



UNIUNEA EUROPEANĂ



GUVERNUL ROMÂNIEI



Instrumente Structurale
2007-2013



Platformă de e-learning și curriculum e-content pentru învățământul superior tehnic

Elemente de Electronică Analogică

38. Oscilatoare LC

OSCILATOARE LC CU REACȚIE

Oscilatoarele LC cu reacție se realizează cu amplificatoare cu reacție pozitivă, având fie în componența circuitului de sarcină, fie în cuadripolul de reacție un circuit oscilant alcătuit din bobine și condensatoare.

Aceste oscilatoare se bazează pe compensarea pierderilor din circuit prin intermediul unui semnal de reacție pozitivă, adus de la ieșire la intrarea amplificatorului, prin intermediul cuadripolului de reacție.

Domeniul de lucru al acestor oscilatoare este cel al frecvențelor medii și înalte, pentru care se pot realiza relativ ușor bobine cu inductivitate mică.

OSCILATOARE ÎN TREI PUNCTE

Acest tip de oscilatoare se caracterizează prin conectarea cuadripolului de reacție între *trei puncte* ale amplificatorului de bază (ieșirea amplificatorului, intrarea amplificatorului, punctul de masă). Cuadripolul este format din trei impedanțe cuplate într-o configurație Π .

Se consideră amplificatorul de bază (figura 2.7), caracterizat prin amplificarea sa complexă, cu sarcină infinită, și impedanța de ieșire (2.14), (2.15).

$$\underline{U}_o = \underline{A}_\infty \underline{U}_i \quad (2.14)$$

$$\underline{Z}_o = \underline{Z}_s \left(\frac{\underline{A}_\infty}{\underline{A}} - 1 \right) \quad (2.15)$$

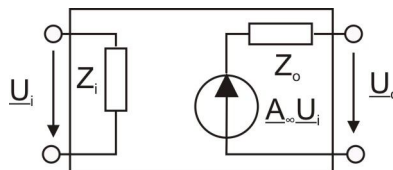


Fig. 2.7. Modelul cuadripol generator de tensiune al amplificatorului de bază

Se echivalează etajul de ieșire al amplificatorului (figura 2.8), determinându-se curentul generatorului de curent de la ieșire (relația 2.16).

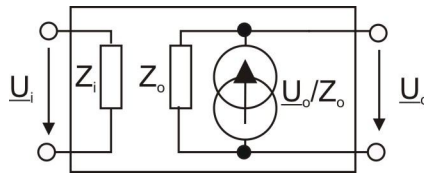


Fig. 2.8. Modelul cuadripol generator de curent al amplificatorului

$$\underline{I}_o = \frac{U_o}{Z_o} = \frac{A_\infty}{Z_o} \underline{U}_i \quad (2.16)$$

Considerând amplificatorul caracterizat prin modelul cu parametrii H, pe baza relațiilor (2.17), (2.18) se deduc expresiile impedanței de ieșire (relația 2.19) și a curentului generatorului de curent (relația 2.20), unde prin S s-a notat panta amplificatorului.

$$\underline{A} = \frac{-H_f Z_s}{H_i + Z_s \Delta H} \quad (2.17)$$

$$A_\infty = -\frac{H_f}{\Delta H} \quad (2.18)$$

$$Z_o = Z_s \left(\frac{A_\infty}{A} - 1 \right) = Z_s \left(\frac{-\frac{H_f}{\Delta H}}{\frac{H_f Z_s}{H_i + Z_s \Delta H}} - 1 \right) = \frac{H_i}{\Delta H} \quad (2.19)$$

$$\underline{I}_o = \frac{A_\infty}{Z_o} \underline{U}_i = -\frac{H_f}{\Delta H} \frac{H_i}{\Delta H} = -S \underline{U}_i \quad (2.20)$$

Pentru oricare tip de oscilator aspectele cele mai importante sunt:

- relația pe care trebuie să o îndeplinească parametrii circuitului pentru a asigura amorsarea oscilațiilor;
- valoarea frecvenței de oscilație;
- stabilitatea frecvenței de oscilație.

Rezolvarea acestor probleme se face impunând elementelor etajului cele două condiții ce rezultă din relația *Barkhausen*: condiția de amplitudine (relația 2.6) și condiția de fază (relația 2.8).

