

## 4. Oscilatoare

Oscilatoarele sînt circuite care produc semnal periodic, de diverse forme, fără a primi vreun semnal de intrare. Sînt folosite în:

- toate circuitele de calcul (generarea semnalului de ceas)
- tehnica de laborator (generatoare de semnal de test)
- tehnica radio (generarea purtătoare, oscilatorul local, semnale de test)
- traductoare
- instrumente muzicale electronice
- bunuri de larg consum (ceasuri, aparate programabile)

Clasificare după principiul de funcționare (ecuațiile care guvernează producerea oscilațiilor):

### 1. Oscilatoare armonice:

- au funcționare liniară sau cvasiliniară
- modelul este o ecuație diferențială de ordin 2 sau superior
- soluția ecuației este un semnal sinusoidal (cuvîntul *armonic* se referă la tipul de ecuație diferențială care are soluție o sinusoidă)

Există două categorii de oscilatoare armonice:

- a. cu reacție pozitivă
- b. cu dispozitive cu rezistență negativă

### 2. Oscilatoare de relaxare

- au funcționare neliniară (chiar dacă deseori este liniară pe porțiuni)
- nu produc semnal sinusoidal (forme foarte diverse; sinusoida este "fabricată" producînd un triunghi, care apoi este prelucrat neliniar)
- deseori: circuite de încărcare și descărcare reactanțe, modelate prin ecuații diferențiale de ordin 1 sau superior, valabile pe porțiuni
- circuite digitale folosite frecvent în oscilatoare de relaxare, în generatoare de impulsuri

Clasificare după frecvență:

1. frecvență foarte joasă, sub 10 Hz (se folosesc oscilatoare de relaxare, analogice sau numerice)
2. audiofrecvență, 10 Hz - 1 MHz (armonice RC, relaxare)
3. radiofrecvență, 10 kHz - 1GHz (armonice LC)
4. de microunde, peste sute de MHz (dispozitive cu rezistență negativă)

### 4.1 Principii de funcționare ale oscilatoarelor armonice

#### Oscilatoare cu reacție pozitivă

Pentru a ilustra principiul oscilatoarelor cu reacție pozitivă, folosim structura circuitelor cu reacție, așa cum a fost desenată în capitolul precedent (figura 4.1). A fost definită reacția pozitivă prin faptul că transmisia pe buclă are valori negative, în relația:  $A = \frac{a}{1+af}$ . Intuitiv, dacă produsul  $af$  are

valoarea  $-1$ , amplificarea tinde spre infinit, ceea ce sugerează că ar putea fi produs semnal în circuitul cu reacție, fără aportul unui semnal venit din afară.

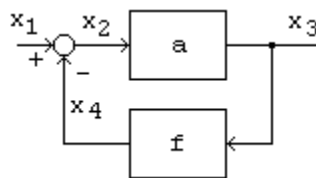


Figura 4.1: Structura unui sistem cu reacție

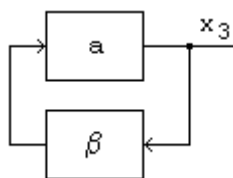


Figura 4.2: Circuit oscilator cu reacție pozitivă

Noua structură a circuitului nu mai conține o mărime de intrare, deci va corespunde cu desenul din figura 4.2. Am renunțat la comparator și la semnul minus (el era introdus pentru a sugera compararea de la intrare). Am schimbat simbolul cuadripolului de reacție în  $\beta$ , pentru a deosebi cuadripolii de reacție (vor fi studiate circuite care folosesc ambele tipuri de reacție). Amplificarea cu reacție se rescrie:  $A_r = \frac{a}{1 - a\beta}$ . Condiția de oscilație în regim permanent dedusă mai sus se rescrie:

$$a\beta = 1. \quad (4.1)$$

Aceasta este relația lui Barkhausen, care este echivalentă cu două ecuații scalare:

$$|a| \cdot |\beta| = 1 \quad (4.2)$$

$$\arg(a) + \arg(\beta) = 2k\pi \quad (4.3)$$

Condiția de oscilație armonică, exprimată prin relațiile de mai sus, are o interpretare foarte intuitivă: dacă semnalul care se propagă în bucla de reacție revine într-un punct cu aceeași fază (condiția (4.3)) și aceeași amplitudine (condiția (4.2)), după parcurgerea întregii bucle, înseamnă că se poate propaga de oricâte ori, creînd un semnal periodic. Interpretarea intuitivă este adecvată și pentru alte forme ale semnalului.

Evident, proprietatea enunțată se aplică numai semnalului cu o anumită formă, frecvență și amplitudine. În cazul oscilatoarelor armonice, forma semnalului este sinusoidală.

Cel mai frecvent, circuitul de reacție pozitivă are caracter reactiv, în timp ce amplificatorul de bază este de bandă mai largă, dar există și circuite cu structura contrară. După tipul de circuit reactiv, oscilatoarele armonice se clasifică în:

- oscilatoare armonice cu rețea RC
- oscilatoare armonice cu rețea LC

#### Oscilatoare cu dispozitive cu rezistență negativă

Principiul de funcționare al acestor oscilatoare se bazează pe existența unui circuit rezonant, în care trebuie întreținute oscilațiile armonice. În general, existența pierderilor din circuit duce la amortizarea oscilațiilor, așa cum se întâmplă în experimentul binecunoscut, din figura 4.3a. Energia transmisă inițial circuitului rezonant, la deplasarea spre dreapta a comutatorului, se disipă în partea rezistivă a circuitului, iar tensiunea pe circuit are aspectul din figura 4.3b.

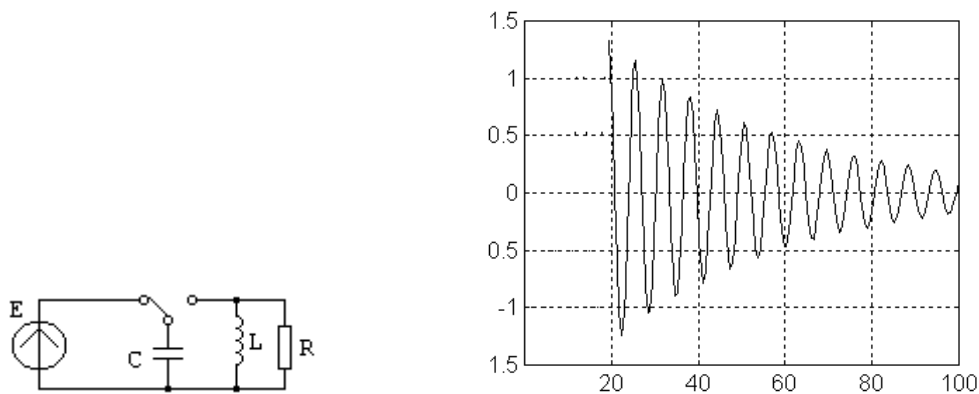


Figura 4.3: Circuit rezonant cu oscilații amortizate

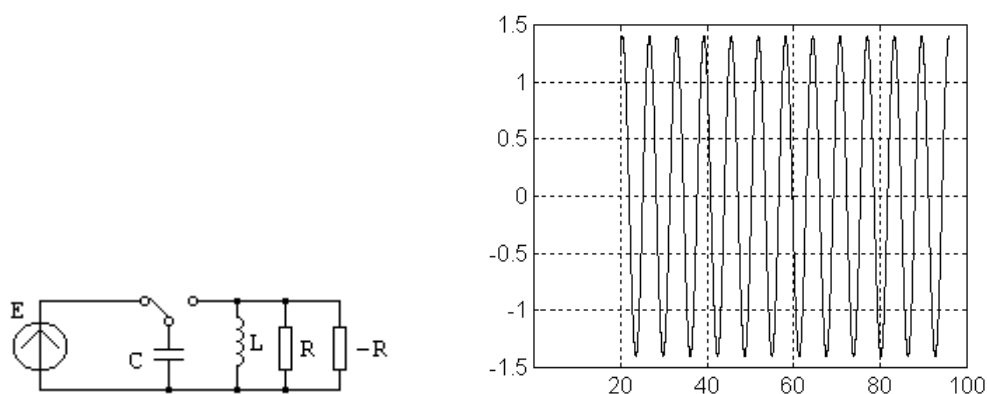


Figura 4.4: Circuit rezonant cu oscilații întreținute

Dacă însă circuitul conține o componentă care să compenseze disipația energiei, oscilațiile vor fi întreținute. Formal, acest lucru poate fi descris printr-o rezistență egală și de semn contrar celei care modelează disipația circuitului rezonant (figura 4.4a), deși nu există rezistoare cu rezistență negativă. Totuși, există dispozitive electronice ale căror caracteristici au porțiuni cu pantă negativă. Exemplul din figura 4.5b este al unei diode semiconductoră de tip tunel, care diferă vizibil de o diodă redresoare uzuală, ca cea din figura 4.5a. Mai există și alte tipuri de diode cu această proprietate. Dacă plasăm o astfel de diodă în circuitul din figura 4.4b, pe poziția lui  $-R$ , iar punctul de funcționare îl forțăm pe porțiunea evidențiată în figura 4.5c, există șansa ca oscilațiile să fie întreținute. Mai mult, punctul de funcționare poate fi deplasat spre o pantă mai mare sau mai mică, în funcție de cum dorim creșterea sau scăderea amplitudinii oscilațiilor.

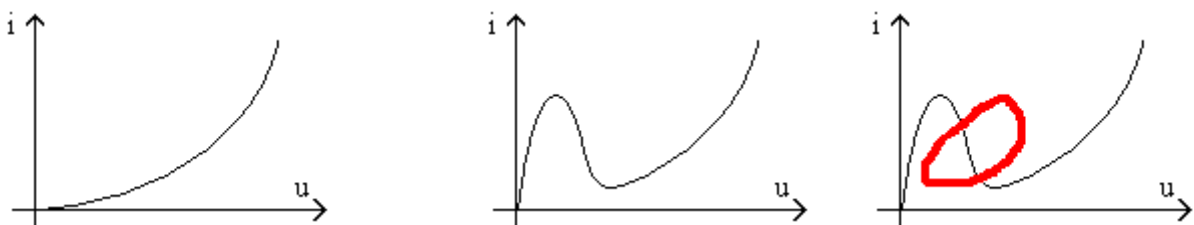


Figura 4.5: Caracteristici de diode: redresoare și tunel

## 4.2 Metode de analiză a regimului de lucru al oscilatoarelor armonice

Scopul analizei este de a stabili frecvența de oscilație, amplitudinea oscilațiilor, sensibilitatea acestor mărimi la factorii perturbatori, condiția de amorsare etc. Mai mult, analiza unei categorii de circuite dezvăluie proprietățile esențiale ale acestei categorii, parametrii cu rol preponderent în determinarea performanțelor etc. În cazul oscilatoarelor armonice, s-au format trei metode de analiză, care se completează reciproc.

1. Metoda liniară: consideră circuitele în funcționare liniară;
2. Metoda cvasiliniară (metoda primei armonice): se ține cont de faptul că circuitul conține o neliniaritate, folosită intenționat pentru limitarea amplitudinii oscilațiilor;
3. Metoda neliniară: se consideră în întregime fenomenele neliniare din circuit și se integrează ecuațiile diferențiale. Metoda este foarte laborioasă, dar conduce la evidențierea tuturor fenomenelor care se produc în oscilator. Din păcate, rezultatele obținute sînt valabile numai pentru cazul particular integrat (nu se pot face generalizări, pe baza rezultatului dintr-un caz particular).

