

GENERATOARE DE SEMNAL

1. MEMORIU JUSTIFICATIV

Circuitele electronice care, în anumite conditii specifice, generează semnale se numesc **generatoare de semnal**.

În funcție de condițiile fundamentale de producere a semnalului, generatoarele se pot împărți în două categorii : *oscilatoare* și *generatoare comandate*.

Oscilatoarele sunt generatoare de oscilații electrice întreținute, cu frecvențe proprii (care deci funcționează fara semnal de intrare).

Față de amplificatoare, oscilatoarele prezintă asemanari și deosebiri. Asemanarea constă în proprietatea comună de a transforma energia de curent continuu a sursei de alimentare in energie de curent alternativ a semnalului generat. Deosebirea constă, in primul rand, in faptul ca pentru executarea acestei operații amplificatoarele necesită un semnal de comandă, pe când oscilatoarele lucrează fără semnal exterior de comandă. În al doilea rând, semnalul de ieșire al unui amplificator are frecvență dată de semnalul de intrare, pe când semnalul generat de oscilator are frecvența dată de parametrii circuitelor care il compun.

• PARAMETRII OSCILATOARELOR

Ca generatoare de semnal, trebuie sa îndeplinească anumite condiții privind principalii săi parametri și anume:

- forma semnalului generat;
- domeniul de frecvență in care lucrează;
- stabilitatea frecvenței semnalului de ieșire;
- mărimea si stabilitatea amplitudinii semnalului de ieșire;
- coeficientul de distorsiuni neliniare impuse.

• CLASIFICAREA OSCILATOARELOR

Oscilatoarele se pot clasifica după urmatoarele criterii:

După forma semnalului pe care il generează:

- oscilatoare sinusoidale ;
- oscilatoare nesinusoidale;
- După domeniul de frecvență în care lucrează:
 - oscilatoare de joasă frecvență (de audiofrecvență);
 - oscilatoare de înaltă frecvență (de radiofrecvență);
 - oscilatoare de foarte înaltă frecvență;
- După principiul de funcționare:
 - oscilatoare cu rezistență negativă;
 - oscilatoare cu reacție;
- După natura circuitelor care intervin în structura lor:
 - oscilatoare RC;
 - oscilatoare LC;
 - oscilatoare cu cuarț;

• CIRCUITE PENTRU GENERAREA IMPULSURILOR

• Circuite basculante

Circuitele basculante sunt circuite electronice, prevăzute cu o buclă de reacție pozitivă, folosite la generarea impulsurilor. Aceste circuite prezintă în funcționare două stări de durată de obicei inegale : una de acumulare, în care tensiunile și curenții variază foarte lent și una de basculare, în care au loc variații foarte rapide ale tensiunilor și curenților.

Procesul de basculare este un proces cumulativ, care o dată amorțat se dezvoltă în avalanșă. Amorsarea proceselor de basculare se poate face fie cu ajutorul unor semnale de comandă aplicate din exterior, fie în urma unui proces intern de variație relativ lentă (de exemplu, descărcarea unui condensator) care creează la un moment dat condiții pentru declanșarea proceselor ce duc la basculare.

- După numărul de stări stabile pe care le pot prezenta, circuitele basculante se împart în trei categorii :

- circuite basculante astabile : nu prezintă nici o stare stabilă ; se caracterizează printr-o trecere dintr-o stare în alta, fără intervenția unor impulsuri de comandă exterioară. Perioada semnalelor generate depinde de valorile parametrilor circuitului;

- circuite basculante monostabile: prezintă o singură stare stabilă, în care pot rămâne un timp îndelungat. Cu ajutorul unui impuls exterior comandă ,ele trec într-o altă stare în care rămân un interval de timp determinat de elementele circuitului, după care revin la starea inițială;

- circuite basculante bistabile: se caracterizează prin două stări stabile, în care pot rămâne un timp îndelungat. Trecerea dintr-o stare în alta se face prin aplicarea unui impuls scurt de comandă, din exterior.

Circuitele basculante autoblocate, ca și circuitul numit "trigger Schmitt" sunt variante particulare ale circuitelor enumerate.

Triggerul Schmitt reprezintă un circuit basculant bistabil de structură asimetrică, cu ajutorul căruia, printre altele aplicații, se pot obține impulsuri dreptunghiulare din semnale alternative de o formă oarecare, aplicate la intrare.

Circuitul basculant autoblocat este un circuit ce poate funcționa atât în regim astabil, cât și în regim monostabil, având rolul de a obține impulsuri de amplitudine foarte mare și de durată foarte mică.