Condiția de fază se poate îndeplini prin cuadripolul de reacție (cea mai bună soluție), prin defazajele interne ale amplificatorului de bază (nu este bine) sau combinat.

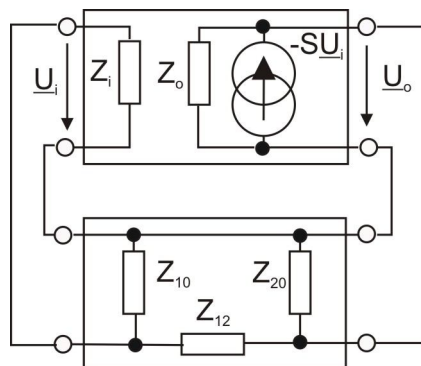


Fig. 2.9. Modelul cuadripol al oscilatorului în trei puncte

Pentru oscilatorul prezentat în figura (2.9), se echivalează impedanțele cuplate în paralel ale circuitului de intrare și circuitului de ieșire (relațiile 2.21, 2.22).

$$Z_1 = Z_i \parallel Z_{10} \quad (2.21)$$

$$Z_2 = Z_o \parallel Z_{20} \quad (2.22)$$

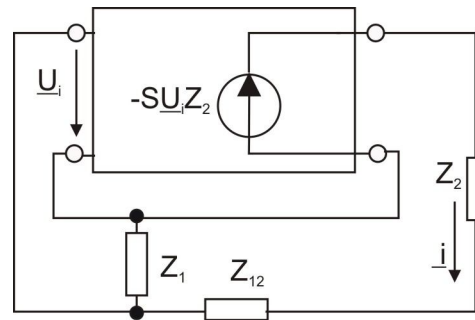


Fig. 2.10. Modelul echivaelent al oscilatorului în trei puncte

Dacă se notează curentul prin circuit cu \underline{i} , rezultă relațiile (2.23) și (2.24).

$$\underline{U}_i = Z_1 \underline{i} \quad (2.23)$$

$$-S \underline{U}_i Z_2 = (Z_1 + Z_2 + Z_{12}) \underline{i} \quad (2.24)$$

Din relațiile (2.23) și (2.24), rezultă:

$$-S Z_1 Z_2 \underline{i} = (Z_1 + Z_2 + Z_{12}) \underline{i} \quad (2.25)$$

Pentru ca $\underline{i} \neq 0$ este necesar să fie îndeplinită condiția:

$$Z_1 + Z_2 + Z_{12} + SZ_1Z_2 = 0 \quad (2.26)$$

care reprezintă condiția *Barkhausen*, scrisă în complex, pentru întreținerea oscilațiilor.

Considerând impedanțele scrise în formă complexă (relațiile 2.27), prin explicitarea relației (2.26) se obține relația (2.28).

$$Z_1 = R_1 + jX_1; \quad Z_2 = R_2 + jX_2; \quad Z_{12} = R_{12} + jX_{12} \quad (2.27)$$

$$S(R_1 + jX_1)(R_2 + jX_2) + R_1 + jX_1 + R_2 + jX_2 + R_{12} + jX_{12} = 0 \quad (2.28)$$

Relația (2.28) este adevărată dacă partea reală și partea imaginară sunt egale cu zero; rezultă condiția de amplitudine (relația 2.29) și condiția de fază (relația 2.30), pentru întreținerea oscilațiilor.

$$R_1 + R_2 + R_{12} + S(R_1R_2 - X_1X_2) = 0 \quad (2.29)$$

$$X_1 + X_2 + X_{12} + S(R_1X_2 + R_2X_1) = 0 \quad (2.30)$$

Se definesc factorii de calitate ai impedanțelor:

$$Q_1 = \frac{X_1}{R_1}; \quad Q_2 = \frac{X_2}{R_2}; \quad Q_{12} = \frac{X_{12}}{R_{12}} \quad (2.31)$$

Impedanțele se mai pot scrie sub forma:

$$Z_i = jX_i \left(1 + \frac{R_i}{jX_i} \right) = jX_i \left(1 - j \frac{1}{Q_i} \right), \quad i=1, 2, 3 \quad (2.32)$$