Metoda liniară. Circuitul este considerat în funcționare liniară. Se verifică dacă există o frecvență la care să fie îndeplinită condiția de defazaje (4.3). De aici se deduce frecvența de oscilație, presupunînd că circuitul oscilează armonic. Se mai verifică dacă este îndeplinită (aproximativ) condiția de amplificare (4.2), care arată dacă circuitul oscilează sau nu. Cele două acțiuni menționate sînt echivalente cu rezolvarea ecuației diferențiale liniare armonice, a cărei soluție este semnalul sinusoidal. Limitarea esențială a acestui pas din analiză este aceea că nu poate fi stabilită amplitudinea oscilațiilor. Mai mult decît atît: dacă circuitul ar funcționa liniar, ar însemna că amplificarea e o constantă. În acest caz, fie oscilațiile nu s-ar amorsa (cînd  $|a| \cdot |\beta| < 1$ ), fie amplitudinea oscilațiilor ar crește continuu, pînă cînd ar aduce circuitul în neliniarități esențiale, care deformează semnalul de ieșire (cînd  $|a| \cdot |\beta| > 1$ ). Ipoteza că  $|a| \cdot |\beta| = 1$ , fără eroare, este o ipoteză nerealistă.

În consecință, în compunerea oscilatorului există întotdeauna o neliniaritate, exploatată intenționat de proiectant pentru limitarea amplitudinii oscilațiilor.

Metoda primei armonice. Circuitul este considerat cvasiliniar și se presupune că semnalul e foarte aproape de o sinusoidă, încît să se poată neglija armonicile 2, 3... ale semnalului. Frecvența de oscilație a fost determinată prin metoda anterioară.

Se ține cont de existența neliniarității, în scopul determinării amplitudinii oscilațiilor. Presupunem că relația de dependență a amplificării de amplitudinea fundamentalei are aspectul din figura 4.6a. Din condiția de amplificare (4.2) rezultă că punctul de funcționare al oscilatorului, în regim periodic, este acela în care  $A = \frac{1}{\beta}$  (punctul M din figura 4.6a). De aici se deduce imediat amplitudinea oscilațiilor.

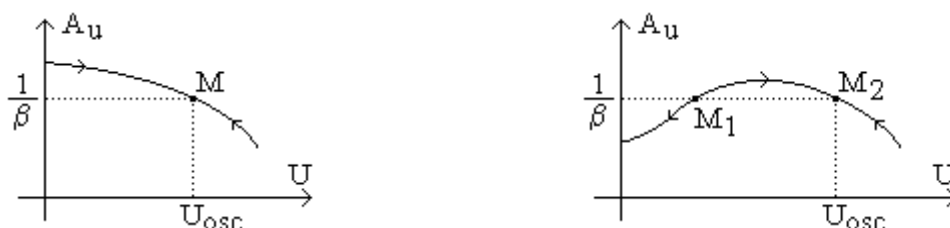


Figura 4.6: Caracteristica amplificare – amplitudine a oscilațiilor și punctele de echilibru

În legătură cu punctul de funcționare, trebuie făcute câteva observații. Despre punctul în care este îndeplinită condiția (4.2) se spune că este un punct de echilibru. Un punct de echilibru este stabil dacă are proprietatea că, după apariția unei mici perturbații, tendința circuitului este să revină la punctul de echilibru. Se observă că punctul M din figura 4.6a are această calitate. Când acționează o perturbație, în sensul creșterii amplitudinii, amplificarea scade, deci  $|a| \cdot |\beta| < 1$ , ceea ce duce la scăderea amplitudinii oscilațiilor, adică tendința de revenire la punctul de funcționare inițial. Aceeași constatare se face dacă o perturbație deplasează punctul de funcționare spre amplitudini mai mari. Proprietatea a fost sugerată pe desen prin săgețile de pe curbă, care arată că punctul de echilibru M atrage spre el funcționarea oscilatorului.

Se mai observă că oscilațiile se autoamorsează, pentru că  $A(0) \cdot \beta > 1$ . Fenomenul începe prin amplificarea acelor componente spectrale ale zgomotului pentru care este îndeplinită (aproximativ) condiția de defazaj (4.3), dintre care va fi selectată în regim periodic doar componenta pentru care condiția este îndeplinită exact. Amplitudinea oscilațiilor crește, pînă cînd punctul de funcționare ajunge la M. Aici tendința este de stabilizare a amplitudinii, presupunînd că nu există perturbații.

Pe caracteristica din figura 4.6b, se observă existența a două puncte de echilibru. Punctul  $M_2$  este similar cu punctul M din figura 4.6a, el are calitatea de punct de echilibru stabil. Oscilatorul se va stabili în acest punct de funcționare, dacă oscilează. Punctul  $M_1$  este punct de echilibru instabil; funcționarea se va îndepărta de la sine de acest punct, chiar dacă încercăm să forțăm aducerea oscilatorului în  $M_1$ . Această proprietate este sugerată și de săgețile de pe curbă.

Un alt detaliu interesant din figura 4.6b: amorsarea nu se produce de la sine, deoarece  $A(0) \cdot \beta < 1$ . Pentru amorsare, amplificatorul trebuie adus într-un punct de funcționare la dreapta lui  $M_1$  (spre exemplu, prin excitație din exterior).

În concluzie, această metodă de analiză consideră oscilatorul funcționînd aproape liniar (cel puțin pentru fundamentala semnalului), dar caută în caracteristica amplificare-amplitudine un punct de echilibru similar cu  $M_2$  din figura 4.6b. Prin ce se remarcă acest punct: în jurul lui, amplificarea este scăzătoare cu amplitudinea oscilațiilor.

### 4.3 Limitarea amplitudinii oscilațiilor

Din paragraful precedent a rezultat că este necesară existența unui element neliniar, pentru limitarea amplitudinii oscilațiilor. Acesta este introdus în mod deliberat în buclă, de către proiectant, ca să imprime dependența dorită a amplificării de amplitudinea oscilației. În jurul punctului de funcționare, amplificarea trebuie să fie scăzătoare cu amplitudinea oscilațiilor.

Cel mai frecvent, circuitul de reacție pozitivă se alege liniar, iar neliniaritatea se introduce în amplificatorul de bază. Elementul neliniar poate fi:

1. unul din dispozitivele amplificatoare, care își micșorează amplificarea odată cu creșterea amplitudinii (ex.: tranzistorul bipolar, TEC etc.). Această metodă se aplică la oscilatoarele LC.
2. una din componentele rezistive ale rețelei de reacție negativă. Această metodă se aplică la oscilatoarele RC.

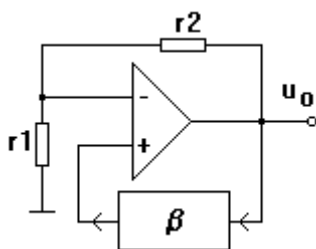


Figura 4.7: O structură frecvent utilizată pentru oscilatorul RC

Un exemplu tipic de circuit oscilator RC apare în figura 4.7. Am presupus că amplificatorul de bază este un amplificator de tensiune, cu  $A_u = 1 + \frac{r_2}{r_1}$ . În regimul permanent al oscilațiilor, este necesar ca

$A_u = \frac{1}{\beta}$ , unde  $\beta$  este valoarea factorului de reacție pozitivă, la frecvența de oscilație. Pentru a se obține o caracteristică asemănătoare cu cea din figura 4.6a, este posibil să alegem pentru  $r_1$  o componentă care își crește rezistența odată cu amplitudinea oscilațiilor sau, pentru  $r_2$ , o componentă care își micșorează rezistența odată cu creșterea amplitudinii.

Exemple de elemente neliniare:

- dipoli cu inerție termică
- dipoli neliniari
- rezistențe comandate în tensiune.

Pentru poziția lui  $r_1$  se folosesc:

#### 4.3.1. Becul cu incandescență (baretor)



Figura 4.8: Caracteristica unui bec

În regim static, rezistența becului crește o dată cu tensiunea, ca în figura 4.8 ( $i$  și  $u$  sînt valorile efective ale mărimilor). În regim dinamic, în domeniul frecvențelor mari, inerția termică a filamentului menține practic constantă rezistența, pe durata unei perioade. Aceasta face ca, în intervalul de o perioadă, relația tensiune - curent să rămînă liniară. Limita inferioară a domeniului de frecvențe este inversul constantei de timp a becului, care este de zeci-sute de ms. Deci această soluție se poate aplica pentru frecvențe începînd de la zeci de Hz. Un dezavantaj al becului este că rezistența lui depinde și de temperatura ambiantă, ceea ce face ca amplitudinea oscilațiilor să fie influențată de temperatură. Parțial, această problemă poate fi diminuată prin alegerea punctului de funcționare al becului la temperaturi mai mari, pentru ca influența temperaturii ambiante să fie slabă.

#### 4.3.2. Termistorul cu coeficient pozitiv de temperatură. (PTC)

Este un dispozitiv a cărui rezistență crește odată cu temperatura. Cînd este folosit ca senzor de temperatură, proiectantul alege ca puterea disipată în termistor să fie foarte mică, pentru că aceasta contribuie la creșterea temperaturii interne, deci ar falsifica informația tradusă de termistor. Atunci cînd este folosit pentru limitarea amplitudinii oscilațiilor, se alege ca puterea disipată să fie semnificativă, pentru a induce dependența amplificării de amplitudine. Funcționarea seamănă cu a becului, dar valorile nominale ale rezistenței pot fi mai mari (pînă la zeci de kΩ). Prezintă același dezavantaj (dependența amplitudinii de temperatura ambiantă).

#### 4.3.3. Tranzistor cu efect de cîmp, folosit ca rezistență comandată în tensiune (figura 4.9).

Se utilizează zona de triodă a caracteristicilor de ieșire ale TEC-J.  $U_{GS}$  se obține prin redresarea alternanței negative a tensiunii de ieșire, care determină o mărire a rezistenței o dată cu tensiunea. Schema practică este dată în figura 4.10. Pentru simetrizarea caracteristicilor în cadranul 3 (figura

4.9), se mai adaugă rezistențe și capacități. Parametrii tranzistorului depind de temperatura ambiantă, dar nu așa de mult ca cei ai termistorului. Întrucât redresorul care alimentează grila TEC consumă curent în impulsuri, el trebuie alimentat de la o ieșire de impedanță foarte mică, pentru a nu deforma semnalul sinusoidal. Din punctul de vedere al frecvențelor joase, limita de frecvență va fi imprimată de filtrul RC al redresorului.

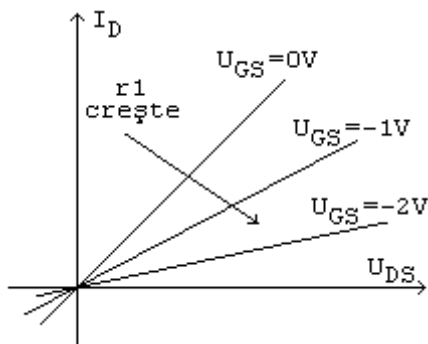


Figura 4.9: Caracteristica TEC în zona de triodă

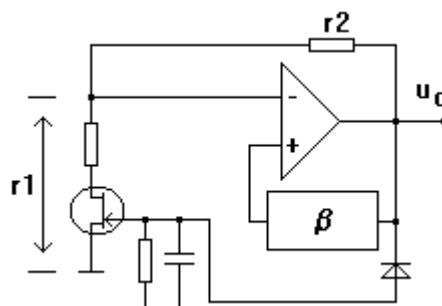


Figura 4.10: TEC folosit ca rezistență comandată

Pentru poziția lui  $r_2$  se folosesc:

#### 4.3.4. Termistor cu coeficient negativ de temperatură. (NTC)

Are caracteristica din figura 4.11. Ca și în cazul becului și termistorului PTC, constanta de timp este relativ mare (zeci-sute de ms). De aceea are comportare liniară pe durata unei perioade, dacă frecvența este suficient de mare. Prezintă același dezavantaj, al dependenței amplitudinii de temperatura ambiantă.

