţie, care în acest caz se face prin intermediul tranzistorului T_2, conectat în conexiunea CC (repetor pe emitor), caracterizată de o impedanţă de intrare foarte mare. Este clar că în acest mod se asigură o situaţie mai favorabilă atât pentru aplicarea (5.2) – care totuşi este o relaţie simplificată (elementul activ este considerat ideal) – pentru determinarea frecvenţei de oscilaţie, cât şi pentru aplicarea reacţiei, mărind factorul de divizare al reţelei Q (cuarţ), în serie cu R_e paralel cu impedanţa de intrare a tranzistorului. Aceasta din urmă devine impedanţa de intrare a tranzistorului T_2, mărită datorită conexiunii (CC) în care este utilizat.



a) **b)**

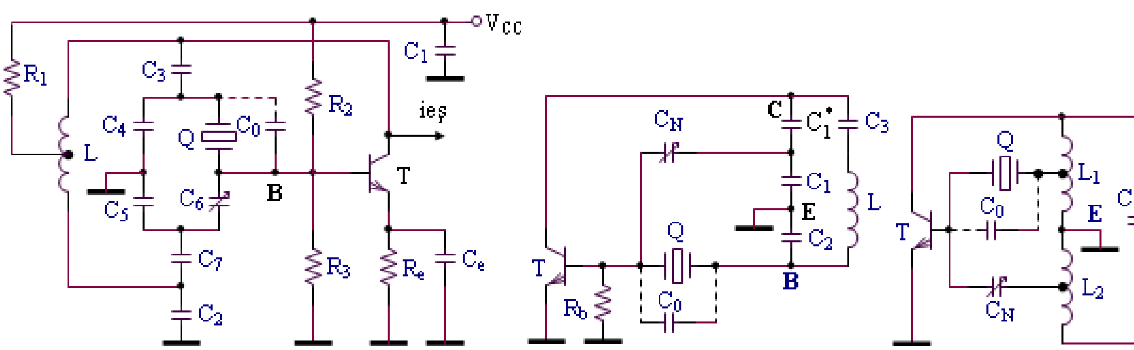
Fig. 5.20: Oscilator de tip Butler

a) Schema elecrică
b) Compensarea efectului capacităţii de montaj, C_0

În figura 5.20a este prezentată schema unui oscilator de tipul celor din figura 5.18b, cunoscut şi sub numele de montaj Butler. Etajul realizat în jurul tranzistorului T_1 este un amplificator selectiv, în conexiune BC (condensatorul C_b pune baza la masă în c.a.). Sarcina acestui etaj o constituie circuitul acordat LC, care stabileşte astfel frecvenţa de oscilaţie a întregului etaj şi care trebuie să fie ω_s (frecvenţa de rezonanţă serie a cuarţului). Etajul realizat în jurul lui T_2 este acelaşi repetor pe emitor discutat mai sus, cu rolul de a asigura o impedanţă de intrare mare a buclei de reacţie. Semnalul de la ieşirea amplificatorului selectiv este aplicat repetorului pe emitor prin condensatorul C_1. Cuarţul Q preia semnalul de ieşire al repetorului pe emitor şi-l aplică la intrarea amplificatorului, eventual prin condensatorul de cuplaj C_2, care însă poate lipsi datorită impedanţei mari a cuarţului în afara intervalului de rezonanţă. Cum cuarţul este extrem de selectiv în frecvenţă, rezultă că reacţia se va manifesta practic numai pe frecvenţa ω_s, adică circuitul va oscila pe această frecvenţă, cu semnal de ieşire sinusoidal din motivele expuse la schema anterioară.

Se observă că în paralel cu cuarţul apare inductanţa L_1. Rolul acesteia este de a compensa efectul capacităţii de montaj C_0. L_1 se dimensionează astfel încât frecvenţa de rezonanţă a circuitului L_1C_0 să fie ω_s. Rezultă că la rezonanţă există un circuit acordat derivaţie (COD) – figura 5.20b – deci impedanţa acestuia este foarte mare. În acest mod, oscilaţiile cu frecvenţa ω_s (de obicei FÎ) sunt forţate să treacă prin cuarţ şi nu prin C_0. Acest procedeu se mai numeşte neutrodinare (sau neutralizare) a efectului capacităţii C_0. În absenţa circuitului oscilant L_1C_0 există pericolul ca armonici ale frecvenţei ω_s să fie favorizate de C_0, astfel încât să ajungă la intrarea amplificatorului T_1, distorsionând astfel semnalul de ieşire.

Alte variante de neutralizare a efectului C_0 sunt prezentate în figura 5.21.



a) **b)** **c)**

Fig. 5.21: Scheme de neutralizare a efectului C_0 prin utilizarea unor punţi echilibrate

Toate cele 3 montaje se bazează pe punţi echilibrate. Astfel, în cazul schemei din figura 5.21a, C_6 asigură echilibrarea punţii $C_4C_5C_6Q$ (neutralizarea efectului lui C_0) la frecvenţa de lucru, $\omega = \omega_s$ (când $C_0 \parallel X_q \approx C_0$): $C_4C_6 = C_5C_0$, adică în B este punct de masă;
Pentru $\omega \neq \omega_s \Rightarrow C_4C_6 \neq C_5(C_0 \parallel X_q)$, rezultă că $u(B) \neq 0$, adică oscilatorul nu lucrează corect din punctul de vedere al îndeplinirii condiţiei de oscilaţie.
În figurile 5.21b şi 5.21c se prezintă schemele echivalente în c.a. ale unor oscilatoare de tip Colpitts, respectiv Hartley ce folosesc pentru neutralizarea efectului lui C_0 o capacitate (suplimentară), C_N. Semnalul ce trece prin C_0 este anulat de cel ce trece prin C_N, dacă punţile (C_N, C_1, C_2, $C_0||Q$, respectiv C_N, $L_{2\ superior}$, $L_{1\ inferior}$, $C_0||Q$) sunt în echilibru, ceea ce se întâmplă pentru $\omega = \omega_s$.
Observaţie:
La schemele ce folosesc reactanţa serie a cuarţului $(X_q \cong 0)$, în cazul defectării acestuia, se pot scurtcircuita punctele între care este conectat şi oscilatorul lucrează în continuare, dar cu stabilitate redusă.

5.5.2 Oscilatoare care folosesc reactanţa inductivă a cuarţului

Cuarţul lucrează în intervalul de rezonanţă, $\omega_s < \omega < \omega_p$, unde are caracter inductiv.

Rezultă că în schemele clasice de oscilatoare în 3 puncte, una din inductanţe se va înlocui cu un cristal de cuarţ, schemele lor în c.a. fiind prezentate în figura 5.22.

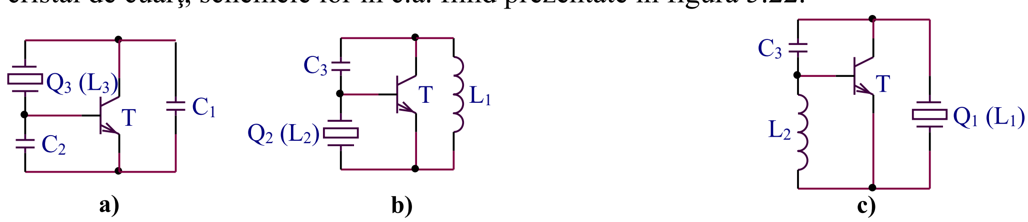


Fig. 5.22: Scheme de oscilatoare bazate pe reactanţa inductivă a cuarţului
a) Schemă de tip Colpitts
b) c) Scheme de tip Hartley

Schema de tip Hartley (figura 5.22a) se mai numeşte montaj Pierce şi este foarte avantajoasă pentru o producţie de serie (mare), fiind fără bobine (numai cu componente R,C); din acest motiv se poate integra (singura componentă externă circuitului integrat rămânând cuarţul). Este foarte frecvent utilizată la ceasuri electronice.
În figura 5.23 sunt prezentate două scheme tipice de oscilatoare Pierce; se poate observa că sunt schemele cunoscute de oscilatoare Colpitts, în care bobina se înlocuieşte cu cristalul de cuarţ.

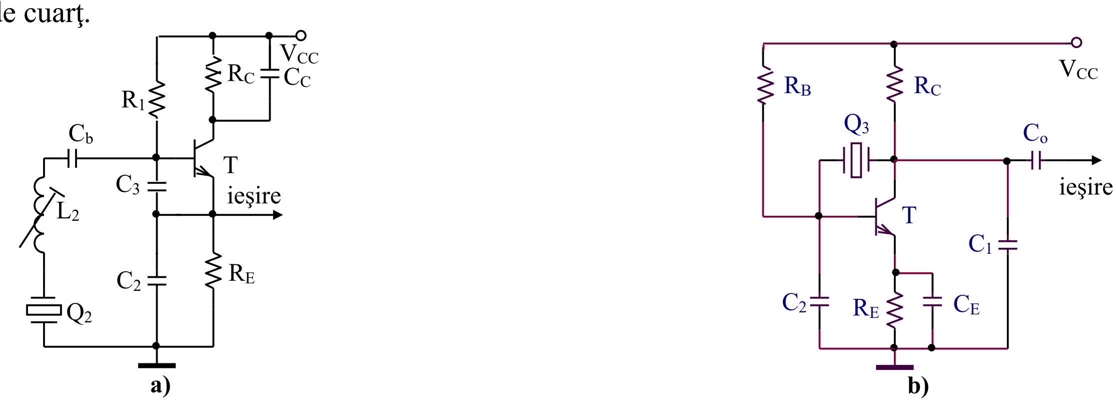


Fig. 5.23: Oscilatoare de tip Pierce
a) În conexiune CC
b) În conexiune EC

Se poate observa că la schema din figura 5.23a a "apărut" inductanţa semireglabilă L_2. Rolul acesteia este de a permite o „corecţie" a frecvenţei cuarţului. Aceasta reprezintă o mică deplasare în frecvenţă (de ordinul cel mult al sutelor de Hz – mici în raport cu frecvenţele de lucru uzuale) a frecvenţei de rezonanţă a cuarţului şi se realizează prin intermediul unor elemente reactive (L sau C, dar cu precădere C, deoarece există capacităţi reglabile - trimere), conectate fie serie, fie paralel cu cuarţul. Efectul reglajului frecvenţei de rezonanţă a cuarţului poate fi observat în figura 5.24c.

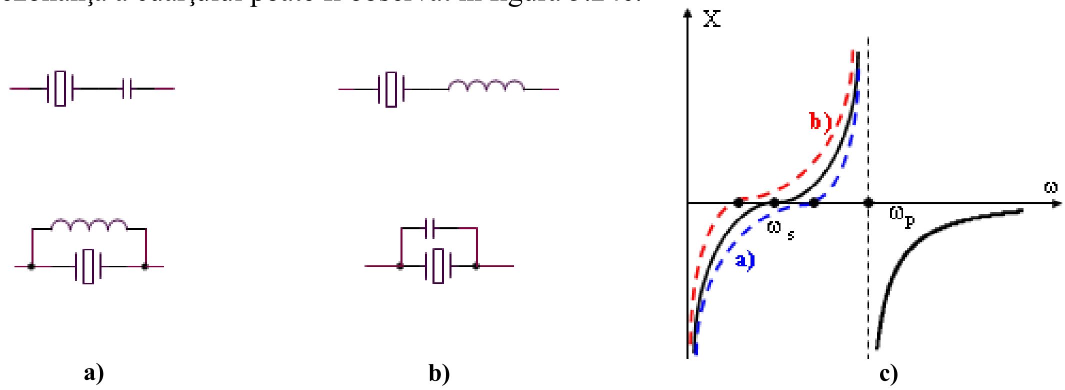


Fig. 5.24: Corecţia frecvenţei (de rezonanţă a) cristalului de cuarţ

a) Scheme pentru mărirea frecvenţei;
b) Scheme pentru micşorarea frecvenţei;
c) Caracteristica de frecvenţă.

Valorile tipice ale capacităţii de ajustare sunt $(4...5)C_0$:

$$\left.\begin{aligned} C_{ajustare} &= (4...5)C_0 \\ C_0 &= 3{,}2...4{,}2pF \end{aligned}\right\} \Rightarrow C_{ajustare} = 15...20pF$$

5.6 APLICAŢII

5.6.1. Să se proiecteze oscilatorul din figura 5.25a, astfel încât să se obţină frecvenţa de oscilaţie $f_H = 10MHz$. Se va considera că la frecvenţa de oscilaţie L_B este o bobină de şoc (decuplează rezistenţele divizorului de polarizare a bazei R_1 şi R_2 în c.a.), iar condensatoarele C_B, C_C, C_E au reactanţe neglijabile: $X_{L_B} \to \infty$; $X_{C_B, C_E, C_C} \to 0$. Se poate aproxima $\pi \cong \sqrt{10}$.

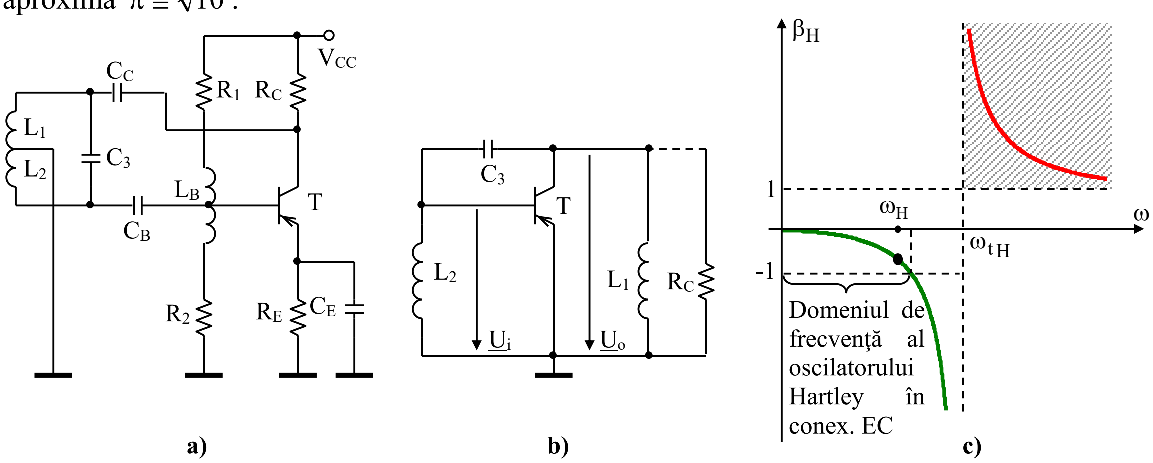


Fig. 5.25

a) Oscilator Hartley cu TB de tip pnp în conexiunea EC;
b) Schema echivalentă în regim dinamic;
c) Caracteristica de frecvenţă.

Rezolvare

În figura 5.25b se prezintă schema echivalentă în regim dinamic, din care se deduce că montajul reprezintă un oscilator de tip Hartley în conexiunea EC. Se va presupune $R_C >> X_1$. Dacă această condiţie nu ar fi îndeplinită, s-ar putea înseria o altă bobină de şoc cu această rezistenţă.

Condiţia de fază (5.8) devine în acest caz:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \Leftrightarrow \omega L_1 + \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_3} = 0 \Rightarrow \omega_H = \frac{1}{\sqrt{C_3(L_1 + L_2)}}$$

În conformitate cu (5.6), factorul de reacţie devine:

$$\underline{\beta}_H = \frac{\underline{U}_i}{\underline{U}_o} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3} \cong \frac{X_2}{X_2 + X_3} = \frac{\omega L_2}{\omega L_2 - \dfrac{1}{\omega C_3}} = \frac{1}{1 - \dfrac{\omega_{t_H}^2}{\omega^2}} := \underline{\beta}_H(\omega),$$

unde $\omega_{t_H} = \dfrac{1}{\sqrt{L_2 C_3}}$,

şi care, ţinând cont de (5.9), trebuie să fie negativ:

$$\underline{\beta}_H(\omega) < 0 \Leftrightarrow \frac{1}{1 - \dfrac{\omega_{t_H}^2}{\omega^2}} < 0$$

În figura 5.25c este reprezentată grafic mărimea $\beta_H(\omega)$, evidenţiindu-se domeniul posibil al frecvenţei de oscilaţie. S-a avut în vedere şi faptul că în general $\underline{Y}_{21} = g_m > 1$ în conexiunea EC, astfel că pentru îndeplinirea ecuaţiei oscilatorului (5.7) trebuie ca $|\beta_H| < 1$.

Cum $\underline{\beta}_H(\omega_H) = \dfrac{L_2}{L_1}$ şi $|\beta_H(\omega_H)| < 1$, rezultă că se impune condiţia: $L_2 < L_1$.

De exemplu, dacă se adoptă $\dfrac{L_2}{L_1} = \dfrac{9}{16}$, atunci rezultă succesiv:

$$\frac{1}{1 - \dfrac{\omega_{t_H}^2}{\omega_H^2}} = -\frac{9}{16} \Leftrightarrow 9\frac{\omega_{t_H}^2}{\omega_H^2} = 25 \xleftrightarrow{\omega>0} \omega_H = \frac{3}{5}\omega_{t_H}$$

Cu datele numerice se obţine:

$$\omega_{t_H} = \frac{5}{3}\omega_H = \frac{5}{3}\cdot 2\pi f_H = \frac{\pi}{3}\cdot 10^8 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Se obţin astfel relaţiile:

$$\begin{cases} \dfrac{1}{2\pi\sqrt{C_3(L_1 + L_2)}} = 10^7\,\text{Hz} \Leftrightarrow C_3(L_1 + L_2) = \dfrac{1}{4\pi^2\cdot 10^{14}} = 25\cdot 10^{-17} \\ \dfrac{L_2}{L_1} = \dfrac{9}{16} \end{cases}$$

Dacă se alege valoarea $C_3 = 100\text{pF}$, se obţine:

$$\begin{cases} L_1 + L_2 = 25\cdot 10^{-7} \\ \dfrac{L_2}{L_1} = \dfrac{9}{16} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} L_1 = \dfrac{16}{25}\cdot 25\cdot 10^{-7} = 1{,}6\mu\text{H} \\ L_2 = \dfrac{9}{25}\cdot 25\cdot 10^{-7} = 0{,}9\mu\text{H} \end{cases}$$

Verificare: $\dfrac{1}{\sqrt{L_2 C_3}} = \omega_{t_H} = \dfrac{\pi}{3}\cdot 10^8 \Leftrightarrow \dfrac{1}{\sqrt{9\cdot 10^{-7}\cdot 10^{-10}}} = \dfrac{\pi}{3}\cdot 10^8 \xleftrightarrow{\pi^2\cong 10} (\text{A})$.

5.6.2. În figura 5.26a, este reprezentat un oscilator de tip Colpitts realizat cu un TECJ în conexiunea GC, cu $L_1 = 1\mu H$. Ştiind că panta tranzistorului are valoarea $g_m = 10\dfrac{mA}{V}$ şi că sarcina conectată la ieşire (nereprezentată în schemă) are valoarea $\underline{Z}_L = 1k\Omega$, să se determine valorile capacităţilor C2 şi C3 astfel încât la ieşire să se obţină frecvenţa de oscilaţie $f_C = 500MHz$. Dacă $R_S = 1k\Omega$, verificaţi dacă este necesară decuplarea sa în c.a. prin utilizarea unei bobine de şoc sau redimensionaţi sistemul oscilant astfel încât să nu fie necesară prezenţa acesteia.

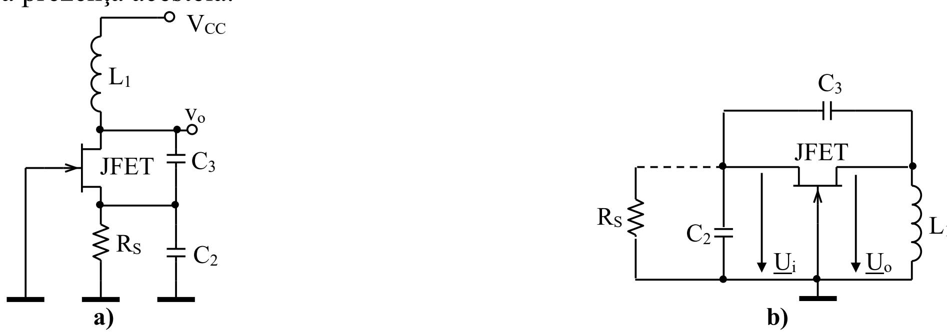


Fig. 5.26
a) Oscilator Colpitts cu TECJ canal n în conexiunea GC;
b) Schema echivalentă în regim dinamic.

Rezolvare

În figura 5.26b se prezintă schema echivalentă în regim dinamic, din care se deduce că montajul reprezintă un oscilator de tip Colpitts în conexiunea GC. Într-o primă aproximaţie, se va presupune că $R_S >> X_2$, cel puţin la frecvenţa de lucru (frecvenţa de oscilaţie).

Condiţia de fază (5.8) devine în acest caz:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \Leftrightarrow \omega L_1 - \frac{1}{\omega C_2} - \frac{1}{\omega C_3} = 0 \Rightarrow \omega_C = \frac{1}{\sqrt{L_1 \dfrac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}}}$$

În conformitate cu (5.6), factorul de reacţie devine:

$$\underline{\beta}_C = \frac{\underline{U}_i}{\underline{U}_o} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3} \cong \frac{X_2}{X_2 + X_3} = \frac{\dfrac{1}{\omega C_2}}{\dfrac{1}{\omega C_2} + \dfrac{1}{\omega C_3}} = \frac{1}{1 + \dfrac{C_2}{C_3}} \in [0;1]$$

şi care, după cum s-a arărat în (5.9), trebuie să fie pozitiv:

$$\underline{\beta}_C(\omega) > 0 \Leftrightarrow \frac{C_3}{C_2 + C_3} > 0, \text{ adevărat.}$$

Ţinând cont că în conexiunea GC $\underline{Y}_{21} = -g_m$, ecuaţia oscilatorului (5.7) devine:

$$g_m \underline{Z}_s \underline{\beta} = 1 \Leftrightarrow 10\frac{mA}{V} \cdot 1\frac{V}{mA} \cdot \left(1 + \frac{C_2}{C_3}\right)^{-1} = 1 \Leftrightarrow 1 + \frac{C_2}{C_3} = 10 \Rightarrow C_2 = 9C_3$$

Înlocuind în expresia frecvenţei de oscilaţie, se obţine:

$$f_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \dfrac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}}} \Leftrightarrow 5 \cdot 10^8 = \frac{1}{2\pi\sqrt{10^{-6} \dfrac{9C_3^2}{10C_3}}} \overset{\pi \cong \sqrt{10}}{\approx} \frac{10^3}{6\sqrt{C_3}}$$

Se obţine:

$$\sqrt{C_3} = \frac{10^{-6}}{3} \Rightarrow C_3 = \frac{1}{9} \cdot 10^{-12}\,\mathrm{F} = \frac{1}{9}\,\mathrm{pF}\,;\; C_2 = 1\mathrm{pF}$$

La frecvenţa de oscilaţie, reactanţa condensatorului C_2 are valoarea:

$$X_{C_2} = \frac{1}{2\pi f_C C_2} = \frac{1}{2\pi \cdot 5 \cdot 10^8 \cdot 10^{-12}} = \frac{10^3}{\pi} = \frac{1}{\pi}\,\mathrm{k\Omega}.$$

Este evident că nu este îndeplinită condiţia $R_S >> X_{C_2} \Leftrightarrow R_S \geq 10X_{C_2}$, deci în circuitul de c.a. din figura 5.26b trebuie fie să se ţină cont de R_S (complicând astfel calculele), fie să se completeze schema completă din figura 5.26a cu o bobină de şoc în serie cu R_S, fie să se redimensioneze sistemul oscilant astfel încât R_S să poată fi neglijată. În acest ultim caz se începe cu impunerea unei valori corespunzătoare pentru C_2, urmând ca în continuare să se determine valori pentru C_3 şi L_1.

De exemplu, se poate adopta pentru C_2 o valoare astfel încât $X_{C_2} = \frac{1}{5\pi} R_S = \frac{1}{5\pi}\mathrm{k\Omega}$:

$$\frac{10^3}{5\pi} = \frac{1}{2\pi f_C C_2} \Leftrightarrow \frac{10^3}{5} = \frac{1}{2 \cdot 5 \cdot 10^8 C_2} \Rightarrow C_2 = 5 \cdot 10^{-12} = 5\mathrm{pF}$$

Relaţia între C_2 şi C_3 nu este afectată de aceste consideraţii, deci $C_3 = \frac{1}{9} C_2 = \frac{5}{9}\mathrm{pF}$.

Din expresia frecvenţei de oscilaţie se calculează L_1:

$$f_C = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{C_2 C_3}{C_2 + C_3}}} \Leftrightarrow 5 \cdot 10^8 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 \frac{9C_3}{10}}} \overset{\pi \cong \sqrt{10}}{\approx} \frac{10^6}{2\sqrt{5L_1}} \Leftrightarrow \sqrt{5L_1} = 10^{-3}$$

$$L_1 = \frac{1}{\sqrt{5}}\mathrm{mH} \approx 447\mu\mathrm{H}$$

5.6.3. Să se determine frecvenţa oscilaţiei de la ieşirea circuitului din figura 5.27a. Se dau valorile componentelor: $L_2 = 10\mu\mathrm{H}$; $r_2 = 5\Omega$; $C_1 = 120\mathrm{pF}$; $C_3 = 360\mathrm{pF}$; $R_g = 1\mathrm{M\Omega}$; $R_L = 20\mathrm{k\Omega}$ şi parametrii TECJ: $g_m = 2{,}5\frac{\mathrm{mA}}{\mathrm{V}}$; $V_T = -2\mathrm{V}$. $L_{şoc}$, C_g şi C_o se pot considera de valori foarte mari: $X_{L_{şoc}} \to \infty$; $X_{C_g, C_o} \to 0$. Să se determine apoi valoarea pe care trebuie să o aibă impedanţa de ieşire a TECJ astfel încâ schema să poată funcţiona ca oscilator.

Rezolvare

În figura 5.27b s-a reprezentat circuitul echivalent în c.a., corespunzător schemei din figura 5.27a, în care s-au eliminat componentele cu influenţă neglijabilă (R_g, C_g şi $L_{şoc}$), obţinându-se astfel un oscilator Colpitts în conexiunea DC (drenă comună).

Impedanţa de comandă corespunzătoare este:

$$\underline{Z}_{cdă} = -\frac{\underline{Z}_1 \underline{Z}_2}{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_3} \cong -\frac{\frac{L_2}{C_1}}{r_2 + j\left(\omega L_2 - \frac{1}{j\omega C_1} - \frac{1}{j\omega C_3}\right)}$$

Frecvenţa de oscilaţie se determină anulând partea imaginară din $\underline{Z}_{cdă}$ (sau, într-o exprimare echivalentă, $\underline{Z}_{cdă} \in \mathbf{R}$):

$$\left.\begin{array}{r}\omega_C L_2 - \dfrac{1}{\omega_C C_1} - \dfrac{1}{\omega_C C_3} = 0 \\ \omega > 0\end{array}\right\} \Rightarrow \omega_C = \frac{1}{\sqrt{L_2 \dfrac{C_1 C_3}{C_1 + C_3}}} = \frac{1}{\sqrt{L_2 (C_1 \,\text{serie}\, C_3)}}$$

Numeric:

$$\omega_C = \frac{1}{\sqrt{10^{-5} \cdot \dfrac{12 \cdot 10^{-11} \cdot 36 \cdot 10^{-11}}{12 \cdot 10^{-11} + 36 \cdot 10^{-11}}}} = \frac{1}{3} \cdot 10^8 \,\frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

Frecvenţa de oscilaţie este:

$$f_C = \frac{\omega_C}{2\pi} = \frac{10^8}{6\pi}\,\text{Hz} = \frac{50}{3\pi}\,\text{MHz}$$

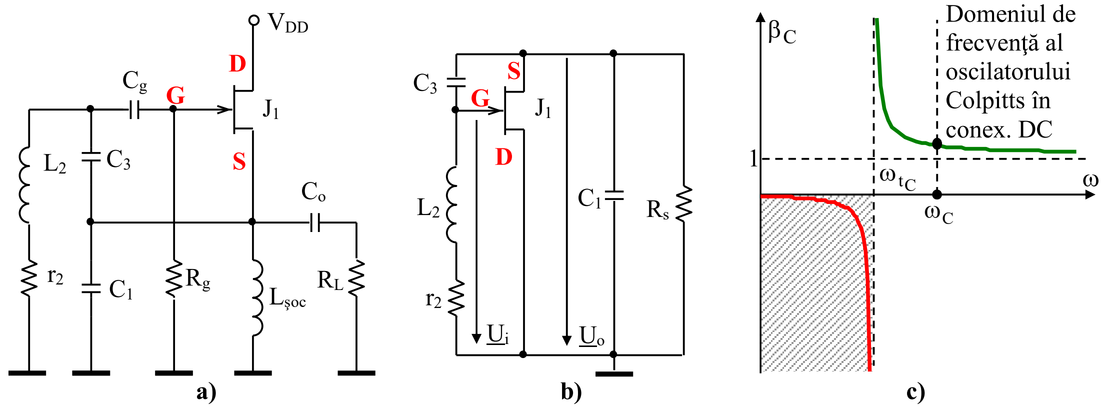


Fig. 5.27

a) Oscilator Colpitts cu TECJ canal n în conexiunea DC;
b) Schema echivalentă în regim dinamic;
c) Caracteristica de frecvenţă.

În figura 5.27c se prezintă caracteristica de frecvenţă a oscilatorului în discuţie:

$$\underline{\beta}_C = \frac{\underline{U}_i}{\underline{U}_o} = \frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3} \cong \frac{X_2}{X_2 + X_3} = \frac{\omega L_2}{\omega L_2 - \dfrac{1}{\omega C_3}} = \frac{1}{1 - \dfrac{\omega_{t_C}^2}{\omega^2}} := \underline{\beta}_C(\omega)$$

unde $\omega_{t_C} := \dfrac{1}{\sqrt{L_2 C_3}} = \dfrac{1}{6} \cdot 10^8 \,\dfrac{\text{rad}}{\text{s}}$ este frecvenţa de tăiere a oscilatorului (Colpitts) studiat.

Ţinând cont de (5.10), trebuie ca $\underline{\beta}_C(\omega) > 0$, adică: $\underline{\beta}_C(\omega) = \dfrac{1}{1 - \dfrac{\omega_{t_C}^2}{\omega^2}} > 0$

În figura 5.27c este reprezentată grafic mărimea $\beta_C(\omega)$, evidenţiindu-se domeniul posibil al frecvenţei de oscilaţie. Se poate observa că în domeniul admisibil de funcţionare a circuitului ca oscilator, factorul de reacţie este supraunitar, spre deosebire de celelalte două (tipuri de) conexiuni – EC şi BC – fapt care poate fi explicat astfel:

În general, etajele de tip CC se utilizează ca adaptoare de impedanţă, fiind caracterizate de o valoare foarte mare a impedanţei de intrare şi una foarte mică a impedanţei de ieşire. Cum impedanţa de ieşire apare în paralel cu impedanţa de sarcină $\underline{Z}_L$, rezultă o valoare foarte mică a impedanţei echivalente $\underline{Z}_L^{'} = R_L \parallel \underline{Z}_{o_{\text{etaj}}}$, astfel că practic în orice condiţii de lucru este adevărată relaţia $|g_m \underline{Z}_L| < 1$ şi deci este posibilă funcţionarea unui oscilator în

conexiunea DC (de tip CC). Evident că dacă $\left|g_m \underline{Z}_L\right| > 1$, circuitul respectiv nu poate funcţiona ca oscilator.
Revenind acum la oscilatorul de studiat, cum frecvenţa de oscilaţie este cunoscută (calculată), se poate determina valoarea impedanţei de ieşire a etajului, astfel ca împreună cu $\underline{Z}_L$ să asigure îndeplinirea ecuaţiei oscilatorului (5.7): $-\underline{Y}_{21}\underline{Z}_L^{'}\underline{\beta}_C(\omega_C)=1$, unde:

$$\underline{\beta}_C(\omega_C)=\frac{1}{1-\dfrac{\omega_{t_C}^2}{\omega_C^2}}=\frac{1}{1-\dfrac{L_2\dfrac{C_1C_3}{C_1+C_3}}{L_2C_3}}=1+\frac{C_3}{C_1}=4$$

Ţinând cont că în conexiunea GC $\underline{Y}_{21}=-g_m$, înlocuind în (5.7) se obţine:

$$2{,}5\frac{mA}{V}\cdot\underline{Z}_L^{'}\cdot 4=1 \Leftrightarrow \underline{Z}_L^{'}=\frac{1}{10}k\Omega=100\Omega << \underline{Z}_L$$

Cum $\underline{Z}_L^{'}=R_L \parallel \underline{Z}_{o_{etaj}}$, rezultă că $\underline{Z}_{o_{etaj}} \cong 100\Omega$.

5.6.4. Un cristal de cuarţ este caracterizat de următorii parametri: $r_q=5\Omega$, $C_q=0{,}1pF$ şi $L_q=25{,}6\mu H$. Dacă valoarea capacităţii măsurate între terminale sale (capacitatea de montaj C_0) este $C_0=5pF$, să se determine intervalul de rezonanţă şi factorul de calitate.

Rezolvare

Frecvenţa de rezonanţă a COS (r_q, L_q, C_q):

$$f_s:=f_q=\frac{\omega_q}{2\pi}=\frac{1}{2\pi\sqrt{L_qC_q}}=\frac{1}{2\pi\sqrt{25{,}6\cdot10^{-6}\cdot0{,}1\cdot10^{-12}}}\cong 99{,}472MHz$$

În conformitate cu (5.12), considerându-se îndeplinită condiţia $C_q << C_0$, rezultă că frecvenţa de rezonanţă derivaţie este dată de relaţia:

$$f_p=f_s\left(1+\frac{C_q}{2C_0}\right)=99{,}472\cdot\left(1+\frac{0{,}1}{10}\right)\cong 100{,}467MHz.$$

Se poate constata "lăţimea" foarte mică a intervalului de rezonanţă $\left(\dfrac{f_p-f_s}{f_s}\cong 10^{-2}\right)$.

Evident, este vorba despre lăţimea relativă a acestuia. De asemenea, calculând factorul de calitate al cuarţului în intervalul de rezonanţă, se va obţine o valoare foarte mare:

$$Q=\frac{X_{L_q}}{r_q}=\frac{2\pi f_q L_q}{r_q}=\frac{2\pi\cdot99{,}472\cdot10^6\cdot25{,}6\cdot10^{-6}}{5}\approx 3200.$$

5.6.5. În figura 5.28a este reprezentată schema unui oscilator realizat cu cristalul de cuarţ din problema 5.6.4. Să se dimensioneze componentele circuitului astfel încât să se obţină frecvenţa de oscilaţie $f_C=100MHz$, ştiind că panta tranzistorului are valoarea $g_m=2{,}5\dfrac{mA}{V}$ şi că sarcina echivalentă conectată la ieşire (nereprezentată în schemă) are valoarea $\underline{Z}_L=0{,}1k\Omega$.

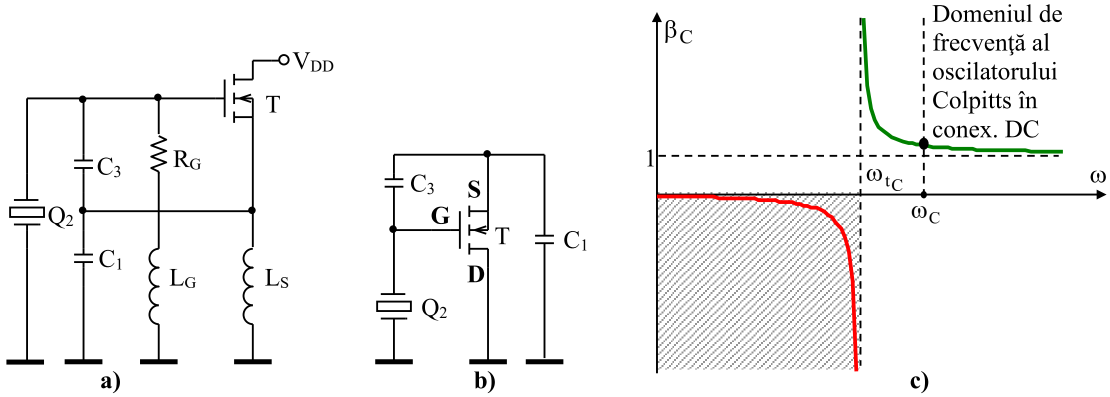


Fig. 5.28

a) Oscilator Pierce cu TECMOS canal n în conexiunea DC;
b) Schema echivalentă în regim dinamic;
c) Caracteristica de frecvenţă.

Rezolvare

În figura 5.28b se prezintă schema echivalentă în regim dinamic, din care se deduce că montajul reprezintă un oscilator de tip Pierce în conexiunea DC.

Condiţia de fază (5.8) devine în acest caz:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \Leftrightarrow \omega L_q - \frac{1}{\omega C_q} - \frac{1}{\omega C_3} - \frac{1}{\omega C_1} = 0$$

Se obţine astfel:

$$\omega_C = \sqrt{\frac{C_1 C_3 + C_1 C_q + C_q C_3}{L_q C_q C_1 C_3}} = \omega_q \sqrt{1 + \frac{C_q}{C_1} + \frac{C_q}{C_3}}$$

unde s-a folosit notaţia: $\omega_q = \dfrac{1}{\sqrt{L_q C_q}}$

În conformitate cu (5.6), factorul de reacţie devine:

$$\underline{\beta}_C(\omega) = -\frac{\underline{U}_i}{\underline{U}_o} = -\frac{\underline{Z}_2}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_3} \cong -\frac{X_2}{X_2 + X_3} = -\frac{\omega L_q - \dfrac{1}{\omega C_q}}{\omega L_q - \dfrac{1}{\omega C_q} - \dfrac{1}{\omega C_3}} = -\frac{\omega^2 L_q C_q - 1}{\omega^2 L_q C_q - 1 - \dfrac{C_q}{C_3}}$$

Cu notaţia $\omega_{t_C} = \sqrt{\dfrac{1 + \dfrac{C_q}{C_3}}{L_q C_q}} = \omega_q \sqrt{1 + \dfrac{C_q}{C_3}}$, expresia factorului de reacţie devine:

$$\underline{\beta}_C = \frac{1 - \dfrac{\omega_q^2}{\omega^2}}{1 - \dfrac{\omega_{t_C}^2}{\omega^2}} := \underline{\beta}_C(\omega)$$

şi care, ţinând cont de (5.10), trebuie să fie pozitiv:

$$\underline{\beta}_C(\omega) > 0 \Leftrightarrow \underline{\beta}_C(\omega) = \frac{1 - \dfrac{\omega_q^2}{\omega^2}}{1 - \dfrac{\omega_{t_C}^2}{\omega^2}} > 0$$

În figura 5.28c este reprezentată grafic mărimea $\beta_C(\omega)$, evidenţiindu-se domeniul posibil al frecvenţei de oscilaţie. Cum în general etajele DC, CC sau AC sunt caracterizate de valori subunitare ale produsului $\left|\underline{Y}_{21}\underline{Z}_L\right| = \left|-\underline{g}_m\underline{Z}_L\right|$, rezultă că pentru îndeplinirea ecuaţiei oscilatorului (5.7) trebuie ca $\left|\beta_C(\omega_C)\right| > 1$.

Cum $\underline{\beta}_C(\omega_C) = 1 + \dfrac{C_1}{C_3} > 1$ şi $\underline{Y}_{21} = -g_m$ în conexiunea DC, din (5.7) se obţine:

$$\underline{\beta}_C(\omega_C) = -\frac{1}{\underline{Y}_{21}\underline{Z}_S} = \frac{1}{2{,}5\dfrac{mA}{V}\cdot 0{,}1k\Omega} = 4$$

rezultă că s-a obţinut un sistem cu 2 ecuaţii cu necunoscutele C_1 şi C_3:

$$\begin{cases} 1 + \dfrac{C_1}{C_3} = 4 \\ \omega_C = \omega_q\sqrt{1 + \dfrac{C_q}{C_1} + \dfrac{C_q}{C_3}} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \dfrac{C_1}{C_3} = 3 \\ \dfrac{f_C}{f_q} = \sqrt{1 + C_q\dfrac{C_1 + C_3}{C_1C_3}} \end{cases}$$

Sistemul devine:

$$\begin{cases} C_1 = 3C_3 \\ \dfrac{f_C}{f_q} = \sqrt{1 + \dfrac{4}{3}\cdot\dfrac{C_q}{C_3}} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} C_1 = \dfrac{4C_q}{\left(\dfrac{f_C}{f_q}\right)^2 - 1} \\ C_3 = \dfrac{4}{3}\dfrac{C_q}{\left(\dfrac{f_C}{f_q}\right)^2 - 1} \end{cases}$$

Numeric:

$C_1 = 37{,}57pF$; $C_3 = 12{,}52pF$.

5.6.5. Folosind notaţiile uzuale (L_1, C_2, etc.) să se indexeze componentele R, L, C ale circuitului din figura 5.29a astfel încât acesta să fie un oscilator.

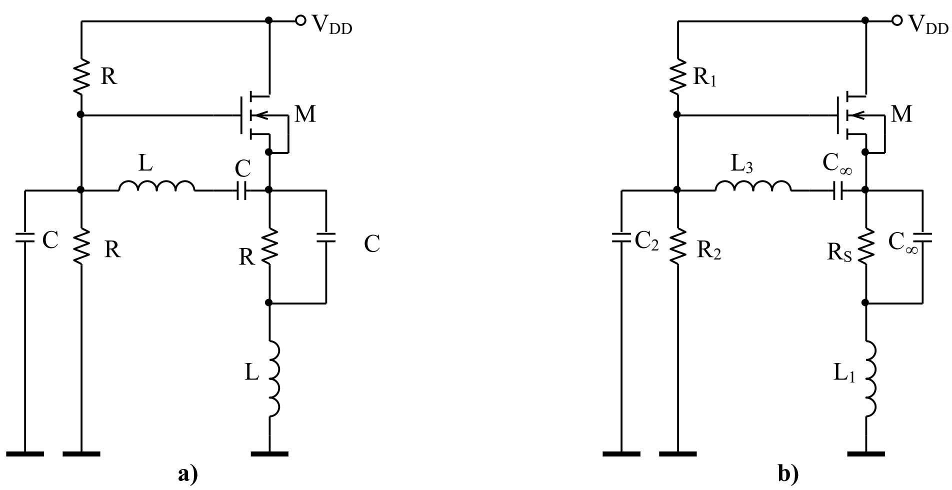


Fig. 5.29

a) Un circuit electronic cu TECMOS;

b) Oscilator Hartley cu TECMOS canal n în conexiunea DC;

Rezolvare

Analizând schema circuitului se observă că în regim dinamic drena TECMOS-ului este conectată la masă, deci prezumtivul oscilator nu poate fi decât în conexiunea DC, astfel că schema echivalentă trebuie să fie una din cele prezentate în figura 5.7c sau d. Cum din sursă în regim dinamic nu poate fi la masă decât bobina, rezultă că oscilatorul va fi de tip Hartley, astfel că rezultă firesc notaţiile din figura 5.29; R_1, R_2 şi R_S sunt rezistenţele de polarizare.

6. AMPLIFICATOARE DE RADIOFRECVENŢĂ DE PUTERE

Intervalul de frecvenţe între sute de kHz şi 100MHz se mai numeşte şi domeniul de **R**adio**F**recvenţă (RF). Peste 100MHz începe domeniul **F**recvenţelor **F**oarte **Î**nalte (FFÎ).
Rezultă că locul **A**mplificatorului de **R**adio**F**recvenţă de **P**utere (AFRP) este de regulă după oscilator şi poate fi urmat de etaje de multiplicare a frecvenţei (figura 6.1).

Fig. 6.1

ARFP amplifică oscilaţia de frecvenţă f_0 prin conversia energiei absorbită de la o sursă de alimentare în energie a oscilaţiei.
Faţă de alte amplificatoare, ARFP au unele particularităţi:

- Elementele active lucrează în clasa C, cu unghiul de tăiere $\theta < \frac{\pi}{2}$ (semiunghiul de conducţie);
- Curenţii (de RF) prin elementul activ sunt mari, de ordinul A, până la zeci de A.
- Circuitele de sarcină ale elementului activ sunt sisteme oscilante cu elemente reactive (fără rezistenţe), ce lucrează la energii mari;
- Se urmăreşte maximizarea randamentului (scopul fiind amplificarea în putere, $\underline{A}_P$), $\eta > 0{,}7$;
- Raportul semnal/zgomot nu este atât de important, precum la receptoare.

