



UNIUNEA EUROPEANĂ



GUVERNUL ROMÂNIEI



Instrumente Structurale
2007-2013



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

Elemente de Electronică Analogică

37. Principiu de realizare

PRINCIPII DE FUNCȚIONARE ALE OSCILATOARELOR ARMONICE

OSCILATOARE CU REACȚIE POZITIVĂ

Pentru a ilustra principiul oscilatoarelor cu reacție pozitivă, folosim structura generală a amplificatoarelor cu reacție, prezentată în figura (2.1).

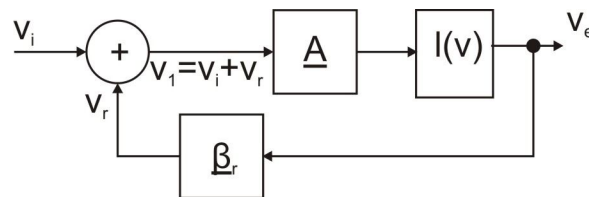


Fig. 2.1. Structura unui amplificator cu reacție

\underline{A} - este amplificatorul de bază, caracterizat prin *amplificarea sa de tensiune* A ;

$\underline{\beta}_r$ - este circuitul de reacție caracterizat prin *factorul de reacție* β_r ;

$l(v)$ - este circuitul de limitare caracterizat printr-un *factor de transfer* $l(v)$.

Din analiza schemei din figura (2.1) se pot pune în evidență relațiile:

$$\begin{aligned} v_o &= \underline{A}l(v) v_1 ; \\ v_1 &= v_i + v_r ; \\ v_r &= \underline{\beta}_r v_o ; \\ v_o &= \underline{A}l(v) [v_i + \underline{\beta}_r v_o] , \end{aligned} \quad (2.1)$$

care conduc la expresia amplificării globale a amplificatorului cu reacție (relația 2.2).

$$\underline{A}_r = \frac{v_o}{v_i} = \frac{\underline{A}l(v)}{1 - \underline{\beta}_r \underline{A}l(v)} \quad (2.2)$$

Intuitiv, dacă ar fi îndeplinită condiția exprimată de relația (2.3) amplificarea \underline{A}_r ar tinde spre infinit, ceea ce sugerează că ar putea fi produs semnal de ieșire, $v_o \neq 0$, fără aportul unui semnal de intrare, $v_i = 0$.

$$1 - \underline{\beta}_r \underline{A}l(v) = 0 \quad (2.3)$$

Deoarece atât amplificarea, cât și factorul de transfer sunt redade prin numere complexe, relația (2.3), este echivalentă cu două condiții reale, una referitoare la module, iar cealaltă referitoare la faze.

Se știe că un număr complex \underline{z} se poate scrie:

$$\underline{z} = |z| e^{j\varphi} \quad (2.4)$$

unde: $|z|$ este modulul numărului complex iar φ este faza sa.

În aceste condiții relația (2.3), fără funcția de transfer a elementului de limitare (la semnale mici $l(v) = 1$), se poate pune sub forma exprimată de relația (2.5), denumită și **relația lui Barkhausen**.

$$\underline{\beta} \underline{A} = (|\underline{\beta}_r| e^{j\varphi}) (|A| e^{j\varphi_A}) = |\underline{\beta}_r| |A| e^{j(\varphi + \varphi_A)} = 1 \quad (2.5)$$

din care rezultă simultan relațiile:

$$|\underline{\beta}_r| |A| = 1 \quad (2.6)$$

$$e^{j(\varphi + \varphi_A)} = 1 \quad (2.7)$$

Deoarece: $e^{j2k\pi} = 1$, relația (2.7) poate fi pusă sub forma:

$$\varphi_A + \varphi_\beta = 2k\pi, \quad k=0, \dots \quad (2.8)$$

Relațiile (2.6) și (2.8) arată că factorul de transfer al cuadripolului de reacție trebuie să aibă modulul egal cu inversul modulului amplificării iar defazajul cuadripolului de reacție trebuie să fie astfel încât oricare ar fi defazajul introdus de amplificator în circuit, semnalul de reacție aplicat să fie în fază cu semnalul de la intrarea amplificatorului.

Prima condiție se numește **condiție de amplitudine** (determină condiția de întreținere a oscilațiilor), iar a doua condiție, referitoare la fază, poartă numele de **condiție de fază** (determină frecvența de oscilație).

Dacă condiția de fază și cea de amplitudine sunt satisfăcute pentru o singură frecvență de oscilație, oscilația generată este armonică. În caz contrar, oscilația va fi distorsionată cu atât mai mult, cu cât condițiile de oscilație sunt satisfăcute de mai multe frecvențe.