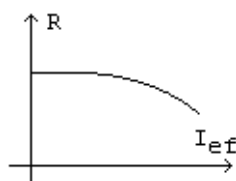


Figura 4.11: Caracteristica unui termistor NTC

4.3.5. Grupuri de diode care intră în conducție după depășirea unei tensiuni de prag. Rezistența echivalentă scade odată cu creșterea tensiunii. În figura 4.12 apar diferite variante de dipoli, cu caracteristicile asociate. Pentru a evita punctul de frîngere abruptă a caracteristicii, grupurile de diode se utilizează în paralel cu un rezistor (este atenuat caracterul neliniar).

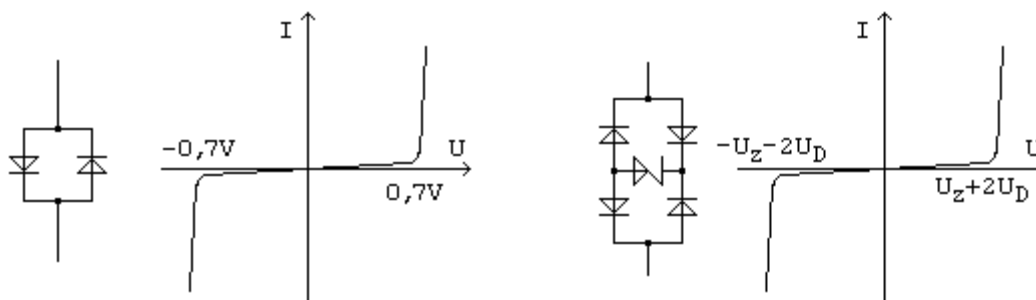


Figura 4.12: Grupuri de diode folosite pentru limitarea amplitudinii

## 4.4 Oscilatoare RC

Soluțiile uzuale de oscilatoare RC:

- cu rețea de reacție pozitivă selectivă și amplificator neselectiv (figura 4.13a);
- cu rețea de reacție pozitivă neselectivă și amplificator selectiv (figura 4.13b);
- cu rețea de defazare în reacție pozitivă și amplificator neselectiv (vezi 4.4.4).



Figura 4.13: Scheme bloc de oscilatoare RC

### 4.4.1. Oscilator cu rețea Wien și amplificator de tensiune

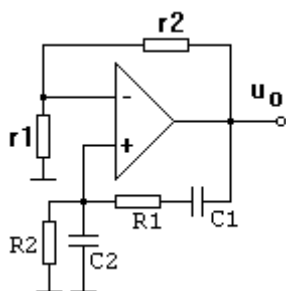


Figura 4.14: Oscilator cu rețea Wien

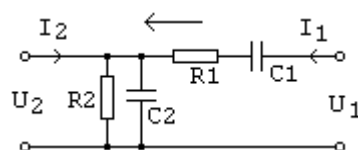


Figura 4.15: Rețea Wien atacată în tensiune

Schema de realizare uzuală apare în figura 4.14. În figura 4.15 apare cuadripolul de reacție pozitivă, cu sensul de propagare a reacției. Conform cu notațiile,

$$\begin{aligned} \beta(j\omega) &= \frac{U_2(j\omega)}{U_1(j\omega)} \Big|_{I_2=0} = \frac{R_2 \parallel \frac{1}{sC_2}}{R_2 \parallel \frac{1}{sC_2} + R_1 + \frac{1}{sC_1}} \Big|_{s=j\omega} = \frac{\frac{R_2}{1+sR_2C_2}}{\frac{R_2}{1+sR_2C_2} + R_1 + \frac{1}{sC_1}} = \\ &= \frac{sC_1R_2}{sC_1R_2 + sC_1R_1(1+sC_2R_2) + 1 + sC_2R_2} = \frac{j\omega C_1R_2}{(1-\omega^2 C_1C_2R_1R_2) + j\omega(C_1R_1 + C_1R_2 + C_2R_2)} \end{aligned} \quad (4.4)$$

Pentru ca reacția să fie pozitivă, este necesar ca defazajul prin rețeaua de reacție, la frecvența de lucru, să fie nul. Se constată că  $\arg(\beta(j\omega))$  este nul la acea frecvență la care partea reală a numitorului se anulează:

$$1 - \omega_0^2 R_1 R_2 C_1 C_2 = 0, \text{ de unde } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \text{ sau } f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}. \quad (4.5)$$

Modulul  $|\beta(j\omega)|$  are într-adevăr caracter selectiv, așa cum se vede în figura 4.16. El are un maxim chiar la frecvența  $f_0$  (cea la care defazajul este nul). Această proprietate permite oscilația relativ

stabilă pe frecvența  $f_0$ , pentru că eventualele componente spectrale diferite de  $f_0$  sînt atenuate mai mult decît fundamentală ( $f_0$ ). Totuși, stabilitatea nu este foarte bună, deoarece faza variază relativ lent în jurul frecvenței  $f_0$ , deci un mic defazaj al amplificatorului va atrage abatere de frecvență și de amplitudine (se va comenta în subcapitolul 4.6).

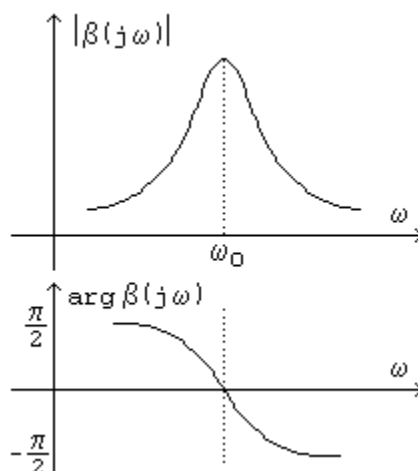


Figura 4.16: Caracteristicile de frecvență ale rețelei Wien

Din expresia lui  $|\beta(j\omega_0)|$  se deduce valoarea amplificării pentru amplificatorul de bază, în regimul permanent al oscilațiilor.

$$\beta(j\omega_0) = \frac{C_1 R_2}{C_1 R_1 + C_1 R_2 + C_2 R_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}} \quad (4.6)$$

În regimul staționar al oscilațiilor, este necesar ca:

$$A_u = 1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} \quad (4.7)$$

În multe situații, oscilatorul trebuie să aibă frecvență variabilă. Din ecuația lui  $f_0$  se constată că oricare din mărimile  $R_1$ ,  $R_2$ ,  $C_1$ ,  $C_2$  influențează frecvența de oscilație. Pe de altă parte, dacă numai unul din elementele menționate este variabil, atunci trebuie să varieze și amplificarea  $A_u$ , odată cu frecvența, ceea ce ar complica structura amplificatorului. În mod uzual nu se folosesc condensatoare variabile pentru reglarea frecvenței (domeniul audiofrecvenței), ci potențiometre. De aceea, se alege un potențiometru dublu pentru  $R_1$  și  $R_2$ , astfel încît raportul lor să rămînă constant, deci și  $A_u$ . Soluția cea mai des folosită este cea în care  $R_1 = R_2$ ,  $C_1 = C_2$ , iar  $A_u = 3$ , indiferent de frecvență.

Lărgimea plajei de reglaj a frecvenței depinde de posibilitățile de variație a rezistenței. Potențiometrele uzuale asigură o gamă sigură de 1:10 între valorile maximă și minimă, astfel încît, prin varierea simultană a  $R_1$  și  $R_2$ , se obține o lărgime a plajei de o decadă:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \frac{\sqrt{R_{1,\max} \cdot R_{2,\max}}}{\sqrt{R_{1,\min} \cdot R_{2,\min}}} = 10. \quad (4.8)$$

În analiza de mai sus, am presupus că amplificatorul de tensiune este ideal, deci rețeaua Wien este alimentată de la un generator de tensiune ideal (impedanță internă nulă) și lucrează neîncărcat (în gol). În cazurile în care amplificatorul nu este ideal, trebuie considerate impedanțele de intrare și ieșire ale rețelei (conform cu figura 4.15):

$$Z_{i\beta} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{I_2=0} = R_1 + \frac{1}{sC_1} + \frac{R_2}{1 + sR_2C_2} = \frac{1 + s(R_1C_1 + R_2C_1 + R_2C_2) + s^2R_1R_2C_1C_2}{sC_1(1 + sR_2C_2)}.$$

La frecvența de oscilație are loc relația:

$$1 - \omega_0^2 R_1 R_2 C_1 C_2 = 0, \text{ de unde } Z_{i\beta}(j\omega_0) = \frac{R_1 C_1 + R_2 C_1 + R_2 C_2}{C_1(1 + j\omega_0 R_2 C_2)}.$$

Dacă elementele rețelei sînt simetrice,  $R_1 = R_2 = R$ ,  $C_1 = C_2 = C$ , rezultă

$$Z_{i\beta}(j\omega_0) = \frac{3R}{2}(1 - j). \quad (4.9)$$

$$\text{Similar, } Z_{o\beta}(j\omega_0) = \left. \frac{U_2}{I_2} \right|_{U_1=0} = R_2 \parallel \frac{1}{sC_2} \parallel \left( R_1 + \frac{1}{sC_1} \right)$$

La frecvența de oscilație, cu capacități și rezistențe egale, rezultă:

$$Z_{o\beta}(j\omega_0) = \frac{R}{3}(1 - j). \quad (4.10)$$

Impedanța de ieșire a oscilatorului este aproximativ egală cu impedanța de ieșire a amplificatorului de bază. Justificare: reacția negativă micșorează impedanța de ieșire de  $(1+T)$  ori. Reacția pozitivă are efectul contrar, adică mărește impedanța de ieșire de același număr de ori (transmisiile pe buclă sînt egale, deoarece factorii de transfer sînt egali).

Analiza acestei scheme de oscilator este un exemplu de aplicare a metodei liniare. Pentru stabilirea amplitudinii oscilațiilor, trebuie apelat la metoda cvasiliniară. În practică, se alege un element neliniar pentru  $r_1$  sau  $r_2$ , așa cum s-a arătat în subcapitolul precedent.

#### 4.4.2. Oscilator cu rețea Wien inversată și amplificator de curent

Este cazul dual față de precedentul. Rețeaua Wien este plasată invers față de figura 4.15, cu impedanța mică la intrare, deci adecvată atacului în curent (figura 4.17).