6.1 SCHEMA GENERALĂ

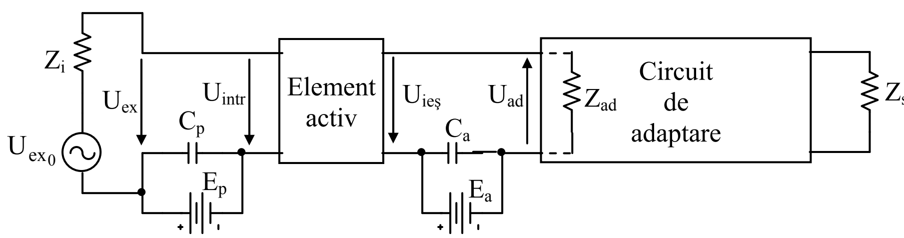


Fig. 6.2
Schema bloc a unui AFRP

În figura 6.2 se prezintă o structură posibilă a unui ARFP, în care:

- E_p – sursa de polarizare (obligatorie la tuburi, poate lipsi la tranzistoare);
- U_{ex_0}, Z_i - sursa de excitaţie, cu impedanţa ei internă;

  Rezultă că semnalul de intrare are atât o componentă continuă (dată de E_p), cât şi una alternativă, dată de U_{ex_0}.
- E_a – sursa de alimentare;
- C_p, C_a – condensatoare de cuplaj (asigură închiderea circuitelor de intrare/ieşire d.p.d.v. alternativ);
- La ieşire de obicei există un circuit de adaptare cu sarcina Z_S.

Se urmăreşte ca:
Z_{intr} să fie cât mai mare comparativ cu Z_i, astfel încât $U_{ex} \cong U_{ex_0}$ la ω_0 şi X_{C_p} să fie cât mai mică în comparaţie cu Z_{intr}, astfel că în final $U_{intr} \cong U_{ex_0}$;
În c.a., Z_{ad} să fie cât mai mare şi X_{C_a} cât mai mică , astfel încât $U_{ieş} \cong -U_{ad}$ (tensiunea de ieşire se regăseşte aproape în întregime la intrarea circuitului de adaptare);

În c.c., Z_{ad} să fie cât mai mică (să nu existe pierderi în c.c., rezultă că Z_{ad} nu are rezistenţă);
Pentru $\omega \neq \omega_0$, Z_{ad} să fie cât mai mică, adică armonicile diferite de ω_0 să fie amortizate.
Se pot scrie ecuaţiile generale:

$$\begin{cases} u_{intr}(t) = E_p + u_{ex}(t) \\ u_{ieş}(t) = E_a - u_{ad}(t) = E_a - i_{ieş}(t) \cdot Z_{ad}(\omega) \end{cases}$$

Dar $i_{ieş} = f(u_{intr})$ şi $i_{ieş} = g(u_{ieş})$ ($u_{ieş}$ determină variaţia lui $i_{ieş}$, care, la rândul lui, determină variaţia lui $u_{ieş}$), adică există un „cerc vicios”, deci descrierea fenomenelor devine dificilă, cu atât mai mul cu cât regimul de lucru este neliniar (clasă C).
Se poate lucra cu serii Fourier:

$$\begin{cases} u_{intr}(t) = E_p + \sum\limits_{n\geq 1} U_{intr_n} \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t + \varphi_{intr_n}) \\ i_{intr}(t) = I_{intr0} + \sum\limits_{n\geq 1} I_{intr_n} \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t + \psi_{intr_n}) \end{cases}$$

În acest mod se lucrează corect, dar foarte greoi. Se poate simplifica lucrul considerând că semnalul de intrare este sinusoidal pur:

$$u_{intr}(t) = E_p + U_{intr_1} \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) \quad (1)$$

$$i_{intr}(t) = I_{intr0} + I_{intr_1} \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t) \quad (2)$$

Ecuaţiile (1) şi (2) nu se folosesc de obicei simultan. La tranzistoare se poate folosi oricare dintre ele, dar de regulă acestea se consideră cu excitaţie în curent, deci se foloseşte (2). La tuburi însă, datorită valorii mari a impedanţei de intrare, excitaţia este întotdeauna în tensiune, deci se foloseşte (1).
La ieşire se obţine un curent nesinusoidal: $i_{ieş}(t) = I_{ieş0} + \sum\limits_{n\geq 1} I_{ieş_n} \cdot \cos(n \cdot \omega \cdot t + \psi_{ieş_n})$

Din această sumă de armonici, circuitul de ieşire extrage fie fundamentala $I_{ieş_1} \cos(\omega t + \psi_{ieş_1})$ (schema este un ARFP), fie una din armonicile superioare $I_{ieş_n} \cos(n\omega t + \psi_{ieş_n})$ (schema lucrează şi ca multiplicator (de ordin n) de frecvenţă).
În figura 6.3 se prezintă o schemă de ARFP cu tranzistor bipolar.

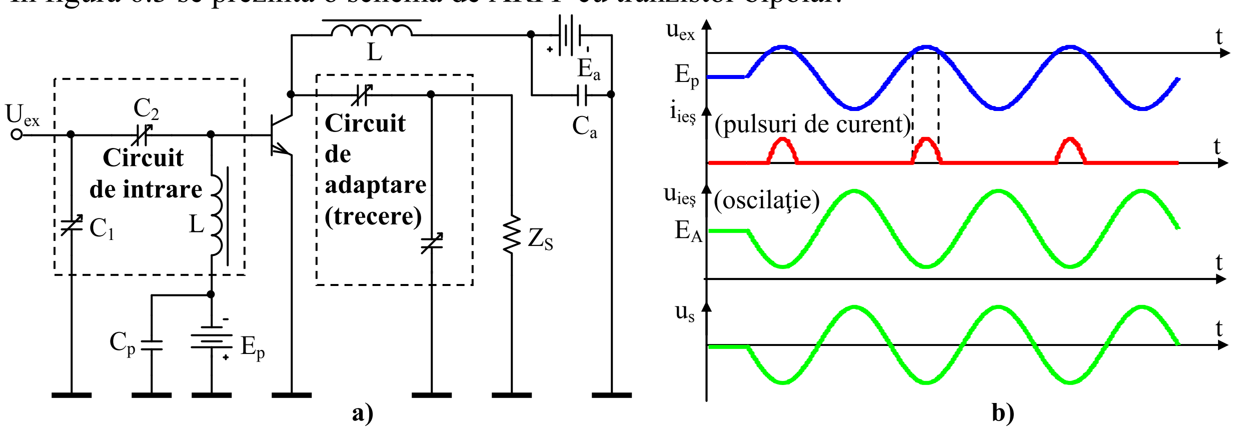


Fig. 6.3 ARFP cu tranzistor bipolar

a) schema
b) forme de undă

Tensiunea $u_{ieş}$ este o oscilaţie şi nu pulsatorie, deoarece circuitul de sarcină este un sistem (circuit) oscilant. Rezultă că oscilaţia se reface în circuitul de ieşire, dar nu are forma identică cu cea de intrare (ca la amplificatorul în clasă A). Se spune că la ARFP oscilaţiile sunt de speţa a doua.

6.2 CARACTERISTICILE ARFP

Prezintă interes cu precădere indicii energetici şi caracteristica dinamică (de sarcină). Indicii energetici sunt următorii:

- Puterea consumată de la sursă: $P_0 = E_a \cdot I_{ieş_0}$ - în circuitul de ieşire (cel care contează, pentru că puterea consumată în circuitul de intrare - $P_{0_{int\,r}} = E_p \cdot I_{int\,r_0}$ - este neglijabilă);
- Efectul util: la ieşire se obţin semnalele $U_{ieş_1}\cos(\omega t)$ şi $I_{ieş_1}\cos(\omega t)$, şi cum expresia puterii este $P = U_{ef} I_{ef} = \frac{U_{max} I_{max}}{2}$, rezultă că efectul util este: $P_u = \frac{U_{ieş_1} I_{ieş_1}}{2}$
- Randamentul: $\eta = \frac{P_u}{P_0} = \frac{1}{2} \cdot \frac{U_{ieş_1}}{E_a} \cdot \frac{I_{ieş_1}}{I_{ieş_0}}$

  Cu notaţiile:
  - $\xi = \frac{U_{ieş_1}}{E_a}$ - coeficient de utilizare a tensiunii de alimentare;
  - $g(\theta) = \frac{I_{ieş_1}}{I_{ieş_0}}$ - factorul de formă (arată abaterea de la sinusoida armonică),

  rezultă $\eta = \frac{1}{2} \cdot \xi \cdot g(\theta)$.

<u>Observaţie</u>:

Funcţia $g(\theta)$ este tabelată. De exemplu, $\theta \to 0 \Rightarrow g(\theta) \to 2$; $g\left(\frac{\pi}{2}\right) = \frac{\pi}{2}$ (se poate observa că este descrescătoare). Rezultă că valoarea maximă a randamentului (100%) se obţine pentru $\xi = 1$, şi $g(\theta) = 2$, adică pentru $\theta = 0$. Dar în această situaţie elementul activ este blocat în permanenţă, deci ARFP nu lucrează. Valoarea 100% a randamentului este rezultatul nedeterminării $\frac{0}{0}$ care rezultă din definiţia sa. De asemenea, trebuie subliniat (încă o dată) faptul că $\theta = \frac{\pi}{2}$ corespunde funcţionării în clasa B.

În practică se lucrează cu $\theta < \frac{\pi}{2}$, valoarea randamentului fiind de 70 ... 80%.

De exemplu, dacă $P_u = 100\,W$ şi $\eta = 0{,}7$, rezultă $P_0 = \frac{P_u}{\eta} = 143\,W$. Pierderile $P_d = P_0 - P_u = 43\,W$ se disipă pe elementul activ (încălzindu-l), care de aceea trebuie proiectat astfel încât să suporte în siguranţă condiţiile (destul de grele) de lucru.

Dintre elementele care influenţează funcţionarea ARFP, se menţionează câteva:

- Variaţia nivelului semnalului de intrare şi a tensiunii de polarizare E_p, ambele cu implicaţii asupra unghiului de conducţie, θ;
- Modificarea impedanţei circuitului de adaptare, Z_{ad};
- Variaţia tensiunii de alimentare, E_a, care atrage după sine modificarea $i_{ieş}$, şi în consecinţă şi a tensiunii $u_{ieş}$.

6.3 STABILITATEA ARFP

Instabilitatea se poate manifesta în mai multe moduri, ca:

- Stabilirea de regimuri diferite de la o cuplare la alta;
- Automodulaţii aleatoare ale semnalului la ieşire;
- Salturi bruşte ale semnalului de ieşire, deşi semnalul de intrare variază lent;
- Apariţia zgomotelor la ieşire când semnalul de intrare este nul.

Cauzele pot fi unele din următoarele:

- Reacţii pozitive mari datorate unor cuplaje parazite;
- Calitate precară a conecticii;
- Reacţie termică pozitivă în elementul activ (ambalare termică);
- Modificarea reactanţelor proprii ale elementului activ în funcţie de semnal (îndeosebi la semiconductoare).

Aceste anomalii pot fi descoperite în mai multe moduri, ca de exemplu:

- Control vizual al semnalului de ieşire şi compararea sa cu semnalul de intrare;
- Observarea spectrului la ieşire;
- Urmărirea componentei continue I_0 prin elementul activ (dacă apar salturi bruşte de curent, rezultă că există străpungeri interne).

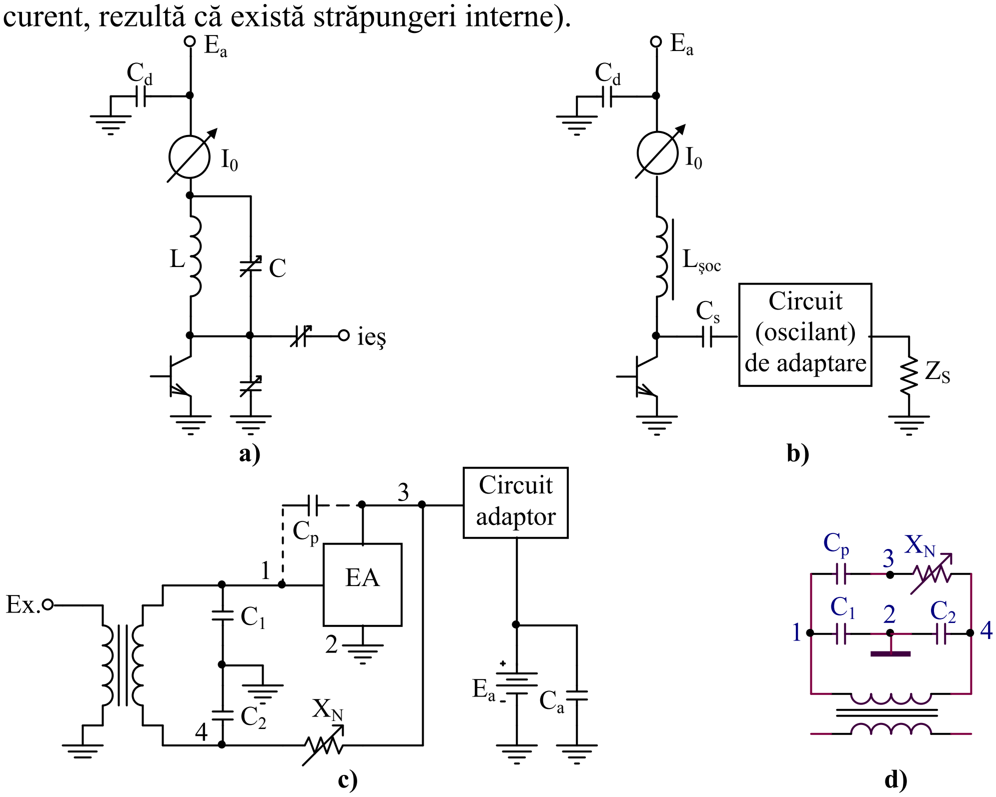


Fig. 6.4 ARFP cu tranzistor bipolar

a) schema
b) forme de undă
c)
d)

Prin neutrodinare se înţelege neutralizarea reactanţei proprii dintre ieşire şi intrare, ale cărei efecte pot fi:

- Reacţie pozitivă de la ieşire la intrare;
- Trecerea semnalului de intrare spre ieşire când elementul activ este blocat.

X_N anulează efectul nedorit al capacităţii C_p. Când se îndeplineşte condiţia $X_N \cdot C_1 = C_2 \cdot C_p$, puntea este în echilibru.

6.4 SUMAREA PUTERII ELEMENTELOR ACTIVE

Sunt posibile 3 căi:

- Conectarea elementelor active pe o sarcină comună, în paralel (figura 6.5a) sau în contratimp (figura 6.5b);
- Folosind porţi de divizare/sumare (figura 6.5c), cu observaţia că acest mod de lucru presupune că diferenţa de fază între semnalele ce se sumează este nulă (intrări sinfazice);
- Sumarea în spaţiu, într-un punct fix (figura 6.5d).

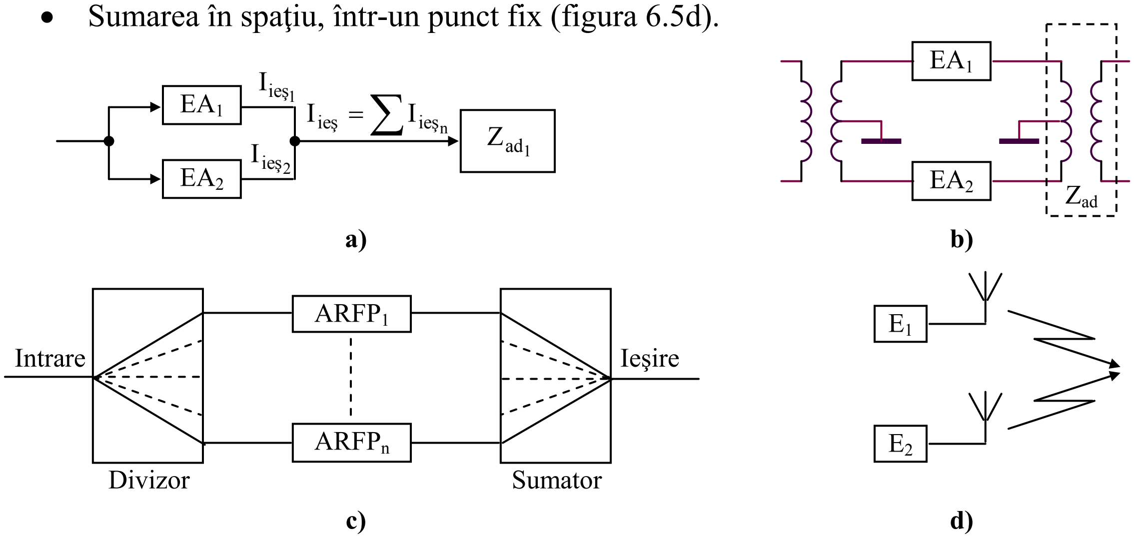


Fig. 6.5 Sumarea puterii la ieşirea AFRP

a) conectarea elementelor active în paralel
b) utilizarea configuraţiilor în contratimp
c) utilizarea divizoarelor/sumatoarelor
d) sumarea spaţială, într-un punct impus

În figura 6.6 este prezentat un exemplu practic de ARFP cu 2N3375 (tranzistor npn de putere)

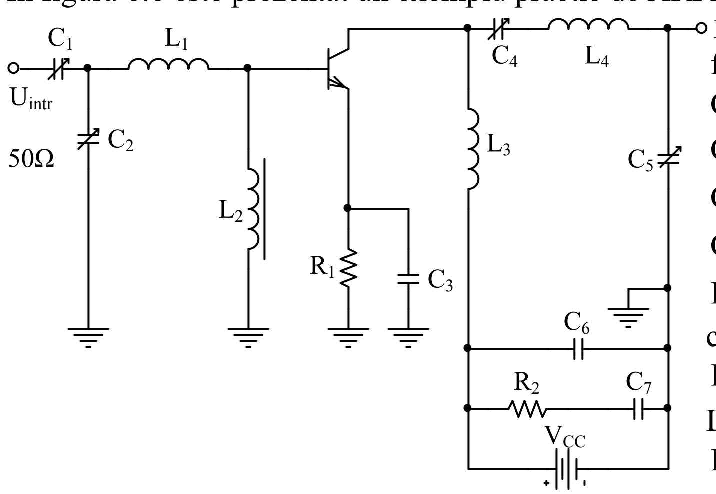


Fig. 6.6

$f = 100MHz$

$C_1 = C_2 = 3{,}5 \ldots 61{,}2pF$ - trimer cu aer

$C_3 = C_7 = 10nF$ - poliester

$C_4 = C_5 = 4 \ldots 29pF$ - trimer cu aer

$C_6 = 330pF$ - ceramic

$R_1 = 1{,}35\Omega$; $R_1 = 10\Omega$ - peliculă de carbon

$L_1 = 2sp$ Cu 1,5mm pe $\Phi_{bob} = 10mm$

L_2 – bobină de şoc;

$L_3 = 33sp$ Cu 0,7mm pe $\Phi_{int} = 6mm$

$L_4 = 5sp$ Cu 1,5mm pe $\Phi = 12mm$

$V_{CC} = 40V\,(\max 65V)$

6.5 APLICAŢII

6.5.1 În figura 6.7 se prezintă schema unui ARF, în care se cunosc următoarele: $V_{CC}=12{,}8V$, $R_1=50\Omega$, $R_2=100\Omega$, $R_L=10\Omega$, $R_S=50\Omega$, $L_1=18\mu H$, $L_2=L_3=1{,}3\mu H$, $C_1=47nF$, $C_2=C_4=330pF$, $C_3=820pF$.

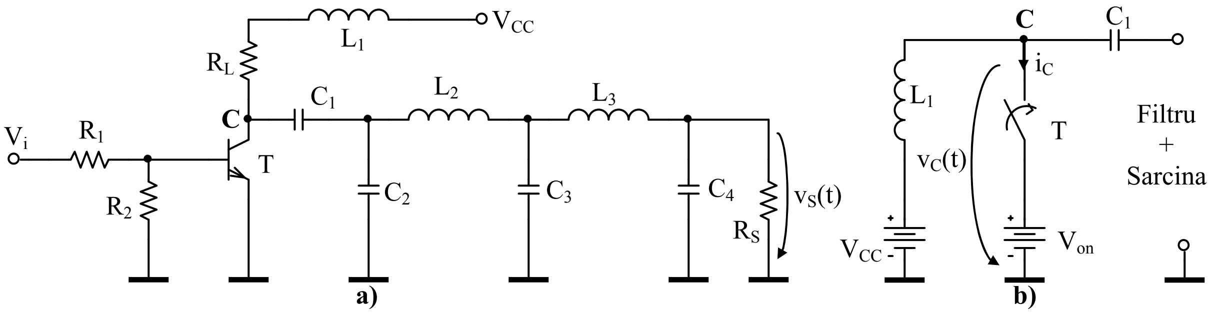


Fig. 6.7

a) Schema ARF;
b) Schema echivalentă considerând tranzistorul saturat.

Considerând că pe durata conducţiei tranzistorul este saturat, să se determine amplitudinea tensiunii în colectorul tranzistorului şi randamentul amplificatorului.

Rezolvare

Cum tranzistorul nu are baza prepolarizată (negativată) în c.c., rezultă că în ipoteza că semnalul de intrare este sinusoidal, unghiul de conducţie va fi $2\theta=\pi$ (sau, echivalent, $T_{on}=T_{off}=\frac{T}{2}$). De asemenea, considerând că pe durata conducţiei tensiunea în colector este sinusoidală, rezultă următoarea expresie a acesteia:

$$v_C(t)=\begin{cases} V_{on}+V_m\sin(\omega t) & t\in\left[0;\frac{T}{2}\right] \\ V_{on} & t\in\left[\frac{T}{2};T\right]\end{cases}$$

Valoarea medie a tensiunii (în colector) $v_C(t)$ este V_{CC}, deoarece colectorul este legat galvanic la tensiunea de alimentare (în c.c. rezistenţa bobinei L_1, R_L este neglijabilă), ca în figura 6.7b.

Rezultă că $\frac{1}{T}\int_0^T v_C(t)dt=V_{CC}$

$$V_{CC}=\frac{1}{T}\int_0^{\frac{T}{2}}(V_{on}+V_m\sin(\omega t))dt+\frac{1}{T}\int_{\frac{T}{2}}^{T}V_{on}dt=V_{on}+\frac{V_m}{\pi}\Rightarrow V_m=\pi(V_{CC}-V_{off})$$

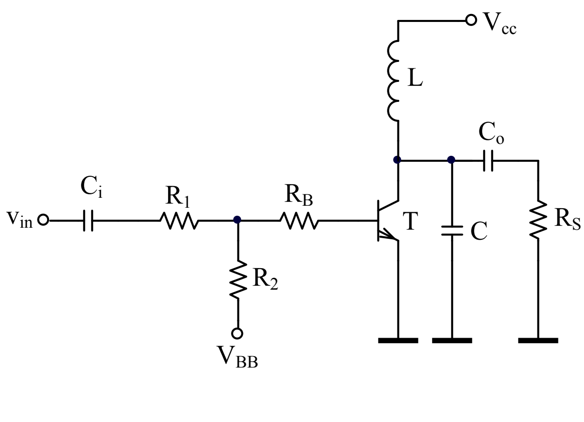
Bilanţul puterilor:

- Puterea absorbită (în c.c.) de la sursă: $P_0=V_{CC}I_0$
- Disipată pe tranzistor: $P_d=V_{on}I_0$ (pierderile datorate comutaţiei sunt neglijate.)
- Disipată pe sarcină (utilă): $P_{sarc}=P_0-P_d=(V_{CC}-V_{on})\cdot I_0$

Randamentul: $\eta=\frac{P_{sarc}}{P_0}=1-\frac{V_{on}}{V_{cc}}$

6.5.2 În figura 6.8a este reprezentată schema unui ARFP, iar în figura 6.8b formele de undă ale semnalului de intrare v_{in}, ale curentului de colector i_C şi ale tensiunii v_{CE}. Ştiindu-se că $I_c = 0{,}1\text{mA}$ elementele L şi C sunt fără pierderi (ideale), că circuitul LC lucrează la rezonanţă, $L = 1\text{mH}$, condensatoarele C_o şi C_i au reactanţe neglijabile la frecvenţa de lucru (sunt de tipul C_∞) şi că durata de conducţie a tranzistorului este $\tau = \frac{0{,}5}{3}\mu s$ iar $\alpha_{on} = \frac{\pi}{3}$, se cere:

a) Schema echivalentă în c.a.;
b) Unghiul de blocare, α_{off};
c) Unghiul de conducţie, 2θ;
d) Frecvenţa f_{in} a semnalului de intrare, v_{in};
e) Valoarea capacităţii C, cu aproximarea $\pi^2 \cong 10$;
f) Dacă rezistenţa de sarcină are valoarea $R_S = 100\text{k}\Omega$ şi aproximând amplitudinea armonicii fundamentale a curentului i_C egală cu amplitudinea impulsului corespunzător, să se determine amplitudinea tensiunii V_S.
g) Puterea medie disipată pe tranzistor.



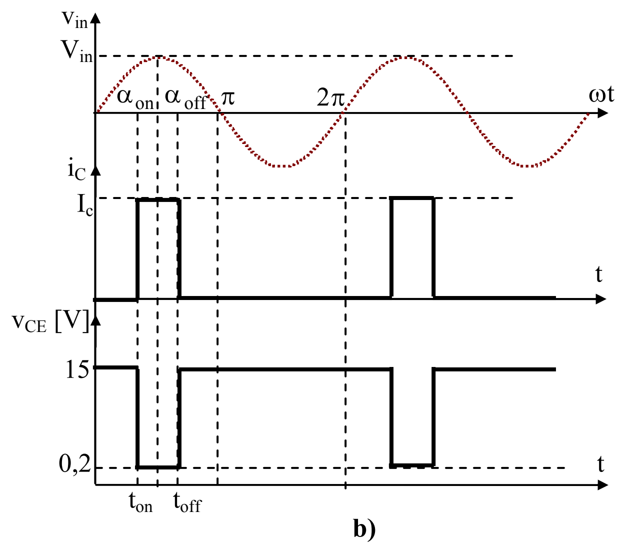


Fig. 6.8

a) Schema ARFP;
b) Formele de undă ale semnalelor.

Rezolvare

Schema echivalentă a circuitului de ieşire în c.a. este prezentată în figura 6.9.

$$\alpha_{off} = \pi - \alpha_{on} = \frac{2\pi}{3}$$

$$2\theta = \alpha_{on} - \alpha_{off} = \frac{2\pi}{3} - \frac{\pi}{3} = \frac{\pi}{3}$$

$$2\theta = \omega_{in}\tau = 2\pi \cdot f_{in} \cdot \tau \Rightarrow f_{in} = \frac{2\theta}{2\pi\tau} = \frac{\frac{\pi}{3}}{2\pi \cdot \frac{0{,}5}{3}\mu s} = 1\text{MHz}$$

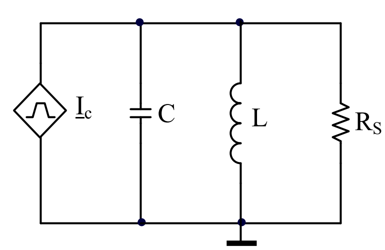


Fig. 6.9
Schema echhivalentă în c.a. a ARFP

Din ipoteză rezultă că circuitul acordat LC are frecvenţa de rezonanţă $\omega_0 = \omega_{in} = 2\pi \cdot f_{in}$.

Cum $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Rightarrow C = \frac{1}{\omega_0^2 L} = \frac{1}{4\pi^2 \cdot f_{in}^2 L} \cong \frac{1}{4 \cdot 10 \cdot 10^{12} \cdot 10^{-3}}\text{F} = 25\text{pF}$

$Q = \omega_0 R_S C = 2\pi \cdot 10^6 \cdot 10^5 \cdot 25 \cdot 10^{-12} = 5\pi$

Tensiunea pe sarcină este: $V_S = I_C R_S = 0{,}1\text{mA} \cdot 100\text{k}\Omega = 10\text{V}$.

$$P_d = \frac{1}{T}\int_0^T v_{CE}(t) \cdot i_C(t)dt = \frac{1}{T}\int_{t_{on}}^{t_{off}} V_{CE_{sat}} \cdot I_c dt = \frac{\tau}{T} \cdot 0{,}2\text{V} \cdot 0{,}1\text{mA} = \frac{0{,}01}{3}\text{mW}.$$

6.5.3 ARFP-ul din figura 6.9a are durata de conducţie $\tau_{on} = t_{off} - t_{on} = 1\mu s$, tranzistorul lucrează în regim de comutaţie (saturat/blocat): $I_{C_{sat}} = 100\text{mA}$, $V_{CE_{sat}} = 0{,}2\text{V}$.

Să se calculeze puterea medie disipată pe tranzistor, în două cazuri ale frecvenţei semnalului de intrare: $f_i = 200\text{kHz}$ şi $f_i = 125\text{kHz}$.

$$\left.\begin{aligned} T &= \frac{1}{f_i} \\ P_d &= \frac{1}{T}\int_0^T i_C(t) v_{CE}(t)dt \end{aligned}\right\} \Rightarrow P_d = f_i \int_{t_{on}}^{t_{off}} I_{C_{sat}} V_{CE_{sat}} dt = t_{on} f_i I_{C_{sat}} V_{CE_{sat}} (t_{off} - t_{on})$$

$f_i = 200\text{kHz} \Rightarrow P_d = 10^{-6}\text{s} \cdot 200 \cdot 10^3\text{Hz} \cdot 100 \cdot 10^{-3}\text{A} \cdot 0{,}2\text{V} = 4\,\text{mW}$

$f_i = 125\text{kHz} \Rightarrow P_d = 10^{-6}\text{s} \cdot 125 \cdot 10^3\text{Hz} \cdot 100 \cdot 10^{-3}\text{A} \cdot 0{,}2\text{V} = 2{,}5\,\text{mW}$

8. MODULATOARE ÎN IMPULSURI

8.1 NOŢIUNI DESPRE MODULATOARELE ÎN IMPULSURI. CLASIFICARE

Pentru a lucra în impulsuri, GFFÎ dintr-un emiţător trebuie alimentat periodic prin intermediul unui comutator special.

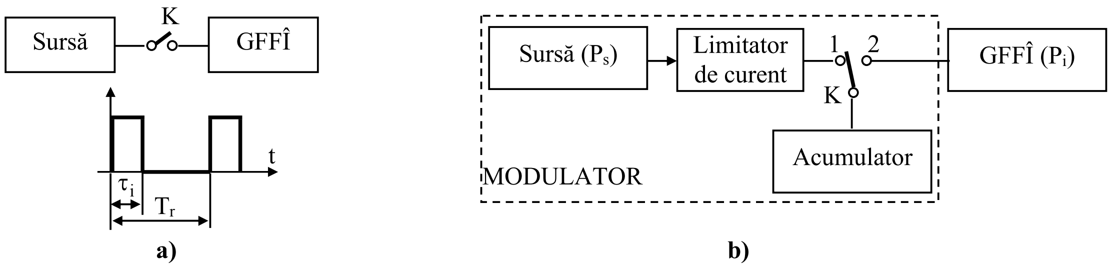


Fig. 8.1: Modulatoare în impulsuri

În figura 8.1a se prezintă soluţia simplă, în care GFFÎ este alimentat periodic de la sursă, prin închiderea/deschiderea comutatorului special K. Perioada (de repetiţie) poate să fie

$$T_r = 100\mu s \div 3ms \tag{8.1}$$

(ceea ce implică $D_{cc} = 15 \div 450km$), iar durata de conectare poate fi

$$\tau_i = 0{,}1 \div 10\mu s\,. \tag{8.2}$$

Un astfel de dispozitiv este însă neeconomic, întrucât necesită o sursă de putere foarte mare şi cu un factor de utilizare foarte mic.

O soluţie îmbunătăţită este prezentată în figura 8.1b. Se poate observa că ciclul de lucru al sursei se inversează: în intervalul de timp $T_r - t_{on}$, unde t_{on} este durata de conducţie a comutatorului (egală cu τ_i sau nu) sursa alimentează un dispozitiv de acumulare a energiei, energie ce este folosită pentru alimentarea GFFÎ pe durata t_{on}.

Dacă procesul se desfăşoară cu randamentul η (de obicei destul de mare, astfel că se pot neglija pierderile, adică $\eta = 1$), rezultă un avantaj evident al schemei din figura 8.1b: puterea debitată de sursă se micşorează faţă de cea corespunzătoare situaţiei din figura 8.1a:

$$\eta = \frac{W_u}{W_c} = \frac{P_i t_{on}}{P_s\left(T_r - t_{on}\right)} \Rightarrow P_s = P_i \frac{t_{on}}{\eta\left(T_r - t_{on}\right)} << P_i \tag{8.3}$$

Dificultatea majoră este înmagazinarea energiei în mod continuu, fără a satura acumulatorul; de asemenea, ţinând cont de faptul că atunci când acumulatorul este gol (în momentul iniţial sau după descărcarea sa totală), curentul de încărcare poate creşte (prea) mult şi deci este necesară limitarea sa pentru protecţia sursei de alimentare.

Elementele acumulatoare de energie pot fi:

- Capacităţi mari (condensatoare bine protejate la străpungere);
- Linii artificiale lungi;
- Reactanţe inductive neliniare (de exemplu bobine cu miez feromagnetic).

Încărcarea poate fi aperiodică, rezonantă sau după o lege anume (figura 8.2).

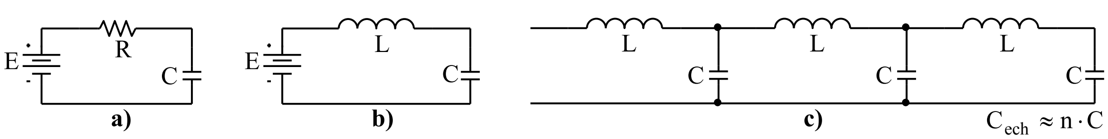


Fig. 8.2: Modalităţi de încărcare a acumulatorului

a) aperiodic;
b) rezonant;
c) cu ajutorul unor linii artificiale.

Ca elemente de comutare, se pot utiliza:

- Tranzistoare bipolare capabile să suporte puteri şi tensiuni mari;
- Tuburi electronice (triode, tetrode);
- Tiristoare;
- GTO (**G**ate **T**urn-**O**ff thyristor – un tiristor special, care poate fi atât amorsat cât şi blocat prin aplicarea unui impuls pe poartă);
- Tiratroane (tub cu gaz, cu iniţiere prin impuls de comandă);
- Trigatroane (tiratron cu iniţiere prin scânteie);
- Tranzistoare VMOS (MOS cu canal V).

Frecvenţele lor de lucru sunt prezentate în figura 8.3 (în care scara frecvenţelor este logaritmică).

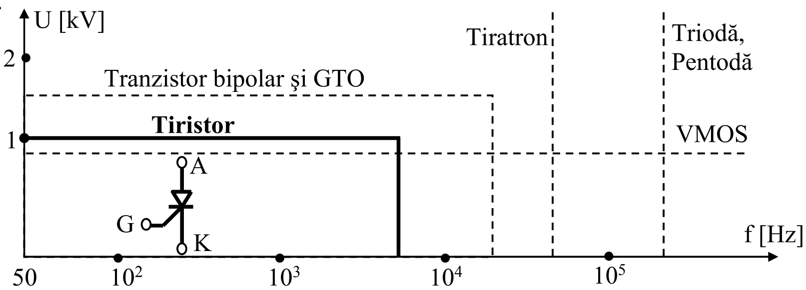


Fig. 8.3: Elemente de comutare şi domeniile lor de lucru

- Tuburile:
  - Au ca factor de limitare tensiunea, curentul şi viteza de răspuns;
  - La tensiuni mari dielectricii dintre electrozi trebuie să fie buni (sticlă, ceramică);
  - Gradul de vidare trebuie să fie foarte bun (la tensiuni $\times 1\text{kV}$ pot apare ionizări ale gazului, iar ca urmare străpungeri);
  - Prezintă avantajul că la lucrul în impuls admit tensiuni şi curenţi de $10 \div 15$ ori comparativ cu regimul continuu; $\Rightarrow P_{\text{impuls}} > 100 \cdot P_{\text{continuu}}$.
- Tiratroanele:
  - În principiu tiratronul este o triodă cu gaz inert, electrozii având o construcţie specială;
  - Catodul este construit dintr-un material bogat în H_2 (absorbant), care încălzit fiind de filament va degaja H_2;
  - H_2 se ionizează de la grilă (care primeşte un impuls de comandă puternic), astfel că apare fenomenul de conducţie ionică; ca urmare, rezistenţa internă este $\times 1\Omega$;
  - Impulsul de comandă se aplică între grilă şi catod, după care amorsarea se face în avalanşă, într-un timp foarte scurt $(\times 10\text{ns})$;
  - Conducţia se menţine teoretic atât timp cât $U_{AK} > 0$;
  - Pentru stingere sigură şi grăbirea recombinărilor în gaz (restabilirea regimului iniţial), se aplică un (mic) impuls pozitiv pe catod;
  - Dezavantajul este că la pornirea de la rece necesită un timp mare pentru degajarea şi încălzirea gazului (cel mai mare din radiolocator – în jur de 5 min.).
- Tiristorul:
  - Comanda de deschidere se face pe poartă, după care ionizarea se propagă în corpul său, rezultând astfel un timp de amorsare ceva mai mare $(\times 10\text{ns} \div \times 1\mu\text{s})$, pentru că creşterea curentului se face cu viteză limitată;
  - Blocarea are loc când $U_{AK} \leq 0$; o tensiune inversă (de blocare) mare poate provoca apariţia unui curent invers, astfel că sunt necesare condiţii speciale pentru comanda de blocare;
  - Există şi tiristoare bioperaţionale (GTO: Gate Turn-Off), la care un impuls pozitiv aplicat pe grilă provoacă amorsarea iar unul negativ provoacă blocarea.

Elementul comutator trebuie să îndeplinească unele cerinţe ca:

- Să aibă timpi de comutaţie mici $\left(t_c << \tau_i = \times 1\mu s\right)$;
- Să aibă rezistenţă proprie în starea de conducţie foarte mică $(\times 1\Omega)$; atunci $U_{borne} \to 0$ şi rezultă un randament ridicat al comutatorului;
- Să aibă curentul de conducţie $I > (1{,}2 \div 1{,}5) \cdot I_{GFFÎ}$; de regulă, K nu este în serie cu GFFÎ (de exemplu se poate folosi un transformator de impulsuri), astfel că apar pierderi suplimentare;
- Să aibă o valoare mică a timpului de intrare în regimul de bună funcţionare (durata regimului tranzitoriu), sau $t_{gata\ de\ luptă}$.

8.1.1 Clasificarea modulatoarelor în impulsuri

- Anodice: impulsul de comandă se aplică în anodul GFFÎ;
- De grilă: impulsul de comandă se aplică pe grila de comandă a GFFÎ;
- Catodice: impulsul de comandă se aplică în catodul GFFÎ (anodul e la masă); sunt cele mai utilizate, pentru că uşurează construcţia, pot fi răcite uşor şi oferă protecţie pentru personal. Din punctul de vedere al comutatorului, acestea pot fi:
  - Cu comutator activ (cu descărcare parţială): comutatorul este tranzistor sau tub electronic; ambele fac parte din categoria dispozitivelor complet comandate, adică intră în conducţie la aplicarea impulsului de comandă şi ies din conducţie la dispariţia acestuia; drept urmare $t_{on} = \tau_i$.
  - Cu descărcare totală: comutatorul este tiristor sau tiratron; ambele fac parte din categoria dispozitivelor semicomandate, adică intră în conducţie la aplicarea impulsului de comandă şi ies din conducţie în momentul anulării curentului ce le străbate (curentul anodic) sau în momentul inversării polarităţii tensiunii între anod şi catod (tensiunea anodică). Rezultă $t_{on} \neq \tau_i$, de obicei $t_{on} > \tau_i$. Cum ambele procese (încărcarea/descărcarea acumulatorului) au loc pe durata T_r, rezultă că frecvenţa de repetiţie a impulsurilor de comandă nu poate fi oricât de mare:

$$f_r < f_{limită} = \frac{1}{t_{desc} + t_{înc}}. \qquad (8.4)$$

  Ambele pot fi cu acumulare aperiodică sau rezonantă; de regulă cele cu descărcare parţială sunt cu încărcare aperiodică, iar cele cu descărcare totală sunt cu încărcare cu linie artificială.

Modul de cuplare a GFFÎ la modulator poate fi:

- Cu şuntare prin rezistenţă;
- Cu şuntare prin bobină;
- Prin transformator.

8.2 MODULATOARE CU DESCĂRCARE PARŢIALĂ (CU COMUTATOR ACTIV)

8.2.1 Modulator cu şuntarea sarcinii prin rezistenţă

Schema de principiu este în figura 8.4. Deoarece se lucrează cu puteri mari (x 100 KW), se cer tensiuni de lucru mari $(\times 10kV)$ şi curenţi $\times 100A$; ca urmare capacităţile parazite devin importante – pentru că elementele sunt de putere (mari dimensional). Rezistenţa R_2 (cea prin care se limitează curentul de încărcare a capacităţii de acumulare C_a – circuitul de acumulare este de tip RC (aperiodic) – şi şuntează sarcina) are valoarea $R_2 = \times 1k\Omega >> r$, unde s-a considerat că r reprezintă rezistenţa de sarcină – rezistenţa echivalentă a GFFÎ aflat în conducţie.

Comutatorul este o triodă sau un tranzistor (trioda T_1 în figura 8.4), considerate ideale (în figura 8.5a $R_i \to \infty$), iar GFFÎ este de obicei un magnetron sau o triodă far.

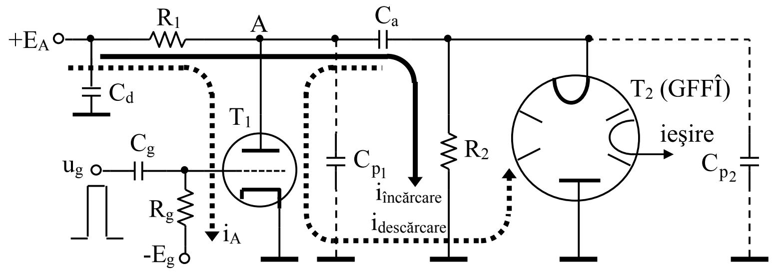


Fig. 8.4: Modulator cu descărcare parţială (cu comutator activ) cu şuntarea sarcinii prin rezistenţă

Etape de funcţionare:

- Până la sosirea impulsului de comandă: $\left|E_g\right| > \left|E_{g_T}\right|$. Rezultă că tubul T_2 este blocat, astfel că C_{p_1} şi C_a se încarcă de la tensiunea de alimentare E_A. Cum $C_a = 0{,}1 \div 0{,}15\mu F >> C_{p_1}$, rezultă că C_{p_1} se încarcă primul. Condensatorul C_{p_2} se încarcă şi el, dar $U_{C_{p_2}} = U_{R_2} \to 0$. Rezultă că în timp $i_{C_{p_2}} \to 0$.
- Pe durata impulsului de comandă (U_g), C_{p_1} (fiind mic) se descarcă primul – fenomen nedorit – fenomenul principal fiind însă descărcarea capacităţii C_a. Prin tub circulă şi curentul i_A (de unde rezultă şi rolul rezistenţei R_1 de a limita acest curent, pentru a nu încălzi suplimentar tubul).
  Durata t_{on} a impulsului generat la ieşire este aceeaşi cu durata impulsului de comandă: $t_{on} = \tau_i$

Schema echivalentă în c.a. şi diagramele de funcţionare sunt prezentate în figura 8.5.

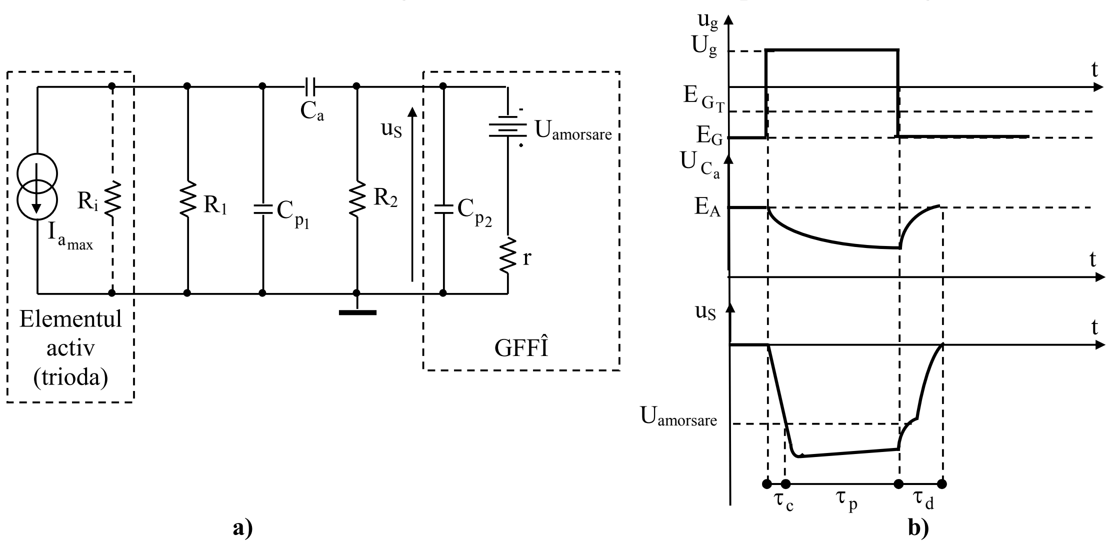


Fig. 8.5: Modulatorul cu descărcare parţială (cu comutator activ) în regim dinamic
a) schema echivalentă pe durata descărcării capacităţii de acumulare;
b) forme de undă.