Oscilatoarele armonice cu reacție pozitivă pot fi realizate atât cu circuite de reacție de tip RC cât și de tip LC.

Condiția de oscilație armonică, exprimată prin relațiile (2.6) și (2.8), are și o interpretare foarte intuitivă: dacă semnalul care se propagă în bucla de reacție revine într-un punct cu aceeași fază și cu aceeași amplitudine, după parcurgerea întregii bucle, înseamnă că se poate propaga continuu, creând un semnal periodic.

Totuși, în practică, realizarea condiției de întreținere a oscilațiilor (relația 2.6) este foarte greu de realizat. Apariția (amorsarea) oscilațiilor se poate produce în mai multe situații:

- la conectarea sursei de alimentare, prin salt treaptă, se obține un spectru larg de frecvențe dintre care unele sunt favorizate de rețeaua selectivă a circuitului;
- din cauza zgomotelor proprii ale circuitului;

Pentru amorsarea oscilațiilor întreținute, (figura 2.2), trebuie îndeplinită condiția data de relația (2.9).

$$|\beta_r| |A| > 1 \quad (2.9)$$

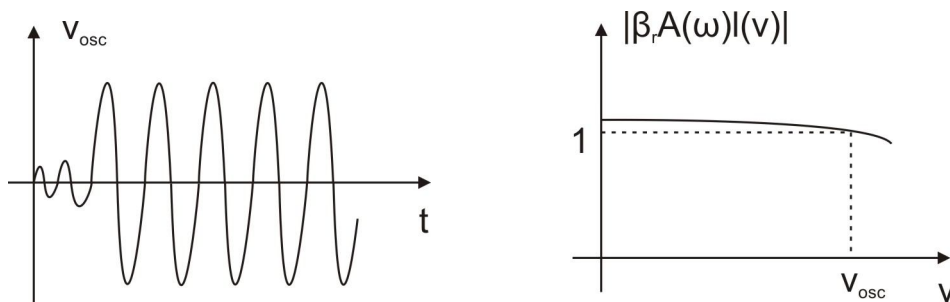


Fig. 2.2. Condiția de amorsare a oscilațiilor întreținute

Condiția dată de relația (2.9) garantează amorsarea oscilațiilor, dar acestea se pot amplifica până la saturarea amplificatorului. Apare ca evidentă necesitatea de a limita amplitudinea oscilațiilor. Această limitare se realizează prin introducerea deliberată a unor elemente neliniare, în structura oscilatorului.

Cel mai frecvent, circuitul de reacție pozitivă se alege liniar, iar neliniaritatea se introduce în amplificatorul de bază.

Elementul neliniar poate fi:

- unul din dispozitivele amplificatoare, care își micșorează amplificarea odată cu creșterea amplitudinii semnalului (ex.: tranzistorul bipolar, TEC etc.). Această metodă se aplică, în special, la oscilatoarele LC.
- una din componentele rezistive ale rețelei de reacție negativă (termistori PTC, NTC, grupuri de diode, etc.). Această metodă se aplică la oscilatoarele RC.

OSCILATOARE CU REZISTENȚĂ NEGATIVĂ

Principiul de funcționare al acestor oscilatoare se bazează pe existența unui circuit rezonant (figura 2.3), în care trebuie întreținute oscilațiile armonice.

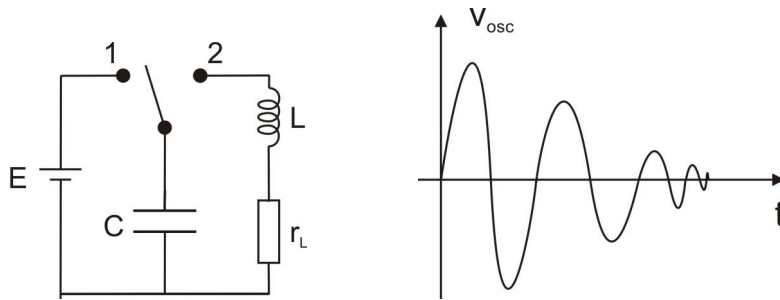


Fig. 2.3. Circuit rezonant cu oscilații amortizate

Încărcând un condensator de la o sursă de tensiune continuă și apoi descărcându-l pe o inductanță, în circuit iau naștere oscilații armonice amortizate, având frecvența dată de formula lui Thomson:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (2.10)$$

Amortizarea oscilațiilor este determinată de existența pierderilor în acest circuit (datorită rezistenței r_L , transferul energiei electrice în energie magnetică și invers se face cu pierderi). Pentru a întreține aceste oscilații, circuitul rezonant LC este introdus în circuitul unui dispozitiv electronic activ, care compensează energia pierdută.

