

4.6. REACȚIA ÎN AMPLIFICATOARE

4.6.1.Principiul reacției

Prin reacție se înțelege preluarea unei părți din semnalul de ieșire și combinarea (compararea, sumarea) cu semnalul de intrare.

Dacă rezultă o creștere a amplitudinii semnalului de intrare, reacția se numește **reacție pozitivă**.

Dacă rezultă o scădere a amplitudinii semnalului de intrare, reacția se numește **reacție negativă**.

Schema bloc a unui amplificator cu reacție este prezentată în figura 4.25 unde:

- \underline{S}_1 – semnal de intrare;
- \underline{S}_2 – semnal de eroare, rezultatul comparării;
- \underline{S}_3 – semnal de ieșire;
- \underline{S}_4 – semnal de reacție;
- $\underline{a} = \underline{S}_3 / \underline{S}_2$ – amplificarea amplificatorului de bază (inițială);
- $\underline{f} = \underline{S}_4 / \underline{S}_3$ – amplificarea rețelei de reacție ;
- $\underline{A} = \underline{S}_3 / \underline{S}_1$ – amplificarea amplificatorului cu reacție (finală).

Semnalele pot fi tensiuni sau curenți și corespunzător amplificările pot fi de tip amplificare de tensiune, amplificare de current, transimpedanță. Comparatorul realizează sumarea semnalelor \underline{S}_1 și \underline{S}_4 rezultând semnalul de eroare :

$$\underline{S}_2 = \underline{S}_1 + \underline{S}_4. \quad (4.28)$$

Utilizând formulele amplificărilor și pornind de la relația (1.56) se obține formula amplificării cu reacție :

$$\underline{A} = \frac{\underline{a}}{1 - \underline{f} \cdot \underline{a}}. \quad (4.29)$$

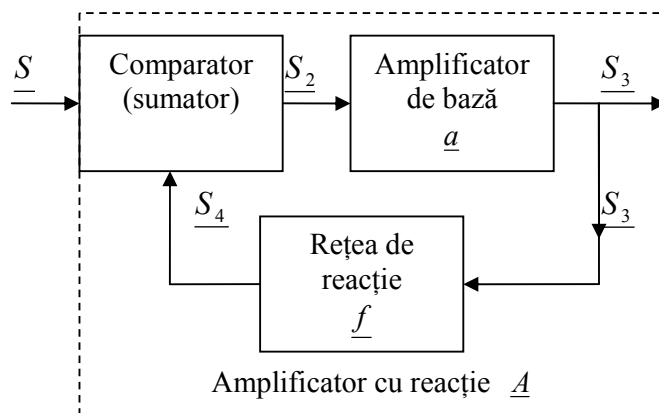


Fig. 4.25. Schema bloc a unui amplificator cu reacție

Alte mărimi utilizate pentru caracterizarea amplificatoarelor cu reacție sunt :

$$\underline{T} = \underline{f} \cdot \underline{a} \quad (4.30)$$

care se numește **transmisia pe buclă**, reprezentând raportul $\underline{S}_4 / \underline{S}_1$, adică amplificarea lanțului amplificator de bază – rețea de reacție cand bucla de reacție este întreruptă la comparator, și :

$$\underline{F} = 1 - \underline{f} \cdot \underline{a} \quad (4.31)$$

care se numește **factor de reacție**.

Explicand mărimile complexe în relația (1.57) avem :

$$A = e^{j\varphi_A} = \frac{a \cdot e^{j\varphi_a}}{1 - f \cdot a \cdot e^{j\varphi_f}} \quad (4.32)$$

De unde rezultă :

$$A = \frac{a}{1 - 2f \cdot a \cdot \cos(\varphi_a + \varphi_f) + f^2 \cdot a^2} \quad (4.33)$$

$$\tan \varphi_A = \frac{\sin \varphi_a + f \cdot a \cdot \sin \varphi_f}{\cos \varphi_a - f \cdot a \cdot \cos \varphi_f} \quad (4.34)$$

Mărimile și chiar caracterul reacției depinde de frecvența semnalului și din acest motiv definirea tipului de reacție – pozitivă sau negativă – se face pentru frecvența centrală a amplificatorului de bază.