2. OSCILATOARE SINUSOIDALE

Acest tip de oscilatoare se caracterizează prin faptul că semnalul generat conține o singură frecvență, având forma:

$$u = U_m \sin \omega t. \quad 1.1$$

Valoarea frecvenței dorite se poate obține fie cu ajutorul unui circuit LC acordat (oscilatoare LC), fie prin intermediul unei reacții pozitive selective (oscilatoare RC).

2.1 Oscilatoare cu circuite LC

Oscilatoarele LC sunt circuite ce folosesc proprietățile selective ale circuitelor LC.

Principiul de funcționare a acestui tip de oscilatoare duce la obținerea la ieșire a unor oscilații de amplitudine constantă, forțat întreținute.

Ținând seama de faptul că într-un circuit LC cu elemente reale ($r > 0$), datorită pierderilor, amplitudinea oscilațiilor scade treptat până la zero (oscilațiile se amortizează), realizarea unei amplitudini constante, în aceste condiții, se poate face numai compensând pierderile cu ajutorul unei energii corespunzătoare, convenabil alese.

În vederea acestei compensări energetice, se pot folosi două metode:

- *introducerea în circuit a unui element cu rezistență negativă;*
- *aplicarea, la intrarea amplificatorului, prin intermediul unui cuadripol, a unui semnal de fază, deci folosirea unei reacții pozitive.*

• **Oscilatoare cu rezistență negativă.** Realizarea acestor oscilatoare are la bază compensarea pierderilor produse în circuitul LC real, cu ajutorul unei rezistențe negative, astfel încât, atunci când rezistența totală a circuitului devine zero, acesta să înceapă să oscileze pe frecvența sa de rezonanță cu o amplitudine constantă a oscilațiilor.

Un astfel de circuit (fig 1) comportă în ramura inductivă, unde s-a reprezentat separat rezistența proprie a bobinei, un element de rezistență negativă.

Tipul oscilațiilor generate depinde de valoarea totală a rezistenței circuitului:

$$r_{\text{tot}} = r_L - r_n$$

in care:

r_L este rezistența proprie a bobinei;

r_n – rezistența negativă introdusă in circuit.

Rezistența totală r_{tot} poate fi:

$R_{tot} > 0$:circuitul având pierderi de enrgie prin căldură,oscilațiile se amortizează până la zero;

$r_{tot} = 0$: energia introdusă de elementul exterior compensează pierderile, oscilațiile își păstrează amplitudinea constantă;

$r_{tot} < 0$: oscilațiile cresc treptat, toretic până la infinit, practic fiind limitate de caracteristicile neliniare ale elementelor active din circuit.

În ceea ce privește rezistența negativă introdusă, deoarece elementele fizice nu pot avea valori rezistive negative,se folosesc componentele electronice care prezintă in anumite dommenii rezistențe negative, respectiv la care creșterea tensiunii la borne antrenează scăderea curentului in circuit.

Dintre componentele electronice studiate, prezintă rezistență negativă dioda tunel, pe domeniul descrescător al caracteristicii de tip N.

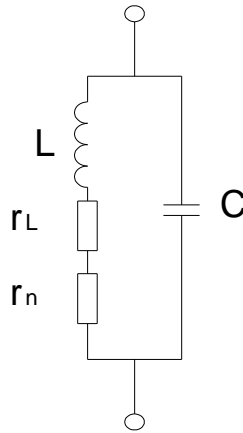


Fig.1 Circuit acordat cu rezistența negativă

În figura 2.2 se redau scheme cu astfel de elemente ce reprezintă rezistență negativă (notate in fig. 2.2 a prin simbolul N). În figura 2.2 b in circuit a fost inclusă o dioda tunel (DT).

Deși simple din punct de vedere constructiv, oscilatoarele cu rezistență negativă se folosesc rar, datorită deficiențelor legate de găsirea unor elemente cu rezistență negativă avand o ună stabilitate in funcționare.

2.2 Oscilatoare LC cu reacție. Oscilatoarele LC cu reacție sunt amplificatoare cu reacție pozitivă, având fie în componenta 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 ieșirea la intrarea oscilatorului, prin intermediul cuadripolului de reacție.