τ_c este timpul necesar ca u_S să depăşească pragul de amorsare şi $I_{magnetron}$ să ajungă la valoarea $0{,}9I_{nominal}$; este datorat încărcării (inverse) a capacităţilor parazite, proces ce continuă şi pe palierul tensiunii pe sarcină u_S (figura 8.5b).

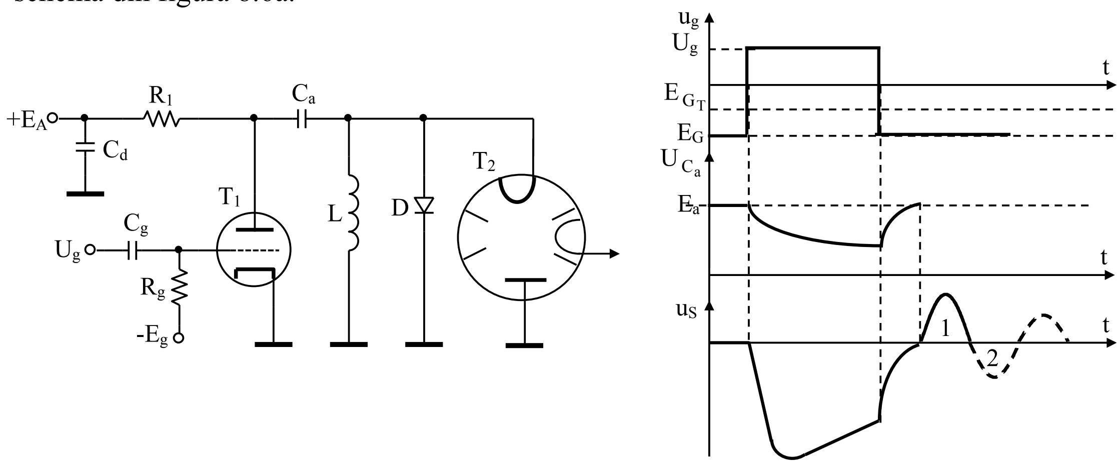
$$\tau_d = \tau_1 + \tau_2 \tag{8.5}$$

este timpul (destul de mare) necesar descărcării capacităţilor C_p şi stingerii magnetronului:

$$\tau_1 \cong 3r\left(C_{p_1} + C_{p_2}\right) \quad \tau_2 \cong 3\frac{R_1R_2}{R_1 + R_2}\left(C_{p_1} + C_{p_2}\right). \tag{8.6}$$

8.2.2 Modulator cu şuntarea sarcinii prin bobină

Pentru micşorarea duratei τ_d se şuntează sarcina prin inductanţa L, obţinându-se astfel schema din figura 8.6a.



a) **b)**

Fig. 8.6: Modulator cu descărcare parţială cu sarcina şuntată prin bobină
a) schema electrică;
b) forme de undă.

$R_{L_{cc}} \to 0 \Rightarrow \tau_{\hat{i}nc}$ a capacităţii C_a este mic.

Pe durata impulsurilor scurte, C_a se descarcă prin magnetron şi L, dar cum X_L este foarte mare (apare o variaţie bruscă de curent), rezultă că creşterea curentului prin bobină este foarte lentă.
La stingere: prin L există un curent i_L, care produce fenomenul de autoinducţie, astfel că la blocare apar oscilaţii (există un circuit oscilant format din L şi capacităţile parazite). După oscilaţia 1, fenomenul este tăiat de dioda D. Altfel, oscilaţia 2 (figura 8.6b) poate să redeschidă magnetronul.
Ţinând cont de acestea, dioda trebuie să îndeplinească nişte condiţii:

- Impedanţa caracteristică a COD format de L şi capacităţile parazite, $Z_{c_{C.O.}} = \sqrt{\dfrac{L}{C_{p_1} + C_{p_2}}} = \times 1\Omega ... \times 10\Omega$ şi pentru a face şuntare trebuie ca $R_{i_{diodă}} < \dfrac{1}{2} Z_{c_{C.O.}}$;
- În plus, trebuie să suporte tensiuni inverse de ordinul $\times 1\text{kV}$.

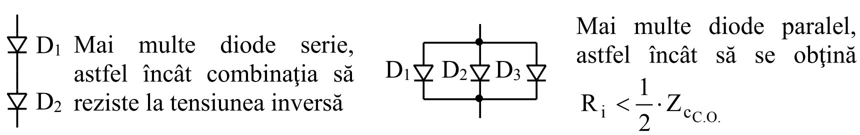


Fig. 8.7: Structuri posibile echivalente cu dioda D

În figura 8.7 se prezintă configuraţii posibile de diode astfel încât să se realizeze cerinţele menţionate mai sus. Trebuie precizat că structurile prezentate sunt simplificate, în sensul că nu s-au mai reprezentat rezistenţele de egalizare a tensiunilor (paralel pe diode în cazul conexiunii serie), respectiv de egalizare a curenţilor (în serie cu diodele, în cazul conexiunii paralel).

8.2.3 Modulator cu şuntarea sarcinii prin diodă

Schema unui astfel de dispozitiv este prezentată în figura 8.8.
Este necesar ca încărcarea C_a să fie sigur la nivel maxim, iar C_a este mare, de unde rezultă că rezistenţa internă a diodei trebuie să fie cât mai mică (timp mic de încărcare).

Tensiunea inversă pe diodă este $U_{inv_{diodă}} \geq E_A$.

Rezultă că este necesară o diodă cu R_i mică şi tensiune inversă mare, condiţii tehnologice grele, deci o diodă greu de realizat, motiv din care este mai puţin utilizată această soluţie de şuntare.

O soluţie ar putea fi înlocuirea diodei cu o structură de tipul uneia din cele prezentate în figura 8.7 sau cu o combinaţie a lor (o grupare paralel a unor secţiuni de diode legate în serie).

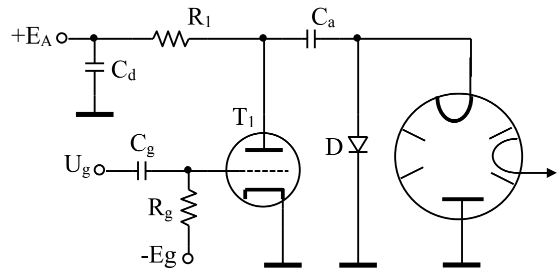


Fig. 8.8: Modulator cu şuntarea sarcinii prin diodă

8.2.4 Modulator cu transformator de impulsuri

Schema este prezentată în figura 8.9. Încărcarea şi descărcarea C_a se face prin transformatorul de impulsuri TI. Transferul de energie către sarcina R_s (GFFÎ, conectat în secundarul TI) are loc pe durata descărcării capacităţii C_a; deşi încărcarea se face tot prin (primarul) TI, procesul fiind lent variabil nu are loc un transfer consistent de putere către sarcină.

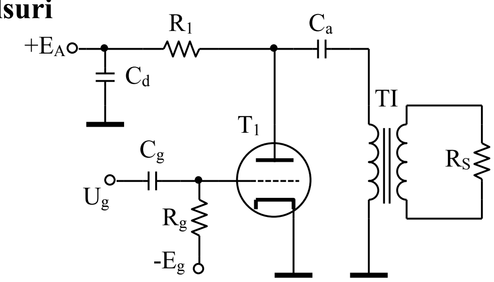


Fig. 8.9: Modulator cu transformator de impulsuri

Un transfer accidental mai mare nu duce la deschiderea GFFÎ pentru că polarizarea e inversă.

Acest tip de modulator este mai rar utilizat în sistemele de tragere, datorită capacităţilor mari ale transformatorului de impulsuri, care au drept consecinţă deformarea mai puternică a impulsurilor dreptunghiulare generate (condiţii mai rele pentru urmărirea automată a ţintei).

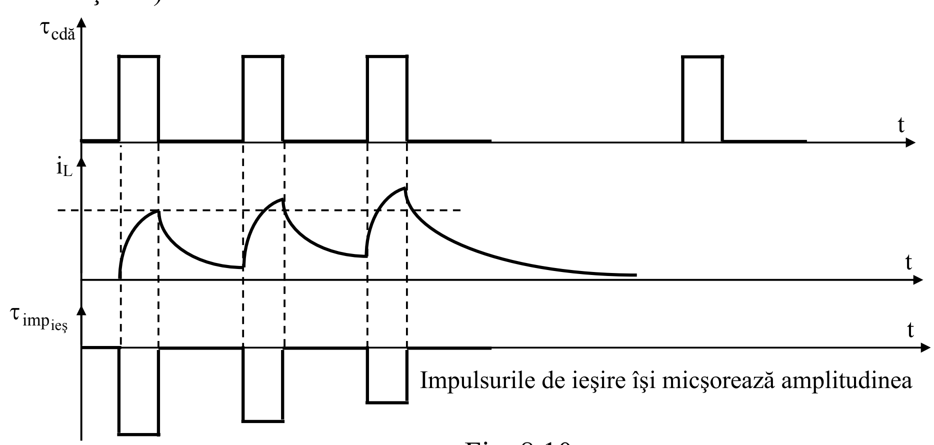


Fig. 8.10

Observaţie:

Dacă modulatorul lucrează pe grupe de impulsuri (impulsuri modulate în cod), trebuie avut în vedere ca între două impulsuri vecine din aceeaşi grupă de cod (mult mai apropiate decât în cazul general) procesele tranzitorii să se stingă complet.

Dacă procesele nu se sting, impulsurile de ieşire din aceeaşi grupă îşi micşorează (treptat) amplitudinea, putând duce la erori mari în procesul de decodificare. Cauza poate fi orice proces cu remanenţă între două impulsuri vecine generate, proces ce poate altera condiţiile iniţiale de generare pentru impulsul succesor.

8.3 MODULATOARE CU DESCĂRCARE TOTALĂ

Faţă de modulatorul cu comutator activ (cu descărcare parţială), cel cu descărcare totală prezintă o serie de particularităţi, dintre care se menţionează următoarele:

- **Impulsul de comandă** are doar rolul de a amorsa elementul activ (semicomandat) al schemei (tiratron sau tiristor), astfel că **durata sa este foarte mică**:
  $$\tau_i << t_{on} << T_r \tag{8.7}$$
  (singura restricţie asupra τ_i fiind aceea că trebuie să fie suficient de mare încât să asigure intrarea fermă în conducţie a dispozitivului activ); în consecinţă, ambele procese **(descărcarea/încărcarea acumulatorului) au loc pe durata** $T_r - \tau_i$
- Durata impulsului de FFÎ generat (t_{on}) depinde de parametrii schemei şi nu de durata τ_i a impulsului de amorsare (impulsul de punere în funcţiune, IPF) a modulatorului;
- Elementul de acumulare a energiei se descarcă în totalitate, la fiecare generare;
- Sunt posibile scheme cu toate variantele de acumulatoare menţionate anterior, dar o formă mai bună a impulsului generat se obţine utilizând o linie de acumulare (linie artificială) şi nu o capacitate de acumulare (încărcare aperiodică);
- Elementul activ este de regulă un tiratron (poate fi şi un tiristor).

Schema tipică este prezentată în figura 8.11

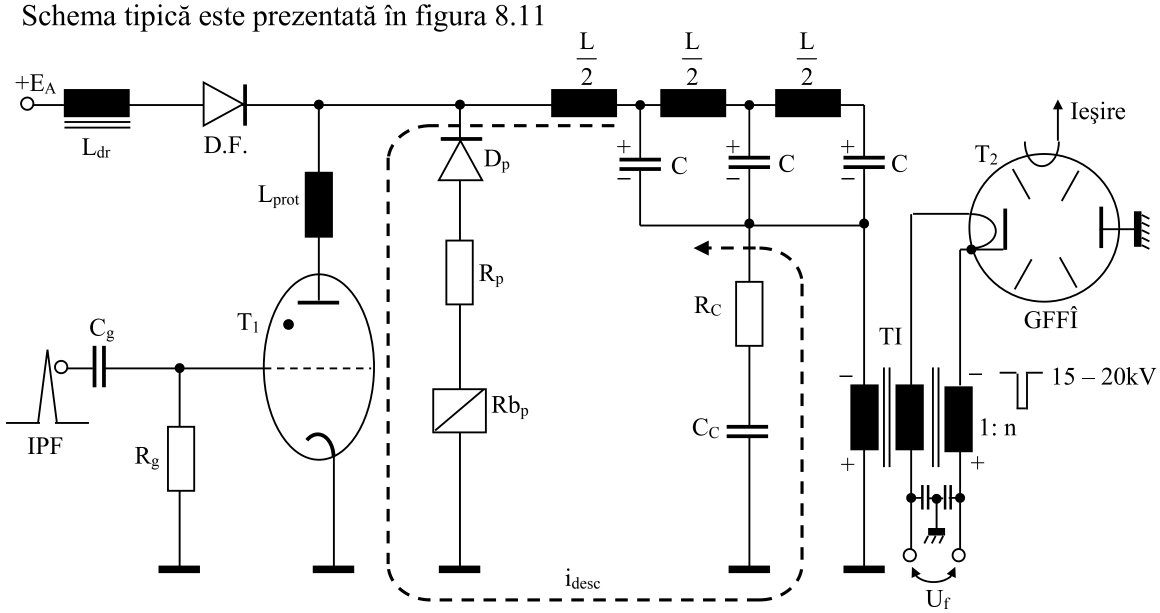


Fig. 8.11: Modulator cu descărcare totală

L_{dr} – (drosel de încărcare): protejează sursa E_A la oscilaţii şi la salturi de curent;

DF – dioda de fixare a nivelului de încărcare pe linie la aprox. $2E_a$; L_{dr} împreună cu linia formează un circuit oscilant, de unde rezultă un proces oscilatoriu la încărcare;

TI – transformatorul de impulsuri, ridicător, cu raportul de transformare 1:n;

D_p, R_p, Rb_p (releu de curent) – grup de protecţie;

L_{prot} – limitează viteza de creştere $\frac{di}{dt}$ a curentului prin tiratron; amorsarea acestuia este foarte rapidă, dar viteza de creştere a curentului prin tiratron trebuie limitată pentru protejarea tiratronului, astfel că se utilizează inductanţa L_{prot} (de valoare mică; 10-12 spire).

8.3.1 Regimurile liniei de acumulare

a) Până la sosirea IPF – impulsul de punere în funcţiune (a cărui perioadă de repetiţie este, conform (8.7), $T_r \geq t_{desc} + t_{înc} >> \tau_i$), T_1 (tub tiratron, sau triodă cu gaz, sau ignitron, excitron, etc.) este blocat, având grila la masă.

Generatorul magnetron T_2 este stins (neamorsat) în acest regim de lucru şi ca urmare rezistenţa sa de intrare reflectată în primarul TI este mare $\left(R'_S \to \infty\right)$

L_{dr}, împreună cu celulele LC ale liniei de acumulare capacitivă formează un circuit oscilant de încărcare (figura 8.12a). Datorită diodei de fixare, DF, nivelul de încărcare rezonantă a liniei de acumulare se opreşte la nivelul (figura 8.12b):

$$U_{C_{ech}} \cong 2E_A . \qquad (8.8)$$

În timp, această tensiune se micşorează (lent) datorită pierderilor, astfel că până la sosirea impulsului de punere în funcţiune (IPF), nivelul descreşte până la

$$U_{C_{max}} \cong 1{,}8E_A , \qquad (8.9)$$

unde E_A este tensiunea de alimentare (nivelul tensiunii de la ieşirea redresorului de înaltă tensiune).

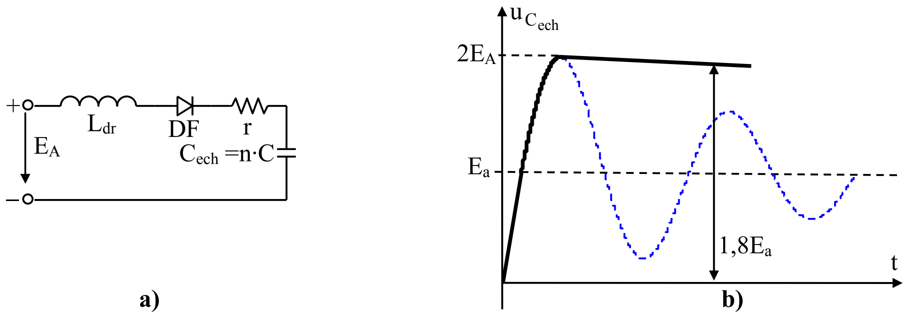


Fig. 8.12: Încărcarea liniei de acumulare

a) schema echivalentă a circuitului de încărcare
b) forma de undă a tensiunii liniei de acumulare

Încărcarea se face prin L_{dr}, linie şi inductanţa primarului transformatorului, astfel încât curentul $i_{înc}$ are variaţia lentă, deci nu se induce tensiune în înfăşurarea secundară (chiar dacă ar apărea, tensiunea în catodul GFFÎ ar fi pozitivă, deci nu s-ar produce amorsarea).

Observaţie:

L_{dr} mai are şi alt rol în funcţionarea modulatorului: pe durata conducţiei tiratronului, anodul acestuia este conectat la tensiunea de alimentare E_A (prin L_{dr} şi L_{prot}), deci ar exista posibilitatea apariţiei unui curent suplimentar (similar cu curentul care apare prin comutatorul – trioda în conducţie – din structura modulatorului cu descărcare parţială, curent limitat de R_1 din figura 8.4). Acest fenomen trebuie evitat, pentru că, în caz contrar tiratronul (care e un dispozitiv semicomandat) ar rămâne permanent în conducţie. Datorită valorii mari a inductanţei L_{dr} (la care se adaugă şi L_{prot}), viteza de creştere a componentei curentului anodic de la sursa de alimentare este foarte mică, astfel că în durata (foarte scurtă – de ordinul $\times 1\mu s,...,\times 10\mu s$) de descărcare a liniei de acumulare valoarea la care ajunge acest curent să fie nesemnificativă.

b) la sosirea IPF:

Tiratronul este amorsat (se ionizează gazul din interior într-un timp de ordinul $\times 1ns$), astfel că rezistenţa sa internă, $R_{i_{tiratron}}$, se micşorează la valori de ordinul $\times 1\Omega$ (ionizat) şi în consecinţă linia se descarcă rapid prin primarul transformatorului TI. Amorsarea tiratronului T_1 este foarte scurtă, pentru ca frontul anterior al impulsului generat să fie corect (drept). Pentru protecţia sa s-a introdus în circuit bobina de protecţie, L_{prot}, care limitează viteza de creştere a curentului prin T_1.

Circuitul echivalent de descărcare este prezentat în figura 8.13a.

Transformatorul de impulsuri este ridicător de tensiune, cu raportul de transformare 1:n; capacităţile C_1 (mari) leagă la masă din punct de vedere al c.a. partea inferioară a secundarului (figura 8.13b).

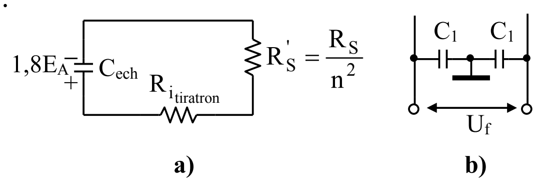


Fig. 8.13: Descărcarea liniei de acumulare

a) Circuitul echivalent
b) Legarea la masă a secundarului TI în c.a.

Magnetronului i se aplică un impuls negativ de o valoare ce este funcţie de raportul dintre impedanţa caracteristică a liniei (ρ) şi impedanţa primarului $(R_S^{'})$.

Întrucât înainte de amorsare magnetronul T2 este stins (neamorsat) şi ca urmare rezistenţa sa internă reflectată în primarul TI este mare $(R_S^{'} \to \infty)$, linia de acumulare, cu impedanţa caracteristică $\rho << R_S^{'}$, are tendinţa de a se descărca puternic neadaptat (apare o supracreştere iniţială pe transformator). Pentru eliminarea acestui puls şi descărcare adaptată s-a introdus grupul de corecţie $R_C C_C$, astfel încât impedanţa acestuia, în paralel cu primarul TI să ducă la adaptarea regimului de descărcare $(\rho \cong (R_C, C_C) \| L_{primar})$.

Dacă $\rho = R_S^{'}$ (regimul este adaptat, ceea ce este de dorit), atunci $U_{R_S^{'}} = \frac{1{,}8E_A}{2} = 0{,}9E_A$, rezultând în secundar un impuls cu amplitudinea $n \cdot 0{,}9E_A$ (în jur de 20 kV).

c) după aplicarea IPF:

Linia se descarcă complet prin tiratron (care stă deschis cât timp $U_{AK} > 0$). În timpul descărcării liniei, tensiunea U_{AK} la bornele tiratronului se micşorează, acesta stingându-se atunci când $U_{AK} \to 0$ (linia este complet descărcată). După stingerea tiratronului se reia încărcarea liniei.

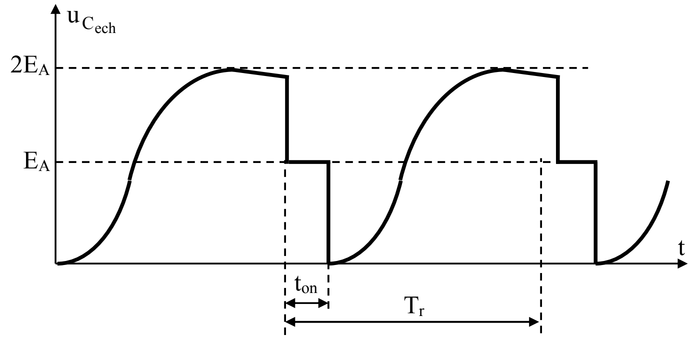


Fig. 8.14 Tensiunea pe linia de acumulare

$F_r = \frac{1}{T_r}$, de ordinul $\times 100\text{Hz}$; $F_{r_{IPF}} < F_{r_{lim_{linie}}}$.

Circuitul format din dioda D_p, releul Rb_p şi rezistenţa R_p înlătură pericolul reflexiilor mari de la T2 ce pot să apară în cazul neadaptării între ρ şi $R_S^{'}$. De exemplu, se poate presupune că magnetronul s-a străpuns. Rezultă că $Z_{sec_{trafo}} \to 0$; $\Rightarrow Z_{primar} \to 0$, astfel că s-ar distruge modulatorul (pe linie apare tensiunea $1{,}8E_A + U_{invers}$, care ar distruge-o). Acest lucru nu se întâmplă, deoarece reflexia din primar spre linie este resimţită de dioda D_p care intră în conducţie, alimentând astfel şi înfăşurarea releului Rb_p, care astfel deschide un contact care decuplează tensiunea E_A de la modulator, protejând astfel atât modulatorul cât şi redresorul de înaltă tensiune. Se spune că schema trece în modul de lucru "Avarie".

8.3.2 Regimurile de descărcare a liniei

a) La adaptare:

$$\rho = R_S^{'} \tag{8.10}$$

(impedanţa caracteristică a liniei şi rezistenţa echivalentă de sarcină sunt egale):

Iniţial pe linie $U_L = 1{,}8E_a$; la închiderea comutatorului K (figura 8.15a), $U_{R_S^{'}}$ se măreşte la $\frac{U_L}{2}$ (figura 8.15b,c), respectiv la capătul 1 al liniei tensiunea U_L se micşorează la $\frac{U_L}{2}$, salt negativ care se manifestă ca o undă pe linie. După timpul de întârziere pe linie ($t_{propagare}$), această undă ajunge în celălalt capăt (2). Linia fiind în gol (sau deschisă: se termină pe o capacitate), unda se va reflecta cu acelaşi semn.

Dacă se consideră că IPF soseşte la momentul $t = 0$, atunci:

- La momentul $t = 0 - 0$: $U_L = 1{,}8E_a; U_{R_S^{'}} = 0$; (8.11)

- La momentul $t = 0 + 0$: $U_L^1 = \frac{U_L}{2} = U_{R_S^{'}}$ (8.12)

  (cu salt negativ $\left(-\frac{U_L}{2}\right)$: de la U_L la $\frac{U_L}{2}$ în capătul 1 al liniei);

- La momentul $t = t_{propagare}$: $U_L^1 = \frac{U_L}{2}; U_L^2 = -\frac{U_L}{2}$; (8.13)

- La momentul $t = 2t_{propagare}$: $U_L = U_L^1 + U_L^2 = \frac{U_L}{2} - \frac{U_L}{2} = 0$ (8.14)

  (saltul s-a întors; linia s-a descărcat total).

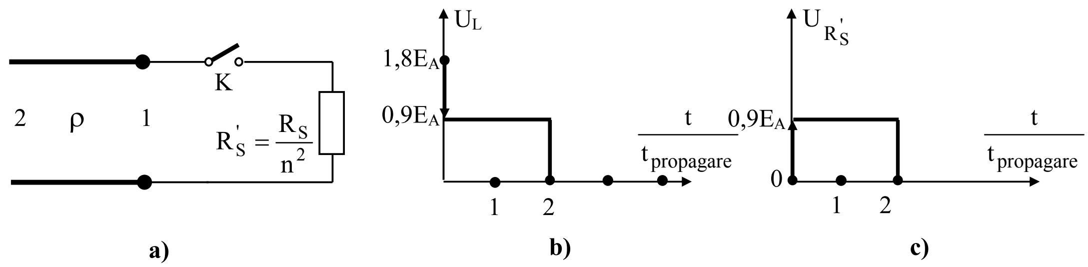


Fig. 8.15: Regimul de descărcare adaptat: $\rho = R_S^{'}$

a) Schema simplificată a liniei;
b) tensiunea pe linie;
c) tensiunea pe sarcină.

Din această analiză rezultă durata impulsului (de radiofrecvenţă) generat de modulator:

$$t_{on} = 2t_{propagare} \quad (8.15)$$

adică durata impulsului este dublul timpului de propagare a undei pe linie (sau timpul de întârziere introdus de linie).

Timpul de propagare al impulsului pe o linie reală este:

$$t_{propagare} = \frac{l}{v} \quad (8.16)$$

unde s-au folosit notaţiile:

- l: lungimea liniei;
- v: viteza de propagare.

Cum viteza de propagare a unei unde electromagnetice în lungul unei linii este:

$$v = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (8.17)$$

în care $L\left[\frac{H}{m}\right]$ şi $C\left[\frac{F}{m}\right]$ reprezintă inductanţa, respectiv capacitatea distribuite ale liniei.

În cazul liniei artificiale, constituită din *p* celule de tip LC conectate ca un cuadripol T de tip FTJ (**F**iltru **T**rece **J**os) – ca în figura 8.11 – elementele L şi C modelează cu valori concentrate omoloagele lor distribuite în lungul unei linii reale. În consecinţă, ţinând cont de (8.15) şi (8.16), se obţine durata impulsului sub forma:

$$t_{on} = 2 \cdot l \cdot \sqrt{LC} = 2 \cdot l \cdot \sqrt{\frac{pL}{l} \cdot \frac{pC}{l}} = 2p\sqrt{LC} \quad (8.18)$$

Aşa cum s-a menţionat de la început, atât durata impulsului de RF generat, cât şi timul de încărcare a liniei (de acumulare) depind exclusiv de parametrii acesteia. În plus, forma impulsului este mult îmbunătăţită (practic se obţine un impuls dreptunghiular de RF quasideal), ceea ce nu era posibil în cazul acumulatorului cu încărcare aperiodică. O comparaţie între figurile 8.6b şi 8.14 este edificatoare în acest sens, făcând initile orice alte comentarii. Din acest motiv, modulatoarele cu descărcare totală cu linie artificială sunt cele mai utilizate în instalaţiile de emisie ale radarelor.

b) Cazul $R_S^{'} > \rho$ (8.19)

Rezultă că la sosirea IPF, (figura 8.16)

$$U_{R_S^{'}} = \frac{R_S^{'}}{\rho + R_S^{'}} > U_L^1 = \frac{\rho}{\rho + R_S^{'}} < 0{,}9E_A, \tag{8.20}$$

astfel că descărcarea se va face “în trepte”. Dacă treapta a doua este suficient de înaltă, (ceea ce s-ar putea obţine în cazul $R_S^{'} >> \rho$) magnetronul poate fi menţinut în funcţiune astfel că va genera continuu pe durata mai multor timpi de propagare:

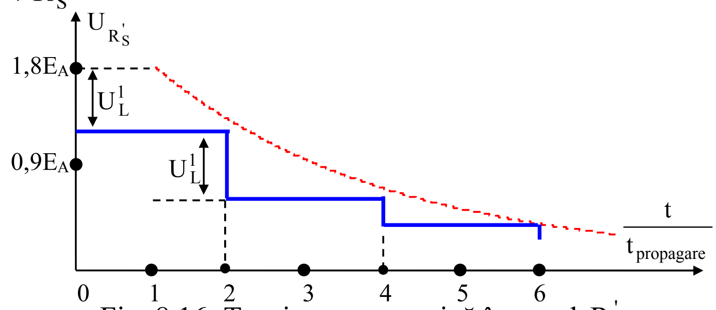


Fig. 8.16: Tensiunea pe sarcină în cazul $R_S^{'} > \rho$

$$t_{on} = kt_{propagare} \quad ; k = 1,2,3,.... \tag{8.21}$$

c) Cazul $R_S^{'} < \rho$ (8.22)

Dacă regimul de descărcare este puternic neadaptat, atunci tensiunea pe sarcină are forma din figura 8.17, în care I este impulsul principal şi II este un impuls parazit.

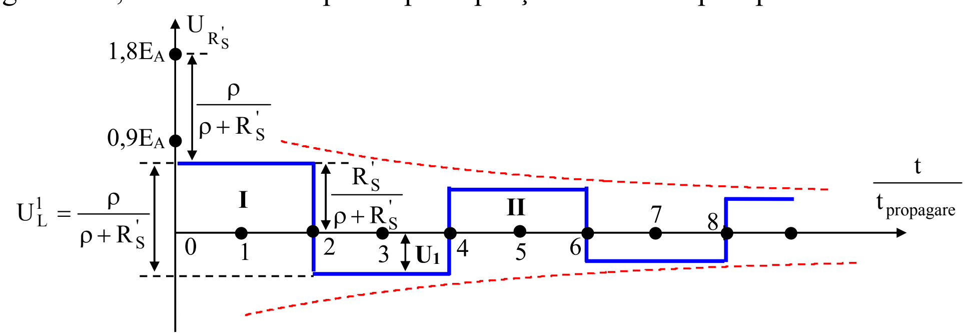


Fig. 8.17: Tensiunea pe sarcină în cazul $R_S^{'} < \rho$

U1 este unda reflectată, care poate fi foarte periculoasă pentru modulator, funcţie de gradul de neadaptare:

$$U_1 = \frac{\rho - R_S^{'}}{\rho + R_S^{'}} U_L. \tag{8.23}$$

Dacă $R_S^{'} << \rho$ (de exemplu, magnetronul este străpuns: $R_S^{'} \to 0$), rezultă că apar reflexii puternice la descărcare şi se poate distruge modulatorul (dacă magnetronul se arde, linia este în scurtcircuit). Magnetronul va genera continuu pe durata $kt_{propagare}$, astfel că EA va începe să debiteze prin tiratron.

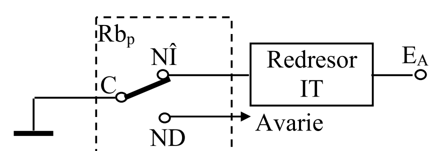


Fig. 8.18
Protecţia redresorului de IT

Rezultă că va creşte temperatura tiratronului, deci şi curentul absorbit, fenomen ce continuă în avalanşă mărind încărcarea redresorului de înaltă tensiune (IT) EA până la distrugerea acestuia. Pentru eliminarea acestui pericol, grupul de protecţie Dp, Rp, cuplează releul Rbp (dacă reflexiile sunt mari, curentul prin Dp creşte şi se cuplează releul). Sursa EA fiind alimentată prin intermediul unui contact normal închis (NÎ) al releului Rbp, rezultă că anclanşarea acestuia va determina decuplarea redresorului de IT de la modulator (e protejat redresorul de IT), schema trecând în regimul de avarie (figura 8.18).

d) Variaţia puterii pe $R_S^{'}$ în funcţie de raportul $\frac{R_S^{'}}{\rho}$ este prezentată în figura 8.19.

Se poate observa că variaţia relativă a transferului de putere este de 3% pentru $\frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0{,}7 < \frac{R_S^{'}}{\rho} < 1{,}41 \approx \sqrt{2}$.

Se poate spune că schema admite dezadaptări rezonabile, sau că adaptarea nu este un element critic. Din proiectare se optează pentru un regim de lucru uşor dezadaptat $R_S^{'} < \rho \quad \left(0{,}7 < \frac{R_S^{'}}{\rho} < 1\right)$, caz în care vor apărea salturile (negative) U_1 din figura 8.17, de valori acceptabile în acest caz: $\left|U_{1_{max}}\right| = \frac{0{,}3}{1{,}7} U_L = 0{,}18 U_L$.

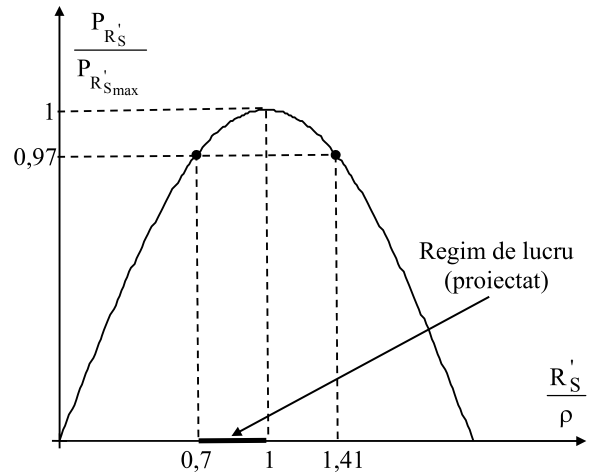


Fig. 8.19: Transferul de putere în $R_S^{'}$

Ca urmare, la descărcare apar impulsuri reflectate de la TI, dar nu mari. Acestea asigură închiderea corectă a T_1 (primul impuls forţează tiratronul să se închidă la timp).

Regimul de descărcare fiind aproape adaptat $\left(\rho \cong R_S^{'}\right)$, nivelul impulsului pe primarul TI este de ordinul $0{,}9E_a$ şi prin raportul ridicător $1:n$, semnalul (impulsul) din secundar ajunge la valoarea de $20 \div 30\text{kV}$, amorsând astfel generatorul magnetron T_2.

e) Corecţia formei impulsului generat este necesară deoarece în primul moment, până când tensiunea pe magnetron depăşeşte pragul de amorsare, acesta este stins, adică $R_S^{'} \to \infty$ (are o valoare foarte mare). Schema funcţionează în cazul b), rezultând o supracreştere de tensiune pe secundar, deci la magnetron. În scopul limitării acesteia, se introduce grupul (de corectare) $R_C C_C$ (figura 8.11), cu valorile componentelor calculate astfel încât împreună cu secundarul "rece" să se comporte ca impedanţa magnetronului amorsat (ca impedanţă de sarcină reală).

8.3.3 Modulatoare cu descărcare totală, cu tiristoare

Din punct de vedere constructiv, sunt asemănătoare cu cele deja prezentate – tiratronul se înlocuieşte cu un tiristor. Din punctul de vedere al caracteristicilor tehnice, există unele particularităţi:

- Lucrează la tensiuni mai mici (sub 2 … 3KV);
- Timpul de amorsare a tiristorului este mai mare (de la $\times 10\mu s$ la cele de puteri mari, până la $\times 100\mu s$), deci fronturile impulsului generat sunt mai grav afectate;
- Există pericolul amorsării la impulsuri de comandă false (tiristorul se amorsează la tensiuni mai mici, ce pot apărea accidental prin inducţii parazite);
- Tiristorul se stinge mai greu după amorsare (este necesară o schemă de decuplare).

De asemenea, există restricţii şi pentru cele două diode, cea de fixare şi cea de protecţie:
Dioda de fixare trebuie să îndeplinească următoarele cerinţe:

- să reziste la tensiuni inverse mari (peste $2E_A$, E_A fiind de IT);
- să suporte curenţi direcţi mari (încărcare rapidă a liniei, rezonant);
- să aibă rezistenţă internă mică (la curenţi mari, puterea disipată este mare).

Dioda de protecţie trebuie să suporte tensiuni inverse foarte mari (accidental trebuie să suporte tensiunea inversă $4E_A$).

8.4 APLICAŢII

8.4.1. Se consideră un modulator în impulsuri cu descărcare parţială (cu comutator activ), sarcina sa fiind un magnetron cu puterea $P_i = 9kW$. Capacitatea de acumulare are valoarea $C_a = 100nF$, iar în structura sa există o triodă ideală (cu capacităţi parazite şi rezistenţă internă în starea de conducţie nule), comandată în grilă cu impulsuri caracterizate de frecvenţa (de repetiţie) $f_r = 5kHz$ şi factorul de umplere $\gamma = \frac{1}{10}$.

a) Să se deseneze **schema bloc** a modulatorului, evidenţiind în aceasta elementele menţionate în enunţ (trioda, magnetronul şi elementul de acumulare a energiei);

b) Să se determine durata t_{on} de funcţionare (în μs) a magnetronului în cadrul unei perioade a semnalului de comandă;

c) Presupunând că randamentul modulatorului este $\eta = 80\%$, să se determine puterea necesară a sursei de alimentare (P_s);

d) Considerând că timpul de încărcare al unui condensator este 3τ, unde τ este constanta sa de timp, să se determine valoarea rezistenţei de limitare a curentului prin condensatorul de acumulare a energiei astfel încât acesta să fie complet încărcat la sfârşitul primei perioade a impulsurilor de comandă;

e) Valoarea maximă a curentului prin triodă (presupusă ideală), dacă tensiunea de alimentare are valoarea $E_A = 1kV$, magnetronul în conducţie este caracterizat de rezistenţa echivalentă $r = 100\Omega$ şi tensiunea de amorsare $U_{am} = 50V$, iar curentul prin trioda în conducţie este limitat de o rezistenţă $R_1 = 50\Omega$;

f) Ştiind că expresia tensiunii la bornele unui condensator C ce se descarcă pe o rezistenţă r este $u_C(t) = U_{C_0} e^{-\frac{t}{rC}}$, unde U_{C_0} este tensiunea iniţială, să se determine valoarea tensiunii pe capacitatea de acumulare la sfârşitul duratei de conducţie.

Rezolvare

a) Schema bloc este prezentată în figura 8.20. Comutatorul K este trioda, acumulatorul este condensatorul, iar GFFÎ magnetronul.

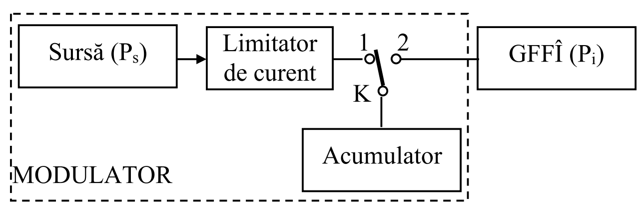
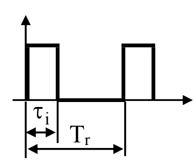


Fig. 8.20: Schema bloc a modulatorului cu descărcare parţială

b) $T_r = \frac{1}{f_r} = \frac{1}{5} \cdot 10^{-3} = 200\mu s$

$$\gamma = \frac{\tau_i}{T_r} \Leftrightarrow \tau_i = \gamma T_r = \frac{1}{10} \cdot 200\mu s = 20\mu s$$



Durata de funcţionare a magnetronului este $t_{on} = \tau_i = 20\mu s$.

c) Sursa cedează energie condensatorului pe durata $T_r - \tau_i$, iar acesta cedează energie magnetronului pe durata τ_i. Ţinând cont de randamentul procesului, rezultă că bilanţul energetic devine:

$$\eta = \frac{P_i \tau_i}{P_s (T_r - \tau_i)}$$

$$\Rightarrow P_s = P_i \frac{\tau_i}{\eta (T_r - \tau_i)} = 9kW \cdot \frac{20}{0,8 \cdot (200 - 20)} = 1,25kW$$

d) $\tau_{înc} = RC_a$. Cum C_a se încarcă pe durata $T_r - \tau_i$, rezultă ecuaţia:

$$3\tau_{\hat{i}nc} = T_r - \tau_i \Leftrightarrow 3RC_a = T_r - \tau_i \Leftrightarrow R = \frac{T_r - \tau_i}{3C_a} = \frac{180\mu s}{300nF} = 600\Omega .$$

e) Din schema din figura 8.4 rezultă că prin triodă va circula atât curentul de descărcare a capacităţii C_a, cât şi un curent de la sursa de alimentare, limitat de rezistenţa R_1.

$$i_A(t) = \frac{E_A}{R_1} + \frac{u_C(t)}{r} \Rightarrow I_{A_{max}} = i_A(0) = \frac{1kV}{50\Omega} + \frac{1kV}{100\Omega} = 30A$$

f) Condensatorul se descarcă pe rezistenţa de sarcină (magnetron) atât timp cât acesta este în conducţie, adică până în momentul t_f în care $u_C(t_f) = U_{am}$. Rezultă că pentru a putea funcţiona pe întreaga durată a impulsului de comandă, trebuie ca $u_C(\tau_i) > U_{am}$, sau, echivalent, $t_f > \tau_i$.

$$u_C(\tau_i) = U_{C_0} \cdot e^{-\frac{\tau_i}{r \cdot C}} = 1kV \cdot e^{-\frac{20\cdot 10^{-6}}{100\cdot 100\cdot 10^{-9}}} = \frac{1kV}{e^2} > U_{am} = 50V .$$

Rezultă că în capacitatea de acumulare se înmagazinează suficientă energie pentru a menţine magnetronul în conducţie pe durata impulsului de comandă.
Se poate observa că acest circuit poate lucra cu durata maximă a impulsului de comandă $t_{max} = t_f$, menţionată mai jos:

$$u_C(t_f) = U_{am} \Rightarrow U_{C_0} \cdot e^{-\frac{t_f}{rC}} = U_{am} \Leftrightarrow 1kV \cdot e^{-\frac{t_f}{10^4 \cdot 10^{-9}}} = 50V \Rightarrow t_f = 10^{-5} \cdot \ln 20 \cong 30\mu s .$$

8.4.2. Se consideră un modulator cu descărcare totală cu linie artificială alcătuită din $p = 5$ celule elementare în T (de tipul celor din figura 8.11), cu $C = 0{,}2nF$ şi $L = 0{,}5\mu H$, sarcina sa fiind un magnetron cu $r = 450\Omega$ în starea de conducţie şi tensiunea de amorsare $U_{am} = 50V$. Acumularea energiei se face printr-un drosel cu inductanţa $L_{dr} = 4H$, iar modulatorul este alimentat cu tensiunea $E_A = 1kV$. Să se determine:

a) timpul de încărcare a liniei de acumulare;
b) durata impulsului radio generat de magnetron, în ipoteza funcţionării în regim adaptat;
c) raportul de transformare al transformatorului de impulsuri (TI din figura 8.11) pentru ca linia de acumulare să se descarce în regim adaptat;
d) valoarea maximă a frecvenţei impulsurilor de comandă ale tiratronului;

Rezolvare

a) Încărcarea liniei de acumulare:
Dacă dioda de fixare DF din figura 8.11 se consideră ideală, circuitul echivalent de încărcare a liniei de acumulare este cel prezentat în figura 8.21a (un circuit LC ideal), în care inductanţa echivalentă este $L_{ech} = L_{dr} + p\frac{L}{2} \cong L_{dr}$, deoarece $L_{dr} >> L$, astfel că se obţine capacitatea echivalentă a liniei: $C_{ech} \cong pC = 10nF$.

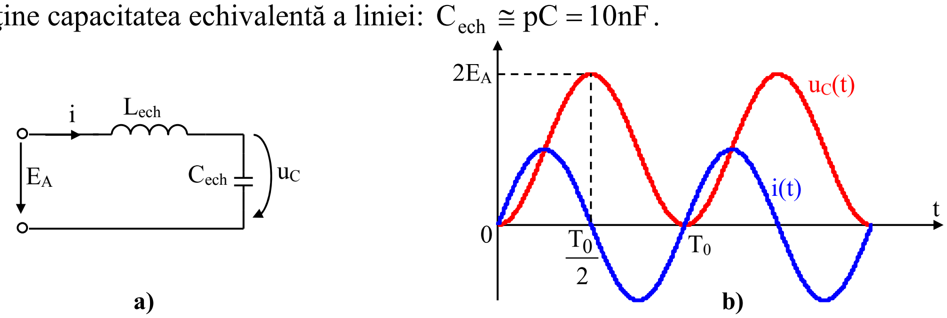


Fig. 8.21
a) Schema echivalentă a liniei de acumulare;
b) Formele de undă ale tensiunii şi ale curentului.

Corespunzător circuitului din figura 8.21 şi considerând condiţii iniţiale nule, se scriu relaţiile:

$$\begin{cases} u_C + u_L = E_A \\ u_L = L_{dr}\dfrac{di}{dt} \\ i = C_{ech}\dfrac{du_C}{dt} \\ i(0) = 0 \\ u_C(0) = 0 \end{cases}$$

Se obţine următoarea ecuaţie diferenţială (de ordinul doi) neomogenă:

$$\frac{d^2u_C}{dt^2} + \omega_0^2 u_C = \omega_0^2 E_A$$

unde s-a notat $\omega_0^2 = \dfrac{1}{L_{dr}C_{ech}}$ (pulsaţia proprie a circuitului).