În marea majoritate a cazurilor amplificatoarele utilizează reacție negativă și de acest tip de reacție ne ocupăm în continuare.

Condiția de obținere a unei reacții negative este ca semnalul de reacție \underline{S}_4 să fie în antifază cu semnalul de intrare \underline{S}_1 și deci să-l micșoreze prin sumare, adică este necesar ca defazajul amplificării în buclă deschisă:

$$\varphi_a + \varphi_f = (2K + 1)\pi, K = 0, 1, \dots \quad (4.35)$$

În acest caz relațiile (1.61) și (1.62) devin pentru cazul reacției negative :

$$\varphi_A = \varphi_a \quad (4.36)$$

$$A = \frac{a}{1 + a \cdot f} = \frac{a}{1 + T} = \frac{a}{F} \quad (4.37)$$

De obicei pentru reacția negativă se consideră că semnalele \underline{S}_1 și \underline{S}_4 se scad, deci $\underline{S}_2 = \underline{S}_1 - \underline{S}_4$ (defazajul $(2K + 1)\pi$ subanțeles) și se utilizează formula generală (1.57) sub forma :

$$\underline{A} = \frac{\underline{a}}{1 + \underline{f} \cdot \underline{a}} \quad (4.38)$$

1.3.2 Influența reacției negative asupra performanțelor amplificatorului

Unele din calitățile unui amplificator ideal sunt : caracteristică de transfer liniară, deci nu introduce distorsiuni de neliniaritate, zgomot cât mai mic, impedanțe de intrare și de ieșire precis controlate, amplificarea independentă față de temperatură,

împrăștierea parametrilor componentelor, variația tensiunii de alimentare; bandă infinită. Reacția negativă permite, ca plecând de la un amplificator de bază cu amplificarea mare, să se obțină un amplificator cu amplificarea mai mică dar cu celelalte performanțe apropiate de cele ale amplificatorului ideal.

Amplificarea A a amplificatorului cu reacție este insensibilizată la variațiile amplificării amplificatorului de bază a (datorate de exemplu temperaturii sau variațiilor parametrilor tranzistoarelor). Într-adevăr diferențiind relația (4.37) se obține :

$$dA = \frac{1}{(1 + a \cdot f)^2} da,$$

sau

$$\frac{dA}{A} = \frac{1}{1 + a \cdot f} \cdot \frac{da}{a} = \frac{1}{F} \cdot \frac{da}{a} \quad (4.39)$$

Deci variația relativă dA/A a amplificării amplificatorului cu reacție este redusă de F ori față de variația amplificării inițiale da/a . De exemplu presupunând o împrăștiere de 20% a factorului de amplificare în current al tranzistoarelor amplificatorului inițial vom avea $da/a = 20\%$. Dacă vom aplica o reacție negativă cu $F = 100$ (valoare uzuală) se obține o variație dA/A de numai 0,2%. De fapt acest efect poate fi dedus direct din relația (4.37) pentru cazul $a \cdot f \gg 1$ când se poate neglija 1 din relația $F = 1 + a \cdot f$ și relația devine :

$$A \cong \frac{1}{f}. \quad (4.40)$$

Deci amplificarea cu reacție depinde doar de amplificarea rețelei de reacție, de obicei rețea pasivă independentă de temperatură sau parametrii componentelor active ale amplificatorului de bază.

Alt efect important al reacției negative este reducerea distorsiunilor de neliniaritate ale etajelor amplificatorului de bază și a zgomotului introdus după primul etaj al amplificatorului de bază (figura 4.26).

Obținem :

$$S_0 = S_I \frac{a_1 \cdot a_2}{1 + a_1 \cdot a_2 \cdot f} + D_1 \frac{a_2}{1 + a_1 \cdot a_2 \cdot f} + D_2 \frac{1}{1 + a_1 \cdot a_2 \cdot f}$$

și pentru $a_1 \cdot a_2 \cdot f \gg 1$ avem :

$$S_0 = S_I \frac{1}{f_1} + D_1 \frac{1}{a \cdot f} + D_2 \frac{1}{a_1 \cdot a_2 \cdot f}. \quad (4.41)$$

Relația (4.41) arată că perturbațiile D_1 și D_2 sunt micșorate față de semnalul de intrare util de a_1 respective $a_1 \cdot a_2$ ori. Rezultă de asemenea că perturbațiile conținute în semnalul de intrare nu pot fi influențate de reacția negativă.