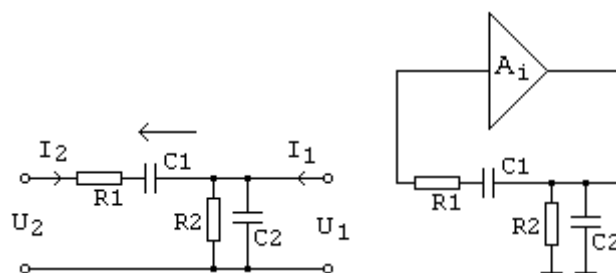


Figura 4.17: Oscilator cu rețea Wien inversată și amplificator de curent

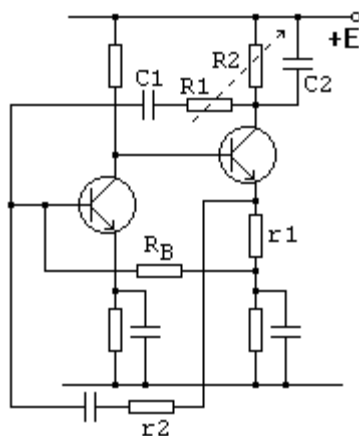


Figura 4.18: Oscilator cu rețea Wien inversată

Pentru oscilatorul cu rețea Wien inversată și amplificator ideal de curent se obțin aceleași condiții de oscilație și aceeași plajă a frecvenței ca în cazul precedent. Un exemplu de oscilator care folosește rețeaua Wien inversată apare în figura 4.18. Rezistoarele  $r_1$  și  $r_2$  formează rețeaua de reacție negativă, care transformă amplificatorul de bază într-un amplificator de curent. Unul dintre ele este neliniar, pentru a stabili amplitudinea oscilațiilor. Rezistorul  $R_B$  face parte din reacția negativă în curent continuu, dar nu influențează circuitul de semnal. Rețeaua de reacție pozitivă a fost montată în colector, pentru a fi atacată de un generator cu impedanță mare.

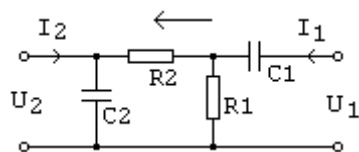


Figura 4.19: Rețea de reacție cu proprietăți asemănătoare cu rețeaua Wien

Există și alte rețele de reacție selective, dintre care cea din figura 4.19 are proprietăți asemănătoare cu rețeaua Wien. Variația frecvenței este mai dificilă decât la Wien, motiv pentru care această rețea nu este folosită.

#### 4.4.3. Oscilatoare cu rețea "dublu T"

Rețeaua din figura 4.20 este cunoscută sub numele "dublu T". Presupunând că este alimentată în tensiune și lucrează cu ieșirea în gol, funcția ei de răspuns la frecvență are un extrem la pulsația

$\omega_0 = \frac{1}{RC}$ . La această pulsație  $\beta$  este real. Caracteristica sa de frecvență depinde de parametrul  $k$ ,

asa cum se vede în figura 4.21. Prima variantă ( $k < 0,5$ ) prezintă un maxim și poate fi utilizată într-o structură asemănătoare cu cea din figura 4.14, în care rețeaua de reacție negativă este pur rezistivă (figura 4.22a). Dimpotrivă, varianta de rețea la care  $k > 0,5$  prezintă un minim al caracteristicii, așa încât, pentru a obține selectivitate, trebuie montată în rețeaua de reacție negativă. În acest caz, rețeaua de reacție pozitivă poate fi neselectivă, așa cum se arată în figura 4.22b. Modulul factorului de transfer în tensiune, pentru frecvența centrală, este:  $\beta(j\omega_0) = \frac{k(2k-1)}{2k^2+k+1}$ . Acesta arată că,

pentru  $k=0,5$ , se obține rejecția totală a semnalului de intrare. Amplitudinea oscilațiilor se stabilizează cu ajutorul unui element neliniar, așa cum a fost descris în subcapitolul 4.3. Pentru varianta din figura 4.22a, elementul neliniar se află în rețeaua de reacție negativă, iar pentru cealaltă variantă – în reacția pozitivă. Avantajul acestei rețele este selectivitatea foarte bună, deci stabilitatea frecvenței. În schimb, varierea frecvenței este mai dificilă decât la rețeaua Wien.

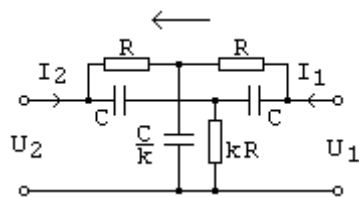


Figura 4.20: Rețea de reacție "dublu T"

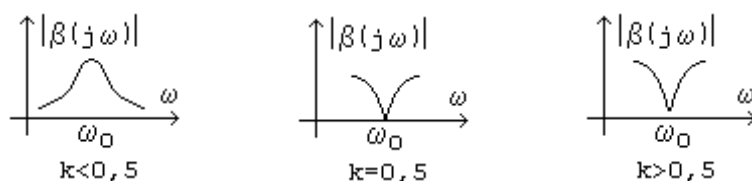


Figura 4.21: Caracteristicile rețelei "dublu T" pentru valori diferite ale parametrului k

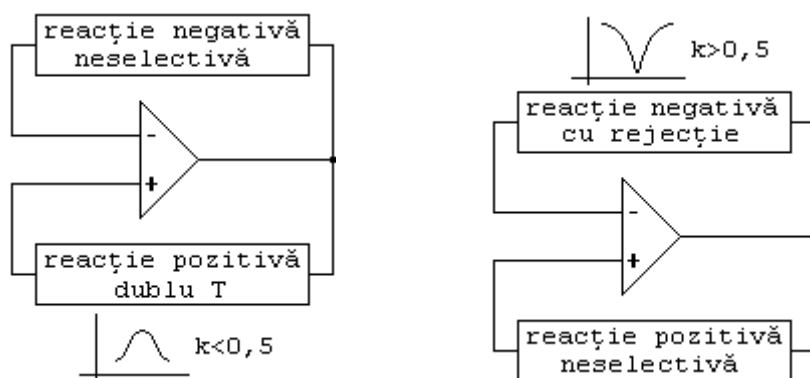


Figura 4.22: Oscilatoare cu rețea "dublu T"

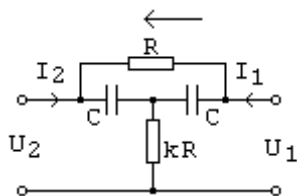


Figura 4.23: Rețea de reacție "T podit"

Dacă rețeaua "dublu T" este alimentată în curent, se obțin proprietăți similare.

Altă rețea de reacție, cu proprietăți asemănătoare, este rețeaua "T podit", din figura 18. Selectivitatea ei este puțin mai slabă, dar are avantajul că se poate varia frecvența cu un potențiomtru dublu, la fel ca la rețeaua Wien.

#### 4.4.4. Oscilatoare cu rețea de defazare RC

(Această soluție este depășită, nu se mai folosește, dar ea va fi prezentată pentru a introduce modul de limitare a amplitudinii oscilațiilor prin neliniaritatea tranzistorului.)

O altă variantă de a obține defazajul necesar pentru reacție pozitivă este de a folosi circuite de defazare, în loc de circuite selective. În figura 19 apar două astfel de circuite, cu rețea "trece-jos", respectiv "trece-sus". În mod evident, în afară de defazajul de  $\pi$  radiani, pe care îl introduce tranzistorul, mai este necesar încă un defazaj identic. Pentru aceasta două celule nu sînt suficiente,

deci se utilizează cel puțin trei. Pentru exemplificare, se analizează schema din figura 4.24a, care conține trei celule de defazare "trece-jos". Cele trei rezistoare participă la polarizare, într-o buclă de reacție negativă în c.c. Din acest motiv, grupul RC din emitor poate să lipsească. Reacția pozitivă este asigurată prin defazarea indusă de cele trei celule. Schema echivalentă de semnal mic a circuitului în buclă deschisă este prezentată în figura 4.25. Rezistorul care încarcă generatorul de curent cumulează efectul sarcinii, al rezistenței de colector și al impedanței de ieșire a tranzistorului. Factorul de transfer în curent al circuitului cuplat la generatorul de curent este:

$$\beta_i(s) = \frac{R_L}{R_L + 3R + h_i} \cdot \frac{1}{1 + sCR_1 + s^2C^2R_2^2 + s^3C^3R_3^3},$$

în care:

$$R_1 = \frac{6Rh_i + 4R^2 + 3R_Lh + 3RR_L}{R_L + 3R + h_i}, \quad R_2^2 = R \frac{RR_L + 5Rh_i + 4R_Lh_i + R^2}{R_L + 3R + h_i},$$

$$R_3^3 = \frac{R^2h_i(R + R_L)}{R_L + 3R + h_i}.$$

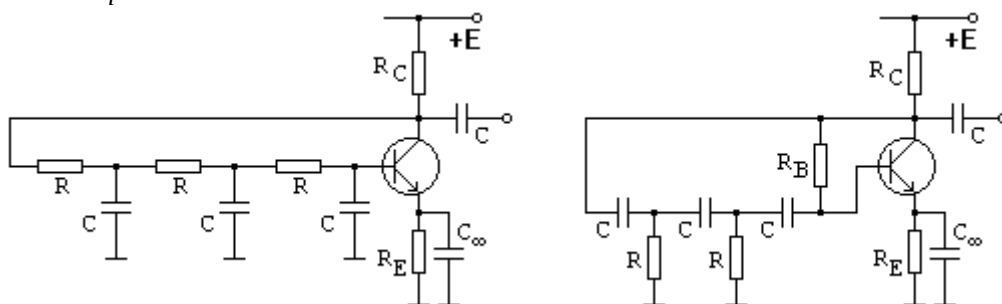


Figura 4.24: Oscilatoare cu celule de defazare RC

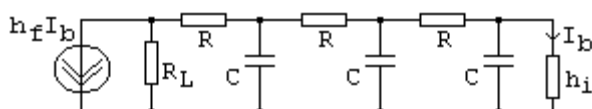


Figura 4.25: Circuitul echivalent de semnal mic al oscilatorului cu trei celule "trece-jos"

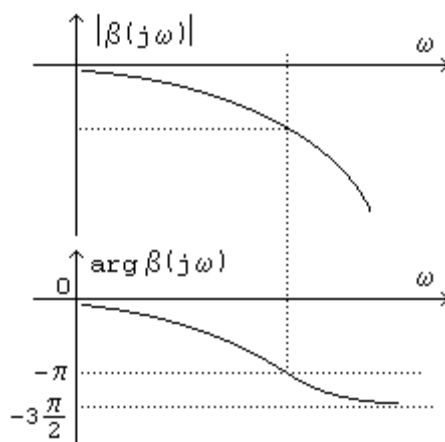


Figura 4.26: Caracteristicile de frecvență ale rețelei de defazare "trece-jos"

Caracteristicile de frecvență ale acestui circuit sînt prezentate în figura 4.26. Se observă că atât caracteristica de amplitudine cît și cea de fază sînt monotone. Ținînd cont de faptul că amplificarea în curent a tranzistorului este  $-h_f$ , transmisia pe buclă a întregului oscilator este  $H(s) = -h_f \beta_i(s)$ .

Punctul de interes al caracteristicilor este cel în care defazajul devine  $-\pi$ , pentru a fi îndeplinită condiția de argumente Barkhausen. Dacă atenuarea la această pulsație este mai mică decît  $h_f$ , atunci transmisia pe buclă este supraunitară, deci oscilațiile se amorsează.