Se notează cu R_T rezistența totală de pierderi (relația 2.33).

$$R_1 + R_2 + R_{12} = R_T \quad (2.33)$$

Relația (2.29) se poate scrie sub forma:

$$R_T + S(R_1 R_2 - X_1 X_2) = 0 \quad (2.34)$$

sau:

$$R_T - S X_1 X_2 \left(1 - \frac{1}{Q_1} \frac{1}{Q_2} \right) = 0 \quad (2.35)$$

Dacă factorii de calitate ai bobinelor au o valoare ridicată $Q_1 \gg 1, Q_2 \gg 1$, atunci se poate explicita condiția de întreținere a oscilațiilor (relația 2.36).

$$R_T - S X_1 X_2 = 0 \Rightarrow S = \frac{R_T}{X_1 X_2} \quad (2.36)$$

Concluzia care rezultă este că reactanțele X_1 și X_2 sunt de același tip, inductiv sau capacitiv.

Relația care reprezintă condiția de fază (relația 2.30), pe baza relațiilor (2.37) și (2.38), poate fi scrisă sub forma dată de relația (2.39).

$$S R_1 X_2 = \frac{S R_1 X_1 X_2}{X_1} = R_1 \frac{R_T}{X_1} \quad (2.37)$$

$$SR_2X_1 = R_2 \frac{R_T}{X_2} \quad (2.38)$$

$$X_1 + X_2 + X_{12} + R_T \left(\frac{1}{Q_1} + \frac{1}{Q_2} \right) = 0 \quad (2.39)$$

Deoarece: $Q_1 \gg 1$, $Q_2 \gg 1$, rezultă relația (2.40), din care se poate deduce frecvența de oscilație.

$$X_{12} = -(X_1 + X_2) \quad (2.40)$$

Ținând cont că impedanțele Z_1 și Z_2 sunt de aceeași natură, relația (2.40) arată că impedanța Z_{12} este de natură opusă acestora.

Semnificația rezistenței de pierderi, R_T

Pentru impedanța Z_1 (figura 2.11), unde: X_i, R_i - impedanța de intrare în amplificator; X_{10}, R_{10} - impedanța din circuitul de reacție, presupunând că $X_{10} \gg X_i$ și impedanțele au un factor de calitate mare, prin transformare serie-paralel-serie se obțin relațiile (2.41), (2.42).

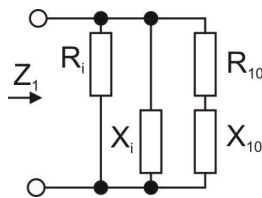


Fig. 2.11. Circuitul echivalent al impedanței Z_1

$$R_1 = R_{10} + \frac{X_{10}^2}{R_i} \quad (2.41)$$

unde:

$$X_{10} \cong X_1 \quad (2.42)$$

La fel pentru Z_2 se deduc relațiile (2.43), (2.44).

$$R_2 = R_{20} + \frac{X_{20}^2}{R_o} \quad (2.43)$$

unde:

$$X_{20} \cong X_2 \quad (2.44)$$

Din relația (2.33), rezultă expresia rezistenței de pierderi:

$$R_T = R_{10} + R_{20} + R_{12} + \frac{X_{10}^2}{R_i} + \frac{X_{20}^2}{R_o} \cong R_{10} + R_{20} + R_{12} + \frac{X_1^2}{R_i} + \frac{X_2^2}{R_o} \quad (2.45)$$

Pentru ca frecvența de oscilație reală să fie cât mai apropiată de frecvența de acord dată de elementele reactive (relația 2.39), este necesar ca: $R_T \rightarrow 0$. Această condiție conduce la următoarele concluzii:

- R_{10}, R_{20}, R_{12} - rezistențele de pierderi ale impedanțelor din rețeaua de reacție să fie cât mai mici;
- R_i, R_o - rezistența de intrare să fie cât mai mare și rezistența de ieșire să fie cât mai mare – amplificatorul de bază să se comporte ca un amplificator de curent la ieșire și ca un amplificator de tensiune la intrare;
- X_1, X_2 - reactanțele de cuplaj din circuitul de reacție să fie cât mai mici – altfel spus, amplificatorul de bază trebuie cuplat cât mai slab cu circuitul de reacție;