Reacția influențează și limitele benzii de frecvență, acționand în sensul măririi benzii, deci măbind frecvența sus și micșorand frecvența jos. Luăm ca exemplu limita superioară a benzii, unde amplificatorul fără reacție are o amplificare de forma:

$$\underline{a}_s = \frac{a_0}{1 + j\omega / \omega_s}$$

unde ω_s este limita superioară a benzii de frecvență.

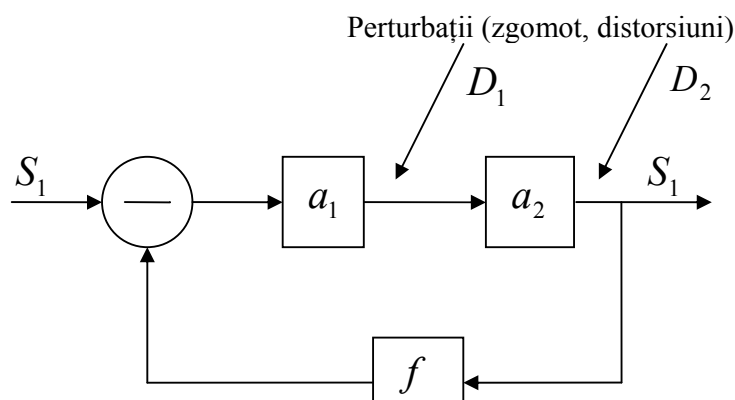


Fig. 4.26. Perturbatii în amplificatorul cu reacție

Si amplificarea cu reacție poate fi pusă sub această formă :

$$\underline{A}_s = \frac{A_0}{1 + j\omega / \omega_{sR}}, \quad (4.42)$$

unde ω_{sR} este limita superioară a benzii de frecvență a amplificatorului cu reacție.

Dacă luăm în considerare doar cazul reacției negative și când rețeaua de reacție nu are factor de transfer dependent de frecvență atunci se poate scrie :

$$\underline{A}_s = \frac{\frac{a_0}{1 + j\omega / \omega_s}}{1 + f \frac{a_0}{j\omega / \omega_s}} = \frac{\frac{a_0}{1 + f \cdot a_0}}{1 + j\omega / \omega_s (1 + f \cdot a_0)}$$

sau

$$\underline{A}_s = \frac{A_0}{1 + j\omega / \omega_s (1 + f \cdot a_0)}, \quad (4.43)$$

deoarece într-adevăr $A_0 = \frac{a_0}{1 + f \cdot a_0}$ din (1.65).

Rezultă comparand:

$$\omega_{sR} = \omega_s / (1 + f \cdot a_0) = \omega_s \cdot F_0. \quad (4.44)$$

și deci frecvența limită superioară este mărită proporțional cu factorul de reacție la frecvențe medii, F_0 .

Similar se arată că frecvența limită inferioară este micșorată proporțional cu factorul de reacție, adică :

$$\omega_{jR} = \omega_j / (1 + f \cdot a_0) = \omega_j \cdot F_0. \quad (4.45)$$

Alt effect al reacției este mărirea sau micșorarea impedanțelor de intrare și ieșire ale amplificatorului și care depend de tipul reacției..

4.7. Oscilatoare

$\underline{A} = \frac{\underline{a}}{1 - \underline{f}\underline{a}}$ Oscilatoarele sunt circuite de mică putere care, alimentate de la o sursă de tensiune continuă, generează semnale periodice (oscilații).

Oscilatoarele se clasifică după:

- Forma semnalului:
 - oscilatoare armonice, cu semnal de ieșire sinusoidal sau cvasisinusoidal;
 - oscilatoare cu de relaxare, cu semnal de ieșire nesinusoidal;
- Principiul de funcționare:
 - cu reacție;
 - cu elemente cu rezistență dinamică negativă (diodă tunel, tub cu gaz).