Problema care apare după amorsarea oscilațiilor este stabilizarea amplitudinii de oscilație. Aparent, aceasta va crește, pînă cînd tranzistorul ajunge în zona de funcționare profund neliniară (blocare, saturație sau amîndouă). În realitate, este posibil să se proiecteze oscilatorul astfel ca să se evite neliniaritatea profundă, pentru că tranzistorul funcționează neliniar deîndată ce este depășită limita de semnal mic. La semnal mare, nu mai este valabilă relația aproximativă  $h_f = g_m h_i$ , care leagă parametrii modelului  $h$  de panta de semnal mic. Se definește mărimea  $G_m$ , numită "pantă de semnal mare", ca raport între fundamentală curentului de colector și amplitudinea tensiunii sinusoidale aplicate pe joncțiunea bază-emitor. Variația acestei mărimi, în raport cu amplitudinea intrării, este prezentată în figura 4.27. Rezultă că amplitudinea oscilațiilor se va limita la valoarea pentru care  $|G_m h_i \beta_i(\omega)| = 1$ .

Oscilatoarele cu rețea de defazare nu sînt circuite de precizie, deoarece frecvența și amplitudinea oscilațiilor sînt dependente de parametrii tranzistorului, de punctul de funcționare și de temperatură (care afectează p.s.f. și parametrii modelului de semnal mic). Din acest motiv, erau sînt utilizate numai în cazul cînd simplitatea prelua asupra preciziei și acurateței formei semnalului (nu se mai folosesc în proiecte noi). În plus, ele nu se pretează la variația controlată a frecvenței. Au fost prezentate aici ca ilustrare a limitării amplitudinii prin neliniaritatea tranzistorului.

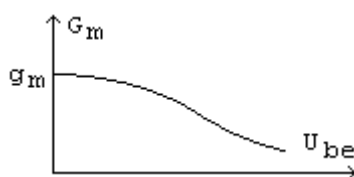


Figura 4.27: Variația pantei de semnal mare a tranzistorului

#### 4.5 Oscilatoare LC

- oscilatoare cu cuplarea reacției prin transformator;
- oscilatoare în trei puncte și derivate;
- oscilatoare cu rezonator piezoelectric.

În toate oscilatoarele LC (cu excepția celor cu piezo), frecvența de oscilație este dată de o relație de tipul:  $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ .

Ca urmare, limitele de variație ale frecvenței sînt mai înguste decît la rețeaua RC:

$$\frac{f_{\max}}{f_{\min}} = \sqrt{\frac{C_{\max}}{C_{\min}}} = \sqrt{10} \cong 3,15 \quad (4.11)$$

#### 4.5.1. Oscilatoare cu reacție prin transformator

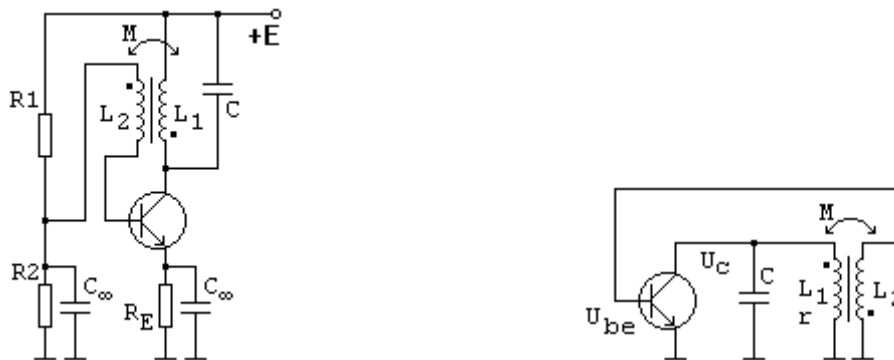


Figura 4.28: Oscilator cu reacție prin transformator și circuitul echivalent

La acest tip de circuit, reacția pozitivă se asigură prin tensiunea indusă în secundarul  $L_2$ , care este aplicată în baza tranzistorului amplificator (figura 4.28a). Este important de observat alegerea bornelor polarizate ale transformatorului, care stabilește tipul reacției (dacă se inversează bornele, circuitul nu mai oscilează, sau oscilează pe o frecvență mult mai mare decât cea dorită). Schema echivalentă este prezentată în figura 4.28b. Se presupune că există un cuplaj suficient de slab între  $L_1$  și  $L_2$ , astfel încât frecvența de rezonanță să fie determinată doar de  $L_1$  și  $C$ . Valoarea ei este:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_1 C}} \quad (4.12)$$

Presupunem că factorul de calitate al bobinei  $L_1$  este mare,  $\omega_0 L_1 \gg r$ .

Impedanța la bornele circuitului rezonant este:  $Z \cong \frac{1}{sC} \parallel (sL_1 + r) = \frac{sL_1 + r}{1 + sCr + s^2 L_1 C}$ .

Rezonanța la pulsația:  $\omega_0^2 L_1 C = 1$ , unde  $Z \cong \frac{L_1}{Cr}$

Analiza oscilatorului (pentru determinarea condiției de amorsare și a amplitudinii):

$$a_u = \frac{U_c}{U_{be}} = -G_m Z \cong -G_m \frac{L_1}{Cr};$$

$$I_{L1} = \frac{U_c}{j\omega L_1 + r} \cong \frac{U_c}{j\omega L_1};$$

$L_2$  funcționează ca un generator de tensiune în gol:  $U_{be} \cong -j\omega M I_{L1}$ .

$$\text{Rezultă } \beta = \frac{U_{be}}{U_c} = \frac{-j\omega M I_{L1}}{U_c} = \frac{-j\omega M}{j\omega L_1} = -\frac{M}{L_1}.$$

Condiția de oscilații permanente este:  $G_m \cdot \frac{L_1}{Cr} \cdot \frac{M}{L_1} = 1$ , de unde

$$G_m = \frac{Cr}{M}. \quad (4.13)$$

Condiția de amorsare a oscilațiilor este  $g_m > \frac{Cr}{M}$ .

Această condiție este ușor de îndeplinit, dacă se ține cont de faptul că panta tranzistorului depinde doar de p.s.f., în timp ce mărimile  $r$  și  $C$  pot fi alese arbitrar de mici (justificate de frecvența și

factorul de calitate mari). După amorsare, amplitudinea oscilațiilor crește rapid, pînă cînd se diminuează panta de semnal mare,  $G_m$ . Tranzistorul intră în funcționare profund neliniară, dar acest regim nu afectează semnalul de tensiune obținut în colector și în secundar, din următorul motiv: curentul prin tranzistor este nesinusoidal, dar circuitul rezonant paralel, care are factor de calitate foarte mare, selectează la borne doar armonica de tensiune pe care este acordat.

Observația privitoare la gama de variație a frecvenței, făcută la începutul paragrafului, se confirmă. Modificarea frecvenței, fără a modifica amplitudinea, este un lucru dificil, deoarece amplitudinea depinde de  $C$ ,  $r$  și  $M$ . Mai mult, amplitudinea nu are o valoare stabilă (depinde de tranzistor, de temperatură, nu există reacție negativă).

Altă variantă de oscilator la care cuplarea se face prin transformator este cea din figura 4.29, în care se separă amplificatorul cu sarcină acordată de amplificatorul de ieșire. Proprietăți:

- sarcina este cuplată în colectorul lui  $T_1$ , deci nu influențează circuitul oscilant;
- alimentarea se face printr-un generator de curent constant, deci suma celor doi curenți de colector (componentele alternative) este nulă;
- curentul de colector nu are armonice pare

Se observă că tensiunea obținută în secundarul  $L_2$  este divizată în mod egal pe cele două joncțiuni bază-emitor, determinînd abateri în antifază:

$$i_{C1}(t) + i_{C2}(t) = 0$$

$$u_{BE1}(t) = u_{BE2}(t - T/2) \rightarrow i_{C1}(t) = i_{C2}(t - T/2)$$

$$i_{C2}(t) = -i_{C1}(t - T/2) \text{ (justificarea faptului că nu există armonice pare în curentul de colector).}$$

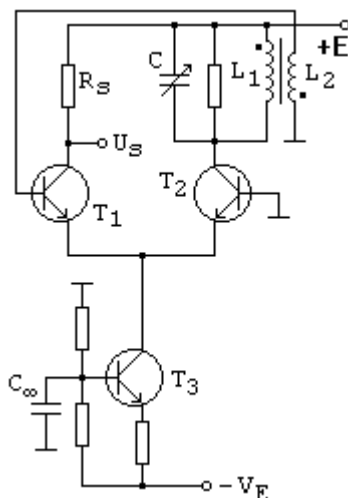


Figura 4.29: Oscilator cu două tranzistoare, cuplate prin emitor

#### 4.5.2. Schemă generală pentru oscilatoare în trei puncte

Pentru a renunța la cuplarea prin transformator, se poate modifica schema oscilatorului ca în figura 4.30a, apoi se poate renunța la cuplarea între bobine, și rezultă schema generală din figura 4.30b. Amplificatorul este tranzistorul, iar rețeaua de reacție este formată de cele trei impedanțe (schema redesenată ca în figura 4.30c). Oscilatoarele care se bazează pe o astfel de schemă se numesc „în trei puncte”, cele trei puncte fiind comune tranzistorului și rețelei de reacție. Sînt populare în tehnica radio neprofesională.

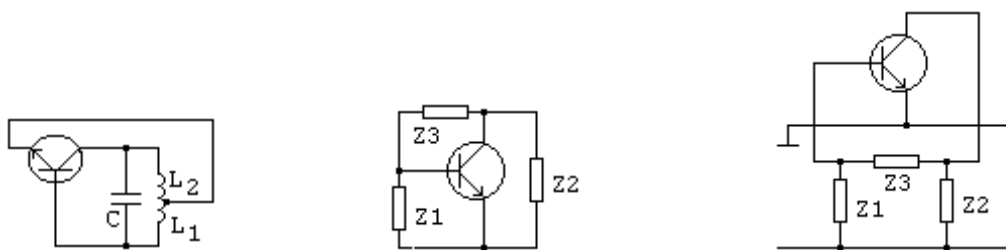


Figura 4.30: Variante succesive de modificare a schemei oscilatorului

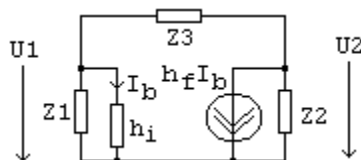


Figura 4.31: Schema echivalentă de semnal mic a oscilatorului din figura 4.30b

Pentru a stabili frecvența de oscilație și condiția de amorsare, se analizează circuitul echivalent de semnal mic, din figura 4.31. Se începe cu analiza liniară.

$$I_b = \frac{U_1}{h_i}$$

$$U_1 = U_2 \frac{h_i \parallel Z_1}{h_i \parallel Z_1 + Z_3}$$

$$U_2 = -h_f I_b [Z_2 \parallel (Z_3 + h_i \parallel Z_1)]$$

Prin înlocuirea primelor două ecuații în cea de a treia (toate trei sînt liniare), se obține o ecuație liniară, cu  $U_2$  apărînd în ambii membri:

$$U_2 = a \cdot \beta \cdot U_2$$

Condiția Barkhausen cere ca argumentul lui  $U_2$  din membrul drept (adică transmisia pe buclă) să aibă valoarea 1. Rezultă:

$$h_f Z_1 Z_2 + h_i (Z_1 + Z_2 + Z_3) + Z_1 (Z_2 + Z_3) = 0$$

Pentru început, facem ipoteza că cele trei impedanțe sînt reactanțe pure, adică

$$Z_1 = jX_1, Z_2 = jX_2, Z_3 = jX_3.$$

Rezultă două condiții:

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 \quad (4.14)$$

$$h_f = \frac{X_1}{X_2} \bigg|_{\omega=\omega_0} \quad (4.15)$$

Din (4.15) se deduce că  $Z_1$  și  $Z_2$  sînt obligatoriu de același tip (raportul lor trebuie să fie număr real pozitiv) iar din (4.14) se adaugă că  $Z_3$  este obligatoriu de tip opus (pentru ca suma reactanțelor să fie nulă).