Ecuaţia caracteristică a ecuaţiei omogene este:

$$r^2 + \omega_0^2 = 0 \Rightarrow r_{1,2} = \pm j\omega_0$$

Soluţia ecuaţiei omogene (componenta liberă sau tranzitorie) este:

$$u_{C_t}(t) = K_1 e^{r_1 t} + K_2 e^{r_2 t} = K_1 e^{j\omega_0 t} + K_2 e^{-j\omega_0 t}$$

O soluţie particulară a ecuaţiei neomogene (componenta forţată sau de regim permanent) este (de tipul “termenului liber”):

$$u_{C_p}(t) = E_A$$

Soluţia generală a ecuaţiei neomogene este suma celor două:

$$u_{C_l}(t) = K_1 e^{j\omega_0 t} + K_2 e^{-j\omega_0 t} + E_A$$

Constantele K_1 şi K_2 se determină din condiţiile iniţiale (nule, după cum s-a precizat deja):

$$\begin{cases} u_C(0) = 0 \Rightarrow K_1 + K_2 = -E_A \\ i(0) = 0 \Leftrightarrow C_{ech}\dfrac{du_C}{dt} = 0 \Rightarrow C\left(j\omega_0 K_1 - j\omega_0 K_2\right) = 0 \end{cases} \Leftrightarrow K_1 = K_2 = -\frac{E_A}{2}$$

Rezultă că:

$$u_C(t) = E_a - \frac{E_a}{2}\left(e^{j\omega_0 t} + e^{-j\omega_0 t}\right) = E_A - E_A\cos(\omega_0 t)$$

$$i(t) = \omega_0 E_A C_{ech}\sin(\omega_0 t)$$

În figura 8.21b se prezintă formele de undă ale mărimilor $u_C(t)$ şi $i(t)$. Se observă că în momentul $t = \dfrac{T_0}{2}$ curentul $i(t)$ devine negativ, astfel că dioda de fixare se blochează. În consecinţă, procesele ce au loc în circuitul LC încetează, condensatorul fiind încărcat (teoretic) cu tensiunea $u_C = 2E_a$.

Perioada oscilaţiei proprii a circuitului LC este $T_0 = \dfrac{2\pi}{\omega_0} = 2\pi\sqrt{L_{dr}C_{ech}}$. Cum procesele se desfăşoară doar în prima semiperioadă a oscilaţiei proprii, rezultă durata de încărcare:

$$t_{\hat{i}nc} = \pi\sqrt{L_{dr}C_{ech}} = \pi\sqrt{4H \cdot 1 \cdot 10^{-9}F} \cong 0{,}2ms.$$

(s-a folosit aproximarea $\pi^2 \cong 10$).

b) Descărcarea liniei de acumulare:

Se observă că linia artificială este formată dintr-o cascadă de celule LC, fiecare dintre ele fiind un cuadripol **T** de tip FTJ (**F**iltru **T**rece **J**os). Durata de descărcare (sau durata t_i de funcţionare a GFFÎ) va fi întârzierea introdusă de celulele de filtrare (linia artificială), care poate fi asemănată cu timpul de propagare al unei unde pe o linie reală. Pentru a determina această durată, se va considera regimul de funcţionare adaptat. Calculul porneşte de la determinarea impedanţei caracteristice $\underline{Z}_T$ a unei celule de filtrare, care, ţinând cont de simetria structurii, este impedanţa care dacă este conectată la ieşire, face ca impedanţa resimţită la intrare să fie aceeaşi (se mai spune că filtrul lucrează adaptat) – figura 8.22a.

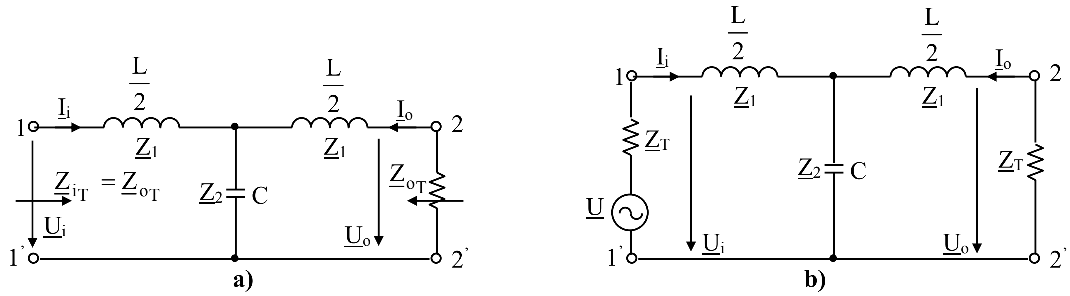


Fig.8.22: Celulă de filtrare LC de tip FTJ în T

a) Impedanţele de intrare/ieşire;

b) Circuitul pentru determinarea funcţiei de transfer a filtrului adaptat.

Considerând cazul general al cuadripolului T simetric, impedanţa de intrare a circuitului din figura 8.22a este:

$$\underline{Z}_{i_T} = \underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 \parallel \left(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{o_T}\right) = \underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_2\left(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{o_T}\right)}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1 + \underline{Z}_{o_T}}$$

Cum aceasta trebuie să fie egală cu $\underline{Z}_{o_T}$, se obţine o ecuaţia:

$$\underline{Z}_{o_T} = \underline{Z}_1 + \frac{\underline{Z}_2\left(\underline{Z}_1 + \underline{Z}_{o_T}\right)}{\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1 + \underline{Z}_{o_T}} \Leftrightarrow \underline{Z}_{o_T}^2 = 2\underline{Z}_1\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1^2 \Leftrightarrow \underline{Z}_{o_T} = \sqrt{2\underline{Z}_1\underline{Z}_2 + \underline{Z}_1^2} := \underline{Z}_T$$

Impedanţa caracteristică mai este denumită şi impedanţa cuadripolului T şi se notează $\underline{Z}_T$.

Cum întârzierea este derivata defazajului (între semnalul de intrare şi cel de ieşire), trebuie determinat şi factorul de transfer al circuitului adaptat (figura 8.22b). Dacă circuitul are ca sarcină impedanţa sa caracteristică, atunci aceasta va fi reflectată şi la intrare, deci este adevărată relaţia:

$$\frac{\underline{U}_i}{\underline{I}_i} = \frac{\underline{U}_o}{-\underline{I}_o} = \underline{Z}_{o_T} \Leftrightarrow \frac{\underline{U}_i}{\underline{U}_o} = \frac{\underline{I}_i}{-\underline{I}_o} := \underline{H}$$

în care s-a notat H funcţia de transfer a cuadripolului.

De exemplu, pe circuitul din figura 8.22b, efectuând raportul curenţilor rezultă:

$$\underline{H} = \frac{\underline{I}_i}{-\underline{I}_o} = \frac{\underline{Z}_1 + \underline{Z}_2 + \underline{Z}_T}{\underline{Z}_2}$$

Înlocuind expresiile impedanţelor: $\underline{Z}_1 = j\frac{\omega L}{2}; \underline{Z}_2 = \frac{1}{j\omega C}$, se obţin rezultatele:

- $\underline{Z}_T = \sqrt{j\omega L \cdot \frac{1}{j\omega C} - \frac{\omega^2 L^2}{4}} = \sqrt{\frac{L}{C}\left(1 - \frac{\omega^2 LC}{4}\right)} = \sqrt{\frac{L}{C}\left(1 - \frac{\omega^2}{\omega_T^2}\right)} = Z_c\sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_T^2}}$

  unde:

  - $\omega_T = \frac{2}{\sqrt{LC}}$ este pulsaţia de tăiere;

- o $Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}}$ este impedanţa caracteristică a unui circuit LC.

În cazul modulatorului cu descărcare totală, expresia Z_T este impedanţa caracteristică a liniei, ρ, menţionată în paragrafele 8.3.1 şi 8.3.2.

- $$\underline{H}(\omega) = \frac{j\frac{\omega L}{2} + \frac{1}{j\omega C} + \underline{Z}_T}{\frac{1}{j\omega C}} = 1 - 2\frac{\omega^2}{\omega_T^2} + j\frac{2\omega}{\omega_T}\sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_T^2}}$$

de unde, observând că $|H(\omega)| = 1$ se deduce defazajul:

- $$\cos\varphi = 1 - 2\frac{\omega^2}{\omega_T^2} \Leftrightarrow \varphi(\omega) = \arccos\left(1 - 2\frac{\omega^2}{\omega_T^2}\right)$$

iar întârzierea introdusă de o celulă T elementară este:

- $$t_d = \frac{d\varphi}{d\omega} = \frac{2}{\omega_T\sqrt{1 - \frac{\omega^2}{\omega_T^2}}}$$

În cazul particular al modulatorului cu descărcare totală, $\omega = 0$, iar dacă acumulatorul de energie (linia artificială) este formată din p celule elementare, atunci:

$$\underline{Z}_T = \rho = Z_c = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{0{,}5 \cdot 10^{-6}}{0{,}2 \cdot 10^{-9}}} = 50\Omega,$$

şi luând în considerare cazul funcţionării în regim adaptat, timpul de descărcare sau durata t_{on} a impulsului, după cum s-a arătat în paragraful 8.3.2 – relaţia (8.18) – este dublul întârzierii (timpului de propagare pe linie):

$$t_{on} = t_{desc} = 2t_d = \frac{4p}{\frac{2}{\sqrt{LC}}} = 2p\sqrt{LC} = 40\sqrt{0{,}5 \cdot 10^{-6} \cdot 0{,}2 \cdot 10^{-9}} = 10^{-7} = 0{,}1\mu s$$

c) Dacă raportul de transformare este 1:n, atunci rezistenţa reflectată în primar este:

$$R_S^{'} = \frac{r}{n^2},$$

iar pentru ca descărcarea să aibă loc în regim adaptat, trebuie ca $R_S^{'} = \rho$. Rezultă:

$$\frac{r}{n^2} = \rho \Leftrightarrow n^2 = \frac{r}{\rho} = \frac{450}{50} = 9 \Rightarrow n = 3.$$

Deci TI trebuie să fie ridicător, cu raportul 1:3.

d) Valoarea minimă a perioadei impulsului de comandă este:

$$T_{min} = t_{înc} + t_{desc} \cong t_{înc} = \pi\sqrt{LC} = 0{,}2ms \Rightarrow f_{max} = T_{min}^{-1} = 5kHz.$$

8.4.3. Se consideră un modulator în impulsuri cu descărcare totală şi încărcare aperiodică, (de tipul celui din figura 8.4, cu deosebirea că trioda se înlocuieşte cu un tiratron sau un tiristor) sarcina sa fiind un magnetron cu puterea $P_i = 9kW$, tensiunea de amorsare $U_{am} = 50V$ şi . rezistenţa echivalentă în starea de conducţie $r = 100\Omega$. Capacitatea de acumulare are valoarea $C_a = 100nF$, iar comutatorul din structura sa este ideal (cu capacităţi parazite şi rezistenţă internă în starea de conducţie nule), comandat în grilă cu impulsuri caracterizate de frecvenţa (de repetiţie) $f_r = 5kHz$ şi factorul de umplere

$\gamma = \frac{1}{40}$. În plus, se presupune că în schema modulatorului există un circuit care să blocheze circulaţia curentului între comutator şi sursa de alimentare.
a) Să se deseneze **schema bloc** a modulatorului, evidenţiind în aceasta elementele menţionate în enunţ (tiratronul, magnetronul şi acumulatorul de energie);
b) Să se determine durata τ_i (în μs) a impulsului de comandă;
c) Considerând că timpul de încărcare/descărcare al unui condensator este 3τ, unde τ este constanta de timp corespunzătoare şi ştiind că expresia tensiunii la bornele unui condensator C ce se descarcă pe o rezistenţă r este $u_C(t) = U_{C_0} e^{-\frac{t}{rC}}$, unde U_{C_0} este tensiunea iniţială, să se determine valoarea tensiunii de alimentare E_A, a rezistenţei de limitare a curentului de încărcare, şi a raportului între cele două cicluri de lucru ale modulatorului: $\frac{t_{desc}}{t_{înc}}$, dacă $T_r = t_{desc} + t_{înc}$. Se poate folosi aproximarea $e^3 \cong 20$.
d) Presupunând că randamentul modulatorului este $\eta = 80\%$, să se determine puterea necesară a sursei de alimentare (P_s);

Rezolvare

Observaţie:
În introducerea paragrafului 8.3 s-a afirmat că sunt posibile modulatoare cu descărcare totală cu toate variantele de acumulatoare. Acest lucru este adevărat, cu condiţia existenţei unui circuit care să blocheze curentul între sursa de alimentare şi comutator, pe durata conducţiei acestuia. Altfel, blocarea comutatorului (semicomandat) este imposibilă, datorită componentei curentului său anodic datorată sursei de alimentare. De exemplu, dacă în schema din figura 8.4 se înlocuieşte trioda cu un tiratron, acesta intră în conducţie în momentul aplicării primului impuls de comandă, curentul său fiind suma a două componente: curentul de descărcare a capacităţii de acumulare C_a şi curentul de la sursa de alimentare, $\frac{E_A}{R_1}$, care evident că nu depinde de starea acumulatorului. În consecinţă, comutatorul va rămâne în conducţie până la deconectarea sursei de alimentare E_A. Rezultă că soluţia nu poate fi decât completarea circuitului cu un modul care fie să negativeze tensiunea anodică în momentul în care sesizează golirea acumulatorului (comutaţie forţată), fie să blocheze componenta $\frac{E_A}{R_1}$ a curentului anodic.

a) Schema bloc este aceeaşi cu cea prezentată în figura 8.20. Comutatorul K este tiratronul, acumulatorul este condensatorul, iar GFFÎ magnetronul. În figura 8.25 se prezintă impulsul de comandă, coroborat cu duratele t_{desc} şi $t_{înc}$ ale acumulatorului. Se vede clar că pentru a fi posibilă funcţionarea unui astfel de dispozitiv, perioada de repetiţie T_r trebuie să fie cel puţin egală cu suma celor două durate: $T_r \geq t_{desc} + t_{înc}$.

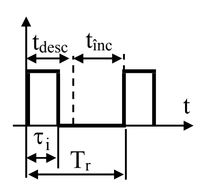


Fig. 8.25

b) $T_r = \frac{1}{f_r} = \frac{1}{5} \cdot 10^{-3} = 200\mu s$

$\gamma = \frac{\tau_i}{T_r} \Leftrightarrow \tau_i = \gamma T_r = \frac{1}{40} \cdot 200\mu s = 5\mu s$

c) $t_{desc} = 3\tau_{desc} = 3rC_a = 3 \cdot 100\Omega \cdot 100nF = 30\mu s$;

Presupunând că încărcarea capacităţii de acumulare este completă $\left(U_{C_a} \cong E_A\right)$, se obţine:

$$u_{C_a}(t_{desc}) = U_{C_0} \cdot e^{-\frac{3\tau_{desc}}{\tau_{desc}}} = \frac{U_{C_0}}{e^3} \cong \frac{E_A}{20} = U_{am} = 50V \Rightarrow E_A = 1kV$$

$$\left.\begin{array}{r} t_{înc} = 3\tau_{înc} = 3RC_a \\ t_{înc} = T_r - t_{desc} \end{array}\right\} \Rightarrow R = \frac{T_r - t_{desc}}{3C_a} = \frac{(200-30)\cdot 10^{-6}}{3\cdot 100\cdot 10^{-9}} = \frac{1700}{3} \cong 567\Omega$$

$$\frac{t_{desc}}{t_{înc}} = \frac{30}{170} = \frac{3}{17}$$

d) Sursa cedează energie condensatorului pe durata $t_{înc}$, iar acesta cedează energie magnetronului pe durata $t_{on} = t_{desc}$. Ţinând cont de randamentul procesului, rezultă că bilanţul energetic devine:

$$\eta = \frac{P_i t_{desc}}{P_s t_{înc}} = \frac{P_i}{P_s} \cdot \frac{t_{desc}}{t_{înc}}$$

$$\Rightarrow P_s = \frac{P_i}{\eta} \cdot \frac{t_{desc}}{t_{înc}} = \frac{9kW}{0{,}8} \cdot \frac{3}{17} = \frac{90\cdot 3}{8\cdot 17} = \frac{270}{136} kW.$$

II. RADIORECEPTOARE

9. FUNCŢIILE ŞI INDICII DE CALITATE AI UNUI RADIORECEPTOR

9.1 FUNCŢIILE DE BAZĂ ALE UNUI RECEPTOR

- Funcţia de selecţie a semnalului util (de interes) din mulţimea semnalelor prezente la un moment dat în zona de recepţie (captate de antenă). Selecţia poate fi:
  - Spaţială;
  - De polarizare; — Se realizează utilizând o antenă directivă şi selectivă.
  - De amplitudine;
  - De frecvenţă (cea mai utilizată);
  - De timp, etc. — Se realizează de către receptor.
- Selecţia de frecvenţă este mulţumitoare pentru o recepţie quasioptimă şi constă în a face distincţie între spectrul semnalului util şi alte componente perturbatoare. Pentru semnalele fără modulaţie se poate utiliza doar proprietatea de rezonanţă a unor circuite acordate pe frecvenţa semnalului. Dacă semnalul are componente (spectrale) grupate într-o bandă rezonabilă, se pot utiliza tot circuite acordate, dar cu o bandă suficient largă, astfel încât să permită trecerea componentelor semnalului util (nu neapărat toate).
- Funcţia de detecţie, care costă în extragerea informaţiei purtată de semnalul util recepţionat. Etajul specializat se numeşte detector şi în esenţă el face operaţia inversă modulaţiei, demodulaţia. Există mai multe tipuri de detectoare, funcţie de tipul modulaţiei:
  - De amplitudine;
  - De frecvenţă;
  - De fază (de raport).
- La emisie se folosesc antene (direcţionale sau omnidirecţionale). Indiferent de tipul antenei, emiţătorul foloseşte o anumită putere de emisie, funcţie de distanţa la care se va recepţiona semnalul $\left(P \sim \frac{1}{D^2}\right)$ şi de mediul în care acesta se va propaga. Pentru orice emiţător, este evident că puterea sa de emisie este limitată. Mai mult, puterea semnalului este micşorată (atenuată) în mediul de propagare din cauza distanţei şi a obstacolelor întâlnite. Ca urmare, semnalul recepţionat este slab, acesta necesitând o amplificare pentru a putea fi utilizat. Amplificarea poate fi:
  - În radiofrecvenţă (RF), utilizându-se un amplificator (de RF - ARF), plasat înainte de detector (figura 9.1). Aceste amplificatoare au ca sarcină circuite oscilante (acordate), deci contribuie (şi) la funcţia de selecţie. Rezultă că, împreună cu circuitele de intrare formează de fapt selectorul receptorului.

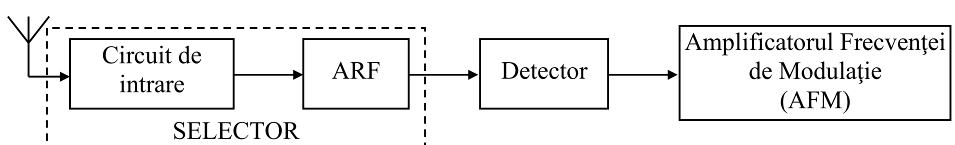


Fig. 9.1
Schema bloc a unui receptor cu amplificare directă

  - Pe frecvenţa de modulaţie (amplificarea informaţiei), care se poate face în:
    - Amplificatoare de joasă frecvenţă (AJF), pentru semnale de JF ce constituie informaţia;
    - Amplificatoare de video frecvenţă (AVF), pentru impulsuri.

9.2 PRINCIPALII INDICI DE CALITATE AI RECEPTOARELOR

Ca orice echipament tehnic, receptoarele sunt de diferite tipuri în funcţie de factori ca nivelul tehnologic la care au fost proiectate sau scopul pentru care au fost concepute. Prin urmare, calitatea receptoarelor va fi funcţie de aceşti factori. Pentru a le putea diferenţia (şi eventual a alege în cunoştinţă de cauză), trebuie luaţi în considerare cel puţin unii dintre următorii factori (indici) de calitate:

a) Sensibilitatea reprezintă capacitatea receptorului de a funcţiona normal cu semnal cât mai mic la intrare.

La receptoarele de mică sensibilitate semnalul de intrare este (trebuie să fie) puternic (adică depăşeşte consistent nivelul zgomotelor) şi în consecinţă sensibilitatea depinde direct de amplificare.

La receptoarele de înaltă sensibilitate semnalul de intrare admisibil este atât de mic încât este comparabil cu nivelul perturbaţiilor. Ca urmare, amplificarea nu influenţează direct sensibilitatea (zgomotele şi semnalul util sunt amplificate la fel în banda de trecere). La acestea este important raportul semnal/zgomot sau **SNR** – **S**ignal to **N**oise **R**atio, în limba engleză.

Se defineşte **sensibilitatea reală** (sau **sensibilitatea limitată de zgomot**) ca fiind semnalul de intrare minim pentru care se obţine la ieşire (înainte de detector) un anumit coeficient de distingere a semnalului util pe fondul zgomotelor (un anumit raport semnal/zgomot. Acest coeficient de distingere este funcţie de tipul receptorului, tipul instalaţiei de afişare, calificarea operatorului, etc.

Exemple:

- Sensibilitate de $100\mu V$ pentru un raport semnal/zgomot de 1,5;
- La receptoarele TV acest raport este de ordinul $\times 1000$ (60dB), pentru a se asigura o imagine cât mai clară.

Se defineşte şi o **sensibilitate limită** ca fiind semnalul minim la intrare pentru un raport semnal/zgomot unitar $(SNR = 1)$.

Dacă se notează:

- P_A – puterea în antenă;
- D – coeficientul de distingere

$$\left.\begin{array}{l} P_A \\ D \end{array}\right\} \Rightarrow P_{A_{\text{reală}}} = P_{A_{\text{limită}}} D$$

b) Coeficientul de zgomot se defineşte ca raportul între rapoartele semnal/zgomot la intrare, respectiv la ieşire:

$$F_{zg} = \frac{\left(\dfrac{P_{semnal}}{P_{zgomot}}\right)_{intr}}{\left(\dfrac{P_{semnal}}{P_{zgomot}}\right)_{ieş}} > 1$$

La intrare, P_{semnal} este mică şi apropiată de P_{zgomot}. Un receptor bun trebuie să amplifice preferenţial semnalul şi (cât) mai puţin zgomotul; de asemenea, trebuie să asigure la ieşire un coeficient de distingere impus.

$F_{zg} > 1$ deoarece receptorul introduce şi el zgomotul său propriu (care micşorează SNR la ieşire). Astfel, notând A amplificarea totală a receptorului, rezultă:

$$\left(\frac{P_{semnal}}{P_{zgomot}}\right)_{ieş} = \frac{AP_{semnal_{intr}}}{AP_{zgomot_{intr}} + P_{zgomot_{propriu}}} < \frac{AP_{semnal_{intr}}}{AP_{zgomot_{intr}}} = \left(\frac{P_{semnal}}{P_{zgomot}}\right)_{intr} \Rightarrow F_{zg} > 1$$

Cele mai periculoase zgomote sunt cele ale primelor etaje de amplificare (pentru că ele vor fi amplificate în continuare de întreg lanţul de amplificare). Din acest motiv se iau măsuri speciale pentru ca primele etaje să fie de zgomot redus.

c) Selectivitatea reprezintă proprietatea receptorului de a face distincţie între spectrul semnalului util şi spectrul celorlalte semnale (perturbaţii) captate de antenă. Ecartul de frecvenţă între posturi se stabileşte conform unor norme internaţionale în funcţie de tipul de modulaţie şi de domeniul de frecvenţe folosit. Selectivitatea depinde de caracteristica de frecvenţă a circuitelor din structura receptorului.
Un circuit liniar are funcţia de transfer (funcţia de circuit sau amplificarea în cazul circuitelor de amplificare) de forma $A(j\omega)=A(\omega)\exp(j\varphi(\omega))$, unde:

- $A(\omega)$ (modulul funcţiei de transfer) este caracteristica de amplitudine;
- $\varphi(\omega)$ (argumentul funcţiei de transfer) este caracteristica de fază;
- exp este funcţia exponenţială: $\exp(x):=e^x$.

În consecinţă, $A(\omega)$ descrie variaţia amplificării cu frecvenţa, iar $\varphi(\omega)$ variaţia defazajului (între semnalul de ieşire şi cel de intrare) cu frecvenţa.
Se notează:

- $\sigma=\dfrac{A(f_s)}{A(f)}$ – curba de rezonanţă (a frecvenţelor relative faţă de frecvenţa semnalului);
- $s=\dfrac{A(f)}{A(f_s)}$ – inversul ei, sau caracteristica de selectivitate (de trecere) normată.

Cele două curbe sunt reprezentate în figura 9.2.

Lărgimea benzii de trecere, B_{3dB} sau $B_{\sqrt{2}}$ este impusă de lărgimea spectrului semnalului (util). În acest context, în figura 9.3 se prezintă forma spectrului unui tren de impulsuri radio (impuls radio periodic).

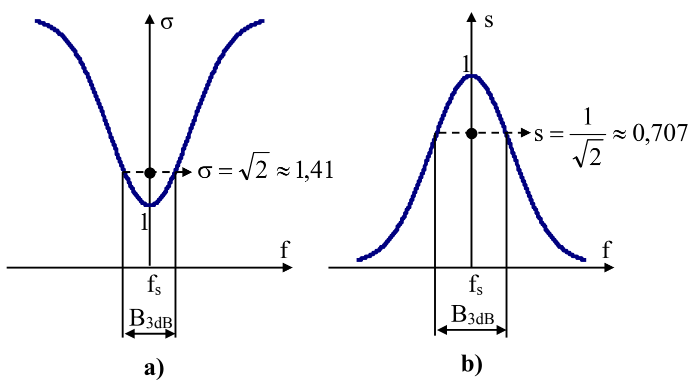
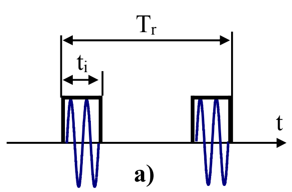


Fig. 9.2: Caracteristici de selectivitate
a) Caracteristica $\sigma(f)$
b) Caracteristica s(f)

În figura 9.3b s-a notat $S(j\omega)=\int_{-\infty}^{\infty}u(t)e^{-j\omega t}\,dt$ (integrala sau transformata Fourier).

Teoretic, pentru a trece tot spectrul, banda ar trebui să fie infinită.
Se asigură trecerea doar a componentelor centrale, care asigură cca. 95% din energia semnalului. Practic, $B_{3dB}=\dfrac{1...2}{t_i}$.



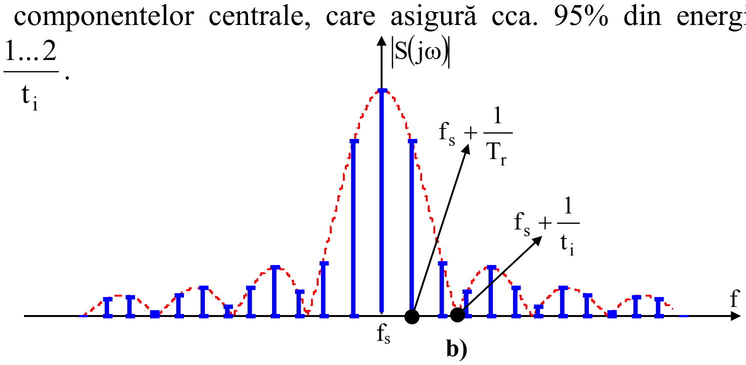


Fig. 9.3: Impulsul radio periodic
a) Forma de undă
b) Spectrul

Observaţie:
Pe măsură ce se măreşte B_{3dB}, fidelitatea se măreşte corespunzător (trec mai multe componente laterale ale semnalului), dar se micşorează selectivitatea (trece şi zgomot).

d) Fidelitatea este proprietatea receptorului de a reproduce cât mai exact informaţia recepţionată. Depinde direct de lărgimea benzii de trecere, iar la o bandă B_{3dB} dată depinde de distorsiunile introduse de receptor, care pot fi liniare (de amplitudine sau de fază), sau neliniare.
Distorsiunile de amplitudine apar pentru că în banda de trecere amplificarea nu e constantă pentru toate componentele care trec. E maximă în mijlocul benzii şi se micşorează spre margini.
Distorsiunile de fază apar pentru că unele etaje introduc diferenţe de fază diferite pentru diversele componente spectrale.
Distorsiunile neliniare constau în apariţia la ieşire a unor componente spectrale noi, introduse de elementele neliniare din receptor (de exemplu, schimbătorul de frecvenţă sau detectorul).

e) Gama dinamică de variaţie a semnalului la intrare reprezintă raportul între valoarea maximă şi cea minimă a semnalului de intrare, pentru care se mai asigură încă funcţionarea corectă a receptorului: $m = \frac{U_{intr_{max}}}{U_{intr_{min}}}$.
$U_{intr_{max}}$ este impusă de pragul de saturare a ultimului etaj al amplificatorului; de obicei, $m = 50...60dB$, iar cu măsuri speciale $m \to 100dB$.
Gama dinamică poate fi mărită prin unele măsuri ca de exemplu:
- Creşterea sensibilităţii (primele etaje cu zgomot redus), ceea ce atrage după sine o saturare mai târzie;
- Utilizarea reglajelor automate în amplificator (RAA - reglarea automată a amplificării, RAIA - reglare instantanee, RATA - reglare temporară, RAZA - reglare după zgomot);
- Utilizarea amplificatoarelor logaritmice (se măreşte domeniul de variaţie a tensiunii de ieşire atunci când se saturează unele din etajele de amplificare ale receptorului).

f) Gama frecvenţelor de lucru
Receptorul poate lucra pe o frecvenţă, pe mai multe sau într-o gamă de frecvenţe. Se consideră că receptorul acoperă o gamă (bandă) dacă indicii lui de calitate în acea bandă variază în limitele admise (impuse de cerinţele tactice).

g) Stabilitatea în funcţionare
Un receptor este stabil dacă în timpul lucrului nu are tendinţa de a oscila, iar parametrii săi principali variază în limitele impuse în raport cu variaţia temperaturii, umidităţii, la şocuri mecanice, etc.
Stabilitatea se referă în principal la stabilitatea amplificării şi a frecvenţei recepţionate, deci este conferită receptorului (şi) de către circuitele de reglare automată. Dintre acestea, cele mai importante sunt **R**eglarea **A**utomată a **A**mplificării (**RAA** sau **AGC** – **A**utomatic **G**ain **C**ontrol) şi **R**eglarea **A**utomată a **F**recvenţei (**RAF** sau **AFC** – **A**utomatic **F**requency **C**ontrol).
Circuitul RAA menţine un nivel quasiconstant al semnalului la intrarea demodulatorului atunci când apar fluctuaţii (fireşti) ale semnalului captat de antenă. Eficacitatea RAA se defineşte ca raportul între semnalul minim şi cel maxim aplicat intrării astfel încât la ieşire să rezulte o variaţie a amplificării de cel mult 10dB.
Circuitul RAF asigură o valoare constantă a frecvenţei intermediare de la ieşirea schimbătorului de frecvenţă.

h) Distorsiunile de neliniaritate
Acestea constau într-o modificare a spectrului semnalelor de AF (JF în general), provocată de neliniarităţile componentelor existente în calea de semnal a receptorului. O parte a distorsiunilor audio poate fi produsă de difuzor, după cum distorsiunile video pot fi produse (şi) de ecranul indicator. În practică însă măsurarea distorsiunilor se limitează la evaluarea semnalelor electrice (nu şi a celor acustice de exemplu).
Distorsiunile de neliniaritate se referă la amplificatoarele finale (video sau audio), ale căror etaje finale (formate în jurul unor componente – de exemplu tranzistoare – de putere) introduc distorsiuni prin apariţia unor componente electrice suplimentare (armonici) ale semnalelor procesate (audio sau video).
Cantitativ, distorsiunile de neliniaritate se exprimă prin **factorul (gradul) de distorsiune armonică** (δ) şi se măsoară cu analizorul spectral sau cu distorsiometrul:

$$\delta = \frac{\sqrt{U_2^2 + U_3^2 + ... + U_n^2}}{\sqrt{U_1^2 + U_2^2 + U_3^2 + ... + U_n^2}}$$

unde U_1 este valoarea efectivă a armonicii fundamentale, iar U_2, U_3, … valorile efective ale armonicilor superioare.
Determinarea constă în aplicarea la intrare a unui semnal (cu indicele de modulaţie $m = 100\%$ în cazul MA, sau cu deviaţia de frecvenţă $\Delta f = \pm 50\text{kHz}$ în cazul MF) şi măsurarea armonicilor care apar, respectiv a factorului de distorsiuni.
i) Siguranţa în funcţionare se aproximează prin numărul de ore de funcţionare fără defecţiuni.
Există şi alţi indici de calitate, cum ar fi gabaritul, preţul, mobilitatea, consum energetic, etc. Între toţi indicii de calitate menţionaţi nu se stabilesc priorităţi. Acestea depind de destinaţia aparaturii. De exemplu, la radiodifuziune costul este foarte important, fiind vorba despre o producţie de masă, pe când în cazul aparaturii de bord criterii precum greutatea sau rezistenţa la şocuri (mecanice) sunt determinante. De ase3menea, în cazul radioreceptoarelor stereofonice, sunt importanţi unii parametri specifici ca:

- **Diafonia** (între canale), care reprezintă raportul (în dB) între puterea de ieşire a celor două canale când semnalul se aplică numai unuia dintre ele. Rezultă că diafonia indică interdependenţa între cele două canale de amplificare audio. Se impune ca semnalul datorat canalului învecinat să nu depăşească 30% din semnalul propriu.
- **Egalitatea stereofonică**, un parametru care reprezintă diferenţa dintre puterea de ieşire a celor două canale, atunci când ambelor intrări li se aplică acelaşi semnal.

9.3 SCHEME BLOC DE RECEPTOARE

9.3.1 Receptorul cu amplificare directă
Schema bloc a unui astfel de receptor este dată în figura 9.1.

- Aceste receptoare sunt caracterizate de o sensibilitate redusă $(100\mu W ... \times mW)$, deoarece de obicei ARF are un număr mic de etaje (1 … 2).
- Stabilitatea este de asemenea redusă (deoarece lucrează în radiofrecvenţă), ca şi selectivitatea. Explicaţia constă în aceea că având un număr redus de etaje de amplificare, numărul circuitelor oscilante acordate este de asemenea mic (2 … 3), ceea ce are drept consecinţă o curba de rezonanţă cu banda (de trecere) largă, astfel încât pot pătrunde multe zgomote pe lanţul de amplificare.

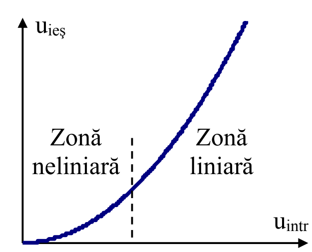


Fig. 9.4
Caracteristica de transfer a detectorului pătratic

- Fidelitatea este de asemenea slabă, deoarece apar multe distorsiuni, datorate în special detectorului, care lucrează cu detecţie pătratică şi nu liniară, deoarece semnalul la intrarea sa este mic (tocmai datorită numărului redus de etaje de amplificare).

După cum se vede în figura 9.4, detecţia pătratică devine liniară pentru valori mai mari ale semnalului de intrare.

9.3.2 Receptorul superheterodină

Schema bloc a unui astfel de receptor este dată în figura 9.5, în care:

- CI – circuitele de intrare;
- ARF – amplificator de radiofrecvenţă;
- OL – oscilator local (numit şi heterodină locală);
- SF – schimbător de frecvenţă (mixer sau etaj de amestec);
- AFI – amplificator de frecvenţă intermediară;
- D – detector;
- AFM – amplificatorul frecvenţei modulatoare (semnalului).

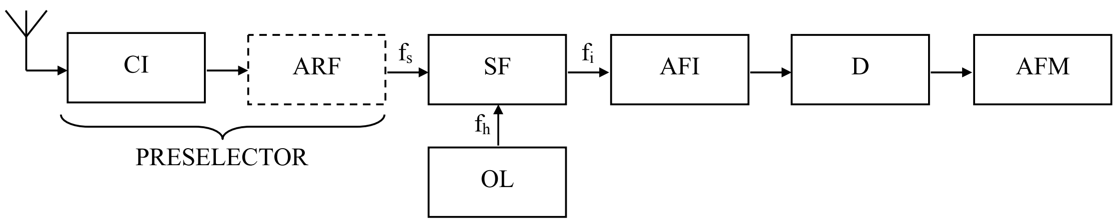


Fig. 9.5

Schema bloc a receptorului superheterodină

După cum se poate observa, în structura receptorului superheterodină apar blocurile OL, SF şi AFI, care fac diferenţa între acesta şi receptorul cu amplificare directă. Principiul de lucru poate fi urmărit în figura 9.6.

Frecvenţa semnalului, f_s (care este de valoare mare şi este dificilă construirea de etaje de amplificare directă cu o bandă atât de largă) este combinată în SF cu frecvenţa semnalului generat de OL, f_h, rezultând un semnal cu frecvenţa intermediară f_i, care este amplificat de AFI până la valori suficient de mari pentru a fi prelucrate de circuitul de detecţie, D.

Matematic, relaţia între cele trei frecvenţe se scrie simplu:

$$f_i = |f_s - f_h| = ct. = \begin{cases} f_s - f_h & \text{dacă } f_h < f_s \quad \text{(infradină)} \\ f_h - f_s & \text{dacă } f_h > f_s \quad \text{(supradină)} \end{cases}$$

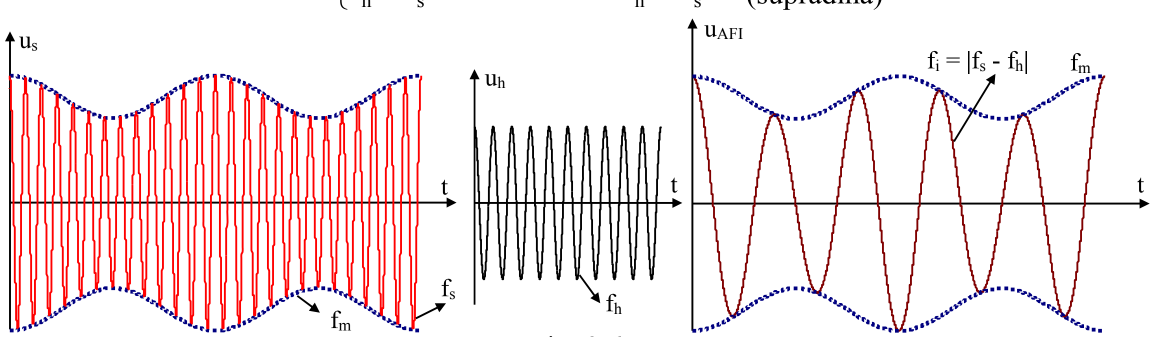


Fig. 9.6

Schimbarea frecvenţei (heterodinarea)

În cele mai multe RR se utilizează cazul supradinei $(f_h > f_s)$, de unde vine şi denumirea de RR superheterodină.

Avantajul major al schimbării frecvenţei este acela că $f_i << f_s$ şi este fixă, ceea ce ridică mult sensibilitatea (datorită posibilităţii de a obţine amplificări mari în AFI, consecinţă a faptului că se lucrează pe f_i şi nu pe RF) şi selectivitatea receptorului (banda de trecere se îngustează).

O altă consecinţă a amplificării mari a AFI este furnizarea unui semnal mare detectorului, care poate fi cu detecţie liniară, crescând astfel fidelitatea receptorului (distorsiuni mai mici).
În general AFI are multe etaje (6 … 10), aşadar multe circuite oscilante (acordate), ceea ce măreşte (suplimentar) selectivitatea (prin îngustarea benzii); de asemenea, AFI are amplificări foarte mari, deci pot lucra cu semnal mic la intrare, astfel că creşte sensibilitatea.
Ca un corolar al acestora, rezultă o foarte bună stabilitate în funcţionarea RR superheterodină.
Există însă şi un dezavantaj al schimbării de frecvenţă şi anume apariţia canalelor suplimentare de recepţie, deoarece în amestecător pot apărea semnale recepţionate care împreună cu f_h sau armonici ale ei pot genera prin diferenţă semnale cu frecvenţa f_i.

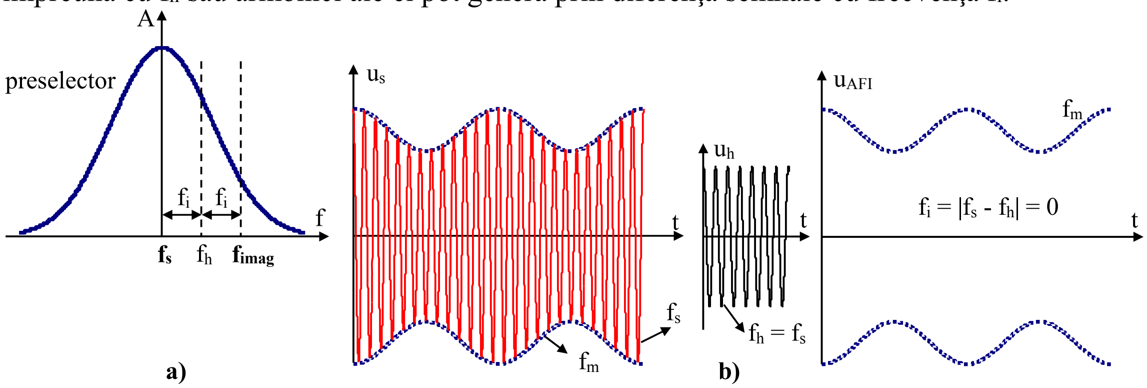


Fig. 9.7

a) frecvenţa imagine în cazul supradinei
b) AFI ca detector (sincron sau asincron)

Pentru a se putea înţelege mai bine apariţia canalelor suplimentare de recepţie, trebuie spus că schimbarea frecvenţei este consecinţa fenomenului cunoscut îndeosebi sub numele de "bătăi". Dacă la intrarea SF (care în esenţă este un circuit multiplicator) se aplică semnalele cu frecvenţele f_s şi f_h, atunci la ieşire rezultă semnale (de interes) cu frecvenţele $\pm f_h \mp f_s$. (Dintre acestea, frecvenţa intermediară este selectată prin intermediul unui filtru (de bandă) acordat pe f_i, situat la intrarea AFI).
Atunci, de exemplu în cazul supradinei, $f_i = f_h - f_s$. Dacă însă circuitul (filtrul) de intrare (preselectorul) nu are banda suficient de îngustă, atunci este posibil ca din semnalul (numit semnal sau canal imagine) cu frecvenţa $f_{imagine}$ să rezulte prin infradină un semnal având frecvenţa intermediară, f_i:

$$\left.\begin{cases} f_i = f_h - f_s \\ f_{imag} - f_h = f_i \end{cases}\right| \Rightarrow f_{imag} = \underbrace{f_h}_{f_s + f_i} + f_i = f_s + 2 \cdot f_i$$

Acest caz este reprezentat în figura 9.7a.
În cazul infradinei, situaţia este asemănătoare, semnalul f_i rezultând din f_{imag} prin supradină:

$$\left.\begin{cases} f_i = f_s - f_h \\ f_h - f_{imag} = f_i \end{cases}\right| \Rightarrow f_{imag} = \underbrace{f_h}_{f_s - f_i} - f_i = f_s - 2 \cdot f_i$$

Această situaţie s-ar reprezenta grafic pe caracteristica de selectivitate a preselectorului ca în figura 9.7a, simetric faţă de cazul prezentat acolo (în stânga frecvenţei f_s).
Din cele prezentate rezultă că pentru un RR, cel mai periculos semnal suplimentar ce poate fi recepţionat este **canalul imagine**.
Un semnal cu frecvenţa f_{imag}, dacă este puternic, chiar dacă este atenuat de circuitele (acordate) de intrare, poate trece mai departe (figura 9.7a). Pentru a contracara acest

fenomen, este necesar un ARF (AFFÎ) cât mai selectiv (bandă îngustă – dificil la frecvenţă mare) şi eventual să se folosească o frecvenţă intermediară mai mare (ceea ce va strica (micşora) amplificarea AFI), astfel încât f_{imag} să "iasă de sub clopot".

Atenuarea semnalelor pe frecvenţa imagine, care este în sarcina circuitelor de intrare, conferă (impune) un indice de calitate specific RR superheterodină: **atenuarea frecvenţei imagine**.

Observaţie: Dacă $f_s = f_h \Rightarrow f_i = 0$, adică la ieşirea AFI se obţine direct semnalul modulator (figura 9.7b). În acest caz se spune că AFI lucrează ca detector asincron (cu f_i nulă); dacă f_h este sincronizată cu f_s (au aceeaşi fază), atunci AFI lucrează ca detector sincron (receptorul numindu-se sincrodină). Prin fazarea heterodinei cu f_s se poate pune în evidenţă efectul Doppler.

Pentru a se obţine o atenuare consistentă a frecvenţei imagine, în principiu este necesar ca etajul SF să fie precedat de un preselector cu o bandă cât mai îngustă ($B_{3dB} < 4f_i$, pentru că altfel acest preselector atenuează şi frecvenţa semnalului (f_s), după cum se poate observa în figura 9.7a). Aceasta este o condiţie destul de greu de îndeplinit ţinând cont că $B_{3dB} < \frac{f_s}{Q}$, (Q fiind factorul de calitate,) iar f_s este din domeniul de FFÎ. În cele ce urmează se vor aminti două metode prin care se poate realiza acest deziderat.