Introducerea în circuit a unei cantități de energie egală cu aceea pierdută se poate face prin două metode:

- *introducerea în circuit a unui element cu rezistență negativă;*
- *aplicarea, la intrarea amplificatorului, prin intermediul unui cuadripol, a unui semnal de la ieșire care să genereze o reacție pozitivă în circuit.*

Anularea rezistenței de pierderi cu o rezistență negativă egală ca valoare cu rezistența echivalentă paralel a circuitului rezonant se poate realiza cu dispozitive electronice ale căror caracteristici, $i(u)$, au porțiuni cu pantă negativă (de ex: diodă

semiconductoare de tip *Tunel*), sau cu circuite electronice care prezintă o impedanță dinamică negativă (convertor de impedanță negativă , girator, etc.).

În figura (2.4) este prezentată schema de principiu a oscilatorului LC cu convertor de impedanță negativă, unde R_p este rezistența echivalentă a bobinei. Dacă bobina are un factor de calitate ridicat, valoarea rezistenței paralele se calculează cu relația (2.11).

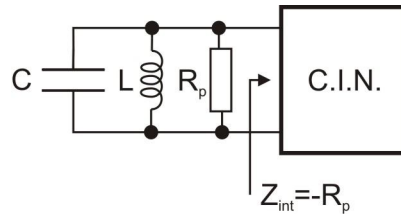


Fig. 2.4. Schema de principiu a oscilatorului cu rezistență negativă

$$R_p = \frac{(\omega L)^2}{r_L} \quad (2.11)$$

Rezistența totală a circuitului poate fi:

- $R_p - Z_{int} > 0$, circuitul având pierderi de energie prin căldură, oscilațiile se amortizează până la zero;
- $R_p - Z_{int} = 0$, energia introdusă de elementul exterior compensează pierderile, oscilațiile își păstrează amplitudinea constantă;
- $R_p - Z_{int} < 0$, oscilațiile cresc treptat, teoretic până la infinit, practic fiind limitate de caracteristicile neliniare ale elementelor active din circuit.

Privit ca un cuadripol, convertorul de impedanță negativă (C.I.N.) este caracterizat prin sistemul matricial descris de relațiile (2.12).

$$\begin{bmatrix} i_1 \\ u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & K \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ i_2 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

C.I.N. are proprietatea că impedanța văzută la una dintre porțile de acces este proporțională cu valoarea negativă a impedanței conectată la cealaltă poartă de acces. Din analiza schemelor din figura (2.5), pe baza ecuațiilor descrise de relațiile (2.12), rezultă relațiile (2.13).

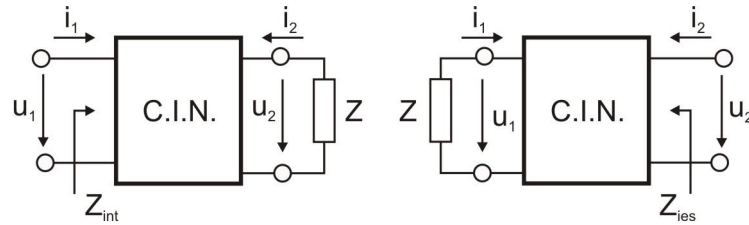


Fig. 2.5. Schemele de principiu ale convertorului de impedanță negativă

$$Z_{\text{int}} = \frac{u_1}{i_1} = \frac{u_2}{Ki_2} = -\frac{Z}{K};$$

$$Z_{\text{ies}} = \frac{u_2}{i_2} = \frac{Ku_1}{i_1} = -KZ \quad (2.13)$$

O metodă de realizare a unui convertor de impedanță negativă este prezentată în figura (2.6).

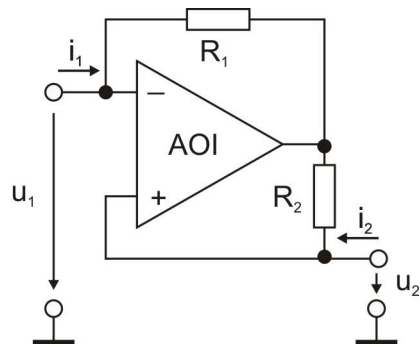


Fig. 2.6. Convertor de impedanță negativă realizat cu A.O.

Trebuie remarcat că, reacția globală a schemei prezentată în figura (2.6) trebuie să fie negativă, altfel circuitul are tendință de instabilitate. Constanta de multiplicare are valoarea: $K = R_2 / R_1$.