Oscilatoarele armonice cu reacție fac parte din familia largă a circuitelor analogice și sunt larg utilizate. Acestea sunt de fapt amplificatoare cu reacție pentru care este valabilă relația amplificării totale funcție de amplificarea amplificatorului și a rețelei de reacție:

Condiția pentru ca sistemul să se transforme în oscilator se numește condiția *Barkhausen*:

$$\underline{f}\underline{a} = 1$$

și implică o relație privind amplitudinea mărimilor cât și o alta privind faza mărimilor:

$$|\underline{f}| |\underline{a}| = 1$$

$$\varphi_f + \varphi_a = 2K\pi$$

Reacția se numește în acest caz reacție pozitivă

O justificare a fenomenului de intrare în oscilație poate fi urmărită pe figura 4.27. Se consideră amplificatorul fără rețeaua de reacție conectată la intrare, dar având la intrare un generator care furnizează o tensiune sinusoidală, \underline{U}_i (figura 4.27). Tensiunea de ieșire va fi $\underline{U}_o = \underline{a} \underline{U}_i$ iar la ieșirea rețelei de reacție tensiunea va fi $\underline{U}_f = \underline{f} \underline{U}_o$.

Singurul semnal care-și păstrează nemodificată forma la trecerea printr-un circuit liniar fiind semnalul sinusoidal, dacă pentru o anumită frecvență tensiunile \underline{U}_f

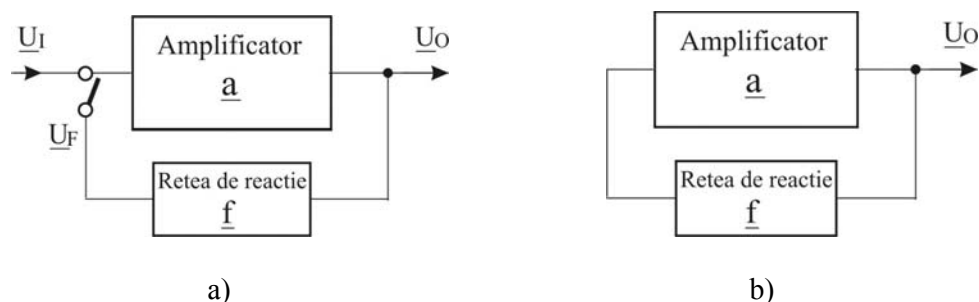


Fig. 4.27. Schema bloc a oscilatorului cu bucla de reacție deschisă (a) și închisă (b).

și \underline{U}_I vor fi egale ca amplitudine și fază se poate suprima generatorul, înlocuind-ul cu semnalul de la ieșirea rețelei de reacție și se obține un sistem independent ce va furniza un semnal de ieșire sinusoidal de aceea frecvența (figura 4.27b).

Relația de fază implică ca defazajul să fie 0 (sau 360°). Având în vedere că un etaj amplificator cu un tranzistor introduce un defazaj de 180° , se deduce că pentru a obține un oscilator simplu cu un singur tranzistor este nevoie ca rețeaua de reacție să introducă la rândul ei un defazaj de 180° . Dacă, așa cum se întâmplă pentru anumite cazuri (rețea Wien), defazajul rețelei este 0, atunci amplificatorul are două etaje, fiecare cu defazaj de 180° .

Oscilatoarele armonice cu reacție se împart în două categorii după natura rețelei de reacție care asigură defazajul amintit:

- oscilatoare LC , cu rețeaua de reacție formată din bobine și condensatoare;
- oscilatoare RC , cu rețeaua de reacție formată din rezistențe și condensatoare.

Fiecare categorie are avantaje și dezavantaje, fiind potrivită în anumite condiții.

De exemplu, dezavantajul principal al oscilatoarelor LC îl constituie bobinele, piese mai scumpe și pretențioase, care la frecvențe joase ocupă volum mare, care nu pot fi reglate simplu și cu precizie. În consecință, obișnuit, la frecvențe joase (audiofrecvență) sunt utilizate oscilatoare RC iar la frecvențe înalte oscilatoare LC .