Dacă  $Z_1$  și  $Z_2$  sînt bobine: varianta Hartley

Dacă  $Z_1$  și  $Z_2$  sînt condensatoare: varianta Colpitts



bobină, între bază și colector. Acest tip de oscilator se numește Colpitts; o variantă este prezentată în figura 4.34. Ea se alimentează direct prin bobina  $L$ . Frecvența de oscilație este

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{C_1C_2}{C_1+C_2}}}. \quad (4.19)$$

Pentru variația frecvenței se poate utiliza o inductanță variabilă sau o pereche de condensatoare variabile, modificate simultan. În ambele cazuri gama de variație este cam de 1:3.

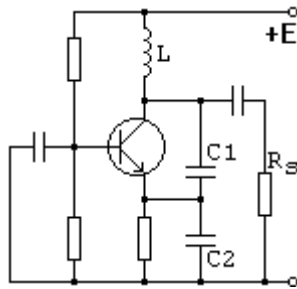


Figura 4.34: Oscilator Colpitts

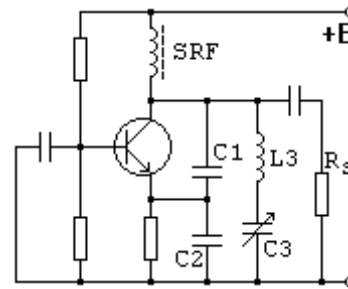


Figura 4.35: Oscilator Clapp

#### 4.5.5. Oscilatorul Clapp

Oscilatorul Clapp este o variantă de oscilator Colpitts, la care bobina a fost înlocuită cu un circuit rezonant serie  $L$ - $C_3$ . Acesta lucrează ușor dezacordat inductiv, astfel încât să se comporte ca o bobină inductivă și să fie respectată structura Colpitts. Motivul pentru care varianta Colpitts de bază nu mai este utilizabilă este acela că, la frecvențe mari, capacitățile  $C_1$  și  $C_2$  sînt mici și devin comparabile cu capacitățile parazite ale tranzistorului. Cum ele sînt dependente de tranzistor, de p.s.f. și de temperatură, frecvența de oscilație devine imprecisă. Prin înlocuirea bobinei cu un circuit rezonant cu factor de calitate mare, frecvența depinde foarte puțin de capacitățile  $C_1$  și  $C_2$ :

$$f_{osc} \cong \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_3}}. \quad (4.20)$$

De aceea ele pot fi alese mari față de capacitățile parazite ale tranzistorului și rezultă un circuit cu stabilitate foarte bună a frecvenței. Frecvența se poate regla din capacitatea  $C_3$ . Montajul este adecvat pentru frecvențe foarte mari (mai sus decît Colpitts, pînă la 1000 MHz).

#### 4.5.6. Oscilatoare LC cu TEC-J

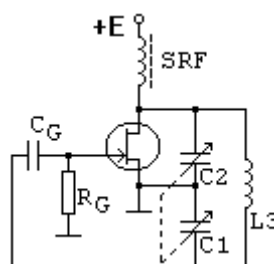


Figura 4.36: Oscilator Colpitts cu TEC-J

Toate variantele de oscilator LC pot fi realizate și în varianta cu TEC-J (vezi figura 4.36). Sînt de remarcat aspecte, specifice amplificării cu TEC:

- TEC-J este atacat numai în tensiune, din cauza impedenței mari de intrare;
- modelul de semnal mic este diferit de al tranzistorului bipolar, așa încît expresia condiției de amorcare este diferită față de cea folosită pînă aici;
- polarizarea TEC-J în oscilatoare este efectuată astfel încît să ajute și la limitarea amplitudinii de oscilație. Tensiunea între grilă și sursă este nulă în absența oscilațiilor, crește odată cu amplitudinea acestora și determină scăderea pantei de semnal mare a tranzistorului. Tensiunea grilă-sursă este produsă prin redresarea oscilațiilor de către joncțiunea grilă-canal și se păstrează pe condensatorul  $C_G$  (vezi figura 4.36).

Dincolo de aspectele specifice TEC-J, structura schemelor de oscilator este similară cu cea a schemelor care folosesc tranzistor bipolar, așa cum se poate vedea în figura 4.36, în care apare un oscilator Colpitts. Nu există rezistor plasat în sursă, pentru polarizare automată, în schimb lucrează condensatorul din grilă, așa cum s-a arătat mai sus.

#### 4.5.7. Oscilatoare cu rezonator piezoelectric

Primul rezonator piezoelectric a fost cristalul de cuarț, pe ale cărui fețe au fost depuși electrozi metalici. Din acest motiv, mulți practicieni numesc „cuarț” orice rezonator piezoelectric. În prezent, se mai fabrică rezonatoare și din ceramice piezoelectrice, cu proprietăți similare cu ale cuarțului. Sub influența tensiunii aplicate pe electrozi, materialul piezoelectric suferă deformări mecanice. Există și efectul invers, care este folosit în traductoare: deformările mecanice produc acumularea de sarcină pe fețele cristalului, care sînt culese de electrozi. Proprietatea esențială a cristalului este că prezintă fenomene de rezonanță mecanică, la propagarea undelor pe suprafață, rezonanță care influențează comportarea electrică. Circuitul echivalent la bornele dispozitivului este cel din figura 4.37a; reactanța sa variază ca în figura 37b.

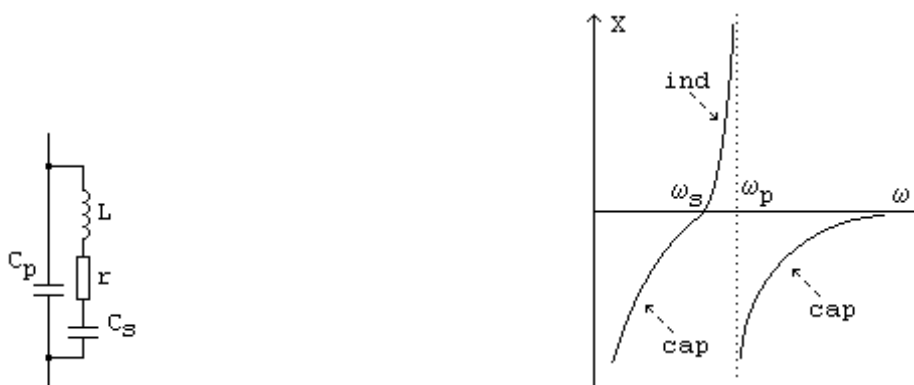


Figura 4.37: Circuit echivalent al cristalului și variația reactanței sale

Din figură se observă că dispozitivul prezintă două rezonanțe, una serie și una paralel. Cele două sînt foarte apropiate, datorită factorului de calitate echivalent uriaș (poate fi de ordinul zecilor de mii). În plus, cele două frecvențe sînt foarte stabile, motiv pentru care rezonatorul este folosit în oscilatoarele la care dorim realizarea precisă a frecvenței de oscilație (frecvență fixă sau cu variație infimă față de medie). Factorul de calitate mare face ca oscilatorul să poată oscila numai pe o frecvență determinată de rezonanța cuarțului. Există scheme care oscilează pe frecvența de rezonanță serie și scheme care oscilează pe o frecvență cuprinsă între cele două rezonanțe. Schema din figura 4.38 are o structură Colpitts clasică, cu excepția faptului că reacția pozitivă se poate închide numai prin cuarț. De aceea, cuarțul lucrează la rezonanță serie, cînd impedența lui este minimă iar reacția pozitivă este maximă. Circuitul rezonant cu reactanțe clasice este acordat aproximativ pe frecvența serie a cuarțului, altfel oscilațiile nu se amorsează. În schema din figura

4.39, circuitul rezonant RLC lucrează dezacordat inductiv, ca și cuarțul, care se găsește în intervalul îngust dintre rezonanța serie și cea paralel. Rezultă o schemă echivalentă cu Hartley.

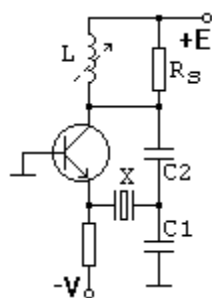


Figura 4.38: Oscilator Colpitts cu cuarț

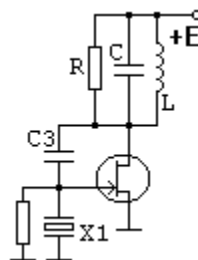


Figura 4.39: Oscilator cu cuarț, tip Hartley

Avantajul cel mai mare al schemelor cu rezonator piezoelectric este stabilitatea frecvenței de oscilație. Implicit, nu se pune problema variației frecvenței. Este folosit în calculatoare, echipamente de telecomunicații, toate ceasurile digitale etc.

În afară de dipolii rezonanți, în telecomunicații se mai folosesc filtre trece bandă piezoelectrice, cu caracteristicile din figura 4.40. Acestea nu sînt adecvate pentru utilizarea într-un oscilator cu frecvență stabilă, din cauza lărgimii de bandă asigurate de filtru.

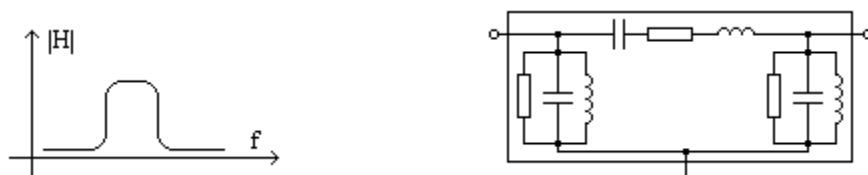


Figura 4.40: Filtre piezoelectrice „trece bandă”

#### 4.5 Stabilitatea frecvenței și a amplitudinii de oscilație

Din paragrafele precedente s-a constatat că limitarea amplitudinii prin neliniaritatea tranzistorului este afectată de alimentare, temperatură și dispersia parametrilor. De aceea este preferabilă limitarea prin utilizarea reacției negative și a unui element neliniar stabil, de care să depindă amplitudinea. Exemplul tipic de stabilizare este cel din schemele de oscilatoare RC (oscilator cu rețea Wien). Criteriul cel mai relevant în aprecierea stabilității amplitudinii este viteza de variație a amplificării, în jurul punctului de funcționare. Spre exemplu, caracteristica desenată cu roșu în figura 4.41 este mai adecvată unei amplitudini stabile.

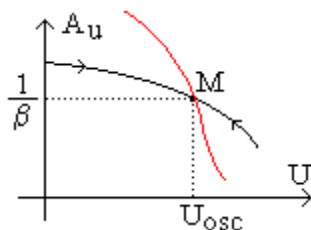


Figura 4.41: Caracteristica amplificare-amplitudine a oscilatorului

În privința stabilității frecvenței, este important de remarcat faptul că frecvența este calculabilă din condiția de defazaj. Aceasta înseamnă că frecvența este cu atât mai stabilă cu cât faza variază mai

rapid în jurul punctului de echilibru. În figura 4.42, caracteristica trasată cu roșu este mai susceptibilă să asigure stabilitatea frecvenței. Bineînțeles, se presupune că au fost eliminate celelalte perturbații care afectează chiar poziția punctului de echilibru (cum ar fi variația capacităților cu temperatura sau a capacităților parazite ale tranzistorului, odată cu p.s.f.). Soluția pentru o bună stabilitate a frecvenței este utilizarea de circuite selective, cu factor de calitate bun. În ordinea scăzătoare a stabilității sînt: rezonatoarele piezo, circuitele LC, circuitele RC selective, rețelele de defazare RC. În această privință, se știe că frecvența oscilatoarelor cu rețea Wien poate fi ușor modificabilă (spre exemplu, prin neliniarități sau prin defazajele care apar la frecvențe mai mari, figura 4.43), în timp ce rețeaua "dublu T" are stabilitate mai bună. Pentru frecvențe fixe de oscilație sînt preferate rezonatoarele piezoelectrice.