Analiza condiției de amorsare și de întreținere a oscilațiilor

Pentru circuitul cuadripol de reacție (figura 2.12), se calculează impedanțele văzute spre rețeaua de reacție dinspre amplificator la frecvența de acord:

$$Z_I = \frac{Z_1(Z_2 + Z_{12})}{Z_1 + Z_2 + Z_{12}} = \frac{(R_1 + jX_1)(R_2 + jX_2 + R_{12} + jX_{12})}{R_1 + jX_1 + R_2 + jX_2 + R_{12} + jX_{12}} \quad (2.46)$$

$$R_1 \ll X_1; \quad R_2 + R_{12} \ll X_2 X_{12}; \quad X_1 + X_2 + X_{12} = 0 \quad (2.47)$$

$$Z_I = \frac{X_1^2}{R_T} \quad (2.48)$$

La fel, se deduce:

$$Z_{II} = \frac{X_2^2}{R_T} \quad (2.49)$$

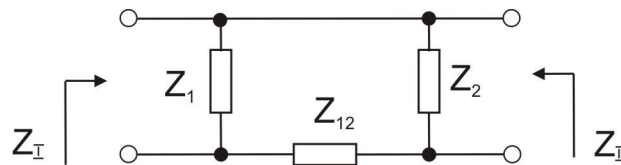


Fig. 2.12. Circuitul cuadripol de reacție

Din relația (2.36), rezultă condiția de întreținere a oscilațiilor (relația 2.50) și condiția de amorsare (relația 2.51).

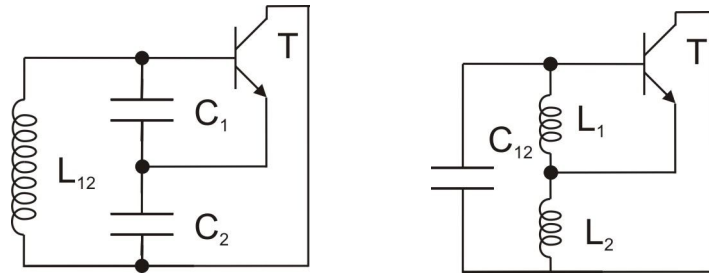
$$S = \frac{R_T}{X_1 X_2} = \sqrt{\frac{R_T}{X_1^2} \frac{R_T}{X_2^2}} = \frac{1}{\sqrt{Z_I Z_{II}}} \quad (2.50)$$

$$S \geq \frac{1}{\sqrt{Z_I Z_{II}}} \quad (2.51)$$

Oscilatoarele în trei puncte pot avea constructiv două variante:

- Z_1 și Z_2 de natură capacitivă, iar Z_{12} de natură inductivă (figura 2.13-a) **oscilator cu filtru trece-jos** sau de tip **Colpitts**;
- Z_1 și Z_2 de natură inductivă, iar Z_{12} de natură capacitivă (figura 2.13-b):

oscilator cu filtru trece-sus sau de tip *Hartley*.



a)

b)

Fig. 2.13. Scheme de principiu ale oscilatoarelor în trei puncte

a – Colpitts, b – Hartley

Pentru fiecare tip de oscilator, condiția (2.40) duce la determinarea frecvenței de oscilație.

Astfel, pentru oscilatorul de tip Colpitts, pentru care:

$$X_1 = -\frac{1}{\omega C_1}, \quad X_{12} = \omega L_{12}, \quad X_2 = -\frac{1}{\omega C_2} \quad (2.52)$$

condiția (2.40) devine :

$$-\frac{1}{\omega} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + \omega L_{12} = 0 \quad (2.53)$$

Notând cu C capacitatea echivalentă pentru circuitul format din $C_1 \parallel C_2$ și cu L inductanța (relațiile 2.54), se obțin relațiile (2.55), din care rezultă pulsația și frecvența de oscilație (relațiile 2.56).