1. Mărirea frecvenţei intermediare f_i, ceea ce măreşte corespunzător f_{imag}, astfel încât aceasta iese din banda preselectorului. Apare însă dezavantajul măririi benzii B_{3dB} a AFI, şi în consecinţă înrăutăţirea factorului de zgomot şi a amplificării AFI (produsul amplificare-bandă este constant);
2. Utilizarea dublei schimbări de frecvenţă: prima se face la o frecvenţă f_{i_1} mare, care practic scoate din discuţie frecvenţa imagine, iar a doua schimbare de frecvenţă se face pe frecvenţa intermediară dorită, $f_{i_2} = f_i$, care va fi prelucrată de AFI.

Modul în care se obţine dubla schimbare de frecvenţă poate fi urmărit în figura 9.8, în care ambele transformări ale frecvenţelor se fac pe principiul supradinei. Este evident că f_{i_1} va fi frecvenţa de intrare pentru al doilea SF, deci curba sa de selectivitate va fi centrată în jurul acesteia.

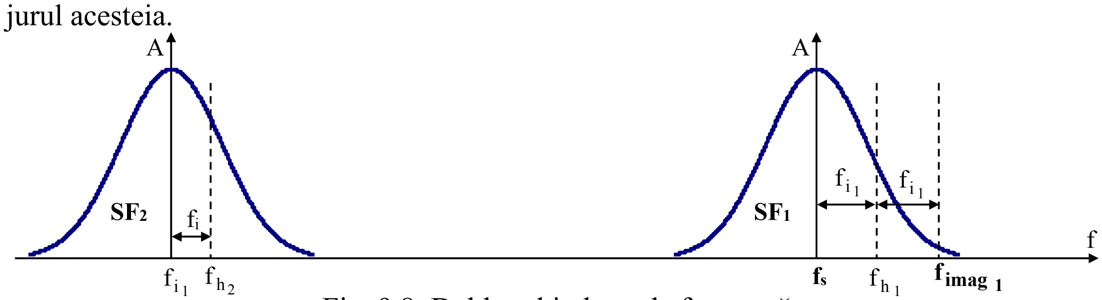


Fig. 9.8: Dubla schimbare de frecvenţă

Observaţii:

- Primul SF, împreună cu circuitele sale de intrare şi cu ARF (dacă există) joacă rolul preselectorului din figura 9.5.
- Valorile celor două frecvenţe intermediare se aleg astfel: f_{i_1} – în funcţie de atenuarea necesară a frecvenţei imagine, iar $f_{i_2} = f_{i_{receptor}}$ – în funcţie de banda receptorului, adică de banda AFI, care va lucra acordat pe această frecvenţă.
- Cum însă dubla schimbare de frecvenţă creează (şi) premisele apariţiei unor alte canale suplimentare de recepţie, alegerea valorilor f_{i_1} şi $f_{i_2} = f_i$ trebuie să asigure în primul rând rejecţia acestora, cu precădere a celei de-a doua frecvenţe imagine.

Pentru exemplificare, în figura 9.9 este prezentat cazul în care SF_1 lucrează pe infradină iar SF_2 pe supradină.

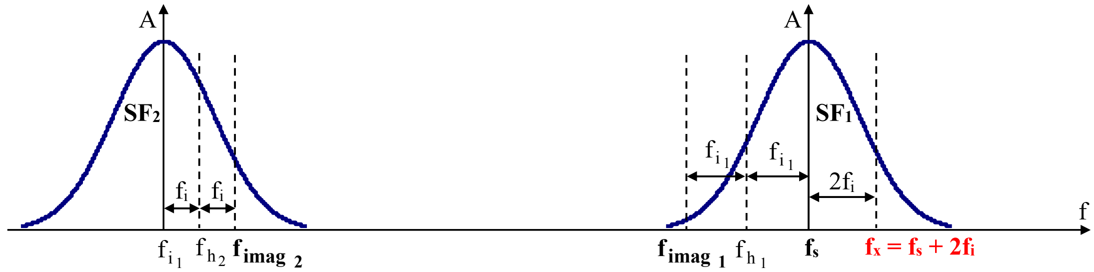


Fig. 9.9: Rejecţia $f_{imag\,2}$ la dubla schimbare de frecvenţă

Frecvenţa imagine a SF1 este $f_{imag\,1} = f_s - 2f_{i_1}$ şi va fi rejectată dacă f_{i_1} are o valoare suficient de mare. Frecvenţa imagine a SF2 este $f_{imag_2} = f_{i_1} + 2f_{i_2} = f_{i_1} + 2f_i$, iar aceasta poate trece prin SF1, după cum se va arăta în continuare:

Frecvenţa f_x care prin heterodinare cu f_{h_1} generează un semnal pe frecvenţa $f_{imag\,2}$ trebuie să verifice ecuaţia:

$$\left|f_x - f_{h_1}\right| = f_{imag_2} = f_{i_1} + 2f_i$$

Dar frecvenţa f_x poate fi fi procesată de către SF1 atât prin infradină, cât şi prin supradină, astfel că rezultă următoarele două situaţii posibile:

- În cazul infradinei, adică $f_x > f_{h_1}$, rezultă:

  $$f_x - f_{h_1} = f_{i_1} + 2f_i \Rightarrow f_x = f_{h_1} + f_{i_1} + 2f_i .$$

  Cum în SF1 frecvenţa intermediară se obţine prin infradină, rezultă că $f_{i_1} = f_s - f_{h_1}$, astfel că se obţine $f_x = f_s + 2f_i$, frecvenţă pe care SF1 n-o poate rejecta (altfel, complicarea receptorului cu dubla schimbare de frecvenţă n-ar avea sens). Acest caz este prezentat în figura 9.9. Rezultă că această frecvenţă va ajunge la intrarea SF2 care trebuie să aibă banda suficient de îngustă încât să fie capabil s-o rejecteze.
- În cazul supradinei, adică $f_x < f_{h_1}$, rezultă:

  $$f_{h_1} - f_x = f_{i_1} + 2f_i \Rightarrow f_x = f_{h_1} - f_{i_1} - 2f_i = f_{imag\,1} - 2f_i .$$

  Această frecvenţă este nepericuloasă, fiind mai mică decât $f_{imag\,1}$. Cum se presupune că SF1 este capabil să-şi rejecteze propria frecvenţă imagine (în definitiv în acest scop s-a adoptat soluţia dublei schimbări de frecvenţă), evident că va fi rejectată şi această frecvenţă f_x.

Sunt posibile patru combinaţii infradină – supradină în care pot funcţiona cele două SF. Valorile frecvenţei f_x care trec de SF1 sunt $f_x = f_s \pm 2f_i$, iar cele care nu trec sunt $f_x = f_{imag\,1} \pm 2f_i$, după cum se poate verifica simplu printr-un procedeu similar celui prezentat. Cazurile cele mai favorabile sunt cel prezentat (infradină – SF1, supradină – SF2) şi cel în care ambele SF lucrează prin supradină, deoarece frecvenţa f_x "nepericuloasă" se situează în afara benzii limită a SF1, care evident este $B_{1_{min}} = 4f_{i_1}$. În celelalte două cazuri posibile (SF1 –supradină, SF2 – infradină şi infradină – infradină), frecvenţa f_x "nepericuloasă" se situează în interiorul benzii limită a SF1 menţionată mai sus, astfel că în aceste cazuri preselectorul primului SF trebuie să fie ceva mai "selectiv", adică $B_1 < 4f_{i_1}$, mai precis $B_{1_{min}} = 4\left(f_{i_1} - f_{i_2}\right)$.

O altă cauză a canalelor suplimentare de recepţie poate fi prezenţa armonicilor superioare la ieşirea oscilatorului local OL, lucru posibil dacă factorul de formă al oscilaţiei generate nu este foarte bun (forma de undă a semnalului de ieşire diferă semnificativ de sinusoida ideală). În această situaţie este posibil ca frecvenţa "falsă" f_x să producă semnalul cu frecvenţa f_i dacă $\left|f_x - kf_h\right| = f_i$, $k = 2,3,...$

Este clar că dacă $f_h > f_S$ (SF lucrează prin supradină), atunci $kf_h >> f_s$ (chiar şi pentru $k = 2$), deci frecvenţele false $f_x = kf_h + f_i$ sau $f_x = kf_h - f_i$ vor fi rejectate de preselectorul acordat pe f_s şi cu banda $B \le 4f_i$. În cazul infradinei ($f_h < f_S$) se pot imagina situaţii în care armonicile kf_h (mai ales a doua: $k = 2$) heterodinate cu o frecvenţa falsă f_x din banda preselectorului să producă un semnal pe frecvenţa intermediară f_i. Imunitatea crescută la recepţia falsă datorată armonicilor kf_h constituie unul din avantajele majore ale heterodinării prin supradină faţă de infradină.

În încheiere se (re)aminteşte faptul că semnalele recepţionate de RR (superheterodină sau cu amplificare directă) sunt modulate cu semnalele corespunzătoare informaţiei ce se transmite.

În cazul semnalelor MA, spectrul va conţine frecvenţele situate între valorile $f_s - f_m$ şi $f_s - f_m$, unde f_s este frecvenţa semnalului purtător, iar f_m este frecvenţa (maximă) a semnalului modulator (informaţia). Rezultă că banda semnalului MA este $B_{MA} = 2f_m$.

Banda alocată unui canal MA este $B_{MA} = 9\text{kHz}$, ceea ce corespunde unei valori maxime a frecvenţei semnalului modulator $f_m = 4{,}5\text{kHz}$.

În cazul MF, banda ocupată este dată de relaţia $B_{MF} \cong 2f_m\left(1 + \beta + \sqrt{\beta}\right)$, unde f_m este frecvenţa (maximă) a semnalului modulator (informaţia), iar β este indicele de modulaţie.

În cazul (practic în cazul staţiilor de radiodifuziune monofonică MF) $\beta = 3{,}3$ şi $f_m = 15\text{kHz}$, astfel că se obţine $B_{MF} \cong 180\text{kHz}$

În cazul (practic în cazul staţiilor de radiodifuziune stereofonică MF) $\beta = 0{,}8$ şi $f_m = 53\text{kHz}$, astfel că se obţine $B_{MF} \cong 220\text{kHz}$

Banda alocată unui canal MF este cuprinsă între 200 şi 250 kHz, acoperitoare pentru transmiterea unor semnale stereofonice HiFi.

9.4 APLICAŢII

9.4.1 Pentru un radioreceptor ce funcţionează în gama undelor MF, semnalul de intrare este caracterizat de gama de frecvenţe $f_s \in [88;108]\text{MHz}$ (standardul (norma) CCIR pentru UUS), iar valoarea standardizată a frecvenţei intermediare este $f_i = 10{,}7\,\text{MHz}$. Considerând că schimbarea frecvenţei se face pe principiul infradinei, se cere:

a) Să se determine frecvenţa oscilatorului local f_h, frecvenţa imagine f_{imag} şi factorul de calitate al preselectorului astfel încât f_{imag} să fie rejectată;
b) Să se dimensioneze un filtru rejector al frecvenţei imagine.

Rezolvare

a) Dacă SF se face prin infradină, rezultă că $f_s > f_h$. Se obţine:

$$f_i = \left|f_s - f_h\right| \underset{f_s > f_h}{=} f_s - f_h \Rightarrow f_h = f_s - f_i$$

Ţinând cont de domeniul de variaţie al f_s, rezultă că:

$$f_h \in [88 - 10{,}7;108 - 10.7]\text{MHz}\text{, adică } f_h = 77{,}3\ ...\ 97{,}3\,\text{MHz}$$

De asemenea, tot în conformitate cu principiul infradinei, frecvenţa imagine este:

$$f_{imag} = f_s - 2f_i = f_s - 21.4\text{MHz}$$

Rezultă că aceasta variază în domeniul:

$$f_{imag} \in [88 - 21{,}4;108 - 21.4]\text{MHz}\text{, adică } f_{imag} = 66{,}6...\ 86{,}6\,\text{MHz}$$

Se poate observa că cele mai periculoase frecvenţe f_s sunt cele apropiate de limita superioară a gamei, pentru că în acest caz frecvenţa imagine este apropiată de limita inferioară (88 MHz) şi deci ar putea fi recepţionată în mod eronat de RR. De asemenea, se poate observa că lărgimea de bandă a domeniului este practic egală cu frecvenţa imagine.

O altă observaţie care se poate face este că domeniul frecvenţei imagine corespunde vechii norme de UUS, OIRT. Este explicaţia faptului că RR de calitate mai slabă construite pentru recepţia semnalelor unuia dintre standarde pot recepţiona semnale din cealaltă normă.
Pentru a rejecta frecvenţa imagine, preselectorul trebuie să aibă un factor de calitate astfel încât banda sa să nu depăşească $4f_i$.

$$\left.\begin{aligned} B &< 4f_i \\ B &= \frac{f_s}{Q} \end{aligned}\right\} \Rightarrow Q > \frac{f_s}{4f_i} = \frac{f_s}{42{,}8}$$

Cum este evident că situaţia cea mai defavorabilă este la capătul superior al gamei f_s, se obţine $Q > \frac{108}{42{,}8} \cong 2{,}6$, o valoare rezonabilă, ce poate fi obţinută cu un circuit oscilant nu foarte pretenţios.

b) Deoarece un circuit oscilant serie (COS) la rezonanţă prezintă o valoare minimă a impedanţei, rezultă că un astfel de circuit poate funcţiona ca filtru rejector al frecvenţei imagine (fig. 9.10), în care COS, dacă este acordat pe f_{imag}, o va scurtcircuita la masă. Proiectarea înseamnă alegerea unor valori L, C şi R astfel încât să se obţină frecvenţa de rezonanţă în mijlocul benzii frecvenţei imagine: $\frac{66{,}6+86{,}6}{2} = 76{,}6\text{MHz}$, iar banda sa să acopere domeniul acesteia: $B_{COS} = 86{,}6 - 66{,}6 = 20\text{MHz}$. În cazul în care rezistenţa (care înglobează pierderile componentelor L şi C) rezultă cu o valoare neverosimil de mică, se poate înseria o rezistenţă suplimentară.

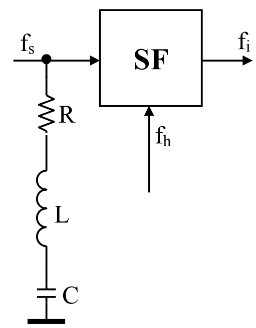


Fig. 9.10

Din relaţiile:

$$\begin{cases} f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = 76{,}6\text{MHz} \\ Q = \dfrac{1}{\omega_0 RC} = \dfrac{1}{2\pi f_0 RC} \\ B = \dfrac{f_0}{Q} = 2\pi f_0^2 RC = 20\text{MHz} \end{cases},$$

se pot calcula valorile componentelor R, L şi C. De obicei se acceptă aproximarea $\pi^2 \cong 10$. Pentru aceasta, în general se adoptă o valoare a uneia din componente (de exemplu o valoare din domeniul nF ... pF a capacităţii).

9.4.2 O staţie de radiolocaţie recepţionează semnale de intrare cu frecvenţa $f_s \in [1{,}15\,;1{,}35]\text{GHz}$ şi lucrează pe frecvenţa intermediară $f_i = 50\,\text{MHz}$. În structura acesteia există un mixer care lucrează cu dublă schimbare de frecvenţă, ambele efectuându-se prin procedeul infradinei. Primul SF livrează la ieşire frecvenţa intermediară $f_{i_1} = 350\,\text{MHz}$. Schema bloc a mixerului este prezentată în figura 9.11.

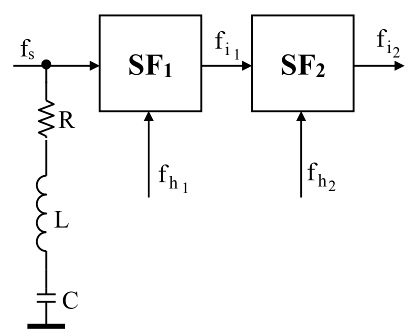


Fig. 9.11: Dublu mixer

Se cere:
- **a)** Domeniile de variaţie ale frecvenţelor oscilatoarelor locale (f_{h_1} şi f_{h_2});
- **b)** Domeniile de variaţie ale canalelor false de recepţie şi factorii de calitate ai circuitelor selective din structura celor două SF, astfel încât recepţia să fie neperturbată.

c) Explicaţi procesul schimbărilor de frecvenţă pe curbele de selectivitate ale celor două schimbătoare de frecvenţă, SF1 şi SF2, evidenţiind domeniile de variaţie ale frecvenţelor imagine;

d) Ştiind că $L = \frac{1}{11}\mu H$, $C = \frac{10}{11}pF$, $R = \frac{400\pi}{11}\Omega$, explicaţi rolul circuitului RLC în funcţionarea mixerului; se poate folosi aproximarea $\pi^2 \approx 10$;

e) Dacă L, C şi R au valorile precizate anterior, apreciaţi nivelul protecţiei mixerului la semnalul imagine.

Rezolvare

a) Dacă SF1 lucrează pe principiul infradinei, rezultă că $f_s > f_{h_1}$. Se obţine:

$$f_{i_1} = \left|f_s - f_{h_1}\right| \underset{f_s > f_{h_1}}{=} f_s - f_{h_1} \Rightarrow f_{h_1} = f_s - f_{i_1}$$

Ţinând cont de domeniul de variaţie al f_s, rezultă că:

$f_{h_1} \in [1{,}15 - 0{,}35; 1{,}35 - 0{,}35]\mathrm{GHz}$, adică $f_{h_1} = 0{,}8 \ldots 1\mathrm{GHz}$

SF2 lucrează tot pe principiul infradinei, astfel că rezultă $f_{i_1} > f_{h_2}$. Se obţine:

$$f_i = \left|f_{i_1} - f_{h_2}\right| \underset{f_{i_1} > f_{h_2}}{=} f_{i_1} - f_{h_2} \Rightarrow f_{h_2} = f_{i_1} - f_i = 350 - 50 = 300\mathrm{MHz}$$

b) Ţinând cont că ambele SF lucrează prin infradină, cele două frecvenţe imagine au valorile:

- $f_{imag_1} = f_s - 2f_{i_1}$; $f_{imag_1} \in [1{,}15 - 2\cdot 0{,}35; 1{,}35 - 2\cdot 0{,}35]\mathrm{GHz}$; $f_{imag_1} = 450 \ldots 650\mathrm{MHz}$.
- $f_{imag_2} = f_{i_1} - 2f_i = 350 - 2\cdot 50 = 250\mathrm{MHz}$.

În continuare se vor analiza frecvenţele false de recepţie care, combinate cu OL al primului mixer, pot produce frecvenţa imagine f_{imag_2} a mixerului SF2:

$$\left|f_x - f_{h_1}\right| = f_{imag_2} = f_{i_1} - 2f_i$$

- Dacă f_x este procesată prin infradină $\left(f_x > f_{h_1}\right)$, rezultă:

  $$f_x - f_{h_1} = f_{i_1} - 2f_i \Rightarrow f_x = f_{h_1} + f_{i_1} - 2f_i = f_S - 2f_i = 1{,}05 \ldots 1{,}25\mathrm{GHz}.$$

  Aceasta este situaţia prezentată în figura 9.12; SF1 se poate presupune că nu poate rejecta această frecvenţă (altfel, complicarea receptorului cu dubla schimbare de frecvenţă n-ar avea sens). Rezultă că această frecvenţă va ajunge la intrarea SF2 care trebuie să aibă banda suficient de îngustă încât să fie capabil s-o rejecteze.

- Dacă f_x este procesată prin supradină $\left(f_x < f_{h_1}\right)$, rezultă:

  $$f_{h_1} - f_x = f_{i_1} - 2f_i \Rightarrow f_x = f_{h_1} - f_{i_1} + 2f_i = f_{imag\,1} + 2f_i = 550 \ldots 750\mathrm{MHz}.$$

  Pentru ca această frecvenţă să fie rejectată, banda SF1 trebuie să îndeplinească cerinţa:

  $$B_1 \le 4\left(f_{i_1} - f_i\right) = 800\mathrm{MHz}.$$

  Dacă circuitul selectiv este de tipul unui COD, atunci acesta trebuie să aibă un factor de calitate astfel încât $Q_1 \ge \frac{f_s}{4\left(f_{i_1} - f_i\right)}$.

  Cazul cel mai defavorabil este evident la valoarea maximă a frecvenţei f_s, astfel că:

  $$Q_1 \ge \frac{1{,}35}{2\cdot 0{,}3} \cong 2{,}25$$

- Similar, factorul de calitate al circuitului selectiv al SF2 trebuie să verifice:

  $$Q_2 \ge \frac{f_{i_1}}{4f_i} = \frac{350}{200} \cong 1{,}75$$

Se observă că, spre deosebire de situaţia prezentată în paragraful 9.3.2 (SF_1 – infradină, SF_2 – supradină), când a doua frecvenţă f_x (cea "nepericuloasă") era în afara benzii necesare pentru atenuarea frecvenţei imagine corespunzătoare, în acest caz situaţia este inversată: frecvenţa f_x "nepericuloasă" este în interiorul benzii. În consecinţă, pentru atenuare ar putea fi necesar un factor de calitate Q_1 al primului SF ceva mai pretenţios (din calcul s-a obţinut $Q_1 < 20$, rezonabil). Cum însă Q_2 are o valoare şi mai mică, SF_2 poate rezolva foarte bine problema rejecţiei tuturor canalelor suplimentare de recepţie.

c) Cele două schimbări de frecvenţă pot fi urmărite în figura 9.12, în care se prezintă curbele de selectivitate, (pentru SF_1 corespunzător capetelor benzii f_s,) precum şi domeniul B_{imag_1} al frecvenţei (semnalului) imagine.

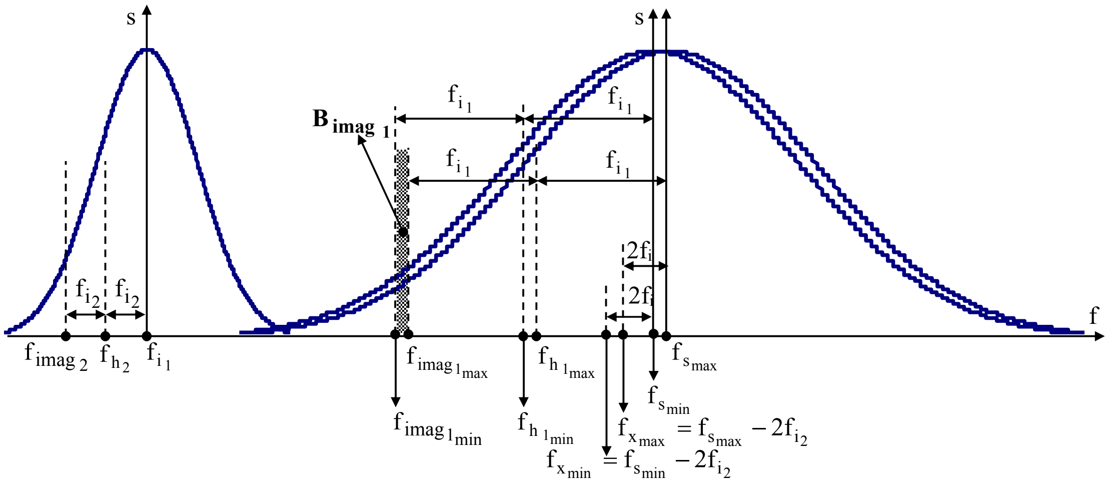


Fig. 9.12: Caracteristicile de selectivitate ale mixerului

d) Pentru circuitul RLC serie (COS) se scriu relaţiile:

$$\begin{cases} f_0 = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{LC}} = \dfrac{1}{2\pi\sqrt{\dfrac{1}{11}\cdot 10^{-6}\cdot\dfrac{10}{11}\cdot 10^{-12}}} \cong 550\text{MHz} \\ Q = \dfrac{\omega_0 L}{R} = \dfrac{2\pi f_0 L}{R} = \dfrac{2\pi\cdot 550\cdot 10^6\cdot 10^{-6}\cdot 11}{11\cdot 400\pi} = \dfrac{55}{20} \\ B = \dfrac{f_0}{Q} = \dfrac{f_0 R}{2\pi f_0 L} = \dfrac{R}{2\pi L} = \dfrac{11\cdot 400\pi}{2\pi\cdot 11\cdot 10^{-6}} = 200\text{MHz} \end{cases}$$

Cum un circuit oscilant serie (COS) la rezonanţă prezintă o valoare minimă a impedanţei, rezultă că rolul acestuia în funcţionarea mixerului este acela de filtru rejector al frecvenţei imagine.

e) Se observă că frecvenţa de acord a COS (f_0) este în mijlocul benzii frecvenţei imagine:

$$\frac{f_{imag\ min} + f_{imag\ max}}{2} = \frac{450+650}{2} = 550\text{MGHz} \cong f_0 .$$

Rezultă că vor fi scurtcircuitate la masă, frecvenţele $f \in \left[f_0 - \dfrac{B}{2}; f_0 + \dfrac{B}{2}\right]$, adică $f \in [450;650]\text{MHz}$, deci practic întreaga bandă a frecvenţelor imagine. Rezultă că nivelul de protecţie al mixerului la frecvenţele imagine poate fi apreciat ca foarte bun (cel puţin). Un astfel de circuit s-ar putea dovedi foarte util şi la intrarea SF_2.

9.4.3 Un SF care funcţionează pe principiul supradinei primeşte la intrare un semnal cu frecvenţa $f_s = 1\text{GHz}$ şi trebuie să asigure la ieşire $f_i = 20\text{MHz}$.

a) Să se determine frecvenţa oscilatorului local f_h, frecvenţa imagine f_{imag} şi factorul de calitate al preselectorului astfel încât f_{imag} să fie rejectată;

b) Dacă rejectarea frecvenţei imagine impune un preselector cu factorul de calitate prea pretenţios (de exemplu, $Q > 10$), să se reanalizeze problema, eventual impunând o dublă schimbare a frecvenţei.

Rezolvare

a) Dacă SF se face prin supradină, rezultă că $f_s < f_h$. Se obţine:

$$f_i = f_h - f_s \Rightarrow f_h = f_s + f_i = 1\text{GHz} + 20\text{MHz} = 1{,}02\text{MHz}$$

De asemenea, tot în conformitate cu principiul supradinei, frecvenţa imagine este:

$$f_{imag} = f_s + 2f_i = 1\text{GHz} + 40\text{MHz} = 1{,}04\text{GHz}$$

Pentru a rejecta frecvenţa imagine, preselectorul trebuie să aibă un factor de calitate astfel încât banda sa să nu depăşească $4f_i$.

$$\left.\begin{array}{l} B < 4f_i \\ B = \dfrac{f_s}{Q} \end{array}\right\} \Rightarrow Q > \frac{f_s}{4f_i} = \frac{1\text{GHz}}{80\,\text{MHz}} = 12{,}5$$

b) Se impune o dublă schimbare a frecvenţei. Din problema precedentă rezultă că o valoare a frecvenţei intermediare $f_{i1} = \dfrac{f_s}{10} \ldots \dfrac{f_s}{5}$ este obtenabilă cu circuite mai puţin pretenţioase, astfel încât se adoptă valoarea $f_{i_1} = 200\,\text{MHz}$, ambele schimbări făcându-se pe principiul supradinei. Se obţine succesiv:

- SF_1:

  $$f_{h_1} = f_s + f_{i_1} = 1\text{GHz} + 200\text{MHz} = 1{,}2\text{GHz}$$

  $$f_{imag_1} = f_s + 2f_{i_1} = 1\text{GHz} + 400\text{MHz} = 1{,}4\text{GHz}$$

  Valoarea minimă a factorului de calitate al preselectorului astfel ca f_{imag_1} să fie rejectată:

  $$Q_1 > \frac{f_s}{4f_{i_1}} = \frac{1\text{GHz}}{800\,\text{MHz}} = 1{,}25 \text{ (rezonabil).}$$

  Canalele suplimentare de recepţie:

  $$\left|f_x - f_{h_1}\right| = f_{imag_2} = f_{i_1} + 2f_i$$

  - Dacă $f_x < f_{h_1}$ (f_x e procesată prin supradină):

    $$f_{h_1} - f_x = f_{i_1} + 2f_i \Rightarrow f_x = f_{h_1} - f_{i_1} - 2f_i = f_s - 2f_i = 960\text{MHz}$$

  - Dacă $f_x > f_{h_1}$ f_x e procesată prin infradină):

    $$f_x - f_{h_1} = f_{i_1} + 2f_i \Rightarrow f_x = f_{h_1} + f_{i_1} + 2f_i = f_{imag\,1} + 2f_i > f_{imag\,1}$$, deci e rejectată.

- SF_2:

  $$f_{h_2} = f_{i_1} + f_i = 200\text{MHz} + 20\text{MHz} = 220\text{MHz}$$

  $$f_{imag_2} = f_{i_1} + 2f_i = 200\text{MHz} + 40\text{MHz} = 240\text{MHz}$$

  Valoarea minimă a factorului de calitate al preselectorului astfel ca f_{imag_1} să fie rejectată:

  $$Q_2 > \frac{f_{i_1}}{4f_i} = \frac{200\text{MHz}}{80\,\text{MHz}} = 2{,}5 \text{ (rezonabil).}$$

11. AMPLIFICATOARE DE FRECVENŢĂ INTERMEDIARĂ

11.1 NOŢIUNI GENERALE

- După cum s-a menţionat la structura receptoarelor superheterodină, caracteristica principală a acestora este transformarea frecvenţei semnalului recepţionat f_s într-una constantă, numită frecvenţă intermediară, $f_i << f_s$, deci amplificatoarele de frecvenţă intermediară (AFI) sunt specifice receptoarelor superheterodină;
- Lucrând pe o frecvenţă constantă, f_i, rezultă că în esenţă AFI sunt amplificatoare acordate (selective sau de bandă);
- Realizează cea mai mare parte din amplificarea receptorului şi caracteristica sa de frecvenţă (forma curbei de rezonanţă);
- Circuitule selective din structura AFI au caracteristici de tipul celor specifice circuitelor acordate (deci selectivitatea nu este tocmai constantă în bandă, ea variind teoretic între $\frac{1}{\sqrt{2}}$ şi 1). Cum un Filtru Trece Bandă ideal este caracterizat de o amplificare constantă în banda de trecere şi nulă în banda de atenuare (caracteristica ideală se (mai) spune că este "dreptunghiulară"), abaterea curbei de selectivitate reală faţă de cea ideală este descrisă (calitativ şi cantitativ) de un „coeficient de dreptunghiularitate" (figura 11.1).
- Determină banda receptorului, $B_{\sqrt{2}}$ şi coeficientul ei de dreptunghiularitate (număr mare de circuite oscilante);
- Un AFI are $2 \div 10$ etaje de amplificare, de unde rezultă o valoare mare a amplificării: $A = 10^2 \div 10^5$.

Există mai multe tipuri de AFI:

a) AFI cu circuit oscilant singular acordat (fiecare etaj are un singur circuit oscilant, acordat pe frecvenţa f_i), caracterizate de o amplificare foarte bună şi o bandă de trecere îngustă; în schimb, coeficientul de dreptunghiularitate este mic (amplificarea în bandă are variaţie mare);

b) AFI cu dubleţi: câte două etaje vecine sunt acordate decalat, simetric faţă de f_i, prezentând astfel avantajul unei benzi de trecere mai mare, o (mai) bună dreptunghiularitate în bandă (figura 11.1a) şi o amplificare acceptabilă, deoarece se pot utiliza două curbe de rezonanţă înguste, deci cu amplificare mare;

c) AFI cu tripleţi (figura 11.1b), adică grupe de trei etaje, două acordate ca la dubleţi, iar cel din mijloc acordat pe f_i, care prezintă avantajele celor cu dubleţi, dar sporite;

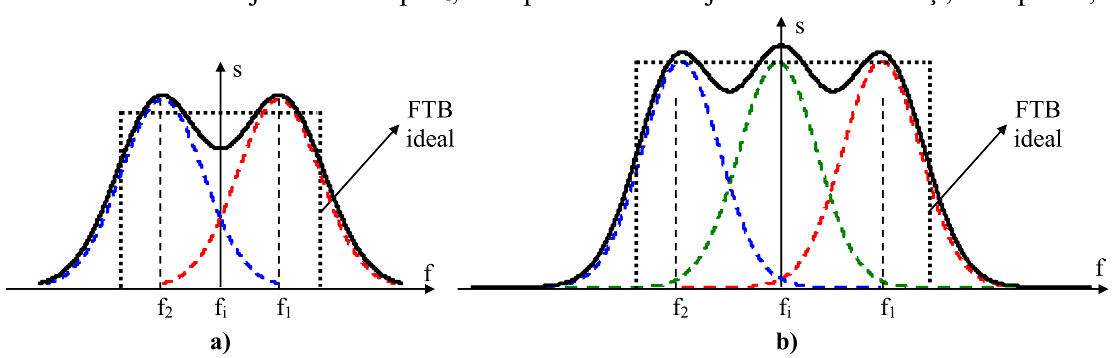


Fig. 11.1: Caracteristici de selectivitate

a) AFI cu dubleţi;
b) AFI cu tripleţi.

d) AFI cu filtru de bandă: fiecare etaj are două circuite oscilante cuplate (deci filtru de bandă), acordate pe f_i;

e) AFI cu etaje de diferite tipuri – combinaţii între cele de la $a) \div c)$;

f) AFI cu reacţie: dacă reacţia este pe un singur etaj, atunci schema este echivalentă cu una cu dubleţi, iar dacă este pe trei etaje, schema este echivalentă cu una cu tripleţi.

11.2 AFI CU CIRCUIT SINGULAR ACORDAT

Ca element activ al etajului se poate utiliza un tub electronic, tranzistor sau circuit integrat. În cazul tuburilor, cele mai utilizate sunt tetrodele sau pentodele, deoarece capacitatea lor parazită între anod şi catod este mult inferioară celei a triodei: $C_{ga} << C_{ga_{trioda}}$, ceea ce îmbunătăţeşte mult stabilitatea schemei, deoarece capacitatea parazită intervine ca o reacţie (nedorită) în circuit. Schemele sunt cu catodul la masă şi alimentate serie sau paralel. În figura 11.2 se prezintă o schemă de AFI cu pentodă, alimentată serie.

$$f_i = \begin{cases} 150...450\text{kHz}\ (\text{tipic } 455\text{kHz}) & \text{radiodifuziune MA} \\ 10...20\text{MHz}\ (\text{tipic } 10{,}7\text{MHz}) & \text{radiodifuziune MF} \\ \times 10...\times 100\text{MHz}\ (\text{ex. } 30\text{MHz}) & \text{receptoare de FFÎ} \end{cases}$$

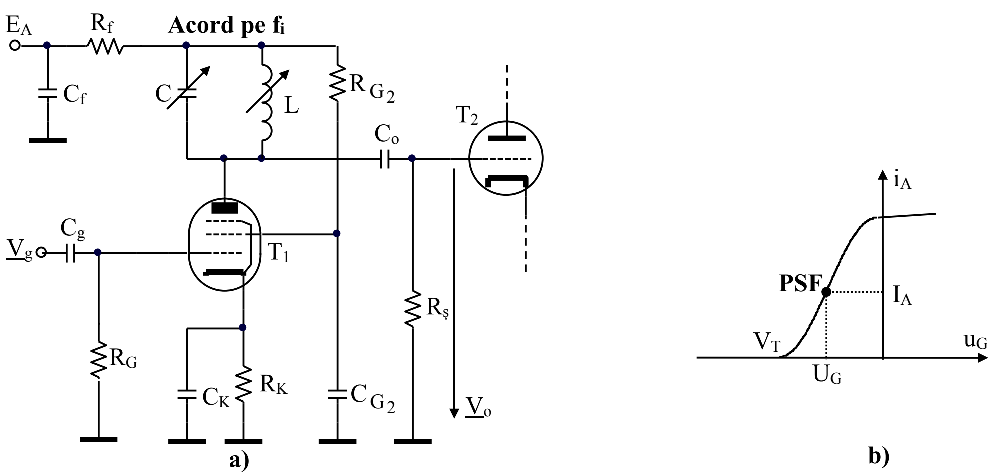


Fig. 11.2: AFI

a) AFI cu pentodă cu C.O. simplu acordat
b) Polarizarea pentodei

Acordul pe f_i se poate face fie prin reglajul capacităţii C, fie prin reglajul inductanţei L, modificând poziţia miezului în interiorul bobinei.

Pentru $f_i = \times 100\text{MHz}$, C poate lipsi, capacitatea fiind formată din capacităţile parazite ale tubului $\left(C = C_{ieş_1} + C_p \to C_{intr_2}\right)$.

Grupul $R_K C_K$ asigură negativarea automată a grilei pentodei: $U_G = -R_K \cdot I_A$, astfel încât PSF-ul să fie în zona liniară a caracteristicilor statice de transfer, iar C_K decuplează catodul în c.a., evitând astfel reacţia de curent în regimul dinamic (de c.a.).

Grupul $R_{G_2} C_{G_2}$ asigură polarizarea grilei ecran, respectiv decuplarea acesteia în c.a. (micşorarea reacţiei anod-grilă$_1$).

Grupul $R_f C_f$ micşorează reacţia între etaje prin sursa (comună) de alimentare, E_A.

În figura 11.3 se prezintă schema unui AFI cu circuit singular acordat, elementul activ fiind un TB funcţionând în conexiunea EC. În general, la schemele de AFI indicii de calitate sunt amplificarea şi banda.

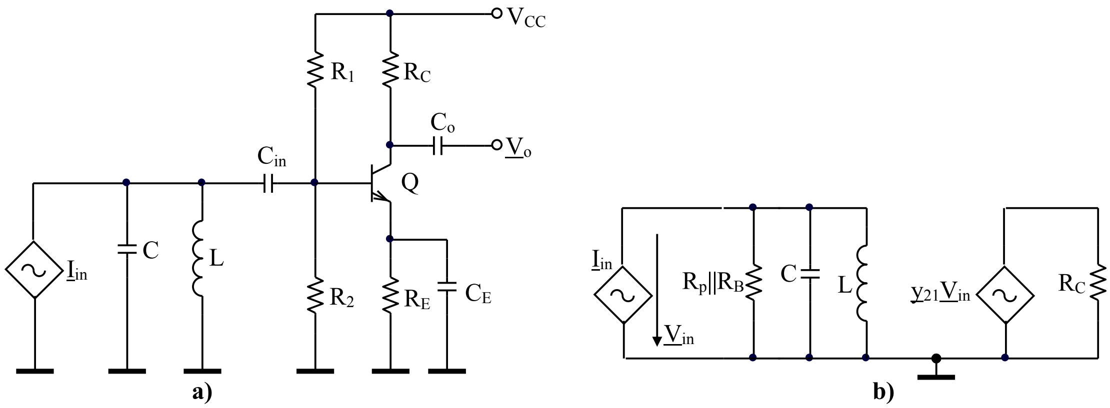


Fig. 11.3: AFI în conexiune EC cu COD singular acordat

a) Schema circuitului;
b) Schema echivalentă în regim dinamic.

Considerând TB ideal (toţi parametrii $\underline{y}$ nuli, cu excepţia lui $\underline{y}_{21} \cong g_m = \frac{I_C}{V_T}$), se obţine circuitul din figura 11.4b, a cărui admitanţă este:

$$\underline{I}_{in} = \underline{V}_{in}\underline{Y} = \underline{V}_{in} \cdot \left(\frac{1}{R_p \parallel R_B} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \right), \text{ unde} \tag{11.1}$$

- R_p este rezistenţa de pierderi a circuitului oscilant (nereprezentată pe circuitul din figura 11.3a);
- $R_B = R_1 \parallel R_2$ este rezistenţa din bază datorată circuitului de polarizare.

Se observă că efectul acesteia este de a micşora R_p, deci de a micşora factorul de calitate al circuitului oscilant. O soluţie de a minimiza aceste efecte negative ar fi includerea unor bobine de şoc în circuitul de polarizare a bazei (în serie cu R_1 şi R_2).

Cu notaţia $R := R_p \parallel R_B$, se obţine:

$$\left.\begin{aligned} \underline{I}_{in} &= \underline{V}_{in}\left(\frac{1}{R} + j\left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \right) \\ \underline{I}_o &= \underline{y}_{21}\underline{V}_{in} \end{aligned}\right\} \Rightarrow \underline{A}_I(\omega) = \frac{\underline{I}_o}{\underline{I}_{in}} = \frac{\underline{y}_{21}}{\underline{Y}} = \frac{g_m}{\underline{Y}}; A_I(\omega) = \frac{g_m}{Y} \tag{11.2}$$

Dacă se consideră că există un dezacord $\beta \approx \frac{2\Delta f}{f_i}$ al COD de la intrarea etajului (aproximaţie corespunzătoare lucrului în intervalul de rezonanţă) valoarea maximă a acestuia este evident $\beta_{max} = \frac{B_{3dB}}{f_i}$, adică f este într-unul din capetele benzii, unde B_{3dB} este banda circuitului acordat), atunci se obţine:

$$Y = G\sqrt{1 + (\beta Q_D)^2} = \frac{\sqrt{1 + \left(\beta \frac{f_i}{B_{3dB}} \right)^2}}{R} = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{f_i} \cdot \frac{f_i}{B_{3dB}} \right)^2}}{R} = \frac{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{B_{3dB}} \right)^2}}{R}, \tag{11.3}$$

$$V_{in} = \frac{I_{in}}{Y} = \frac{I_{in}R}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{B_{3dB}} \right)^2}} \tag{11.4}$$

$$I_o = y_{21}V_{in} = g_m \frac{I_{in}R}{\sqrt{1 + \left(\frac{2\Delta f}{B_{3dB}} \right)^2}} \tag{11.5}$$

$$A_I = \frac{I_o}{I_{in}} = g_m \frac{R}{\sqrt{1+\left(\frac{2\Delta f}{B_{3dB}}\right)^2}} = \frac{g_m}{G\sqrt{1+\left(\frac{2\Delta f}{B_{3dB}}\right)^2}} \tag{11.6}$$

La rezonanţă $\left(f = f_i = \frac{1}{\sqrt{LC}} \Leftrightarrow \Delta f = 0\right)$ se obţine, evident, valoarea maximă a amplificării în curent:

$$\underline{A}_{I\max} = A_{I\max} = A_I(f_i) = g_m R \tag{11.7}$$

Notând $B_{\sqrt{2}}$ banda AFI-lui, aceasta se determină (ca la orice circuit selectiv) din condiţia:

$$\frac{A_{I_{min}}}{A_{I_{max}}} = \frac{1}{\sqrt{2}} \tag{11.8}$$

Rezultă că $\sqrt{1+\left(\frac{2\Delta f}{B_{3dB}}\right)^2} = \sqrt{2} \Leftrightarrow \Delta f = \pm\frac{B_{3dB}}{2}$

Banda etajului este:

$$B_{\sqrt{2}} = 2|\Delta f| = B_{3dB}, \tag{11.9}$$

aşa cum era de aşteptat: faptul că un COD lucrează pe frecvenţa de rezonanţă sau dezacordat nu este de natură să-i modifice banda, iar selectivitatea AFI-lui este dată de selectivitatea circuitului acordat din structura sa. $B_{\sqrt{2}}$ se poate scrie (şi) sub forma:

$$B_{\sqrt{2}} = B_{3dB} = \frac{f_i}{Q} = \frac{f_i}{2\pi f_i RC} = \frac{1}{2\pi RC}. \tag{11.10}$$

Dacă în structura AFI-lui există n astfel de etaje în cascadă, atunci amplificarea devine:

$$A_{I,n} = (A_I)^n = \frac{(g_m R)^n}{\left(\sqrt{1+\left(\frac{2\Delta f}{B_{3dB}}\right)^2}\right)^n} \tag{11.11}$$

În capetele benzii acestui AFI:

$$\sqrt{\left(1+\left(\frac{2\Delta f}{B_{3dB}}\right)^2\right)^n} = \sqrt{2} \Rightarrow 1+\left(\frac{2\Delta f}{B_{3dB}}\right)^2 = 2^{\frac{1}{n}} \Rightarrow \Delta f = \pm\frac{B_{3dB}}{2}\sqrt{2^{\frac{1}{n}}-1}$$

Rezultă că banda unui AFI obţinut prin cascadarea a n etaje identice singular acordate este:

$$B_{\sqrt{2},n} = 2\Delta\omega = B_{3dB}\sqrt{2^{\frac{1}{n}}-1} \tag{11.12}$$

Este evident că banda AFI obţinut astfel este mai mică decât banda fiecărui etaj component. De exemplu, $B_{\sqrt{2},2} \approx 0{,}64 \cdot B_{3dB}$, $B_{\sqrt{2},3} \approx 0{,}51 \cdot B_{3dB}$, $B_{\sqrt{2},4} \approx 0{,}43 \cdot B_{3dB}$.

<u>Aplicaţie numerică</u>:

Dacă $g_m = 40\frac{mA}{V}$, $R = 500\Omega$, $f_i = 1MHz$, $B_{\sqrt{2}} = 10kHz$ şi AFI lucrează acordat $(\Delta\omega = 0)$, să se determine valorile L, C, amplificarea la rezonanţă şi factorul de calitate.