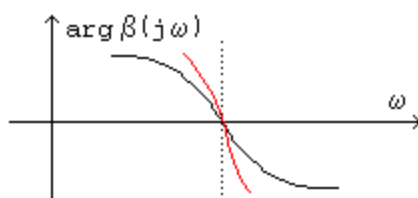


Figura 4.42: Caracteristica fază-frecvență a oscilatorului

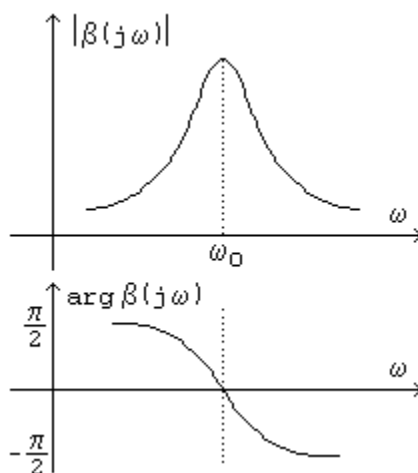


Figura 4.43: Caracteristicile rețelei Wien

#### 4.6 Oscilatoare de relaxare

Aceste oscilatoare au o funcționare esențial neliniară. De regulă, ciclul de funcționare se bazează pe încărcarea și descărcarea energiei din elemente reactive. Toate circuitele astabile (vezi cursul de CID) sînt oscilatoare de relaxare. Deseori, există un singur grup RC, care primește la intrare salturi de tensiune. Semnalul de ieșire este format prin înlănțuirea răspunsurilor la semnal treaptă ale circuitului RC. În astfel de cazuri, metoda de analiză preferată (de cîte ori este posibil): modele liniare, valabile pe intervale.

Un exemplu tipic de astabil este cel din figura 4.44a. Circuitul este format dintr-o poartă inversoare, cu histerezis pe intrare, și dintr-un circuit pasiv RC. Caracteristica inversorului este cea din figura 4.44b. O reprezentare simplificată a generării tensiunii de pe condensator este cea din figura 4.44c. Evoluția semnalelor este cea din figura 4.45a, în timp ce punctul de funcționare al inversorului parcurge ciclul din figura 4.45b (în sensul indicat de săgeți).

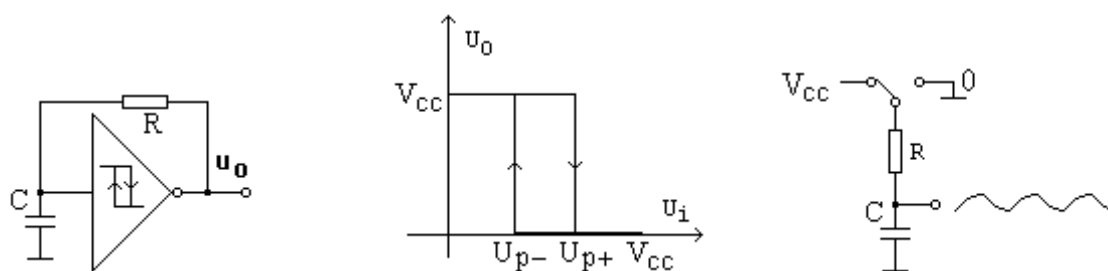


Figura 4.44: Astabil cu inversor cu histerezis

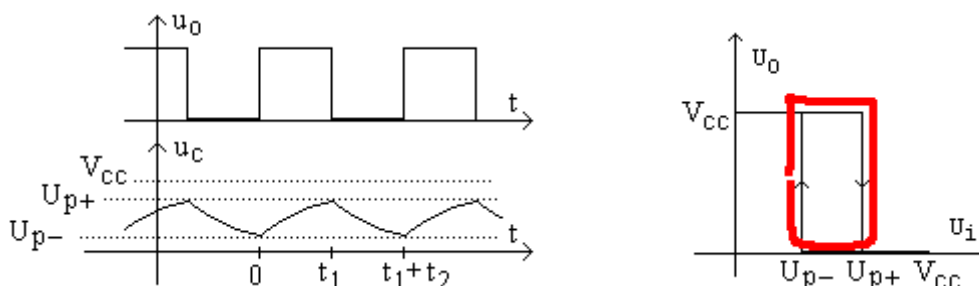


Figura 4.45: Semnalele din astabil și evoluția punctului de funcționare

Pentru analiza funcționării, se neglijează curentul de intrare și variațiile tensiunii de ieșire, față de extreme (sînt aproximări foarte plauzibile pentru circuite logice CMOS).

Tensiunea de ieșire are paliere de 0 și 1 logic, care determină intervale de încărcare și descărcare ale condensatorului. La rîndul ei, tensiunea pe condensator are creșteri și scăderi, corespunzînd intervalelor menționate. Circuitul comută cînd tensiunea pe condensator atinge unul dintre praguri (îl depășește nesemnificativ, din cauza vitezei mari de propagare a semnalului logic).

Se observă că – în fiecare interval, tensiunea pe condensator este răspunsul circuitului RC la o variație în treaptă a tensiunii de la ieșire. Aceasta are paliere la 0V și la  $V_{cc}$ .

În mod arbitrar, considerăm  $t=0$  în momentul tranziției jos-sus a semnalului de ieșire. În acest moment, tensiunea pe condensator este la pragul de jos. Ieșirea circuitului este în starea logică 1.

Pe intervalul următor  $[0, t_1]$ , de durată  $t_1$ , tensiunea de ieșire are valoarea  $V_{cc}$  iar tensiunea pe condensator are expresia:

$$u_c(t) = u_c(\infty) + (u_c(0) - u_c(\infty)) \cdot \exp(-t/\tau) = V_{cc} - (V_{cc} - U_{p-}) \cdot \exp(-t/\tau), \quad (4.21)$$

unde  $\tau = RC$ .

La sfîrșitul intervalului, tensiunea pe condensator atinge pragul de sus. Rezultă valoarea:

$$u_c(t_1) = U_{p+} = V_{cc} - (V_{cc} - U_{p-}) \cdot \exp(-t_1/\tau).$$

De aici se află durata primului interval,  $t_1$ :

$$\exp(-t_1/\tau) = \frac{V_{cc} - U_{p+}}{V_{cc} - U_{p-}}$$

$$t_1 = \tau \cdot \ln \frac{V_{cc} - U_{p-}}{V_{cc} - U_{p+}}. \quad (4.22)$$

Pentru simplitatea analizei pe intervalul următor, mutăm originea timpului în momentul  $t_1$ , cînd ieșirea circuitului basculează în starea 0 iar tensiunea pe condensator începe să scadă. Ea are expresia:

$$u_c(t) = u_c(\infty) + (u_c(0) - u_c(\infty)) \cdot \exp(-t/\tau) = U_{p+} \cdot \exp(-t/\tau). \quad (4.23)$$

La sfârșitul intervalului, tensiunea pe condensator atinge pragul de jos. Se deduce durata celui de-al doilea interval:

$$\exp(-t_2/\tau) = \frac{U_{p-}}{U_{p+}} \quad (4.24)$$

$$t_2 = \tau \cdot \ln \frac{U_{p+}}{U_{p-}}$$

În total, perioada semnalului produs de oscilator este:

$$T = t_1 + t_2 = \tau \cdot \ln \frac{U_{p+}(V_{cc} - U_{p-})}{U_{p-}(V_{cc} - U_{p+})} \quad (4.25)$$

Evident, valoarea adevărată diferă întrucîtva de cea determinată aici, deoarece am neglijat abaterea tensiunii de ieșire față de valorile extreme, dar aproximarea este foarte bună. Estimarea perioadei pentru circuite TTL trebuie să țină cont de abaterile tensiunii de ieșire, în ambele stări, ca și de curentul debitat de intrare, cînd tensiunea de intrare este în vecinătatea lui 0. Totuși, chiar pentru circuite TTL, aproximarea este acceptabilă.

În concluzie, circuitul astabil prezentat este un oscilator de relaxare, iar analiza funcționării sale a considerat funcționare liniară pe intervale. Existența histerezisului este esențială pentru funcționarea oscilatorului. (Dacă circuitul nu ar avea histerezis, reacția negativă prin  $R$  ar duce la stabilizarea p.s.f., astfel încît ambele tensiuni să se afle undeva la jumătatea tensiunii de alimentare.)

Din aceeași familie face parte și astabilul realizat cu circuitul integrat 555, echivalent cu structura din figura 4.46a (structura mai detaliată în figura 4.46b). Formele de undă ale ieșirii și ale tensiunii pe condensator sînt identice cu cele din figura 4.45. În circuitul 555, pragurile sînt fixate la  $1/3$ , respectiv  $2/3$  din tensiunea de alimentare. Rezultă duratele celor două stări:  $t_1 = C(R_1 + R_2) \cdot \ln 2$  și  $t_2 = CR_2 \cdot \ln 2$ .

Cu același circuit 555 se pot realiza multe alte funcțiuni de circuit (generatoare de diverse semnale periodice, de impulsuri, monostabil etc.). Toate variantele de generator sînt de relaxare.

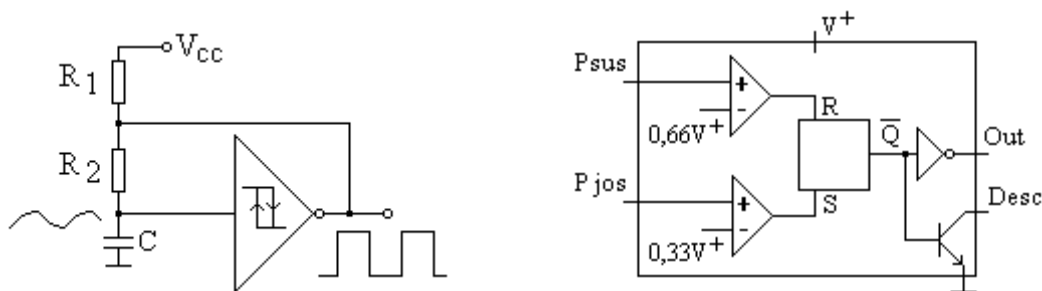


Figura 4.46: Astabil realizat cu circuitul 555

Alte variante de circuit cu histerezis se pot obține cu un AO, aplicînd reacție pozitivă, ca în figura 4.47a și b. Se obțin caracteristicile din figura 4.47c și d.

Cu circuitul cu histerezis din figura 4.47b și cu un circuit integrator, se obține un alt oscilator de relaxare, ca în figura 4.48a. (Alte simboluri folosite pentru integrator în figura 4.48b.) Schema electrică este prezentată în figura 4.49a, iar diagramele semnalelor în figura 4.49b. Semnalul obținut la ieșirea integratorului este triunghiular, întrucît se integrează tensiuni constante.