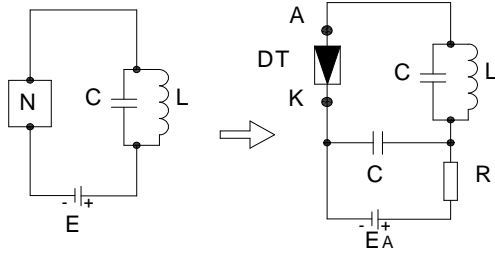


Fig.2.2 Scheme de oscilatoare cu rezistenta negativa

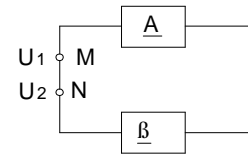


Fig.2.3 Schema de principiu a unui amplificator cu reactie.

S-a arătat în capitolul referitor la reacția în amplificatoare că, un amplificator cu reacție constă dintr-un amplificator cu amplificare A , având o buclă de reacție, alcătuită dintr-un cuadripol, cu factorul de transfer β . (fig2. 3)

Prin intermediul acestuia, o parte din semnalul de la ieșire se readuce la intrarea amplificatorului.

Valoarea amplificării cu reacție este data de relația:

$$A = \frac{A_0}{1 - \beta A_0} \quad (2.2)$$

în care:

A este amplificarea circuitului de reacție;

β este factorul de reacție;

A_0 este amplificarea fără reacție;

Din relația de mai sus rezultă că dacă:

$$1 - \beta A_0 = 0$$

sau:

$$\beta A_0 = 1 \quad (2.3)$$

atunci amplificarea A este infinită și amplificatorul cu reacție se transformă în oscilator.

Această condiție, de reacție pozitivă, asigură apariția unui semnal la ieșire, fără aplicarea unui semnal de intrare. Explicația constă în faptul că semnalul dat de cuadripolul de reacție, aplicat la intrarea amplificatorului, reprezintă chiar semnalul necesar pentru întreținerea oscilațiilor.

Deși, teoretic, din relația stabilită rezultă A infinit, neliniaritatea elementelor active folosite duce la limitarea oscilației de ieșire, a cărei amplitudine este determinată de parametrii elementului reactiv și ai cuadripolului de reacție.

Deoarece atât amplificarea, cât și factorul de transfer sunt redată prin numere complexe, relația (2.2), denumită și *relația lui Barkhausen*, este echivalentă cu două condiții reale, una referitoare la module, iar cealaltă referitoare la faze.

Se știe că un număr complex z se poate scrie:

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

în care :

$|z|$ este modulul numărului complex;

φ este faza sa.

În aceste condiții relația (2.3) devine:

$$\underline{\beta A} = (|\beta|e^{j\varphi})(|A|e^{j\varphi A}) = 1,$$

sau:

$$|\beta||A|e^{j(\varphi\beta+\varphi A)} = 1$$

din care rezultă simultan:

$$|\beta||A| = 1 \quad (2.5)$$

și $e^{j(\varphi A + \varphi\beta)} = 1$, adevărată pentru $e^{j2k\pi} = 1$, deci :

$$\varphi A = \varphi\beta = 2k\pi \quad (2.6)$$

și pentru :

$$k = 0, \quad \varphi A + \varphi\beta = 0. \quad (2.6, \text{bis})$$

Relațiile (2.5) și (2.6) arată că :

- factorul de transfer al cuadripolului de reacție trebuie să aibă modulul egal cu inversul modulului amplificării
- 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*, iar a doua condiție, referitoare la fază, poartă numele de *condiție de fază*.

În cazul oscilatoarelor LC, frecvența de oscilație este dată de parametrii circuitului oscilant, având valoarea:

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (2.7)$$

Circuitul oscilant ce caracterizează frecvența de oscilație fiind montat fie ca circuit de sarcină al amplificatorului, fie drept cuadripol de reacție, rezultă că acest tip de oscilatoare pot fi elemente selectative atât amplificatorul (pentru primul caz) cât și cuadripolul de reacție (în cel de-al doilea caz).

Domeniul de lucru al acestor oscilatoare este cel al frecvențelor înalte, pentru care se pot realiza relativ ușor bobine cu inductivitate L mică. Circuitele folosesc de obicei ca amplificator un singur element activ.

Dupa montajul folosit pentru asigurarea reacției, oscilatoarele se clasifică în:

- oscilatoare în trei puncte;
- oscilatoare cu cuplaj magnetic;
- oscilatoare cu cuarț.

2.3 Oscilatoare în trei puncte. La acest tip de oscilatoare, cele trei impedanțe, ce constituie sarcina amplificatorului și cuadripolului de reacție, se conectează la cei trei electrozi ("cele trei puncte") ai elementului activ (tranzistor).