Rezolvare

- $B_{\sqrt{2}} = \frac{1}{2\pi RC} \Rightarrow C = \frac{1}{B_{\sqrt{2}}R} = \frac{1}{2\pi \cdot 10^4 \cdot 500} = \frac{10^{-7}}{\pi} = \frac{100}{\pi}nF$

- $\omega_i^2 = \dfrac{1}{LC} \Rightarrow L = \dfrac{1}{4f_i^2 C} = \dfrac{1}{4\pi^2 \cdot 10^{12} \cdot \dfrac{100}{\pi} \cdot 10^{-9}} = \dfrac{10^{-6}}{4}\pi = \dfrac{\pi}{4}\mu H$
- $\underline{A}_{I\max} = g_m R = 40 \cdot 10^{-3} \cdot 500 = 20$
- $Q = \omega_i RC = 2\pi \cdot 10^6 \cdot 500 \cdot \dfrac{100}{\pi} \cdot 10^{-9} = 100$

<u>Observaţii</u>:

Valoarea foarte mică a rezistenţei $R = 500\Omega$ face necesară o valoare relativ mare a capacităţii $\left(C = \dfrac{100}{\pi} \cong 32nF\right)$ şi un factor de calitate destul de pretenţios $(Q = 100)$ pentru a obţine un AFI cu banda relativ îngustă $\left(B_{\sqrt{2}} = 1\% \cdot \omega_i\right)$.

Mai mult decât atât, cum o valoare mare a capacităţii atrage după sine o valoare mică a inductanţei, astfel că la rezonanţă reactanţa inductivă a circuitului este mică: $X_{L_0} = \omega_i L = 2\pi \cdot 10^6 \cdot \dfrac{\pi}{4} \cdot 10^{-6} \cong 5\Omega$.

11.3 AFI CU DUBLEŢI

În figura 11.4a se prezintă un AFI (realizat în jurul unui TECJ cu canal n), caracterizat de prezenţa a două circuite acordate, unul la intrare (L_1C_1) şi unul la ieşire (L_2C_2), iar în figura 11.b este prezentată schema echivalentă în regim dinamic. Caracteristicile de selectivitate ale celor două circuite oscilante sunt reprezentate în figura 11.5. Se poate observa că dezacordurile (frecvenţelor de rezonanţă ale) celor două circuite oscilante faţă de frecvenţa intermediară f_i sunt Δf_1 şi Δf_2, iar semnalul de intrare are frecvenţa $f = f_i + \Delta f$ (Δf este dezacordul curent). Se vor determina caracteristicile acestui AFI: amplificarea şi banda.

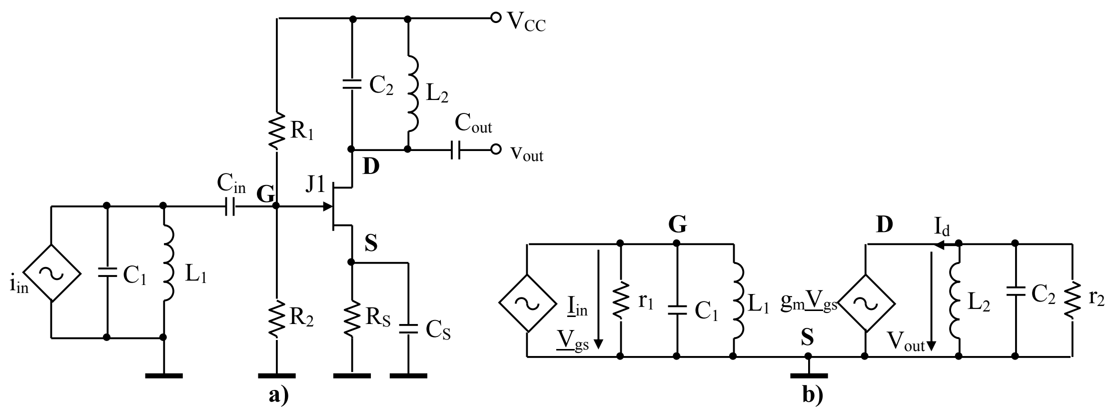


Fig. 11.4: Etaj AFI în conexiune EC organizat ca dublet:

a) schema electrică;
b) schema echivalentă în regim dinamic.

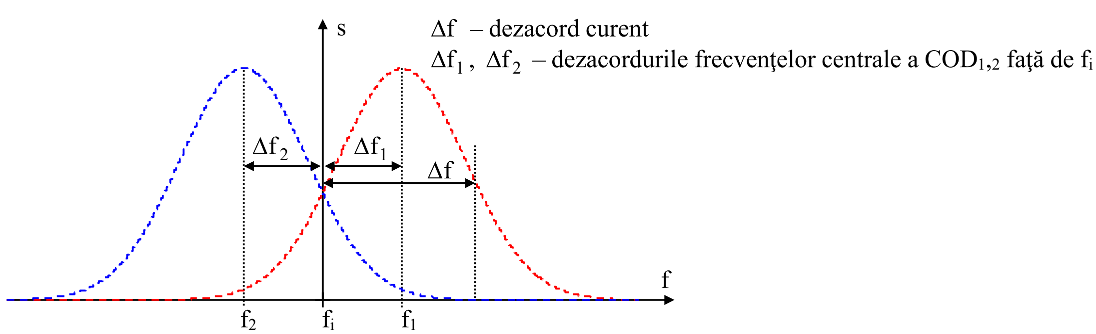


Fig. 11.5: Caracteristicile de selectivitate ale dubleţilor

Pentru circuitul de intrare se scriu relaţiile:

$$Y_1 = G_1\sqrt{1+\left(\beta_1 Q_{D_1}\right)^2} = \frac{\sqrt{1+\left(\frac{2\left(\Delta f-\Delta f_1\right)}{f_i}\cdot\frac{f_i}{B_{3dB_1}}\right)^2}}{r_1} = \frac{\sqrt{1+\left(\frac{2\left(\Delta f-\Delta f_1\right)}{B_{3dB_1}}\right)^2}}{r_1},$$

$$V_{gs} = \frac{I_{in}}{Y_1} = \frac{I_{in} r_1}{\sqrt{1+\left(\frac{2\left(\Delta f-\Delta f_1\right)}{B_{3dB_1}}\right)^2}}$$

$$I_d = g_m V_{gs} = g_m \frac{I_{in} r_1}{\sqrt{1+\left(\frac{2\left(\Delta f-\Delta f_1\right)}{B_{3dB_1}}\right)^2}}$$

Pentru circuitul de ieşire se scriu relaţiile:

$$Y_2 = G_2\sqrt{1+\left(\beta_2 Q_{D_2}\right)^2} = \frac{\sqrt{1+\left(\frac{2\left(\Delta f+\Delta f_2\right)}{f_i}\cdot\frac{f_i}{B_{3dB_2}}\right)^2}}{r_2} = \frac{\sqrt{1+\left(\frac{2\left(\Delta f+\Delta f_2\right)}{B_{3dB_2}}\right)^2}}{r_2}$$

Modulul tensiunii de ieşire este (argumentul fiind evident π – etajul EC este inversor):

$$V_{out} = \frac{I_d}{Y_2} = \frac{\dfrac{g_m I_{in} r_1}{\sqrt{1+\left(\frac{2\left(\Delta f-\Delta f_1\right)}{B_{3dB_1}}\right)^2}}}{\dfrac{\sqrt{1+\left(\frac{2\left(\Delta f+\Delta f_2\right)}{B_{3dB_2}}\right)^2}}{r_2}} = \frac{g_m I_{in} r_1 r_2}{\sqrt{1+\left(\frac{2\left(\Delta f-\Delta f_1\right)}{B_{3dB_1}}\right)^2}\sqrt{1+\left(\frac{2\left(\Delta f+\Delta f_2\right)}{B_{3dB_2}}\right)^2}} \qquad (11.13)$$

În continuare se vor considera cele două COD identice din punctul de vedere al factorului de calitate şi al benzii $\left(B_{3dB_1} = B_{3dB_1} := B_{3dB}\right)$ şi dezacordate simetric faţă de f_i: $\Delta f_1 = \Delta f_2$. Din (11.13) rezultă că expresia (modulului) tensiunii de ieşire devine:

$$V_{out} = \frac{g_m I_{in} r_1 r_2}{\sqrt{1+\left(\frac{2\left(\Delta f-\Delta f_1\right)}{B_{3dB}}\right)^2}\sqrt{1+\left(\frac{2\left(\Delta f+\Delta f_1\right)}{B_{3dB}}\right)^2}} \qquad (11.14)$$

<u>Observaţie</u>: În această situaţie amplificarea (raportul între mărimea de ieşire şi cea de intrare: $A = \frac{V_{out}}{I_{in}}$) are semnificaţia fizică a unei rezistenţe. Un astfel de circuit se numeşte amplificator transimpedanţă.

Cu notaţiile $x := \frac{2\Delta f}{B_{3dB}}$, $x_1 := \frac{2\Delta f_1}{B_{3dB}}$, tensiunea de ieşire devine:

$$V_{out} = V_{out}(x) = g_m \frac{I_{in} r_1 r_2}{\sqrt{1+\left(x-x_1\right)^2}\sqrt{1+\left(x+x_1\right)^2}} \qquad (11.15)$$

Cum caracteristica de selectivitate este $s(x) = \frac{A_{max}}{A(x)}$, unde $A(x) = \frac{V_{out}(x)}{I_{in}}$, şi ţinând cont de faptul că $I_{in} = ct.$, rezultă că se obţine:

$$s(x)=\frac{V_{out_{max}}}{V_{out}(x)}=\frac{\sqrt{1+(x-x_1)^2}\sqrt{1+(x+x_1)^2}}{\left(\sqrt{1+(x-x_1)^2}\sqrt{1+(x+x_1)^2}\right)_{min}}$$

Altfel spus, caracteristica de selectivitate se poate considera sub forma:

$$s(x)=\frac{1}{\sqrt{1+(x-x_1)^2}\sqrt{1+(x+x_1)^2}} \tag{11.16}$$

Maximul acesteia se obţine atunci când numitorul (inversa caracteristicii de selectivitate) are valoarea minimă:

$$\sigma(x)=\left(1+(x-x_1)^2\right)\left(1+(x+x_1)^2\right)=x^4+2\left(1-x_1^2\right)x^2+\left(1+x_1^2\right)^2, \tag{11.17}$$

se obţine funcţia derivată:

$$\sigma'(x)=4x^3+2\left(1-x_1^2\right)x=2x\left(x-\sqrt{x_1^2-1}\right)\left(x+\sqrt{x_1^2-1}\right)$$

Anulând derivata se obţin 3 extreme:

$x=0$ (adică $f=f_i$ sau $\Delta f=0$) – punct corespunzător selectivităţii minime;

$x=\pm\sqrt{x_1^2-1}$ – puncte corespunzătoare selectivităţii maxime.

Valoarea maximă a selectivităţii este:

$$s_{max}=s\left(\pm\sqrt{x_1^2-1}\right)=\frac{1}{\sqrt{\left(x_1^2-1\right)^2+2\left(1-x_1^2\right)\left(x_1^2-1\right)+\left(1+x_1^2\right)^2}}=\frac{1}{2x_1} \tag{11.18}$$

În capetele benzii, $\frac{s}{s_{max}}=\frac{1}{\sqrt{2}}$:

$$\frac{s_{max}}{s}=\frac{\sqrt{x^4+2x^2\left(1-x_1^2\right)+\left(1+x_1^2\right)^2}}{2x_1}=\sqrt{2} \tag{11.19}$$

Pentru determinarea benzii, trebuie ţinut cont de o particularitate a AFI cu dubleţi: pe frecvenţa intermediară ($x=0$ sau $\Delta f=0$), tensiunea de ieşire este minimă, după cum se poate observa şi în figura 11.6.

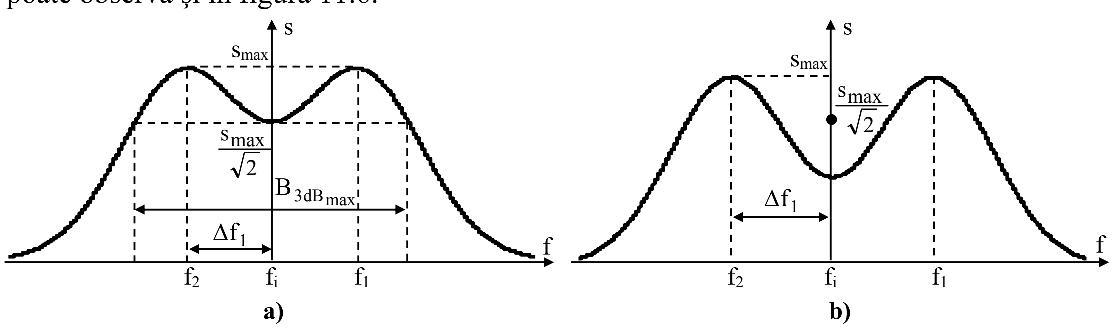


Fig. 11.6: Caracteristici de selectivitate ale dubleţilor

a) Dezacordul dubleţilor $\Delta f_1=\Delta f_2$ la limită;

b) Dezacordul dubleţilor $\Delta f_1=\Delta f_2$ prea mare.

În consecinţă, dezacordurile Δf_1 şi Δf_2 nu pot fi alese oricum, deoarece trebuie asigurată îndeplinirea cerinţei ca pe frecvenţa intermediară selectivitatea să fie cel puţin egală cu cea de la capetele benzii:

$$s\big|_{f=f_i}\geq\frac{s_{max}}{\sqrt{2}} \tag{11.20}$$

(f_i să fie atenuată cu cel mult 3dB, în figura 11.6a fiind reprezentat cazul limită – condiţia (11.20) îndeplinită cu egalitate). De asemenea, tot din figura 11.6a rezultă că banda AFI cu dubleţi este maximă în aceeaşi situaţie în care (11.20) este verificată cu egalitate.

În figura 11.6b s-a reprezentat situaţia în care dezacordurile sunt prea mari, astfel că frecvenţa intermediară de fapt este rejectată de amplificatorul care ar trebui s-o amplifice!
Se va determina valoarea maximă a benzii (adică se va lucra în ipoteza de mai sus: pe f_i $(x=0)$ selectivitatea este la nivelul $\frac{1}{\sqrt{2}} s_{max}$):

$$\sqrt{2} = \frac{1+x_1^2}{2x_1}. \tag{11.21}$$

Se obţine: $x_1^2 - 2\sqrt{2}\cdot x_1 + 1 = 0$.

Cum în general $x_1 = \frac{2\Delta f_1}{B_{3dB}} > 1$, rezultă că soluţia acceptabilă a ecuaţiei (11.21) este.

$$x_1 = 1+\sqrt{2} \cong 2{,}41 \tag{11.22}$$

Relaţia (11.22) poate fi interpretată şi ca expresia maxim posibilă a dezacordurilor celor două COD faţă de f_i:

$$x_{1_{max}} := \frac{2\Delta f_1}{B_{3dB}} = 1+\sqrt{2} \Leftrightarrow \Delta f_{1_{max}} = \frac{1+\sqrt{2}}{2} B_{3dB} \cong 1{,}2\cdot B_{3dB} \tag{11.23}$$

Pentru calculul benzii maxime se înlocuieşte în (11.19) valoarea x_1 dată de (11.22):

$$\left.\begin{aligned} \frac{\sqrt{x^4+2x^2\left(1-x_1^2\right)+\left(1+x_1^2\right)^2}}{2x_1} &= \sqrt{2} \\ x_1 &= 1+\sqrt{2} \end{aligned}\right\} \Rightarrow x = \pm 2\sqrt{1+\sqrt{2}} \cong \pm 3{,}1 \tag{11.24}$$

Cum $x = \frac{2\Delta f}{B_{3dB}}$, rezultă dezacordul Δf la capetele benzii (exprimat faţă de f_i, după cum se poate observa şi din figura 11.5):

$$\frac{2\Delta f}{B_{3dB}} = 2\sqrt{1+\sqrt{2}} \Leftrightarrow \Delta f = B_{3dB}\sqrt{1+\sqrt{2}}$$

Rezultă că $B_{\sqrt{2}d_{max}} = 2\Delta f = B_{3dB}\sqrt{1+\sqrt{2}} \cong 3{,}1\cdot B_{3dB}$. (11.25)

În concluzie, pentru dezacord maxim – relaţia (11.23), $B_{\sqrt{2}d}$ a unui AFI organizat ca un dublet este de 3x mai mare faţă de $B_{\sqrt{2}}$ a unui etaj singular acordat – relaţia (11.25).
Cu alte cuvinte, dubleţii cu $B_{\sqrt{2}d}$ îngustă sunt formaţi din etaje cu $B_{\sqrt{2}}$ foarte îngustă.

<u>Observaţie</u>:

Expresia (11.17) sugerează încă un caz remarcabil: $x_1 = 1$ (adică $\Delta f_1 = \frac{B_{3dB}}{2}$, situaţie care mai este denumită şi dezacord critic). Se poate constata cu uşurinţă că în această situaţie cele două puncte de maxim şi cel de minim ale caracteristicii de selectivitate se obţin suprapuse (un singur “clopot”).
În acest caz $(x_1 = 1)$ inversa curbei de selectivitate devine:

$$\sigma(x) = \frac{\sqrt{x^4+2x^2\left(1-x_1^2\right)+\left(1+x_1^2\right)^2}}{2x_1} \xrightarrow[x_1=1]{} 4\sigma_d^2 = x^4+4 \tag{11.26}$$

Evident, σ_d are un minim în $x=0$, deci selectivitatea maximă este $s_{d_{max}} = \frac{1}{\sigma_{d_{min}}} = 1$.

În capetele benzii rezultă:

$$\frac{s_{d_{max}}}{s_d} = \sqrt{2} \Leftrightarrow \frac{\sigma_d}{\sigma_{d_{min}}} = \sqrt{2} \Leftrightarrow \sqrt{1+\frac{x^4}{4}} = \sqrt{2} \Leftrightarrow x = \pm\sqrt{2} \qquad (11.27)$$

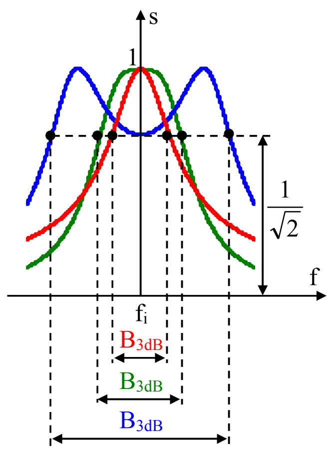


Fig. 11.7: Caracteristici de selectivitate

- **AFI simplu acordat**;
- **Dublet cu dezacord critic** $(x_1 = 1)$;
- **Dublet cu banda maximă** $(x_1 = 1+\sqrt{2})$.

Cum $x = \frac{2\Delta f}{B_{3dB}}$, din (11.27) rezultă că în cazul dezacordului critic (pentru $x_1 = 1$, adică un singur "clopot" al curbei de selectivitate) ,banda dubletului devine:

$$B_{\sqrt{2}_d} = 2\Delta f = \sqrt{2} B_{3dB} \qquad (11.28)$$

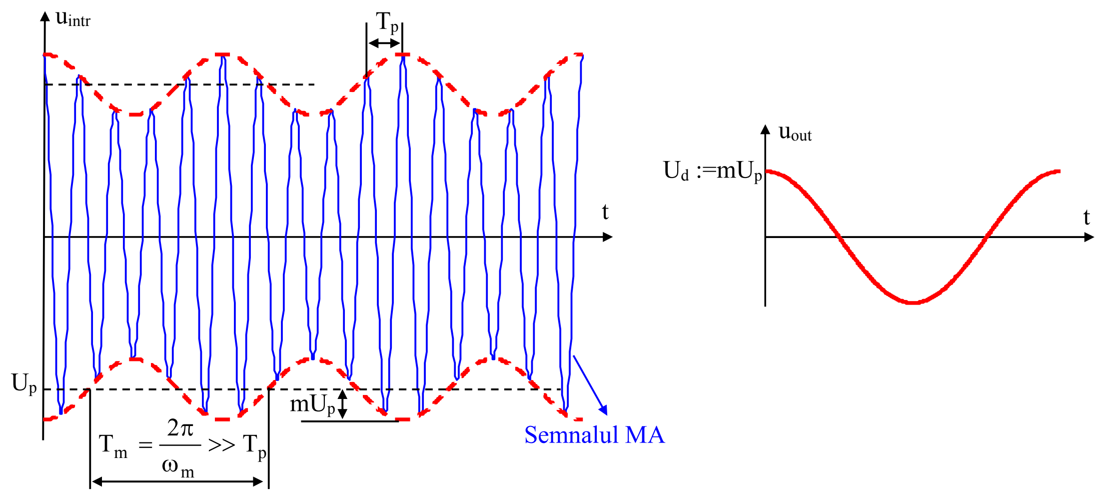
În figura 11.7 sunt prezentate comparativ caracteristicile de selectivitate ale AFI cu COD simplu acordat, şi AFI cu dubleţi în cele două cazuri prezentate: cu dezacord critic, respectiv cu bandă maximă. Se poate remarca aspectul mult mai "aplatizat" în bandă (mai précis în jurul frecvenţei de rezonanţă f_i) al curbei de selectivitate în cazul dezacordului critic în comparaţie cu cea a circuitului simplu acordat.

12. DETECŢIA

Se numeşte detecţie procesul de extragere a informaţiei din semnalul de radiofrecvenţă purtător. Detecţia se face în ÎF în cazul receptoarelor cu amplificare directă, respectiv după (lanţul) AFI în cazul receptoarelor superheterodină. Există trei mari categorii de detectoare, după cum semnalul de intrare este cu modulaţie de amplitudine (MA), în impulsuri (MI) sau de frecvenţă (MF).

12.1 DETECŢIA SEMNALELOR MODULATE MA

După cum se poate observa în figura 12.1, detecţia semnalului MA presupune extragerea “înfăşurătoarei” semnalului MA, adică semnalul de ieşire diferă faţă de cel de intrare.



a) **b)**

Fig. 12.1: Semnalele unui detector MA ideal

a) semnalul MA (de intrare)
b) semnalul modulator (de ieşire)

În figura 12.1a, s-au folosit notaţiile:

- $\omega_p = 2\pi f_p = \frac{2\pi}{T_p}$ sunt pulsaţia, frecvenţa, respectiv perioada semnalului purtător;
- U_p este amplitudinea semnalului purtător;
- $\omega_m = 2\pi f_m = \frac{2\pi}{T_m}$ sunt pulsaţia, frecvenţa, respectiv perioada semnalului modulator;
- $U_d = mU_p$ este amplitudinea semnalului modulator (amplitudinea semnalului ce trebuie să se obţină la ieşirea detectorului MA);
- $m < 1$ este indicele de modulaţie;
- $u_{MA} = u_{intr} = U_p(1 + m\cos(\omega_m t))\cos(\omega_p t)$ este expresia semnalului MA (care este semnal de intrare al detectorului MA);
- $u_d = u_{out} = mU_p \cos(\omega_m t) = U_d \cos(\omega_m t)$ este expresia semnalului modulator (care trebuie să fie regăsit la ieşirea detectorului; din acest motiv semnalul modulator mai este denumit şi semnal detectat).

Drept urmare, pentru detecţie este necesar un element neliniar. În figura 12.1 sunt sugerate cerinţele pe care trebuie să le satisfacă un detector ideal.
În figura 12.2a este prezentat un detector MA practic, în care elementul neliniar este o diodă (de detecţie), iar în figura 12.2b se poate observa forma semnalului de ieşire.

Dioda D redresează semnalul MA din figura 12.1, adică îi suprimă alternanţele negative, obţinându-se astfel semnalul u_{rd} din figura 12.2b. Acesta se prezintă sub forma unor pulsuri de tensiune, deci analiza sa trebuie făcută cu ajutorul seriilor Fourier. Informaţia este reprezentată de semnalul de JF $(\omega_m << \omega_p)$.

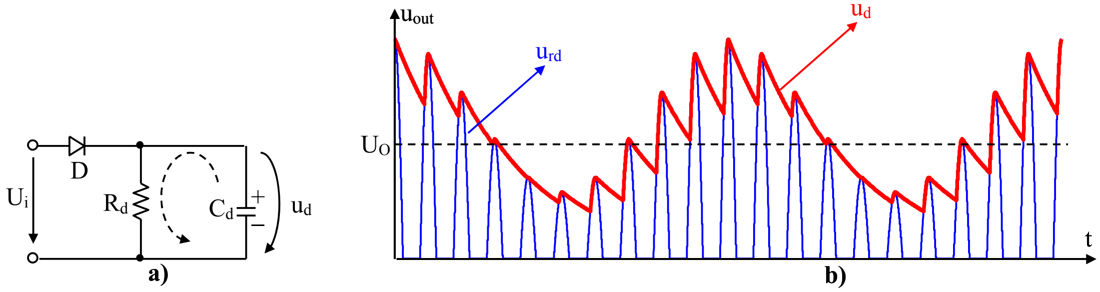


Fig. 12.2: Detecţia semnalelor MA

a) Detectorul cu diodă;
b) Semnalul modulator (de ieşire)

Presupunând că elementul neliniar (dioda) se comportă liniar în timpul conducţiei (neliniaritatea se limitează exclusiv la conducţia unidirecţională), semnalul de u_{rd} are:

- O componentă continuă, U_O;
- O componentă pe frecvenţa purtătoare ω_p (fundamentală): U_{ω_p};
- Armonici superioare: $U_{2\omega_p}, U_{3\omega_p}, \ldots$;
- O modulare în amplitudine a pulsurilor U_{ω_p}, în ritmul ω_m.

Dacă însă conducţia elementului activ (dioda de detecţie) are loc (şi) în zona neliniară, atunci vor apărea (în plus faţă de cele menţionate mai sus) şi armonici ale semnalului de JF (informaţiei). Ca urmare este necesară decuplarea rezistenţei (de sarcină a detectorului) R_d cu o capacitate C_d, (cu rol de **F**iltru **T**rece **J**os – FTJ) astfel încât:

- $\dfrac{1}{\omega_p C_d} << R_d$ (sarcina este scurtcircuitată pe purtătoarea ω_p, deci şi pe armonicile ei);
- $\dfrac{1}{\omega_m C_d} >> R_d$ (pentru ω_m, sarcina este practic R_d, adică este selectată frecvenţa ω_m.

<u>Observaţie</u>: Se poate remarca imediat că, în esenţă "detectorul" din figura 12.2a este un redresor monoalternanţă cu filtru (FTJ) capacitiv.

În aceste condiţii, la ieşire se obţine componenta continuă U_O determinată de amplitudinea purtătoarei U_{ω_p}, şi o tensiune "alternativă" prin medierea nivelelor modulatoarei (u_{r_d} în figura 12.2b). Se pune problema separării lor, care se poate realiza (ca în figura 12.3):

- Cu un **F**iltru **T**rece **S**us – FTS , dacă se doreşte recuperarea modulatoarei;
- Cu un FTJ, dacă se urmăreşte nivelul purtătoarei la recepţie (de exemplu, pentru RAA – **R**eglajul **A**utomat al **A**mplificării)

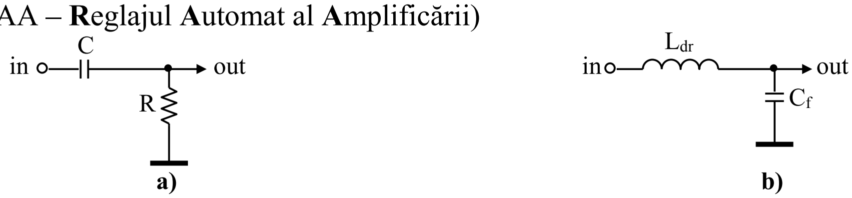


Fig. 12.3: Separarea componentelor de la ieşirea detectorului MA

a) Separarea semnalului modulator cu ajutorul unui FTS
b) Separarea componentei continue cu ajutorul unui FTJ

Ambele variante de filtre sunt conectate la ieşirea detectorului, adică la intrările *in* din figura 12.3 se aplică semnalul u_d din figura 12.2a.

12.1.1 Indicii de calitate ai detectorului

a) *Coeficientul sau funcţia de transfer*, definit ca raport între tensiunea utilă obţinută la ieşirea detectorului şi tensiunea care a produs-o:

$$u_{in\,MA}(t) = U_p \cos(\omega_p t) + mU_p \cos(\omega_m t)\cos(\omega_p t) \;\Rightarrow U_O \sim U_p \text{ şi } U_d \sim mU_p$$

Ca urmare, $u_{out\,MA}(t) = U_O + U_d \cos(\omega_m t)$

În final, funcţia de transfer (coeficient de amplificare) a detectorului devine:

$$\underline{K}_d = \frac{U_d \cos(\omega_m t)}{mU_p \cos(\omega_m t + \varphi_d)} := K_d e^{j\cdot\varphi}, \text{ unde } K_d = \frac{U_d}{mU_p}$$

La detectorul ideal $K_d = 1$, detectoarele cu diodă, $K_d < 1$ (datorită pragului de intrare în conducţie a diodei) şi depinde de amplitudinea semnalului purtător U_{ω_p}, iar la detectoarele cu element activ $K_d > 1$;

b) *Rezistenţa de intrare a detectorului*, R_{i_d}, care este rezistenţa pe care o simte ca sarcină ultimul circuit oscilant din AFI – sursa de semnal a detectorului. Cum $R_{i_d} \parallel$ C.O. , dacă se detectorul se conectează ca în figura 12.4a, rezultă că se lărgeşte banda (B_{3dB}) ultimului etaj din AFI (R_{i_d} şuntează CO de la ieşirea AFI), de aceea uneori este nevoie de cuplare prin priză pe bobină – autotransformator – (şi nu direct) dacă se doreşte atenuarea efectului de şuntare a CO, ca în figurile 12.4b, respectiv 12.7.

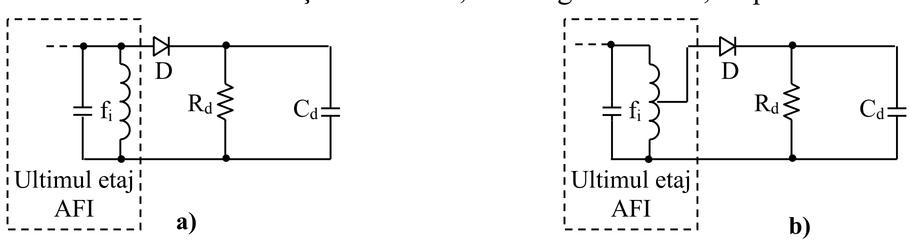


Fig. 12.4: Cuplarea detectorului la generatorul de semnal

a) Cuplarea directă cu CO din ultimul etaj AFI
b) Cuplarea prin priză inductivă

În aceste condiţii R_{i_d} va fi văzută mai mare de către ultimul CO din AFI, fiind astfel mai puţin influenţat de efectele menţionate.

c) *Distorsiunile de frecvenţă şi de fază*: se caută ca în limitele de variaţie ale frecvenţei modulatoare $\omega_{min} \div \omega_{max}$, funcţia de transfer a detectorului să fie constantă – ca în figura 12.5a, iar caracteristica de fază să fie liniară – ca în figura 12.5b.

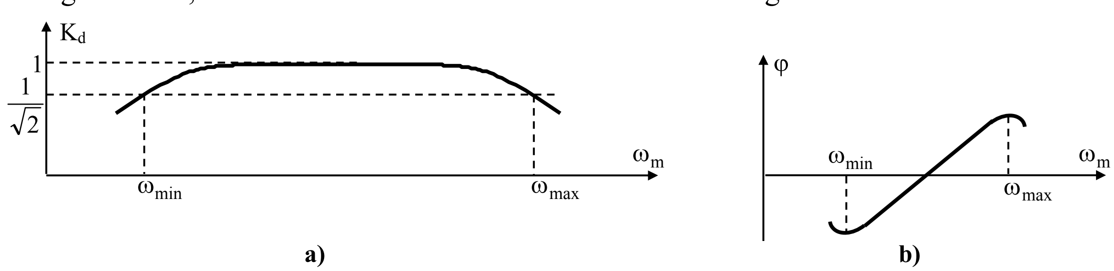


Fig. 12.5: Caracteristici de frecvenţă ale detectorului MA

a) Caracteristica de amplitudine
b) Caracteristica de fază

12.1.2 Detectoare cu diodă

Pot fi cu diodă cu vid sau semiconductoare, în scheme serie sau paralel, ca în figura 12.6.

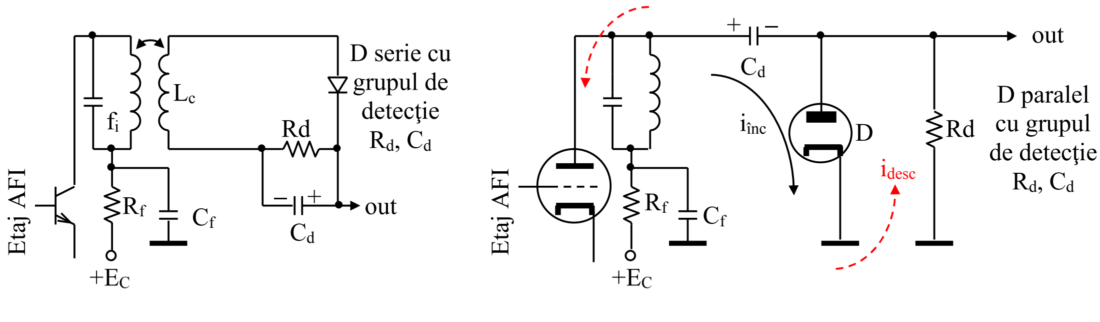


Fig. 12.6: Detectoare MA cu diodă

a) Detector serie;
b) Detector paralel

Dacă detectorul lucrează cu semnale mici:

- Poate să apară lucrul pe porţiunea neliniară a caracteristicii diodei, rezultând astfel o detecţie pătratică şi nu liniară, adică distorsiuni mari;
- Se pierde o mare parte din semnal (care deja este mic);
- $R_{intr_{detector}} \approx R_{internă_{diodă}}$ în punctul de repaus al diodei $(\times 10 \div \times 100\Omega)$, adică mică, ceea ce strică (măreşte) banda AFI.

În concluzie, detecţia semnalelor mici este proastă şi, ca urmare, utilizată rar.
Dacă detectorul lucrează cu semnale mari (peste 1V):

- Dioda de detecţie lucrează în zona liniară, distorsiunile fiind astfel reduse;
- Coeficientul de transfer K_d nu mai depinde de nivelul semnalului de intrare, ci doar de parametrii schemei $(R_{internă_{diodă}}$ şi $R_d)$, altfel spus transferă la fel orice semnal (K_d nu trebuie să fie decât mare în aceste condiţii);
- $R_{intr_{detector}} \approx \frac{R_d}{2}$ la detectorul serie şi $R_{intr_{detector}} \approx \frac{R_d}{3}$ la cel paralel, deci detectorul serie este mai bun.

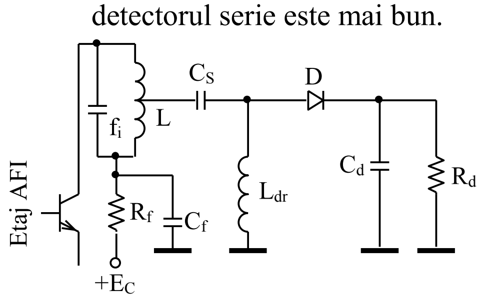


Fig. 12.7
Detector cuplat la AFI prin priză inductivă

În figura 12.7 este reprezentată schema unui detector cu diodă de tip serie, cuplat cu amplificatorul de frecvenţă intermediară (AFI) prin priză inductivă, realizându-se astfel adaptarea de impedanţă între ieşirea AFI şi detector.
Droselul trebuie să aibă inductanţa mare:

$$L_{dr} > 10L.$$

<u>Observaţie</u>:

C_d trebuie să asigure decuplarea sarcinii faţă de purtătoare; rezultă că $\frac{1}{\omega_p C_d} << R_d$. În consecinţă, este necesar un condensator de valoare mare. Cum $\tau = R_d C_d$ este mare în acest caz, rezultă că pot apare distorsiuni de neurmărire a modulatoarei. Condiţia de eliminarea distorsiunilor de neurmărire este: $\frac{1}{R_d C_d} \geq \frac{m\omega_{min}}{\sqrt{1-m^2}}$, deci C_d trebuie să fie mic. Condiţiile fiind contradictorii, rezultă că trebuie asigurat un compromis, în domeniul de lucru de interes. Cele două situaţii de detecţie incorectă sunt prezentate în figura 12.8.

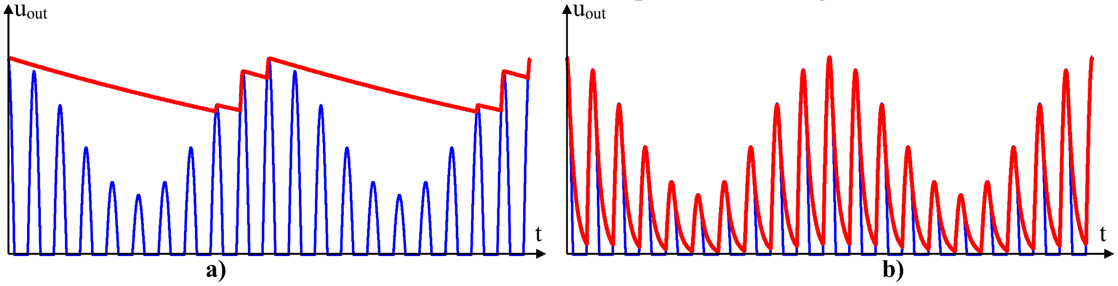


Fig. 12.8: Influenţa capacităţii C_d asupra detecţiei semnalelor MA

a) Detecţia în cazul în care nu este îndeplinită condiţia $\frac{1}{\omega_p C_d} << R_d$;

b) Detecţia în cazul în care nu este îndeplinită condiţia $\frac{1}{\omega_m C_d} >> R_d$.

12.2 DETECŢIA SEMNALELOR MODULATE ÎN IMPULSURI

Poate fi de două tipuri (figura 12.9):

- Detecţia de impulsuri (impulsul radio de intrare este transformat în impuls video, proporţional cu nivelul înfăşurătoarei celui radio);
- Detecţia de vârf (impulsurile radio de intrare, de regulă MA, sunt transformate într-o tensiune proporţională cu gradul de modulaţie).

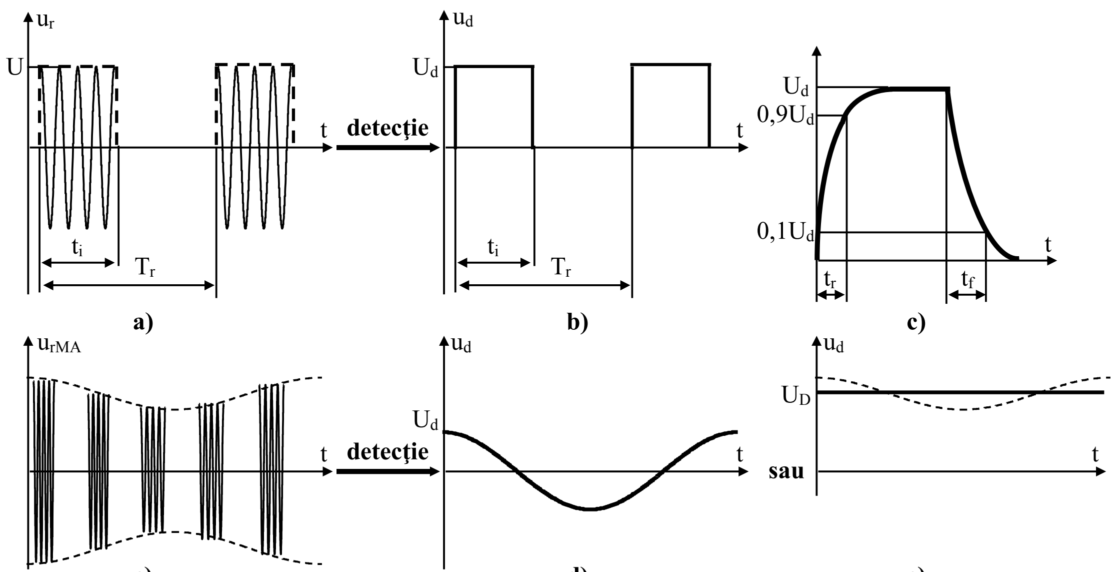


Fig. 12.9: Detcţia semnalului radio

a) semnal radio;
b) semnalul obţinut după detecţia de impulsuri ideală;
c) forma reală a semnalului detectat;
d) semnal radio cu modulaţie MA;
e) semnalul obţinut după detecţia de vârf.

Detectorul de impulsuri este utilizat la determinarea distanţei faţă de ţintă, iar detectorul de vârf la determinarea unghiului β (azimutul) şi a unghiului ε (înălţarea), sau la determinarea nivelului semnalului de intrare în schemele de RAA, ori pentru determinarea nivelului zgomotelor în cazul schemelor RAZA.

Se construiesc de regulă în schemă serie (au rezistenţa de intrare mai mare, influenţând astfel într-o mai mică măsură AFI).

Spre deosebire de detectoarele pentru semnale MA, detectoarele în impulsuri lucrează numai pe durata impulsului radio de intrare. Drept urmare, prezintă interes analiza fenomenelor tranzitorii la detecţie.

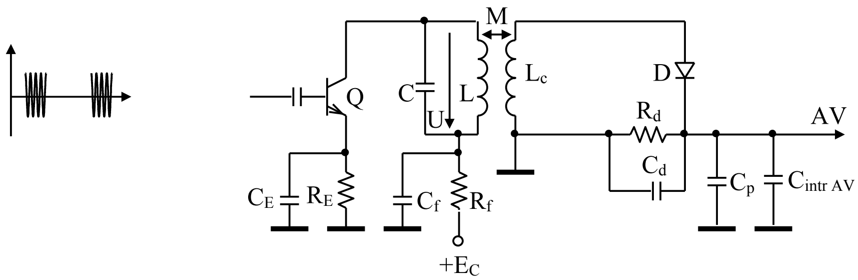


Fig. 12.10: Detector de impulsuri

Cerinţe pentru schema de detecţie a impulsurilor radio:

- Impuls cu fronturi cât mai drepte, astfel încât $t_r << t_i$ la impulsul detectat – vezi figura 12.9c;
- Amplitudinea impulsului radio trebuie să fie $U > 1V$, astfel încât detectorul să lucreze în zona liniară;
- Capacitatea de sarcină a detectorului să decupleze bine R_d (C_d mare), astfel încât semnalul radio să se regăsească în cea mai mare parte la bornele diodei şi nu pe R_d;
- Frecvenţa intermediară (purtătoarea impulsului radio) să fie mare (pentru fronturi bune) şi cu atât mai mare cu cât t_i este mai mic (să “umple” bine impulsul);

$$C_{detector} = C_d + C_{o_{det}} + C_p + C_{i_{AV}}$$

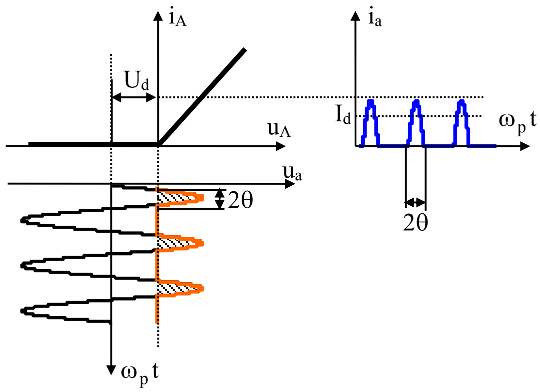


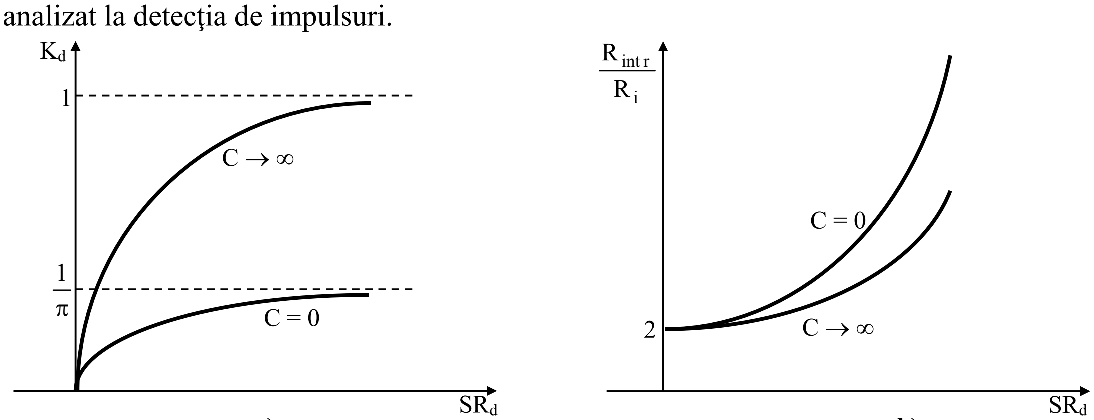
Fig. 12.11: Detecţia de vârf

Componenta continuă este I_D, deci PSF-ul se deplasează cu U_d, de unde rezultă $\theta < \frac{\pi}{2}$.