Stabilitatea frecvenței de oscilație, esențială în multe aplicații, este mai bună la oscilatoarele LC și depinde de factorul de calitate al circuitului. Elementul utilizat cel mai mult pentru a obține performanțe bune este cristalul de cuarț, care din punct de vedere electric este echivalent cu o rețea LC cu factor de calitate foarte ridicat. În domeniul de frecvențe ce depășesc un megahertz oscilatoarele cu cuarț sunt cele mai utilizate.

Un dezavantajul important al oscilatoarelor LC este că elementele reactive, bobinele și condensatoarele, nu pot fi modificate prea ușor (pentru cuarț parametrii nu se pot modifica deloc), motiv pentru care generatoarele variabile sunt mai ales de tip RC . La frecvențe mari, care obligă la variante LC , soluția este condensatorul variabil, fie mecanic fie cu diode varicap.

Oscilatoare LC

Cele mai utilizate tipuri de oscilatoare LC , prezentate sub forma lor simplificată în figura 4.28. sunt:

- oscilator cu circuit oscilant (care poate fi pus în colector, cazul din figura 4.28.a sau în bază);
- oscilator în trei puncte de tip *Hartley* (figura 4.28.b), numit, ca și următorul, în trei puncte deoarece circuitul are trei puncte de acces, bobina fiind divizată;
- oscilator în trei puncte de tip *Colpitts* (figura 4.28.c), cu condensatorul divizat;

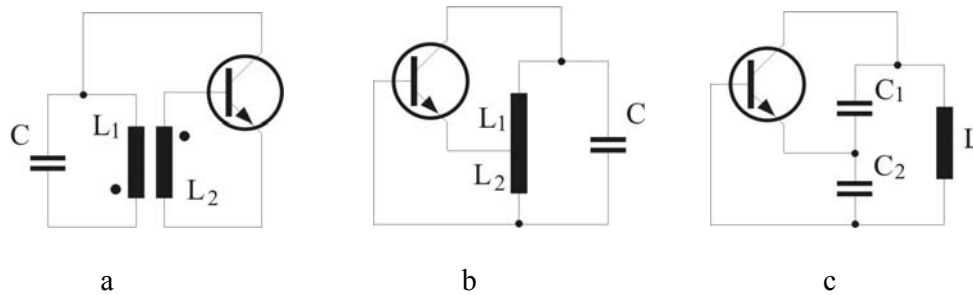


Fig. 4.28. Tipuri de oscilatoare *LC*, cu circuit rezonant (a), Hartley (b), Colpitts (c).

O schema completă pentru varianta în trei puncte de tip *Hartley* este prezentată în figura 4.29. Rezistențele formează rețeaua de polarizare în c.c., condensatoarele C_1 și C_2 sunt condensatoare de cuplaj (în c.a.) și separare (în c.c.) iar bobina L_S face, invers decât condensatoarele, cuplajul (în c.c.) și separarea (în c.a.). Astfel de bobine sunt denumite obișnuit *bobine de șoc*.

O schema de oscilator cu cuarț de tip *Colpitts* este prezentată în figura 4.30.

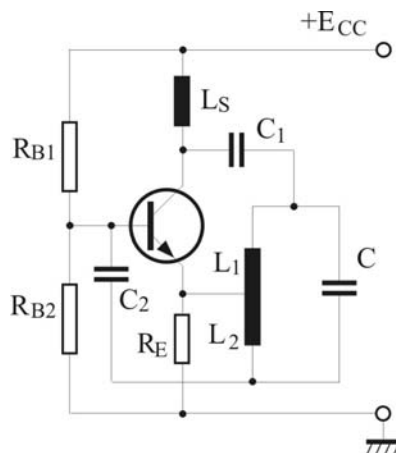


Fig. 4.29. Oscilator Hartley

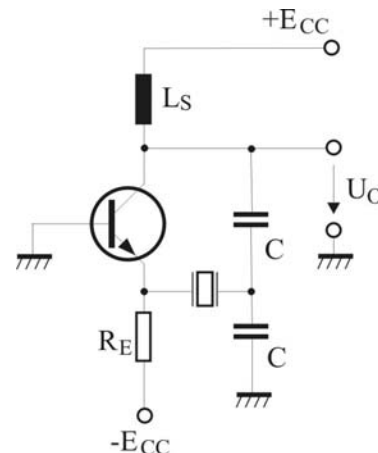


Fig. 4.30. Oscilator Colpitts cu cuarț

Oscilatoare RC

Oscilatoarele RC utilizează circuite de reacție cu rezistențe și condensatoare. Acestea se împart în două categorii:

- oscilatoare cu rețea de defazare (trece sus figura 4.31a sau trece jos 4.31b);
- oscilatoare cu rețea selectivă (rețea Wien figura 4.31c sau circuit dublu T 4.31d).

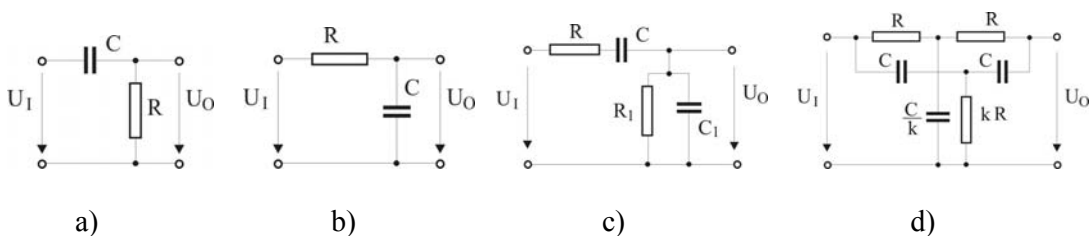


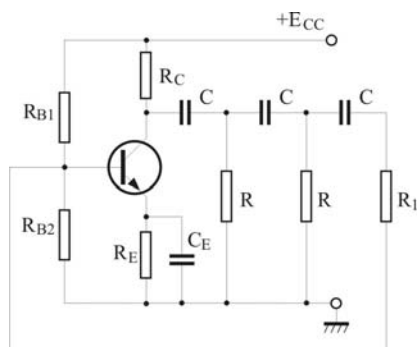
Fig. 4.31. Rețele de reacție RC: trece sus (a), trece jos (b), Wien (c), dublu T (d).

Oscilatoarele cu rețea de defazare utilizează proprietatea celulelor trece sus, figura 4.31.a (numite astfel deoarece favorizează trecerea semnalelor de frecvență ridicată în defavoarea celor de frecvență joasă) sau a celulelor trece jos, figura 4.31.b (numite astfel deoarece favorizează trecerea semnalelor de frecvență joasă în defavoarea celor de frecvență ridicată) de a produce un defazaj de până la 60° între semnalul de intrare și cel de ieșire. Sunt utilizate din acest motiv minim trei celule conectate în cascadă.

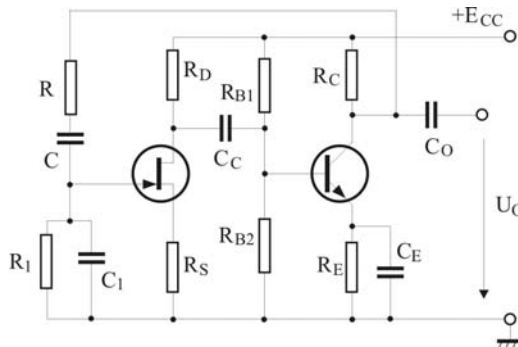
Schema unui oscilator RC cu rețea de defazare trece sus este prezentată în figura 4.32. Rezistența celei de-a treia celule este formată din rezistența R_1 serie cu rezistența de intrare a amplificatorului.

Schema unui oscilator cu rețea Wien, utilizat mai ales deoarece frecvența de oscilație poate fi reglată ușor în plajă largă, este prezentată în figura 4.33.

Din multitudinea de variante ale oscilatoarelor s-au prezentat doar câteva. Varietatea privește nu doar rețelele ci și elementele amplificatoare care pot fi tranzistoare bipolare sau cu efect de câmp dar și amplificatoare operaționale.



4.32. Oscilator RC cu rețea trece sus.



4.33. Oscilator RC cu rețea Wien