Conectarea se face astfel încât unul din electrozi, comun la două din impedanțe, să fie în același timp conectat la potențialul masei. În multe scheme se leagă la masă emitorul tranzistorului respectiv (fig 2.4), obținându-se

tensiunile de iesire U_1 și de reacție U_3 indicate în figura 2.4, b (unde s-au prezentat numai schemele echivalente de curent alternativ).

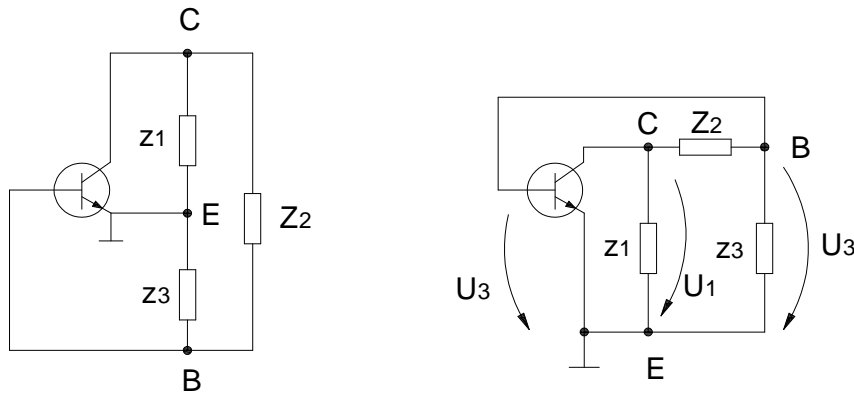


Fig.2.4 Scheme de principiu a unui oscilator „în trei puncte”:
 a - cu cele „trei puncte” scoase în evidență ;
 b - cu indicarea tensiunilor de ieșire și de reacție.

Pentru oricare tip de oscilator aspectele cele mai importante sunt:

- relația pe care trebuie să o îndeplinească parametrii circuitului pentru a asigura intrarea în oscilație (amorsarea oscilațiilor);
- valoarea frecvenței.

Determinarea acestor probleme se face impunând elementelor etajului cele două condiții ce rezultă din relația *Barkhausen* : condiția de amplitudine (2.5) și condiția de fază (2.6).

Amplificarea unui amplificator, scrisă în complex, se poate exprima în funcție de panta (S) a tranzistorului folosit și de impedanța de sarcină (Z_s) a montajului :

$$A = -SZ_s \quad (2.8)$$

pentru montajul din figura 2.4, b, impedanța de sarcină rezultă din conectarea în paralel a impedanțelor Z_1 și $(Z_2 + Z_3)$:

$$Z_s = \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \quad (2.9)$$

și deci :

$$\underline{A} = -SZ_1 \frac{Z_2 + Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3}.$$

Factorul de transfer al cuadripolului de reacție, scris tot în formă complexă, este :

$$\beta = \frac{U_3}{U_1} = \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3}, \quad (2.10)$$

în care tensiunea de ieșire U_3 se obține pe Z_3 în divizorul potențiomtric format de Z_2 și Z_3 , la bornele cărora se aplica tensiunea U_1 .

Înlocuind valorile obținute în relația generală () scrisă în complex, se obține :

$$\underline{A\beta} = -S \frac{Z_1(Z_2 + Z_3)}{Z_1 + Z_2 + Z_3} \frac{Z_3}{Z_2 + Z_3} = 1.$$

sau, după simplificări :

$$\underline{A\beta} = -S \frac{Z_1 Z_3}{Z_1 + Z_2 + Z_3} = 1, \quad (2.11)$$

din care rezultă :

$$Z_1 + Z_2 + Z_3 + SZ_1 Z_3 = 0. \quad (2.12)$$

Relația de mai sus reprezintă condiția de oscilație, scrisă în complex, a oscilatoarelor, "în trei puncte".