$K_d = \frac{SR_d}{\pi}(\sin\theta - \theta\cos\theta)$ – coeficientul (funcţia) de transfer a detectorului;

$R_{intr_{cond}} = \frac{\pi R_i}{\theta - \sin\theta\cos\theta}$, unde R_i este rezistenţa internă a diodei.

θ se modifică, rezultă că R_{intr} şi K_d se modifică, deci procesele tranzitorii sunt dificil de analizat la detecţia de impulsuri.



a) **b)**

Fig. 12.12: Caracteristicile detectorului de impulsuri

a) Variaţia funcţiei de trans fer;
b) Variaţia rezistenţei de intrare.

Dacă $SR_d >> 2$ (cazul real), diferenţa între curbe este majoră

$$\Phi(SR_d) = \frac{S}{2\pi^2} \cdot \frac{(\pi - \theta)(\sin\theta - \theta\cos\theta)}{1 - \cos\theta}$$, care este o funcţie tabelată şi $\Phi_{max} = 0{,}08$.

Pentru decuplarea R_d, C_d trebuie să îndeplinească cerinţa $C_d \geq \frac{\Phi(SR_d)}{f_i R_i}$, adică $C_d \geq \frac{0{,}08}{f_i R_i}$, unde f_i este frecvenţa intermediară, iar R_i rezistenţa internă a diodei.

Din calcul rezultă că pentru $f_i \geq 20MHz$, chiar şi valoarea minimă a capacităţii, $C_{min} = C_{o_{det}} + C_p + C_{i_{AV}}$ satisface deja condiţia de decuplare a rezistenţei R_d în detector.

12.3 DETECŢIA SEMNALELOR MF

Detecţia semnalelor MF presupune transformarea semnalului original (s_{MF}) în tensiuni sau curenţi proporţionale cu informaţia conţinută (semnalul modulator – s_m).

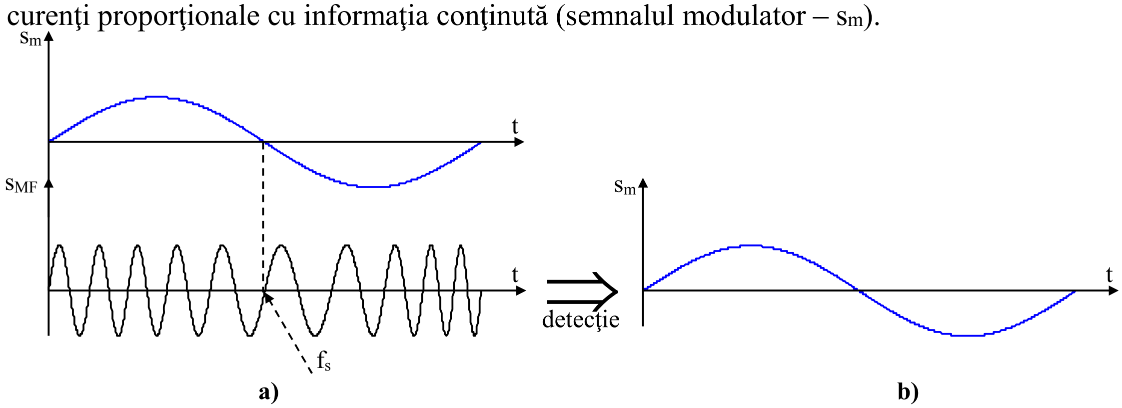


Fig. 12.13

a) semnalul cu modulaţie în frecvenţă
b) semnalul modulator, obţinut prin demodulare

Un semnal MF are frecvenţa instantanee (f) variabilă în jurul frecvenţei purtătoare (frecvenţa semnalului, f_s) cu o mărime Δf proporţională cu mărimea semnalului modulator (s_m):

$$f = f_s \pm \Delta f; \Delta f = ks_m$$

Considerând că heterodina locală a receptorului oscilează pe frecvenţa f_h, atunci sunt posibile două cazuri:

$$\left.\begin{array}{l} -\text{Supradina}: f_h > f \Rightarrow f_i^* = f_h - f = \underbrace{f_h - f_s}_{f_i} \mp \Delta f = f_i \mp \Delta f \\ -\text{Infradina}: f_h < f \Rightarrow f_i^* = f - f_h = \underbrace{f_s - f_h}_{f_i} \pm \Delta f = f_i \pm \Delta f \end{array}\right\} \Rightarrow$$ semnalul de f_i are aceeaşi variaţie a frecvenţei (eventual în sens invers).

Indiferent de caz, ieşirea demodulatorului MF trebuie să reproducă semnalul modulator cu distorsiuni minime, după cum este sugerat în figura 12.13b, în care semnalul s_m a fost reprezentat identic cu cel din figura 12.13a.

Prin urmare, caracteristica de transfer teoretică a demodulatorului trebuie să fie de forma prezentată în figura 12.14a dacă pe alternanţa pozitivă a semnalului modulator u_m frecvenţa f se micşorează faţă de f_s, respectiv în figura 12.14b în cazul contrar (pe alternanţa pozitivă a semnalului modulator u_m frecvenţa f se măreşte faţă de f_s), în care U_d este amplitudinea semnalului demodulat.

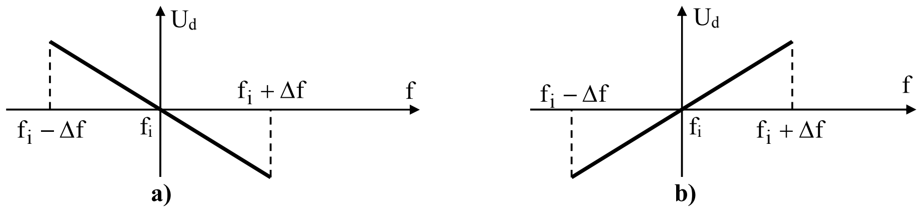


Fig. 12.14
Caracteristica de transfer ideală a demodulatorului MF

Detecţia are loc practic în două etape:
1. Semnalul MF $\rightarrow$ semnal MA;
2. Detecţia de amplitudine.

Observaţie:
Ramurile caracteristicii de rezonanţă ale CO din AFI nu sunt liniare, astfel încât în prima etapă $(\text{MF} \rightarrow \text{MA})$ apar distorsiuni mari.

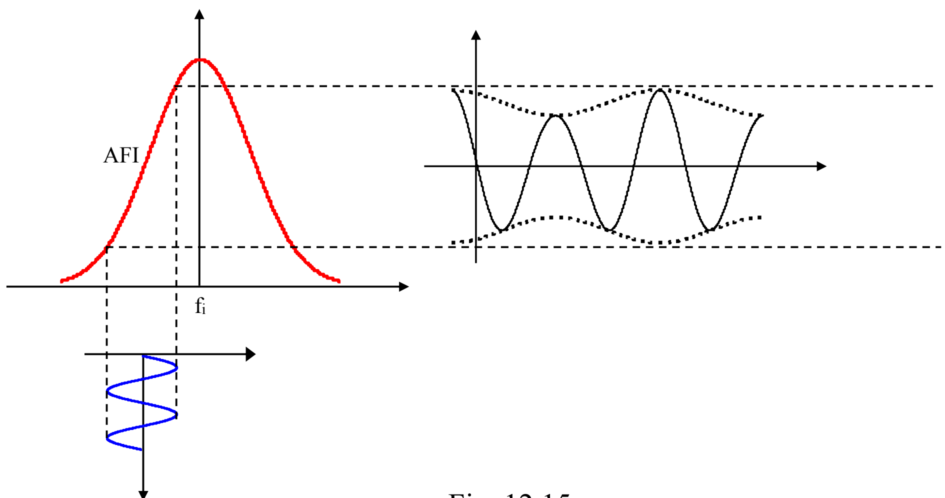


Fig. 12.15
Demodularea semnalelor MF

Ca urmare se folosesc detectoare speciale, numite discriminatoare, ce pot fi:
- Discriminatoare de fază (lucrează pe baza defazajului între două tensiuni);
- Discriminatoare cu CO dezacordate;
- Discriminatoare de raport.

12.3.1. Discriminatorul de fază

Schema de principiu este prezentată în figura 12.16.

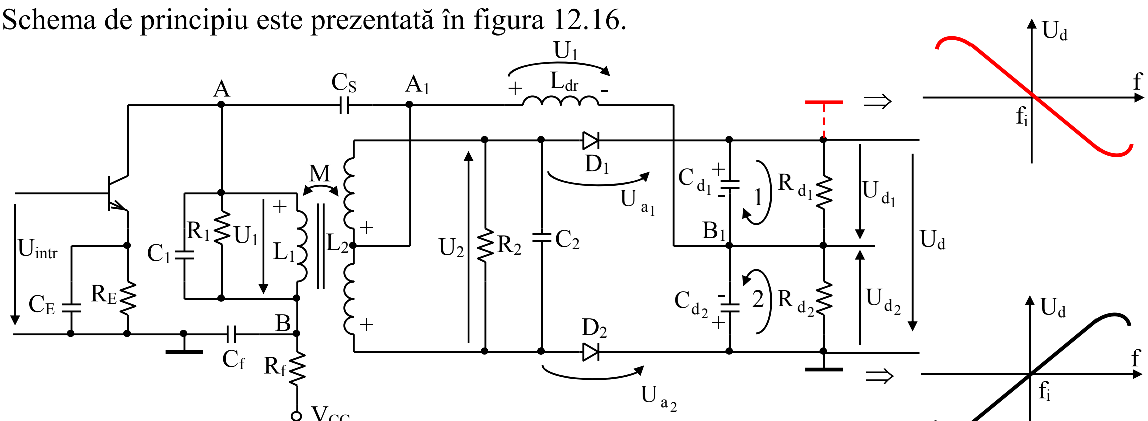


Fig. 12.16: Discriminatorul de fază

- L_1, C_1, R_1, respectiv L_2, C_2, R_2 sunt CO acordate pe f_i, de regulă identice;
- Detectorul lucrează pe baza diferenţei de fază între tensiunile U_{a_1} şi U_{a_2};
- Există două grupuri de detecţie, cu lucru în contratimp (D_1, R_{d_1}, C_{d_1}) şi (D_2, R_{d_2}, C_{d_2}), identice;
- Indiferent de polaritatea tensiunii în primar (L_1), datorită prezenţei prizei mediane în secundar se vor obţine două tensiuni $\frac{U_2}{2}$ în antifază;
- C_S separă punctele A şi A_1 în c.c. şi le scurtcircuitează în c.a., respectiv pe f_i (deci în regim dinamic nodurile A şi A_1 sunt la acelaşi potenţial);
- Grupul R_fC_f filtrează tensiunea de alimentare E_C, deci punctul B este la masă în c.a. (pe f_i);
- C_{d_1} şi C_{d_2} decuplează rezistenţele R_{d_1} şi R_{d_2}. Rezultă că nodul B_1 este şi el la masă, deci L_{dr} este în paralel pe CO primar, adică la bornele sale apare căderea de tensiune U_1. Pentru a nu şunta suplimentar CO primar se ia $L_{dr} > 10L_1$;
- Tensiunea pe diode: $U_{a_1} = U_1 - \frac{U_2}{2}$; $U_{a_2} = U_1 + \frac{U_2}{2}$. Diodele conduc atunci când $U_{a_1} > 0$, respectiv $U_{a_2} > 0$, deci C_d se încarcă şi apoi se descarcă prin R_d, astfel că tensiunile $U_{d_{1,2}}$ au polarităţi opuse (figura 12.17);

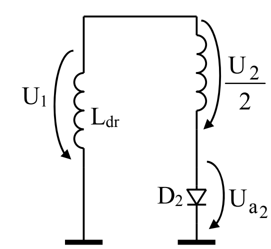


Fig. 12.17

- Dacă $f = f_i$, CO vor fi la rezonanţă.

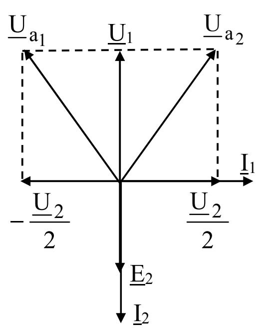


Fig. 12.18

  - Curentul $\underline{I}_1$ prin bobina L_1 $\left(\underline{U}_1 = j\omega L_1 \underline{I}_1\right)$ este defazat cu $\frac{\pi}{2}$ în urma tensiunii $\underline{U}_1$. E_1 induce în secundar t.e.m. $\underline{E}_2 = -j\omega M \underline{I}_1$, defazată cu $\frac{\pi}{2}$ în urma curentului $\underline{I}_1$;
  - Cum şi CO_2 este la rezonanţă, rezultă că $\underline{I}_2$ este în fază cu $\underline{E}_2$, iar $\underline{U}_2$ este înaintea lui $\underline{I}_2$ cu $\frac{\pi}{2}$ şi este împărţită în două de priza mediană.
  - $\left|\underline{U}_{a_1}\right| = \left|\underline{U}_{a_2}\right| \Rightarrow U_{d_1} = U_{d_2} \Rightarrow U_d = U_{d_1} - U_{d_2} = 0$.

- Dacă $f > f_i \Rightarrow X_2 = \omega L_2 - \frac{1}{\omega C_2}$ are caracter inductiv, astfel că $\underline{E}_2$ e defazat înaintea lui $\underline{I}_2$ cu un unghi φ, iar $\underline{U}_2$ în faţa lui $\underline{I}_2$ cu $\frac{\pi}{2}$.
  - $U_{a_1} > U_{a_2} \Rightarrow U_{d_1} > U_{d_2} \Rightarrow U_d = U_{d_1} - U_{d_2} > 0$

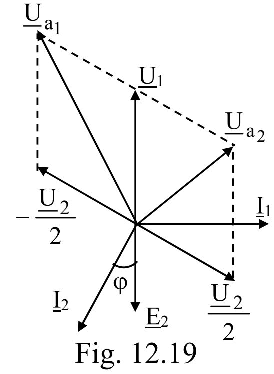


Fig. 12.19

- Dacă $f < f_i \Rightarrow X_2 = \omega L_2 - \dfrac{1}{\omega C_2}$ are caracter capacitiv, astfel că $\underline{E}_2$ e defazat în urma lui $\underline{I}_2$ cu un unghi φ, iar $\underline{U}_2$ în fața lui $\underline{I}_2$ cu $\dfrac{\pi}{2}$.
  - $U_{a_1} < U_{a_2} \Rightarrow U_{d_1} < U_{d_2} \Rightarrow U_d = U_{d_1} - U_{d_2} < 0$

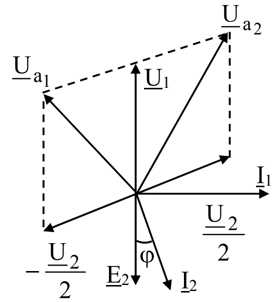


Fig. 12.20

Observație:
Dacă punctul de masă este sus (cu roşu în figura 12.16), atunci $U_d = U_{d_2} - U_{d_1}$ şi caracteristica din figura 12.16 sunt inversate (de asemenea, cu roşu în figura 12.16).

12.3.2. Discriminatorul cu circuite dezacordate

Schema de principiu este prezentată în figura 12.21

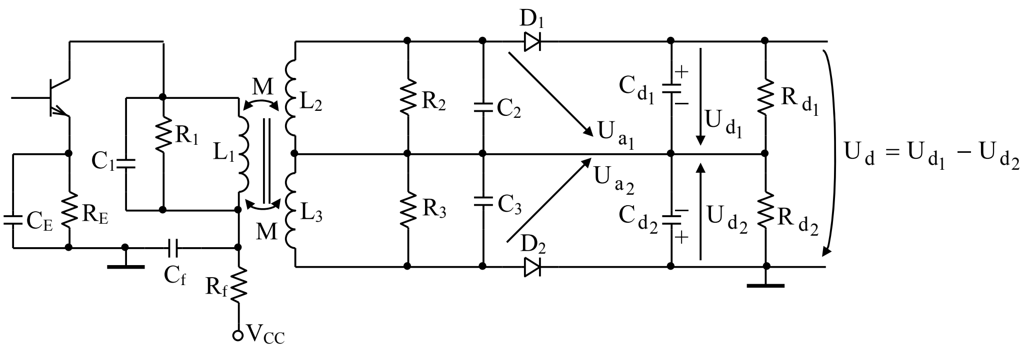


Fig. 12.21: Discriminatorul cu circuite dezacordate

CO primar (L_1C_1) este acordat pe frecvența intermediară (f_i).
CO_2 şi CO_3 (L_2C_2, L_3C_3) sunt acordate decalat față de f_i, cu $\pm\Delta f$.
La dezacorduri mari față de f_i (figura 12.22) apar însă probleme.

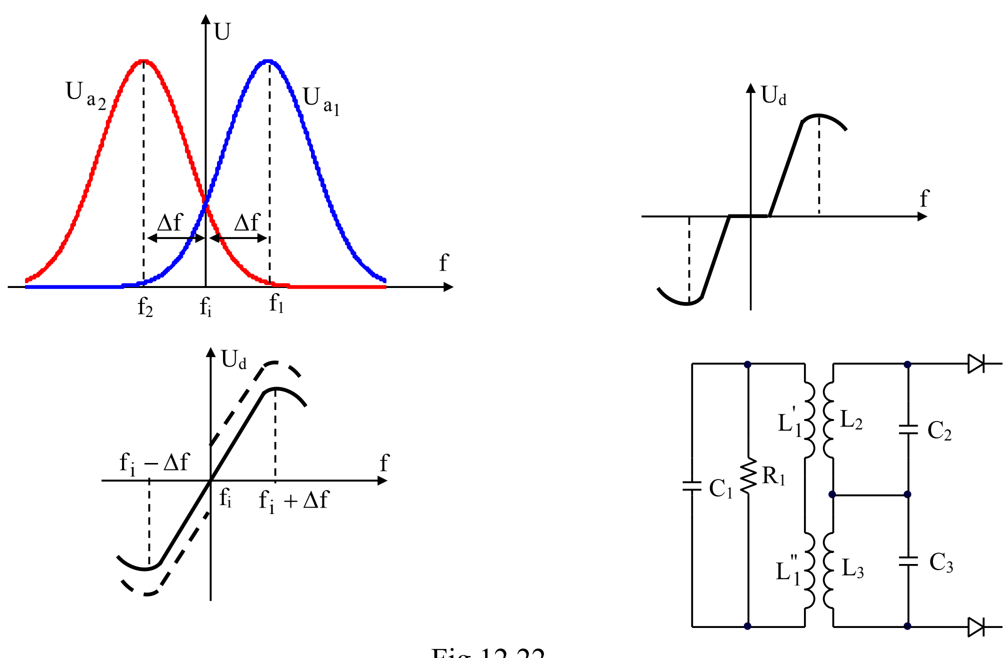


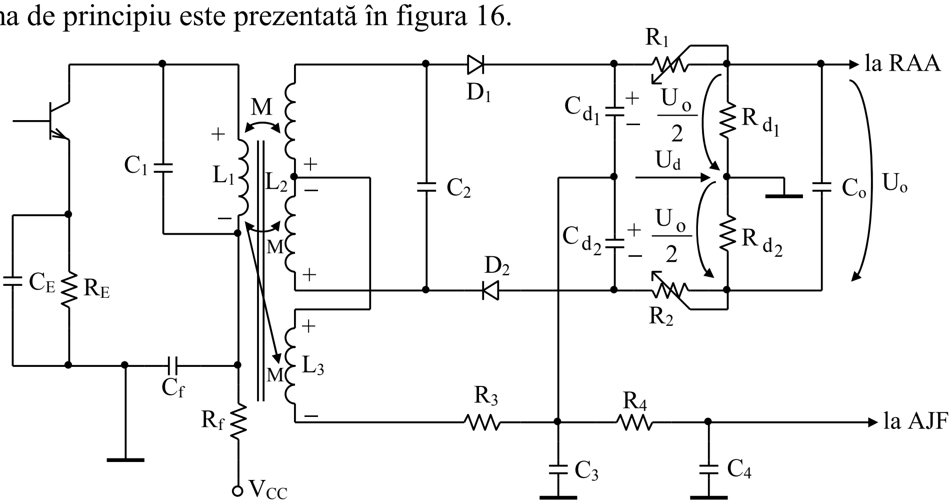
Fig.12.22

Dezavantaje:

- Armonicile superioare pare sunt anulate (ca la orice etaj simetric);
- Există cuplaje parazite între CO_2 şi CO_3 prin intermediul primarului. Pentru a le elimina, primarul este realizat din două bobine, care cu C_p proprii dau frecvenţe de acord înalte, astfel încât să se obţină un cuplaj slab între cele două CO din secundar prin intermediul lor (în primar nu mai există circuit rezonant în apropierea frecvenţelor f_1 şi f_2).

12.3.3. Detectorul de raport

Schema de principiu este prezentată în figura 16.



L3

Fig. 12.: Detectorul de raport

R_1 şi R_2 au rolul de a simetriza caracteristica de frecvenţă a detectorului;
Circuitul primar şi cel secundar sunt acordate pe f_i;
Circuitul terţiar este cuplat cu primarul, astfel încât $U_3 = (0{,}35...0{,}4)\cdot U_1$ şi în fază cu aceasta (L_3 joacă rolul droselului din discriminatorul de fază);

Încărcare C_{d_1}: $+ \to D_1 \to C_{d_1} \to R_3 \to L_3 \to -$

Încărcare C_{d_2}: $+ \to L_3 \to R_3 \to C_{d_2} \to D_2 \to -$

Descărcare C_{d_1}: $R_1 \to R_{d_{1,2}} \to R_2 \to D_2 \to L_2 \to L_3 \to R_3$

Descărcare C_{d_2}: $R_3 \to L_3 \to L_2 \to D_1 \to R_1 \to R_{d_{1,2}} \to R_2$

$$U_o = U_{d_1} + U_{d_2}$$

$$\left.\begin{aligned} U_{AB} = U_d &= U_{d_2} - \frac{U_o}{2} \\ U_o &= U_{d_1} + U_{d_2} \\ U_d &= -U_{d_1} + \frac{U_o}{2} \end{aligned}\right\} \Rightarrow U_d = \frac{U_o}{2}\cdot\left(\frac{2\cdot U_{d_2}}{U_o} - 1\right) = \frac{U_o}{2}\cdot\frac{U_{d_2} - U_{d_1}}{U_{d_2} + U_{d_1}} = \frac{U_o}{2}\cdot\frac{1 - \dfrac{U_{d_1}}{U_{d_2}}}{1 + \dfrac{U_{d_1}}{U_{d_2}}}$$

În concluzie, U_d depinde de raportul celor două tensiuni detectate şi nu de suma lor (algebrică) aşa cum se întâmpla la celelalte detectoare; ca urmare, tensiunea U_d va fi mai mică comparativ cu cazurile precedente.

Când $f = f_i$, circuitul 2 va fi la rezonanţă, deci $\underline{E}_2$ va fi în fază cu $\underline{I}_2$; $\underline{U}_{a_1} = \underline{U}_3 - \frac{\underline{U}_2}{2}; \underline{U}_{a_2} = \underline{U}_3 + \frac{\underline{U}_2}{2}$.

Când $f > f_i$, circuitul 2 va avea reactanţa X_2 cu caracter inductiv, deci $\underline{E}_2$ va fi defazat în faţa lui $\underline{I}_2$; $U_{a_1} > U_{a_2} \Rightarrow U_{d_1} > U_{d_2} \Rightarrow$ situaţia din figura 12..

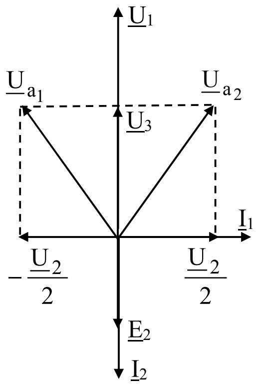


Fig. 12.

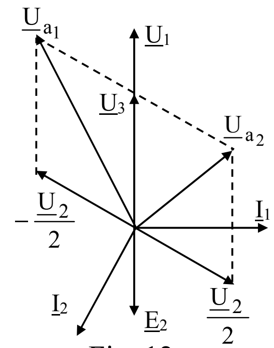
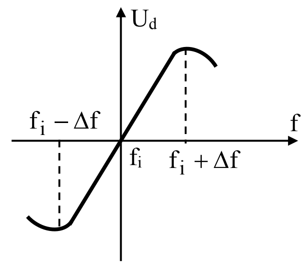


Fig. 12.



<u>Observaţii</u>:

- $U_o = U_{d_1} + U_{d_2} = U_{a_1} \cdot \cos\theta + U_{a_2} \cos\theta = \left(U_3 - \dfrac{U_2}{2} + U_3 + \dfrac{U_2}{2} \right) \cos\theta$ şi nu depinde de frecvenţă (de gradul de modulare), ci numai de nivelul tensiunii U_3 (adică de U_1, deci de nivelul semnalului). Ca urmare, U_o este bună pentru RAA, de unde rezultă şi rolul capacităţii $C_o = 4...10\mu F$: de filtrare (netezire) a tensiunii U_o.
- Detectorul de raport face şi "limitarea" semnalului MF, nefiind sensibil la variaţiile amplitudinii acestuia:
  $U_1 \downarrow \Rightarrow U_{d_{1,2}} \downarrow$, dar C_o fiind mare ("inerţie" mare), rezultă $U_o = ct. \Leftrightarrow R_S \uparrow$
  $\left(\left. \begin{array}{c} U_d \downarrow \Rightarrow i_d \downarrow \\ U_o = ct. \end{array} \right\} \Rightarrow R_{int\, r_{detector}} \uparrow \right) \Rightarrow$ o şuntare mai slabă a CO; rezultă o creştere a amplificării etajului, deci $U_1 \uparrow$.
  Ca urmare, acest discriminator poate fi precedat de un etaj de amplificare obişnuit, fără limitare de amplitudine.

13. AMPLIFICATOARE LOGARITMICE

Sunt AFI cu amplificarea variabilă automat şi instantaneu, astfel încât între semnalul de intrare şi cel de ieşire să existe o dependenţă logaritmică (amplificarea variază invers proporţional cu amplitudinea semnalului de intrare). Prezintă interes îndeosebi pentru cazul în care semnalul de intrare (semnalul recepţionat) are un domeniu de variaţie foarte mare.
Viteza de reacţie este mult mai bună decât la schemele de reglare automată instantanee a amplificării de tip RAIA – **R**eglarea **A**utomată **I**nstantanee a **A**mplificării (care sunt scheme de tip "înapoi": constată dacă e rău la ieşire şi apoi reglează etaje(le) din faţă) – durata proceselor tranzitorii fiind mult mai mică în comparaţie cu durata impulsurilor prelucrate .
Controlul amplificării este necesar în situaţiile în care receptorul lucrează cu semnale de intrare ale căror nivele (amplitudini) pot varia în limite largi. În acest caz există pericolul saturării amplificatorului atunci când nivelul semnalului de intrare este mare. Altfel spus, pentru a se obţine un nivel al semnalului de ieşire V_o quasiconstant (practic între nişte limite rezonabile), amplificarea etajului trebuie să fie invers proporţională cu nivelul semnalului de intrare: $A \sim \frac{1}{V_i}$. Caracteristica de amplificare $A = A(V_i)$ a unui astfel de amplificator are alura celei din figura 13.1a (amplificare mare a semnalelor de intrare V_i mici şi amplificare mică a semnalelor de intrare V_i mari).

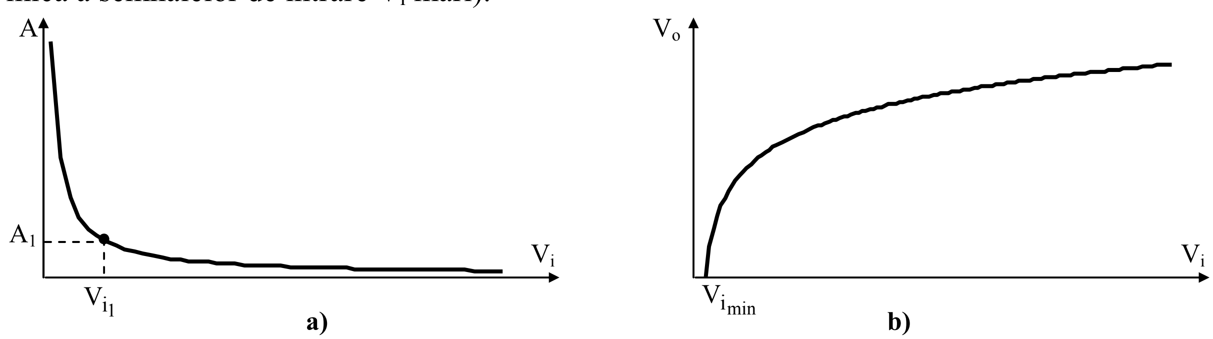


Fig. 13.1: Caracteristicile amplificatoarelor logaritmice

a) Caracteristică de amplificare;
b) Caracteristică (logaritmică) de transfer

Cum, prin definiţie, amplificarea este $A = \frac{dV_o}{dV_i}$, se obţine succesiv:

$$A \sim \frac{1}{V_i} \Leftrightarrow \frac{dV_o}{dV_i} = \frac{K}{V_i} \Rightarrow V_o = K \cdot \ln(V_i), \tag{13.1}$$

unde K este o constantă de proporţionalitate. Presupunând cunoscută valoarea amplificării A într-un punct al caracteristicii $\left(A(V_{i_1}) = A_1\right)$, se poate determina constanta K, după cum urmează:
În conformitate cu figura 13.1a:

$$A_1 V_{i_1} := V_{o_1} = K \cdot \ln(V_{i_1}) \Rightarrow K = \frac{V_{o_1}}{\ln(V_{i_1})} \tag{13.2}$$

Un astfel de amplificator se poate obţine cu ajutorul montajelor logaritmice – antilogaritmice (exponenţiale), de exemplu cu amplificatoare operaţionale (AO) ca element activ. În figura 13.1b se prezintă caracteristica de transfer $V_o = V_o(V_i)$ a unui astfel de amplificator.

Evident, un astfel de amplificator asigură o dependență logaritmică la ieşire pe întreaga gamă de variație a semnalului de intrare.
În stațiile de radiolocație monoimpuls (cu prelucrare paralelă a semnalului) sunt larg utilizate amplificatoarele **liniar-logaritmice** (sau **pseudo-logaritmice**).
Funcționarea lor se bazează pe:

- Variația automată a sarcinii în funcție de amplitudinea V_i a semnalului de intrare;
- Detecția succesivă (de tip paralel sau serie) urmată de sumarea semnalelor de la ieşirile fiecărui etaj de amplificare din componența AFI. Practic, această soluție exploatează proprietatea logaritmilor de a creşte în progresie aritmetică atunci când argumenții lor cresc în progresie geometrică $x = (1 \quad 10 \quad \ldots \quad 10^n) \Rightarrow \lg(x) = (0 \quad 1 \quad \ldots \quad n)$.

În cazul amplificatoarelor liniar-logaritmice, dependența logaritmică între semnalul de ieşire şi cel de intrare are loc începând cu un nivel prestabilit al semnalului de ieşire (valoarea de prag), sub care caracteristica de transfer este liniară, graficele acestora fiind prezentate în figura 13.2a şi 13.2b. Practic, aceste caracteristici le aproximează pe cele din figura 13.1a,b, având alura curbelor din figura 13.c,d.

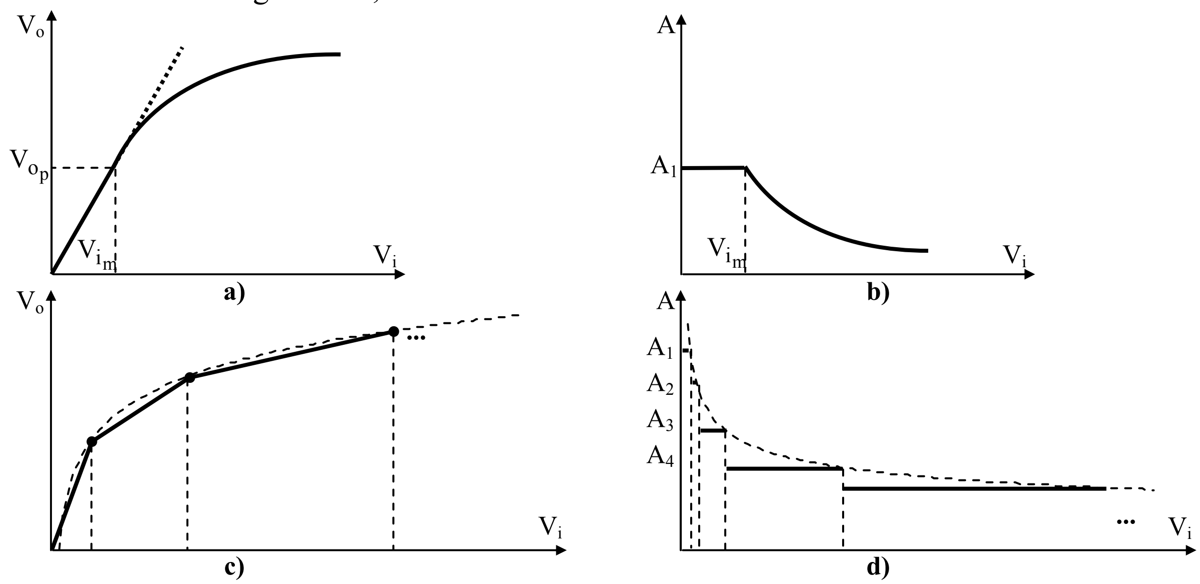


Fig. 13.2: Caracteristicile AFI liniar-logaritmice

a) Caractristica teoretică de transfer;
b) Caracteristica teoretică de amplificare;
c) Caracteristica reală (liniarizată pe porțiuni) de transfer;
d) Caracteristica reală (liniarizată pe porțiuni) de amplificare.

Pentru amplificatorul liniar-logaritmic, expresia tensiunii de ieşire funcție de semnalul de intrare se poate deduce în modul următor:

$$A \sim \frac{1}{V_i} \Leftrightarrow \frac{dV_o}{dV_i} = \frac{K}{V_i} \Rightarrow V_o = K \cdot \ln(V_i) + K_1, \qquad (13.3)$$

unde K este constanta de proporționalitate şi K_1 constanta de integrare. Presupunând cunoscute valorile amplificării A_1 şi a amplitudinii semnalului de intrare V_{i_m} corespunzătoare (figura13.2a) şi ținând cont că pe fiecare porțiune liniarizată a caracteristicii de transfer funcționarea este liniară, rezultă valoarea constantei de proporționalitate:

$$K = \left.\frac{V_o}{V_i}\right|_{prag} = A_1 V_{i_m}$$

K_1 se determină în acelaşi punct, înlocuindu-l pe K în (13.3):

$$\left.\begin{aligned} V_{o_p} &= K \cdot \ln\left(V_{i_m}\right) + K_1 \\ K &= \frac{V_o}{V_i}\bigg|_{prag} = A_1 V_{i_m} \end{aligned}\right\} \Rightarrow K_1 = \underbrace{V_{o_p}}_{A_1 V_{i_m}} - A_1 V_{i_m} \cdot \ln\left(V_{i_m}\right) = A_1 V_{i_m}\left(1 - \ln\left(V_{i_m}\right)\right)$$

Cu acestea, expresia tensiunii de ieşire devine:

$$V_o = K \cdot \ln(V_i) + K_1 = A_1 V_{i_m} \ln(V_i) + A_1 V_{i_m}\left(1 - \ln\left(V_{i_m}\right)\right) =$$

$$= A_1 V_{i_m}\left(\ln\left(\frac{V_i}{V_{i_m}}\right) + 1\right) \qquad (13.4)$$

În concluzie, caracteristica de transfer este logaritmică, de tipul

$$V_o = K \cdot \ln\left(K_1 V_{i_m}\right) + K_2 . \qquad (13.5)$$

13.1 AFI LOGARITMIC, CU VARIAŢIA SARCINII

O schemă de principiu a unui astfel de dispozitiv este prezentată în figura 13.3.

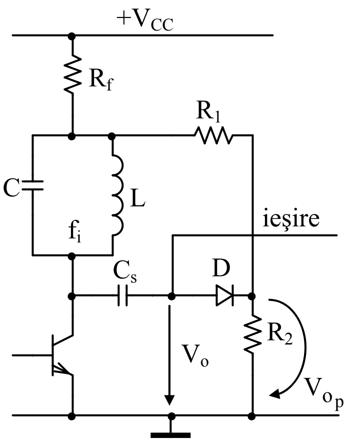


Fig. 13.3

AFI cu variaţia sarcinii

Se poate observa circuitul oscilant LC acordat pe frecvenţa (intermediară) f_i şi divizorul rezistiv format din rezistenţele R_f, R_1 şi R_2, care stabileşte valoarea de prag a tensiunii de ieşire:

$$V_{o_p} = \frac{R_2}{R_f + R_1 + R_2} V_{CC}$$

Atunci când $V_o > V_{o_p}$, dioda D intră în conducţie, şuntând astfel sarcina AFI (deoarece linia de alimentare, V_{CC}, este la masă în c.a.). Rezultă că amplificarea etajului se va micşora.

La fiecare etaj AFI cu amplificarea controlată astfel se alege pragul V_{o_p} necesar, obţinându-se astfel caracteristica de amplificare de tip logaritmic.

Apare însă şi dezavantajul măririi benzii amplificatorului (fenomen nedorit), datorită “eliminării” din schemă a circuitului acordat (sau cel puţin a micşorării influenţei sale).

13.2 AFI LOGARITMIC DE TIP PARALEL

Este format din *n* canale în paralel, fiecare dintre ele conţinând diferite numere (dar fără a-l depăşi pe *n*) de etaje AFI, după cum se prezintă în figura 13.4.

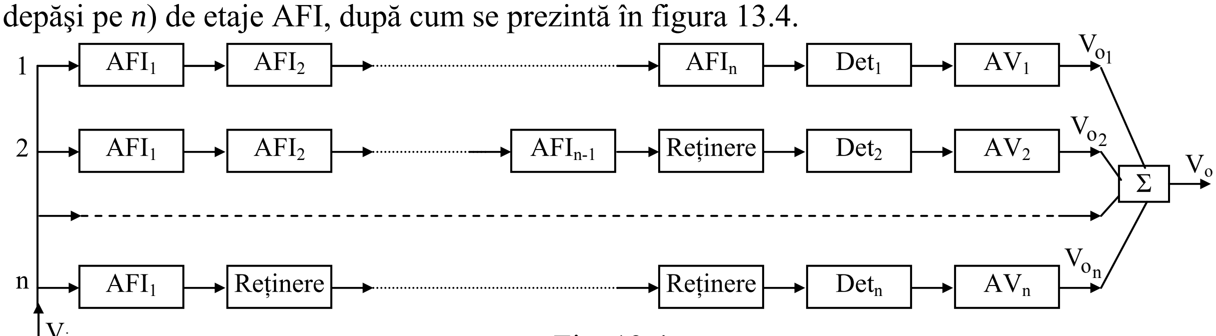


Fig. 13.4

Schema bloc a unui AFI logaritmic de tip paralel

Dacă $V_i < V_{i_m}$, toate canalele AFI lucrează normal. Considerând că fiecare AFI este caracterizat de amplificarea A_1, tensiunea de ieşire este:

$$V_o = V_i\left(A_1^n + A_1^{n-1} + ... + A_1\right) = V_i A_1\left(1 + A_1 + ... + A_1^{n-1}\right) = V_i A_1 \frac{A_1^n - 1}{A_1 - 1} \quad (13.6)$$

Cum etajele AFI au amplificare mare, se poate considera $|A_1| >> 1$, astfel că expresia tensiunii de ieşire se poate aproxima prin:

$$V_o = V_i A_1^n \quad (13.7)$$

AFI lucrează liniar, în zona 0 a caracteristicii de transfer prezentată în figura 13.5.

Dacă $V_i > V_{i_m}$, atunci canalul 1 este saturat la nivelul $V_{i_m} A_1^n$, în timp ce restul lucrează normal (zona I pe caracteristica de transfer din figura 13.5). Tensiunea de ieşire $V_{o_{total}}$ se măreşte în continuare (firesc, deoarece se măreşte şi semnalul de intrare V_i peste nivelul V_{i_m}), dar funcționarea amplificatorului nu mai este liniară (panta caracteristicii de transfer se micşorează). Practic, tensiunea de ieşire V_o se măreşte peste V_{o_p} numai prin contribuțiile ultimelor $n-1$ linii de amplificare, prima fiind saturată la nivelul (de prag) V_{o_p}.

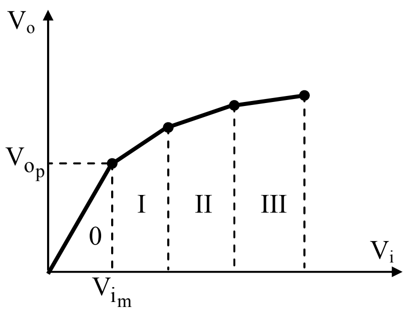


Fig. 13.5
Caracteristica de transfer a unui AFI logaritmic de tip paralel

Dacă $V_i >> V_{i_m}$, atunci mai multe canale sunt saturate la nivelele $V_{i_m} A_1^n, V_{i_m} A_1^{n-1}, ...$, în timp ce restul lucrează normal (zonele II, III, …, pe caracteristica de transfer din figura 13.5).

Celulele de reținere dau întârzierea fiecărui etaj AFI, astfel încât la intrarea circuitului sumator Σ, toate semnalele (de ieşire ale canalelor) să fie sincronizate în timp. De asemenea, dacă AFI elementare sunt defazoare, atunci unele din celulele de reținere trebuie să şi defazeze, astfel încât la intrarea sumatorului semnalele să fie în fază. De aici rezultă că pentru realizarea unor amplificatoare (pseudo)logaritmice cele mai indicate AFI elementare sunt cele neinversoare.

Schema prezintă dezavantajului numărului mare de AFI elementare necesare (cel mult $\frac{n(n+1)}{2} = 1 + 2 + ... + n$), astfel că asigurarea identităților caracteristicilor lor este o problemă.

De asemenea, instabilitățile unui număr atât de mare de amplificatoare pot crea probleme dificile în funcționarea schemei globale. Din acest motiv sunt preferabile schemele de AFI logaritmice de tip serie, ce vor fi prezentate în cele ce urmează.

13.3 AFI LOGARITMIC DE TIP SERIE

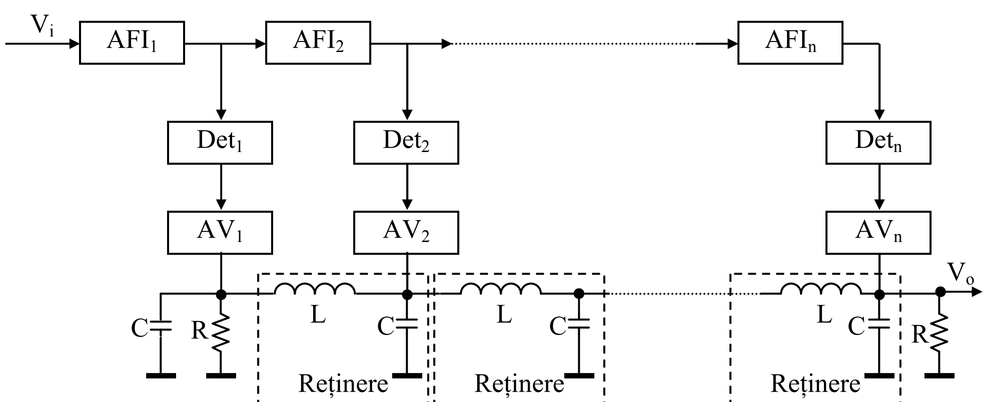


Fig. 13.6
Schema bloc a unui AFI logaritmic de tip serie

După cum se poate vedea în schema bloc din figura 13.6, un AFI liniar-logaritmic de tip serie este alcătuit din *n* etaje AFI (elementare) şi $n-1$ celule de reţinere. Acestea au acelaşi rol ca şi în cazul AFI logaritmic paralel: să asigure sincronizarea în timp a semnalelor ce se sumează la ieşire. Dacă toate AFI elementare sunt neinversoare, atunci celulele de reţinere trebuie să compenseze întârzierea semnalului de către fiecare etaj în parte (timpul de propagare a semnalului de la intrarea la ieşirea unui etaj AFI elementar). Evident, caracteristicile acestor circuite de întârziere depind de soluţia constructivă aleasă pentru AFI elementare (de rapiditatea cu care se propagă semnalul de la intrarea la ieşirea acestora).
Funcţionarea este următoarea:

- Dacă $V_i < V_{i_m}$, atunci $V_o \cong V_i A_1^n$: toate cele *n* AFI lucrează în regim liniar – zona 0 a caracteristicii de transfer din figura 13.7 – iar semnalul de ieşire se formează ca sumă a tuturor celor n ieşiri ale AFI elementare, adică expresia sa va fi (13.6), ce poate fi aproximată cu (13.7), dacă $A_1 >> 1$, aşa cum s-a presupus la scrierea relaţiei de mai sus;
- Dacă $V_i = V_{i_m}$, atunci $V_o = V_{i_m} A_1^n = V_{o_p}$, ultimul AFI lucrând în regim saturat.
- Dacă $V_i > V_{i_m}$, atunci $V_o = V_{i_m} A_1^{n-1} + V_{o_p} = V_{i_m} A_1^n < V_i A_1^n$, primele $n-1$ etaje lucrând în regim normal (liniar) şi ultimul în regim saturat (în zona I a caracteristicii de transfer din figura 13.7);
- Dacă $V_i >> V_{i_m}$, atunci $V_o = V_{i_m} A_1^{n-k} + kV_{o_p} < A_1^n V_i$, primele $n-k$ etaje lucrând normal şi ultimele k în regim saturat (în zonele II, III, … ale caracteristicii de transfer din figura 13.7).