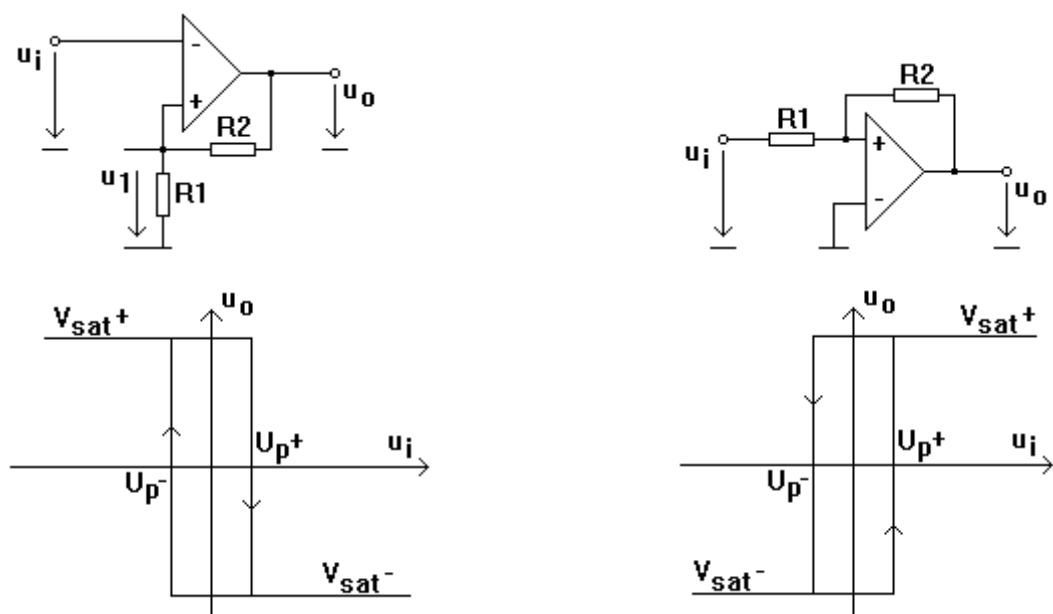


Figura 4.47: Cicruite cu histerezis inversor și neinversor

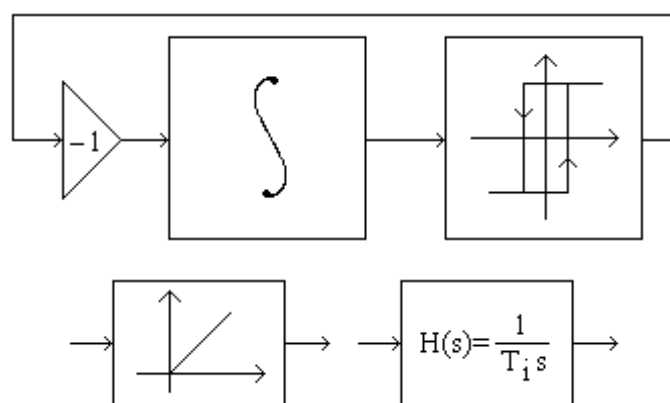


Figura 4.48: Oscilator de relaxare cu integrator și histerezis (schemă bloc)

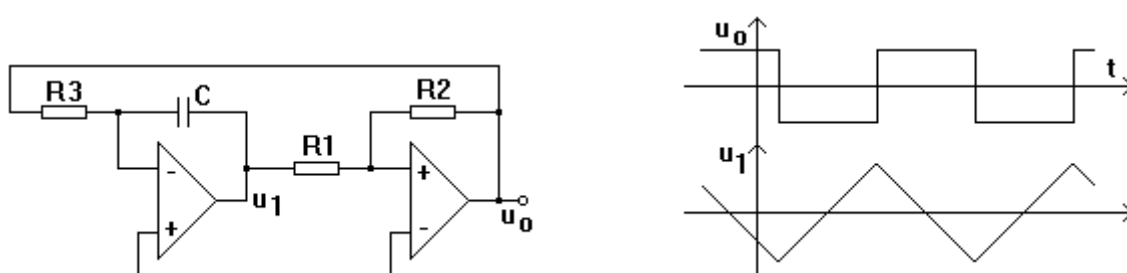


Figura 4.49: Oscilator de relaxare cu integrator și histerezis

Determinarea perioadei urmează o cale similară cu cea folosită la astabilul din figura 4.44.

$$p_1 = p^+ = -V_{sat^-} \cdot \frac{R_1}{R_2} \quad p_2 = p^- = -V_{sat^+} \cdot \frac{R_1}{R_2}$$

$$\frac{du_1}{dt} = -V_{sat^-} \cdot \frac{1}{R_3 C}, \quad t_1 = R_3 C \cdot \frac{p_1 - p_2}{-V_{sat^-}}$$

$$\frac{du_1}{dt} = -V_{sat^+} \cdot \frac{1}{R_3 C}, \quad t_2 = R_3 C \cdot \frac{p_1 - p_2}{V_{sat^+}}$$

$$T = R_3 C \cdot \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{(V_{sat^+} - V_{sat^-})^2}{V_{sat^+} \cdot (-V_{sat^-})} \quad (4.26)$$

Ajustarea frecvenței de oscilație se poate realiza din:

- elementele constantei de timp de integrare ( $R_3, C$ )
- pragurile circuitului cu histerezis ( $R_1, R_2$ )
- divizarea tensiunii de intrare în integrator

Ajustarea pragurilor pragurilor circuitului cu histerezis ( $R_1, R_2$ ) duce și la modificarea amplitudinii tensiunii triunghiulare.

Integratorul folosit în schema din figura 4.49 a fost reluat în figura 4.50, pentru a explicita funcționarea. Funcția de transfer a integratorului din figura 4.50:

$$H(s) = -\frac{1}{RCs} = -\frac{1}{T_i s}$$

Ecuația ieșirii, în variabila timp:

$$u_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_i(\tau) d\tau + u_o(0)$$

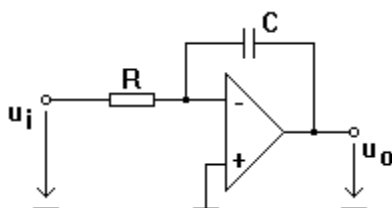


Figura 4.50: Integrator inversor cu AO

Toate oscilatoarele necesare în tehnica de calcul sînt construite cu circuite logice. Ele reprezintă o categorie aparte de oscilatoare, la limita dintre cele armonice și cele de relaxare. În toate cazurile, amorsarea oscilațiilor folosește faptul că circuitul logic are structura unui amplificator, cu amplificare foarte mare. La amorsare, cînd semnalul este foarte mic, punctul de funcționare se deplasează pe partea liniară a caracteristicii (vezi figura 4.51). Panta caracteristicii, în jurul valorii de prag, este chiar amplificarea, care are valoare mare. Deducerea condiției de amorsare și stabilirea condiției de argumente (4.3) se derulează ca la oscilatoarele armonice. Totuși, în regim permanent, circuitul lucrează numai în stările de saturație a ieșirii, deci neliniar, iar semnalul este dreptunghiular.

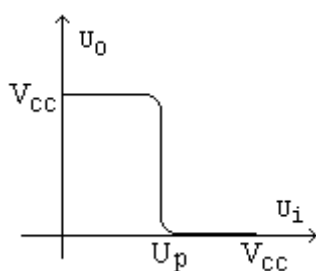


Figura 4.51: Caracteristica intrare-ieșire a inversorului

Cum majoritatea oscilatoarelor din circuitele numerice au nevoie de stabilitate foarte bună a frecvenței, se folosesc oscilatoare cu rezonator piezoelectric. Exemple în figurile 4.52 și 4.55.

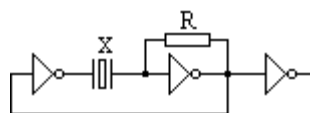


Figura 4.52: Oscilator cu circuite logice și cu cuarț

În acest oscilator lucrează două inversoare în buclă, dar nu există altă rețea de reacție selectivă, în afara cristalului piezoelectric. Suma defazajelor inversoarelor este aproximativ 0, deci reacția pe buclă va fi pozitivă dacă defazajul prin cristal este tot 0. În consecință, dacă circuitul oscilează, cristalul va funcționa lângă frecvența de rezonanță serie. Acolo, impedanța lui este minimă (figura 4.53), deci transmisia pe buclă va fi maximă, asigurând condiția de amorsare. Amorsarea se produce ca la orice oscilator armonic, pentru că inversoarele se manifestă ca amplificatoare liniare (vezi figura 4.51). Pe măsură ce amplitudinea oscilațiilor crește, primul inversor atinge zona neliniară, semnalul nu mai este sinusoidal (figura 4.54), dar oscilatorul continuă să funcționeze pe frecvența de rezonanță serie a cristalului. Unul dintre inversoare are și reacție negativă, pentru stabilirea punctului de funcționare la amorsare și pentru micșorarea impedanței de intrare (atac în curent sinusoidal la amorsare).

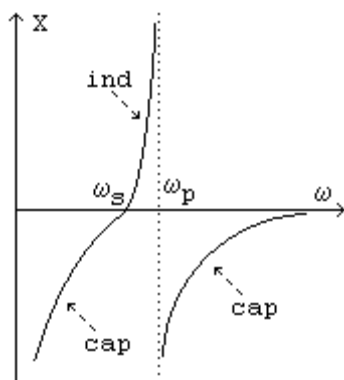


Figura 4.53: Variația reactanței cuarțului

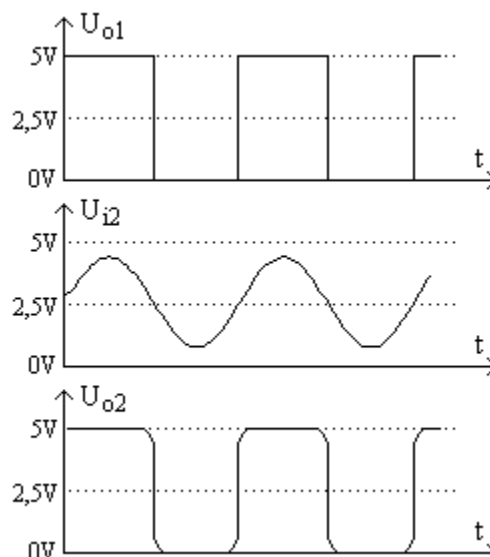


Figura 4.54: Diagramele semnalelor din oscilator

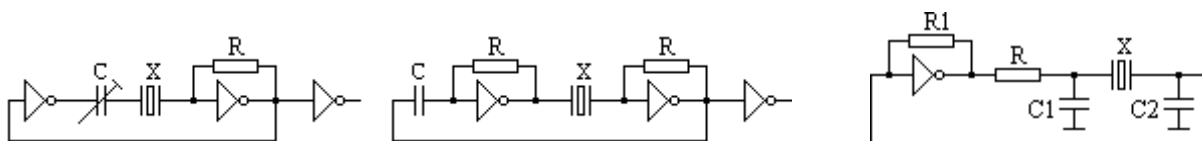


Figura 4.55: Oscilatoare cu circuite digitale și cuarț

În schema din figura 4.55a au fost adăugate capacități pentru corectarea fazei în buclă, implicit frecvența la care va lucra cristalul (modificare foarte mică a frecvenței). Schema din figura 4.55b are nevoie de reacție negativă pe ambele inversoare, deoarece ele nu sînt cuplate în c.c. (condensator plus cristal).

Schema din figura 4.55c folosește un singur inversor, este mai pretențioasă, cuarțul lucrează ușor inductiv, între cele două rezonanțe.