$$\frac{1}{C} = \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}, \quad L = L_{12} \quad (2.54)$$

$$-\frac{1}{\omega C} + \omega L = 0 \quad (2.55)$$

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.56)$$

Se observă ca f_0 (frecvența de oscilație) este chiar frecvența de rezonanță a circuitului acordat, format din L și C . Cu această valoare a frecvenței de oscilație, se obține valoare minimă a pantei S , pentru amorsarea oscilațiilor:

$$S \geq \frac{R_T}{\frac{1}{\omega_0 C_1} \frac{1}{\omega_0 C_2}} = R_T \omega_0^2 C_1 C_2 = R_T \frac{C_1 C_2}{LC} \quad (2.57)$$

În cazul oscilatorului de tip Hartley:

$$X_1 = \omega L_1, \quad X_{12} = \frac{1}{\omega C_{12}}, \quad X_2 = \omega L_2 \quad (2.58)$$

Utilizând același procedeu de calcul, rezultă:

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}, \quad (2.59)$$

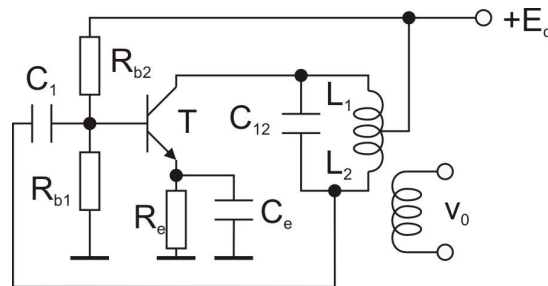
în care:

$$L = L_1 + L_2, \quad C = C_{12} \quad (2.60)$$

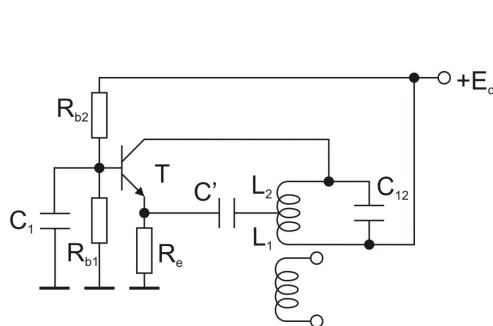
și valoarea minimă a pantei S:

$$S \geq R_T \frac{LC}{L_1 L_2} \quad (2.61)$$

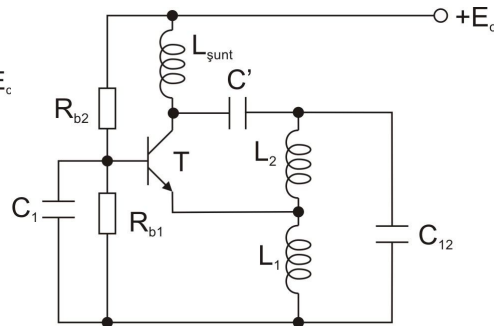
SCHEME DE PRINCIPIU ALE OSCILATOARELOR LC, ÎN TREI PUNCTE



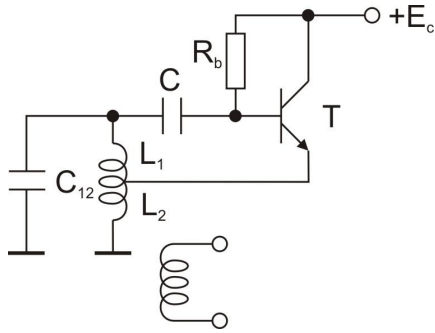
a)



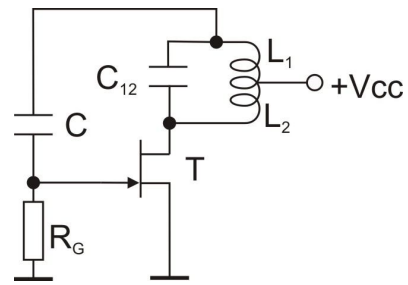
b)



c)



d)

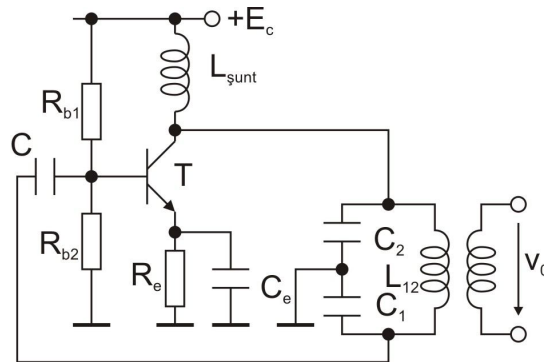


e)