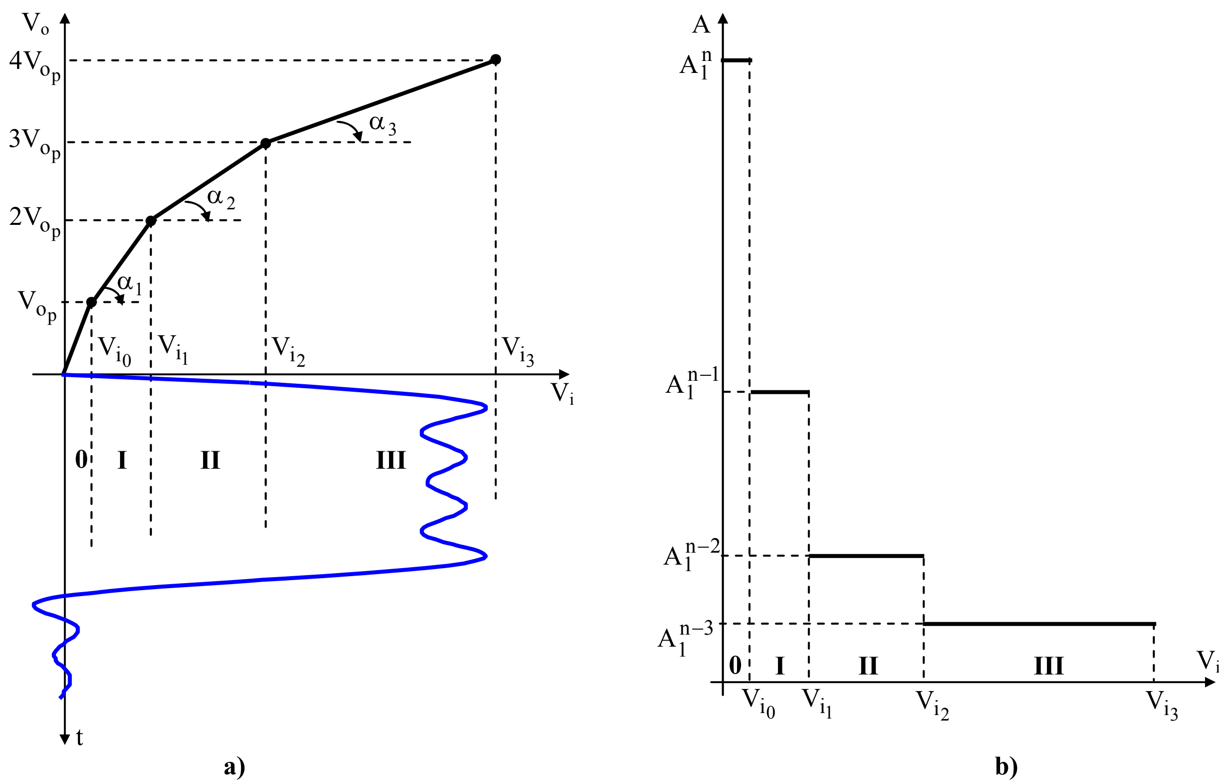


Fig. 13.7: Cracteristicile AFI liniar-logaritmic de tip serie

a) Caracteristica de transfer;
b) Caracteristica de amplificare.

În zona 0 caracteristica are panta: $S_0 = \tan(\alpha_0) = \dfrac{V_{o_p}}{V_{i_m}} = \dfrac{V_{i_m} A_1^n}{V_{i_m}} = A_1^n$

În zona I: $V_o = \underbrace{V_{i_0} A_1^n}_{\text{etaj } n \text{ saturat}} + \underbrace{V_i A_1^{n-1} + V_i A_1^{n-2} + \ldots + V_i A_1}_{\text{primele } n-1 \text{ etaje, nesaturate}}$ (13.8)

Dar $A_1 >> 1$, astfel că $A_1^{n-1} >> A_1^{n-2} >> \ldots >> A_1$, de unde rezultă că se pot neglija contribuțiile primelor $n-2$ etaje în expresia tensiunii de ieşire.

$\Rightarrow V_{o_I} \approx V_{o_p} + V_{i_I} A_1^{n-1}$, unde $V_{i_0} < V_{i_I} < V_{i_1}$

În mod analog, pentru $V_{i_1} < V_{i_{II}} < V_{i_2}$ (zona II pe caracteristica de transfer – semnalul de intrare variază în zona II, delimitată de pragurile V_{i_1} şi V_{i_2}), ultimele două etaje sunt saturate – la nivelul $V_{o_p} = V_{i_m} A_1^n$ – iar restul lucrează în regim liniar.

$\Rightarrow V_{o_{II}} \approx 2V_{o_p} + V_{i_{II}} A_1^{n-2}$

În general, pentru semnalul de intrare variind între pragurile corespunzătoare zonei k: $V_{i_{k-1}} < V_{i(k)} < V_{i_k}$, ultimele *k* etaje sunt saturate, primele $n-k$ lucrând în regim liniar.

$\Rightarrow V_{o(k)} \approx kV_{o_p} + V_{i(k)} A_1^{n-k}$ (13.9)

Se pune întrebarea dacă expresia $\dfrac{V_{o(k)}}{V_{i(k)}} \approx A_1^{n-k} + k\dfrac{V_{o_p}}{V_{i(k)}}$ îşi mai păstrează caracterul logaritmic. Pentru a răspunde la această întrebare, se va observa că pentru a satura ultimele *k* etaje trebuie ca: $\underbrace{V_{i(k)}}_{\equiv V_{i_k} \text{ (pragul)o}} A_1^{n-k} = V_{o_p} := V_{i_m} A_1^n$, ceea ce este echivalent cu:

$$\frac{A_1^n}{A_1^{n-k}} = A_1^k = \frac{V_{i_k}}{V_{i_m}} \underset{\ln}{\Longrightarrow} k = \frac{\ln\left(\dfrac{V_{i_k}}{V_{i_m}}\right)}{\ln(A_1)}$$

În concluzie:

$$V_{o(k)} = kV_{o_p} + V_{i(k)} A_1^{n-k} = \underbrace{\frac{\ln\left(\dfrac{V_{i_k}}{V_{i_m}}\right)}{\ln(A_1)}}_{k} \cdot \underbrace{V_{i_m} A_1^n}_{V_{o_p}} + \underbrace{V_{i(k)} A_1^{n-k}}_{V_{i_m} \cdot A_1^n} =$$

$$= \frac{V_{i_m} A_1^n}{\ln(A_1)}\left(\ln\left(\frac{V_{i_k}}{V_{i_m}}\right) + \ln(A_1)\right) := \underbrace{K_1}_{\frac{V_{i_m} A_1^n}{\ln(A_1)}} \cdot \ln\left(\underbrace{K_2}_{\frac{1}{V_{i_m}}} V_{i_k}\right) + \underbrace{K_3}_{V_{i_m} A_1^n} \quad (13.10)$$

Adică între semnalul de intrare şi cel de ieşire există o dependență logaritmică.

13.4 GAMA DINAMICĂ

Prin gama dinamică se înțelege raportul între valoarea cea mai mare şi cea mai mică a semnalului, care asigură funcționarea corectă a dispozitivului respectiv. În cazul AFI logaritmic, se poate vorbi despre gama dinamică a semnalului de intrare şi a celui de ieşire.

a) Gama dinamică a semnalului de intrare: $m = \dfrac{V_{i_M}}{V_i}$

Dar, ținând cont de particularitățile de funcționare a AFI logaritmic:

- V_{i_m} este pragul peste care funcționarea amplificatorului devine logaritmică (în structura sa există un etaj saturat – respectiv ultimul);
- V_{i_M} este pragul peste care se saturează şi ultimul etaj cu funcționare liniară – respectiv primul.

Rezultă că: $$m = \frac{V_{i_M}}{V_{i_m}} = \frac{\dfrac{V_{o_p}}{A_1}}{\dfrac{V_{o_p}}{A_1^n}} = A_1^{n-1} \qquad (13.11)$$

Pentru $n = 6$ etaje identice cu $A_1 = 10$, rezultă: $m = 20 \cdot \lg\left(10^5\right) = 100\text{dB}$, o valoare foarte bună.

b) Gama dinamică a semnalului de ieşire: $p = \dfrac{V_{o_M}}{V_{o_p}}$

Similar cu cele precizate despre semnalul de intrare, se poate spune că:

- V_{o_p} este pragul de saturare a unui etaj;
- V_{o_M} este pragul care saturează toate etajele.

Rezultă că: $$p = \frac{V_{o_M}}{V_{o_p}} = \frac{n \cdot V_{o_p}}{V_{o_p}} = n \qquad (13.12)$$

Pentru $n = 6$ etaje identice cu $A_1 = 10$, rezultă: $p = 20 \cdot \lg(6) = 16\text{dB}$.

<u>Observații</u>

- Se observă că $p << m$ (gama dinamică la ieşire este mult mai mică în comparație cu gama dinamică la intrare). Cu cât raportul $\dfrac{p}{m}$ are o valoare mai apropiată de zero, cu atât calitatea amplificatorului logaritmic este mai bună. În definitiv, valoarea ideală a gamei dinamice la ieşirea unui regulator automat al amplificării (RAA) este $p = 0$, adică nivelul semnalului de ieşire este constant, oricare ar fi valoarea semnalului de intrare. Evident că aşa ceva este imposibil de realizat practic, dar se poate obține o aproximare cel puțin satisfăcătoare, de exemplu cu ajutorul amplificatoarelor liniar-logaritmice.
- Cum amplificarea AFI elementare A_1 este mare (în general $A_1 \geq 10$), rezultă că expresiile (13.8), (13.9) se pot folosi şi la studiul amplificatoarelor logaritmice de tip paralel.
- Din figurile 13.4 şi 13.6 se poate observa că în cazul utilizării ca dispozitiv de RAA a amplificatorului logaritmic, sumarea se face după prelucrarea completă a semnalului (detecție şi amplificare finală): semnalul de la ieşirea fiecărui AFI elementar (sau canal de AFI elementare la amplificatorul paralel) este trecut prin circuitele de detecție şi amplificat (blocurile „Det" – Detecție şi „AV" – Amplificator video în figurile 13.4 şi 13.6).
- Acest tip de soluție pentru RAA nu este posibilă decât pentru amplificatoarele de impulsuri, la care saturarea unuia dintre etaje nu afectează forma semnalului de ieşire. Practic, în acest caz amplificatorul liniar-logaritmic nu realizează altceva decât o extensie a domeniului tensiunii de ieşire de la V_{o_p} la $n \cdot V_{o_p}$, mărind astfel substanțial gama dinamică la intrare.

13.5 APLICAȚII

13.5.1 Se consideră un amplificator logaritmic de tip serie format din 4 amplificatoare elementare identice. Caracteristica sa de transfer $V_{out} = V_{out}(V_{in})$ conține următoarele praguri (de "frângere"): $(300\mu V; 3V)$, $(3mV; V_{out\,1})$, $(30mV; V_{out\,2})$. Nivelul maxim admisibil al tensiunii de ieşire este $V_{out_{max}} = 15V$. Să se determine valoarea amplificării fiecărui etaj, nivelul maxim al semnalului de intrare, gama dinamică a amplificatorului logaritmic şi să se precizeze nivelul ieşirii şi etajele din lanțul de amplificare care sunt saturate dacă la intrare se aplică semnalele: $V_{in} = 25mV$, apoi $V_{in} = 50mV$.

Rezolvare

Considerând că amplificatorul logaritmic are caracteristica de transfer din figura 13.8 (de tipul celei din figura 13.7), rezultă că pe zona 0 toate amplificatoarele din structură lucrează liniar, iar din datele problemei se deduce că $V_{i_0} = 100\mu V$ şi $V_{o_p} = 3V$ sunt coordonatele punctului P_0. Rezultă că amplificarea maximă este:

$$G = \frac{V_{o_p}}{V_{i_0}} = \frac{3V}{300\mu V} = 10^4 = A^4$$

Etajele fiind identice, rezultă că amplificarea fiecăruia se determină imediat:

$$G = A^4 = 10^4 \Rightarrow A = 10$$

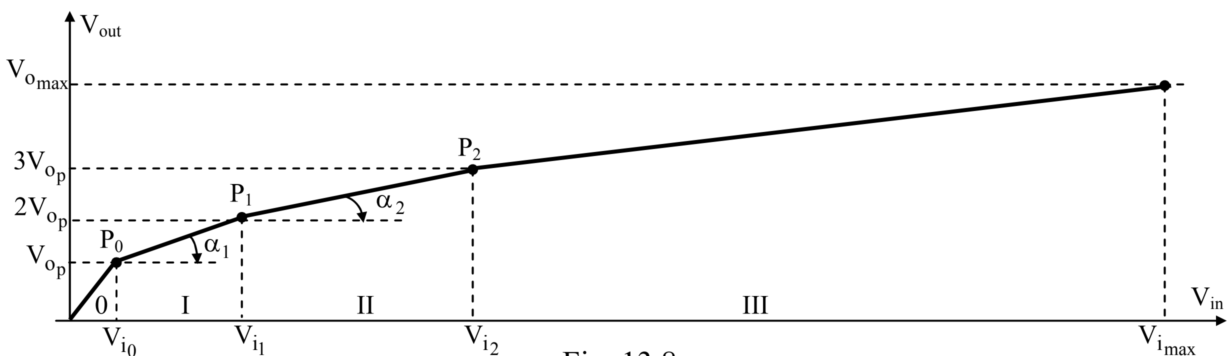


Fig. 13.8

Caracteristica de transfer a unui AFI logaritmic de tip serie cu 4 etaje

Pe zona I a caracteristicii, primele 3 etaje lucrează liniar, iar ultimul e saturat. Rezultă că:

$$V_{o_1} \approx V_{o_p} + V_{i_1}A^3 = 3V + 10^3 \cdot 3mV = 6V = 2V_{o_p} \Rightarrow P_1(3mV; 6V)$$

Pe zona II a caracteristicii, primele 2 etaje lucrează liniar, iar ultimele două sunt saturate. Rezultă că:

$$V_{o_2} \approx 2V_{o_p} + V_{i_2}A^2 = 6V + 10^2 \cdot 30mV = 9V = 3V_{o_p} \Rightarrow P_2(30mV; 9V)$$

Pe zona III a caracteristicii, primul etaj lucrează liniar, iar ultimele trei sunt saturate. Funcționarea în acest mod de lucru are loc pentru un semnal de intrare care nu saturează ieşirea. Pentru a determina valoarea $V_{i_{max}}$ a semnalului de intrare, se impune condiția $V_o(V_{i_{max}}) = V_{o_{max}} = 15V$ ($V_{i_{max}}$ este nivelul intrării care aduce ieşirea la nivelul maxim admisibil). Dependența $V_o = V_o(V_i)$ pe zona III este:

$$V_{o(III)} \approx 3V_{o_p} + V_{i(III)}A \Rightarrow V_{i_{max}} = \frac{V_{o_{max}} - 3V_{o_p}}{A} = 600mV$$

- Gama dinamică la intrare:

$$m = \frac{V_{i_{max}}}{V_{i_{min}}} = \frac{V_{i_{max}}}{V_{i_0}} = \frac{600mV}{300\mu V} = 2\cdot 10^3;\ m_{dB} = 20\cdot \lg(m) = 60 + 20\cdot \lg(2) \approx 66dB$$

- Gama dinamică la ieşire:

$$p = \frac{V_{o_{max}}}{V_{o_p}} = \frac{15V}{3V} = 5;\ p_{dB} = 20\cdot \lg(p) = 20\cdot \lg(5) \approx 14dB$$

Răspunsurile amplificatorului la excitaţiile date se obţin imediat, observând că $V_{in} = 25mV$ se află în zona II de funcţionare, iar $V_{in} = 50mV$ în zona III. Rezultă:

$$V_{in} = 25mV \Rightarrow V_o \approx 2V_{o_p} + V_{in}A^2 = 6V + 10^2 \cdot 25mV = 8{,}5V$$

$$V_{in} = 50mV \Rightarrow V_o \approx 3V_{o_p} + V_{in}A = 9V + 10\cdot 50mV = 9{,}5V$$

Acest exemplu numeric poate fi ilustrativ pentru funcţionarea unui sistem de RAA: dublării semnalului de intrare (adică unei variaţii relative de 100%), sistemul îi răspunde cu o variaţie relativă a nivelului ieşirii de 11,8%.

<u>Observaţie</u>:

Amplificatorul logaritmic studiat nu este tocmai judicios proiectat, deoarece "lăţimea" zonei III este mult prea mare (în comparaţie cu zonele 0,I şi II). În afară de aceasta, se poate observa că în zonele 0,I şi II variaţia amplificării este logaritmică, întrucât intrarea V_i variază în progresie geometrică $(0{,}3mV, 3mV, 30mV)$ – Obs: cu raţia 10, egală cu amplificarea elementară – iar ieşirea V_o variază în progresie aritmetică $(3V, 6V, 9V)$ – Obs: cu raţia 3, egală cu V_{o_p}. Se ştie că o astfel de dependenţă între ieşire şi intrare este de tip logaritmic. Per total însă acest caracter al dependenţei este pierdut datorită faptului că valorile specifice capătului zonei III nu respectă dependenţele amintite mai sus. (Şirurile $(0{,}3mV, 3mV, 30mV, 600mV)$ şi $(3V, 6V, 9V, 15V)$ nu sunt progresii – geometrică, respective aritmetică), deci acest amplificator este doar "logaritmic", nu logaritmic.

S-ar putea propune o corecţie, în sensul adăugării unui etaj suplimentar (amplificatorul să fie cu 5 etaje elementare), care să acopere tocmai pragul care lipseşte din secvenţa de ieşire, $V_{o_3} = 12V$. Cu pragurile semnalului de ieşire $(3V, 6V, 9V, 12V, 15V)$, se pot recalcula imediat pragurile, respectiv coordonatele punctelor de frângere a caracteristicii de transfer a amplificatorului îmbunătăţit:

$P_0(30\mu V; 3V)$, $P_1(300\mu V; 6V)$, $P_2(3mV; 9V)$, $P_3(30mV; 12V)$.

Nivelul maxim al ieşirii devine în acest caz: $V_{i_{max}} = 300mV$.

Domeniul de lucru al amplificatorului reproiectat este:

- la intrare: $V_i = 30\mu V, ..., 300mV$.
- la ieşire: $V_o = 3V, ..., 15V$,

iar gama dinamică la intrare se îmbunătăţeşte:

$$m = \frac{V_{i_{max}}}{V_{i_{min}}} = \frac{300mV}{30\mu V} = 10^4;\ m_{dB} = 20\cdot \lg(m) = 80dB$$

Gama dinamică la ieşire nu se modifică prin această operaţiune.

Răspunsurile amplificatorului "reproiectat"la excitaţiile date:

$$V_{in} = 25mV \Rightarrow V_o \approx 3V_{o_p} + V_{in}A^2 = 9V + 10^2 \cdot 25mV = 11{,}5V$$

$V_{in} = 50\text{mV} \Rightarrow V_o \approx 4V_{o_p} + V_{in}A = 12\text{V} + 10 \cdot 50\text{mV} = 12{,}5\text{V}$

Variația relativă a nivelului ieşirii este de 8,7%; evident amplificatorul logaritmic proiectat corect se comportă mai bine (din punctul de vedere al RAA) decât unul proiectat greşit.

13.5.2 Având la dispoziție 6 amplificatoare elementare identice, cu amplificarea $A = 10$, să se proiecteze un AFI (pseudo)logaritmic de tip serie construit cu acestea, astfel încât domeniul de variație al (amplitudinii) tensiunii de ieşire să fie $V_o = 0,\dots,24\text{V}$. Prin proiectare se înțelege determinarea pragurilor semnalului de intrare şi ale semnalului de ieşire (punctele de "frângere" ale caracteristicii de transfer).

Rezolvare

Caracteristica de transfer trebuie să fie de tipul celei din figura 13.8, dar cu 6 domenii ale semnalului de intrare (şi al celui de ieşire). Corespunzător acestora, se scriu relațiile:

- Domeniul 0: $V_i < V_{i_1} \Rightarrow V_o = V_i A^n$ (toate cele $n = 6$ AFI lucrează în regim liniar). Primul punct de frângere este caracterizat de: $V_i = V_{i_0} \Rightarrow V_o = V_{i_0} A^n := V_{o_p}$.
- Domeniul I: $V_{i_0} < V_i < V_{i_1} \Rightarrow V_o = V_{o_p} + V_i A^{n-1}$ (primele $n-1=5$ AFI lucrează în regim liniar, ultimul fiind saturat). Al doilea punct de frângere este caracterizat de: $V_i = V_{i_1} \Rightarrow V_o = V_{o_p} + V_{i_1} A^{n-1} = 2V_{o_p}$.
- Domeniul II: $V_{i_1} < V_i < V_{i_2} \Rightarrow V_o = 2V_{o_p} + V_i A^{n-2}$ (primele $n-2=4$ AFI lucrează în regim liniar, ultimele două fiind saturate). Al treilea punct de frângere este caracterizat de: $V_i = V_{i_2} \Rightarrow V_o = 2V_{o_p} + V_{i_2} A^{n-2} = 3V_{o_p}$.
- Domeniul III: $V_{i_2} < V_i < V_{i_3} \Rightarrow V_o = 3V_{o_p} + V_i A^{n-3}$ (primele $n-3=3$ AFI lucrează în regim liniar, ultimele trei fiind saturate). Al patrulea punct de frângere este caracterizat de: $V_i = V_{i_3} \Rightarrow V_o = 3V_{o_p} + V_{i_3} A^{n-3} = 4V_{o_p}$.
- Domeniul IV: $V_{i_3} < V_i < V_{i_4} \Rightarrow V_o = 4V_{o_p} + V_i A^{n-4}$ (primele $n-4=2$ AFI lucrează în regim liniar, ultimele patru fiind saturate). Al patrulea punct de frângere este caracterizat de: $V_i = V_{i_4} \Rightarrow V_o = 4V_{o_p} + V_{i_4} A^{n-4} = 5V_{o_p}$.
- Domeniul V: $V_{i_4} < V_i < V_{i_5} \Rightarrow V_o = 5V_{o_p} + V_i A^{n-5}$ (primele $n-5=1$ AFI lucrează în regim liniar, ultimele cinci fiind saturate). Al cincilea punct de frângere ar fi caracterizat de: $V_i = V_{i_5} \Rightarrow V_o = 5V_{o_p} + V_{i_5} A^{n-5} = 6V_{o_p}$.

Cum $n = 6$ (adică în domeniul 5 un singur AFI (primul) lucrează liniar, restul fiind saturate), rezultă că punctul $(V_{i_5}; 6V_{o_p})$ corespunde saturării tuturor celor 6 etaje componente ale amplificatorului logaritmic, adică pentru $V_i > V_{i_5}$ semnalul de la ieşire devine distorsionat (limitat). Impunând condiția ca saturarea primului etaj să se producă atunci când semnalul (tensiunea) de ieşire atinge nivelul maxim admisibil: $V_{o_{max}} = 24\text{V}$, rezultă că domeniul de variație al tensiunii de intrare este: $V_i = 0,\dots,V_{i_5}$.

Numeric, pentru $n = 6$ şi $A = 10$, rezultă succesiv:

- $V_{o_{max}} = 6V_{o_p} = 24\text{V} \Rightarrow V_{o_p} = 4\text{V}$.

- Domeniul 0: $V_{o_p} = V_{i_0}A^6 \Leftrightarrow 4 = 10^6 V_{i_0} \Leftrightarrow V_{i_0} = 4\mu V$.

  Primul punct de frângere este: $P_0(4\mu V; 4V)$.

- Domeniul I: $V_i = V_{i_1} \Rightarrow V_o = V_{o_p} + V_{i_1}A^5 = 2V_{o_p} \Leftrightarrow V_{i_1} = \dfrac{V_{o_p}}{A^5} = 4 \cdot 10^{-5} = 40\mu V$.

  Al doilea punct de frângere este: $P_1(40\mu V; 8V)$.

- Domeniul II: $V_i = V_{i_2} \Rightarrow V_o = 2V_{o_p} + V_{i_2}A^4 = 3V_{o_p} \Leftrightarrow V_{i_2} = \dfrac{V_{o_p}}{A^4} = 4 \cdot 10^{-4} = 0{,}4mV$.

  Al treilea punct de frângere este $P_2(400\mu V; 12V)$

- Domeniul III: $V_i = V_{i_3} \Rightarrow V_o = 3V_{o_p} + V_{i_3}A^3 = 4V_{o_p} \Leftrightarrow V_{i_3} = \dfrac{V_{o_p}}{A^3} = 4 \cdot 10^{-3} = 4mV$.

  Al patrulea punct de frângere este $P_3(4mV; 16V)$

- Domeniul IV: $V_i = V_{i_4} \Rightarrow V_o = 4V_{o_p} + V_{i_4}A^2 = 5V_{o_p} \Leftrightarrow V_{i_4} = \dfrac{V_{o_p}}{A^2} = 40mV$.

  Al cincilea punct de frângere este $P_4(40mV; 20V)$

- Domeniul V: $V_i = V_{i_5} \Rightarrow V_o = 5V_{o_p} + V_{i_5}A = 6V_{o_p} \Leftrightarrow V_{i_5} = \dfrac{V_{o_p}}{A} = 0{,}4V$.

  Al şaselea punct de frângere (de fapt punctul terminus al caracteristicii de transfer) este $P_5(400mV; 24V)$.

În figura 13.9 s-a reprezentat grafic caracteristica de transfer a amplificatorului logaritmic proiectat. Pentru a putea fi vizualizate toate pragurile, s-au folosit scări logaritmice pe ambele axe (adică de fapt s-a reprezentat caracteristica $y = y(\lg(V_{in}))$, unde s-a notat $y := \lg(V_{out})$). Acest artificiu a "echidistanțat" pragurile pe axa absciselor, cu prețul pierderii echidistanțărilor pe axa ordonatelor. Dacă se folosea scara logaritmică numai pe axa absciselor, caracteristica de transfer ar fi rezultat liniară.
Evident, pe axe s-au notat valorile reale ale coordonatelor pragurilor şi nu logaritmii lor.

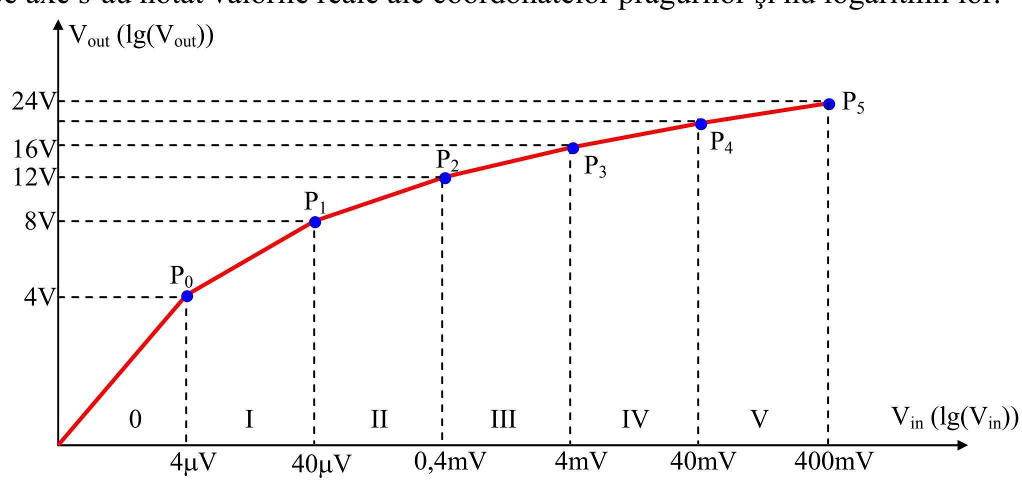


Fig. 13.9
Caracteristica de transfer a unui AFI logaritmic de tip serie cu 6 etaje

Se pot determina şi gamele dinamice ale amplificatorului logaritmic, obținându-se imediat valorile:
$m = 100dB$ (gama dinamică la intrare) şi $p = 16dB$ (gama dinamică la ieşire).

13.5.3 Să se determine numărul amplificatoarelor elementare cu amplificarea $A = 20$ din structura unui amplificator logaritmic de tip serie caracterizat de tensiunea de prag $V_{o_p} = 2V$ şi nivelul maxim al ieşirii $V_{o_{max}} = 10V$. Să se determine coordonatele punctelor de "frângere" a caracteristicii de transfer, domeniul de variație a semnalului de intrare şi gama dinamică.

Rezolvare

Caracteristica de transfer a amplificatorului logaritmic este de tipul celei din figura 13.8 sau 13.9, deci primul punct de frângere este $P_0\left(V_{i_0};V_{o_p}\right) = P_0\left(V_{i_0};2V\right)$. Pentru ca dependența $V_o = V_o\left(V_i\right)$ să fie logaritmică, rezultă că pe această caracteristică trebuie să mai existe următoarele praguri: $P_1\left(V_{i_1};2V_{o_p}\right) = P_1\left(V_{i_1};4V\right)$, $P_2\left(V_{i_2};3V_{o_p}\right) = P_2\left(V_{i_2};6V\right)$ şi $P_3\left(V_{i_3};4V_{o_p}\right) = P_3\left(V_{i_3};8V\right)$, punctul terminal al ei fiind $P_4\left(V_{i_4};5V_{o_p}\right) = P_4\left(V_{i_4};10V\right)$. Este evident că aceste praguri determină $n = \frac{V_{o_{max}}}{V_{o_p}} = \frac{10V}{2V} = 5$ domenii de lucru, deci în structura sa trebuie să se folosească $n = 5$ amplificatoare elementare. În consecință, amplificarea maximă este $G = A^n = A^5 = 20^5 = 2^5 \cdot 10^5$.

Cum în domeniul 0 toate amplificatoarele din structură lucrează în regim liniar, rezultă primul prag al semnalului de intrare:

$$2^5 \cdot 10^5 = G = \frac{V_{o_p}}{V_{i_0}} = \frac{2V}{V_{i_0}} \Rightarrow V_{i_0} = \frac{V_{o_p}}{G} = 2^{-4} \cdot 10^{-5} = \frac{5}{8} \cdot 10^{-6}\,V = \frac{5}{8}\,\mu V$$

Pe zona I a caracteristicii, primele 4 etaje lucrează liniar, iar ultimul e saturat. Rezultă că:

$$V_{o_1} \approx V_{o_p} + V_{i_1}A^4 = 2V_{o_p} \Rightarrow V_{i_1} = \frac{V_{o_p}}{A^4} = \frac{2V}{2^4 \cdot 10^4} = \frac{1}{2^3} \cdot 10^{-4} = \frac{25}{2}\,\mu V \Rightarrow P_1\left(\frac{25}{2}\,\mu V;4V\right)$$

Pragurile P_2 şi P_3 pot fi determinate procedând la fel ca în aplicațiile anterioare, dar există şi o metodă mai simplă, ce constă în exploatarea observației că abscisele pragurilor formează o progresie geometrică cu rația $A = 20$. Evident că şi punctul P_1 putea fi determinat astfel. Eventual se poate verifica dacă P_1 a fost calculat corect:

$$\frac{V_{i_1}}{V_{i_1}} = \frac{\frac{25}{2}\,\mu V}{\frac{5}{8}\,\mu V} = \frac{25}{2} \cdot \frac{8}{5} = 20 = A \text{ ; corect.}$$

Rezultă pragurile P_2 şi P_3:

$$V_{i_2} = AV_{i_1} = 20 \cdot \frac{25}{2}\,\mu V = 250\mu V \Rightarrow P_2\left(250\mu V;6V\right);$$

$$V_{i_3} = AV_{i_2} = 20 \cdot 250\mu V = 5mV \Rightarrow P_3\left(5mV;8V\right)$$

Nivelul maxim al semnalului de intrare este:

$$V_{i_{max}} = AV_{i_3} = 20 \cdot 5mV = 100mV \Rightarrow P_4\left(100mV;10V\right)$$

Evident, P_4 este punctul terminal al caracteristicii de transfer.

16. REGLAREA AUTOMATĂ A FRECVENȚEI (RAF)

16.1 NOȚIUNI GENERALE

Pentru ca recepția să fie normală, în receptoarele superheterodină (cu schimbarea frecvenței), între frecvențele f_s (a semnalului de intrare) şi f_h (a oscilatorului local) trebuie asigurată în orice moment relația $f_i = |f_s - f_h| \cong$ ct.

În condiții normale, ambele frecvențe (f_s şi f_h) variază în limite (destul de) largi, astfel că f_i poate fi mult diferită față de frecvența de acord a AFI. În această situație se micşorează considerabil amplificarea semnalului util prin AFI, la limită acesta putându-se pierde, şi anume, atunci când f_i iese din banda de trecere B_{3dB} a AFI.
Cauzele pot fi diverse, ca de exemplu:

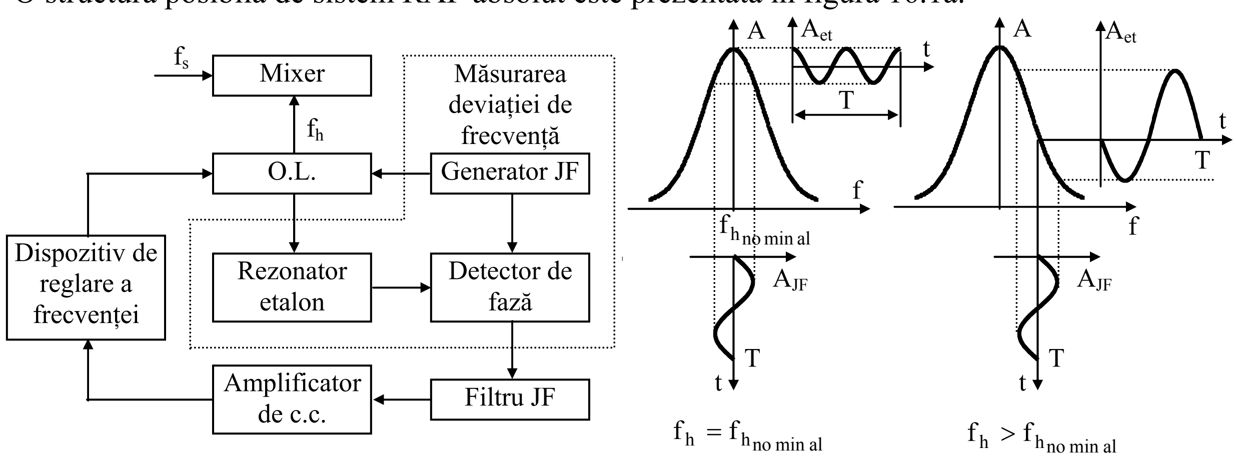
- Modificarea frecvenței de acord a circuitelor oscilante ca urmare a variației temperaturii, umidității, presiunii atmosferice sau ca urmare a şocurilor mecanice;
- Modificarea parametrilor elementelor active (de exemplu, ca urmare a variației temperaturii sau a tensiunii de alimentare);
- Variația sarcinii;
- Variația rezistenței antenei la rotirea ei, etc.

În acest mod pot apărea variații ale f_i cu până la $\pm 20\text{MHz}$, cu viteze de variație de până la 1MHz/s (în special la stațiile de tragere, unde radiatorul de pe antenă, sau chiar antena, se mişcă foarte repede). Sunt deci necesare dispozitive de reglare automată a frecvenței (RAF).
În funcție de modul lor de funcționare, există două tipuri de dispozitive RAF:

- Sisteme RAF absolute, care mențin atât f_s cât şi f_h în jurul valorilor nominale, astfel încât f_i să fie în limite normale;
- Sisteme RAF diferență, care mențin automat diferența dintre f_s şi f_h în limite normale. De obicei f_s este necontrolat, iar f_h variază forțat aşa încât $f_i \approx$ ct.

16.2 SISTEME RAF ABSOLUTE

O structură posibilă de sistem RAF absolut este prezentată în figura 16.1a.



a) b)

Fig. 16.1: Sistemul RAF absolut

a) Schema bloc
b) Diagrame explicative ale semnalelor

- f_h (oscilatorul local O.L.) este modulată în frecvență în ritm lent (cu perioada T) în limite foarte mici, de un generator de JF;

- Dacă $f_h = f_{h_{nominal}}$, la ieşirea rezonatorului etalon (care este o cavitate rezonantă cu factorul de calitate Q foarte bun) se obţine un semnal cu amplitudinea mică şi cu frecvenţa dublă faţă de cea a generatorului de JF (două alternanţe complete pe o perioadă T), ca în figura 16.1b;
- Dacă $f_h \neq f_{h_{nominal}}$, la ieşirea rezonatorului etalon se obţine un semnal cu amplitudinea mare şi cu frecvenţa egală cu cea a generatorului de JF (o alternanţă completă pe o perioadă T). În figura 16.1b s-a exemplificat cazul $f_h > f_{h_{nominal}}$. Evident, dacă $f_h < f_{h_{nominal}}$, semnalul de la ieşirea rezonatorului etalon ce se obţine va fi inversat faţă de cel prezentat în figura 16.2b;
- La ieşirea detectorului de fază rezultă un semnal cu amplitudinea şi polaritatea dependente de sensul şi mărimea dezacordului de fază dintre semnalul de ieşire din rezonator şi cel de referinţă furnizat de generatorul de JF. Acest semnal se filtrează (obţinându-se un semnal de c.c.), se amplifică cu ajutorul amplificatorului de c.c. şi se comandă dispozitivul de reglare a frecvenţei, care va modifica f_h astfel încât să revină spre valoarea nominală (de acord a rezonatorului);
- Dacă $f_h = f_{h_{nominal}}$, pe o alternanţă a semnalului de referinţă $\left(\frac{T}{2}\right)$ rezultă două alternanţe ale semnalului de ieşire din rezonator, astfel că după filtrul de JF se obţine o tensiune nulă (sunt două efecte contrare, de aceeaşi tărie).

Dezavantaj: sistemul este complicat şi în plus necesită o frecvenţă etalon f_e riguros constantă. Din acest motiv, se utilizează cu precădere sistemele RAF diferenţial.

16.3 SISTEME RAF DIFERENŢIALE

Specific acestui tip de RAF este reglarea diferenţei $f_i = |f_s - f_h|$, şi nu a fiecăreia individual:

$$\left.\begin{aligned} f_s &= f_{s_{nominal}} \pm \Delta f_s \\ f_h &= f_{h_{nominal}} \pm \Delta f_h \end{aligned}\right\} \Rightarrow f_i = |f_s - f_h| = f_{i_{nominal}} \pm \Delta f_i .$$

Există două tipuri de RAF diferenţial:

- Cu un canal;
- Cu două canale.

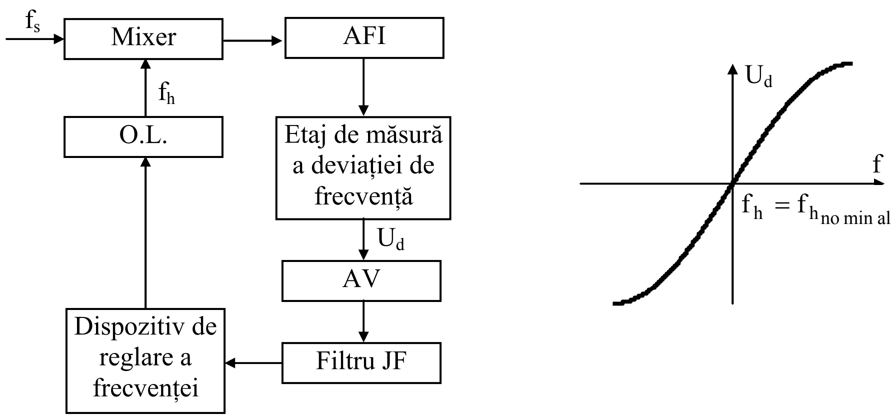
16.3.1 Sistem RAF diferenţial cu un canal

Structura unui sistem RAF diferenţial, cu un canal, este prezentată în figura 16.2.

Deviaţia frecvenţei intermediare f_i faţă de valoarea nominală este sesizată de etajul de măsură a deviaţiei Δf, care este similar cu blocul de măsură din cazul precedent (ce conţine generatorul de JF, rezonatorul şi detectorul de fază);

Amplificatorul (de tensiune) AV are rolul de a mări panta de răspuns a sistemului RAF (eficacitatea acestuia);

Tensiunea continuă de comandă, obţinută la ieşirea filtrului de JF, se aplică unui dispozitiv de reglare a frecvenţei, care corectează f_h în sensul aducerii ei la distanţa $f_{i_{nominal}}$ faţă de valoarea curentă f_s (în fapt, frecvenţa oscilatorului local urmăreşte evoluţia frecvenţei semnalului sosit din spaţiu, cu un decalaj constant de valoare $f_{i_{nominal}}$) ;



a) **b)**

Fig. 16.2: Sistem RAF diferențial cu un canal

a) schema bloc

b) semnalul de ieşire al discriminatorului de frecvență

Dezavantaj: stabilitate scăzută la bruiaj (bruiajul puternic înseamnă semnal nedorit de intrare în receptor, dar mult peste nivelul celui de interes). Ca urmare sistemul RAF (care reglează f_h în funcție de evoluția semnalului de intrare) va urmări semnalul mai puternic, adică bruiajul: $f_{i_{\text{no min al}}} = f_h - f_{\text{bruiaj}}$). Deci semnalul de interes este "ignorat" şi frecvența intermediară care ar rezulta între el şi f_h poate ieşi din banda AFI (semnalul util este pierdut).

Soluția este sistemul RAF diferențial cu două canale.

16.3.2 Sistem RAF diferențial cu două canale

Structura unui sistem RAF diferențial cu două canale este prezentată în figura 16.3. Acest sistem RAF reglează f_h după frecvența emițătorului, f_e: $f_i = |f_e - f_h|$, şi nu după semnalul recepționat $\left(f_i = |f_s - f_h|\right)$, astfel că nu mai este influențat de bruiajul extern.

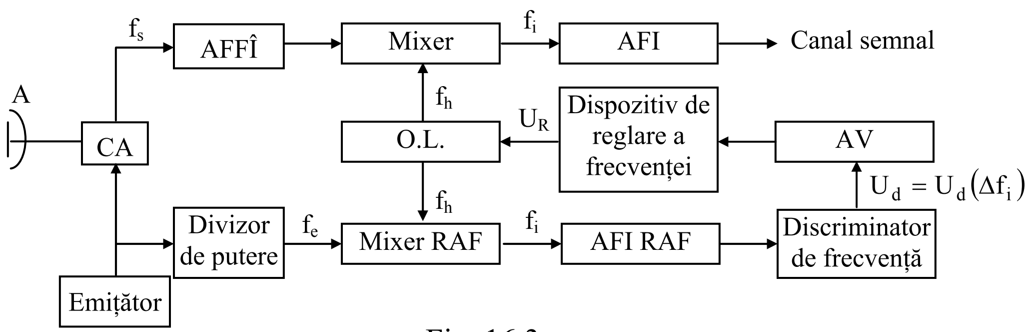


Fig. 16.3

Sistem RAF diferențial cu două canale

După cum se poate vedea în schema bloc prezentată în figura 16.3, există două canale AFI: unul pentru partea de recepție a semnalului şi celălalt ("canalul RAF") pentru reglajul f_i. Cum ambele etaje amestecătoare (mixer) primesc semnal de la acelaşi oscilator local (heterodină locală), a cărui frecvență f_h este reglată astfel încât $f_i = |f_e - f_h|$ (după o schemă asemănătoare cu cea din paragraful precedent), rezultă că pe canalul de semnal nu va putea pătrunde decât (un semnal cu) frecvența inițială $f_s = f_e$. Acesta se prezumează că este semnalul ecou (cel care se întoarce de la țintă, deci frecvența sa este în principiu f_e), astfel că în acest mod influența bruiajului extern este mult diminuată.

RATA Reglarea Automată Temporară a Amplificării; tot ce este în imediata vecinătate a radiolocatorului (sub 50 Km) dă semnal prea puternic la recepție (apar etaje saturate şi până la revenirea lor pe spațiul 50-100 km sau mai mult, recepția e deficitară) se comandă deci o reducere a amplificării AFI, mare la început şi apoi se revine treptat la amplificarea normală.
RAIA - reglarea automată instantanee a amplificării (sesizează eventuale impulsuri de bruiaj puternic şi reduce imediat amplificarea pentru a evita saturarea receptorului (ieşirea din saturare e destul de lentă)) vezi AFI logaritmic. Am mai vorbit de RAIA.
RAZA - reglarea după zgomot. În receptor e un integrator care determină nivelul mediu al zgomotului. Dacă e mare (există bruiaj, intenționat sau nu) atunci reduce corespunzător nivelul de amplificare (creşte negativarea automată pe câteva etaje AFI).