Fig. 2.17. Scheme de principiu – oscilatoare de tip Hartley

a – cu tranzistor în conexiune emitor la masă, b, c – cu tranzistor în conexiune bază la masă,

d – cu tranzistor în conexiune colector la masă, e – cu tranzistor TEC în conexiune sursă la masă



a)

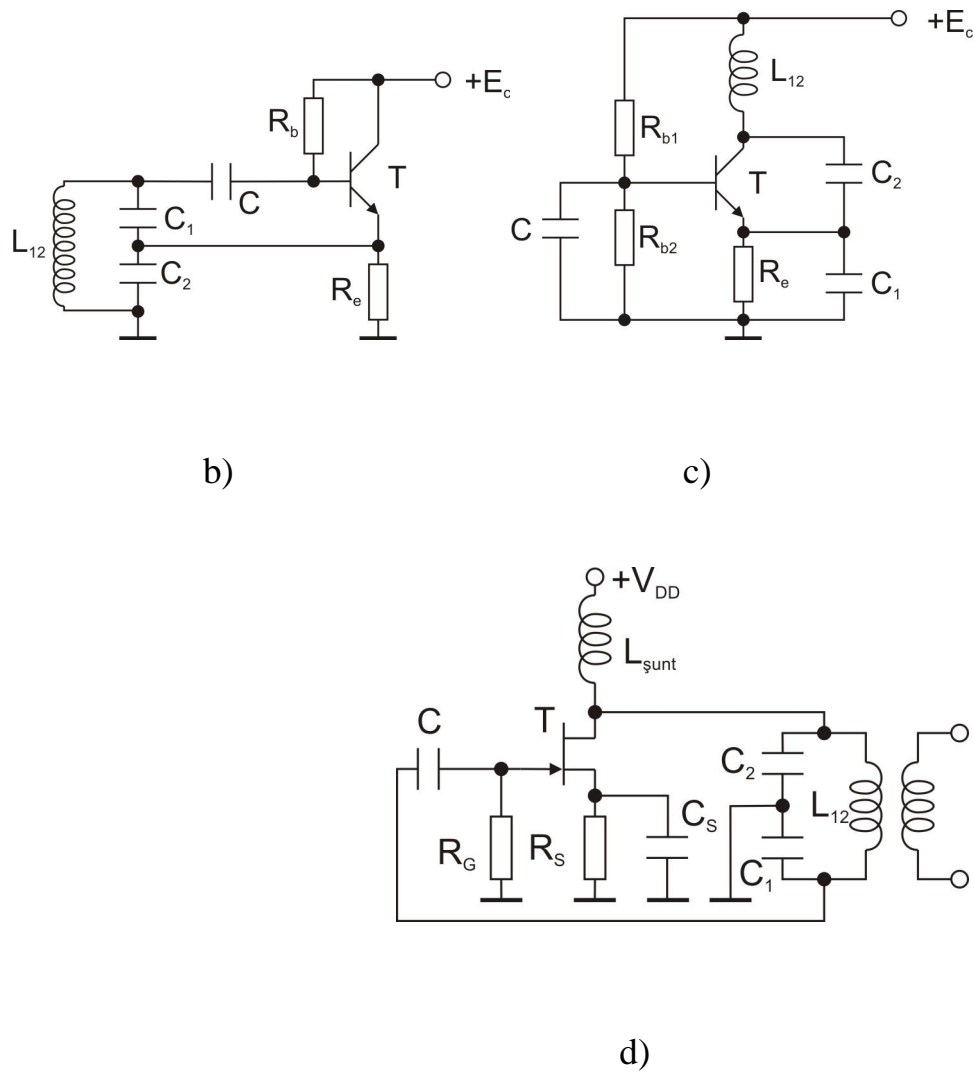


Fig. 2.17. Scheme de principiu – oscilatoare de tip Colpitts

- a – cu tranzistor în conexiune emitor la masă, b – cu tranzistor în conexiune colector la masă,
- c – cu tranzistor în conexiune bază la masă, d – cu tranzistor TEC în conexiune sursă la masă