Considerând cele două impedanțe Z_1 și Z_2 de același tip și cu pierderi mici ($R_1 \ll X_1$, respectiv $R_3 \ll X_3$), se observă că oricare ar fi natura impedanțelor (inductivă sau acapativă), produsul $SZ_1 Z_3$ este un număr real și negativ. În adevăr :

$$Z_1 = R_1 + jX_1, \quad R_1 \ll X_1 ;$$

$$Z_3 = R_3 + jX_3, \quad R_3 \ll X_3 ;$$

$$Z_1 Z_3 = (R_1 + jX_1)(R_3 + jX_3) \cong jX_1 jX_3 = -X_1 X_3.$$

Cu această observație, relația (2.12) se poate scrie :

$$R_1 + jX_1 + R_2 + jX_2 + R_3 + jX_3 - SX_1 X_3 = 0. \quad (2.13,a)$$

Dacă se notează :

$$R_1 + R_2 + R_3 = R ,$$

se obține :

$$R - SX_1 X_3 + j(X_1 + X_2 + X_3) = 0. \quad (2.13 b)$$

Relația este satisfăcută numai dacă, simultan, atât partea reală cât și cea imaginară sunt nule. Deci :

$$R - SX_1 X_3 = 0 ,$$

de unde :

$$S = \frac{R}{X_1 X_2} , \quad (2.14)$$

reprezintă condiția de minimă de amorsare a oscilațiilor. Se observă că panta tranzistorului (S) trebuie să fie cu atât mai mare, cu cât rezistența totală a circuitului esre mai mare.

A doua condiție, pusă părții imaginare, duce la relația :

$$X_1 + X_2 + X_3 = 0 ,$$

$$X_2 = -(X_1 + X_3), \quad (2.15)$$

cea ce, ținând seama că impedanțele Z_1 și Z_2 sunt de aceeași natură, arată că Z_2 este de natură opusă acestora. Rezultă deci că oscilatoarele în trei puncte pot avea constructiv două variante :

- Z_1 și Z_3 de natură capacitivă, iar Z_2 de natură inductivă (fig 2.5*) : *oscilator cu filtru trece-jos sau de tip Colpitts*;

- Z_1 și Z_3 de natură inductivă, iar Z_2 de natură capacitivă (fig2.6*) : *oscilator cu filtru trece-sus sau de tip Hartley*.

Pentru fiecare tip de oscilator, condiția (2.15) duce la determinarea frecvenței de oscilație.

Astfel, pentru oscilatorul de tip Colpitts (fig 2.5) în care :

$$X_1 = \frac{1}{j\omega C_1}; \quad X_2 = j\omega L, \quad X_3 = \frac{1}{j\omega C_2}, \quad (2.16)$$

condiția (2.15) devine : $\frac{1}{j\omega C_1} + j\omega L + \frac{1}{j\omega C_2} = 0$,

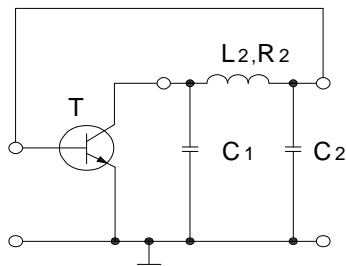


Fig.2.5 Schema unui oscilator cu filtru trece-jos, de tip Colpitts.

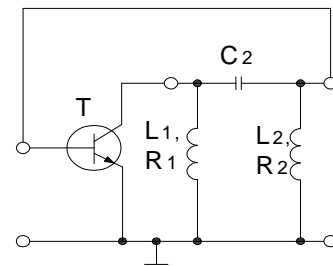


Fig.2.6 Schema unui oscilator cu filtru trece-sus, de tip Hartley

sau

$$\frac{1}{j\omega} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} \right) + j\omega L = 0.$$

Notând :

$$\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} = \frac{1}{C}, \quad (2.17)$$

în care C este capacitatea echivalentă pentru circuitul format din $C_1 || C_2$ se obține :

$$\frac{1}{j\omega C} + j\omega L = 0$$

sau :

$$\frac{1}{\omega C} - \omega L = 0,$$

din care rezultă :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \text{ respectiv } f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}. \quad (2.18)$$

Se observă ca f_0 (frecvența de oscilație) este chiar frecvența de rezonanță a circuitului acordat, format din L și C. Cu această valoare se obține pentru panta S (v. relația 2,14) valoare minimă :

$$S = \frac{R}{\frac{1}{\omega_0 C_1} \frac{1}{\omega_0 C_3}} = R\omega_0^2 C_1 C_3$$

$$S = R \frac{C_1 C_3}{LC}. \quad (2.19)$$

În cazul oscilatorului de tip Hartley (fig2,6) :

$$X_1 = j\omega L_1 ; X_2 = \frac{1}{j\omega C} ; X_3 = j\omega L_2.$$

Cu aceleași procedee, rezultă :

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}, \quad (2.20)$$

în care :

$$L = L_1 + L_2$$

și valoarea minimă a pantei este :

$$S = R \frac{LC}{L_1 L_2}. \quad (2.21)$$

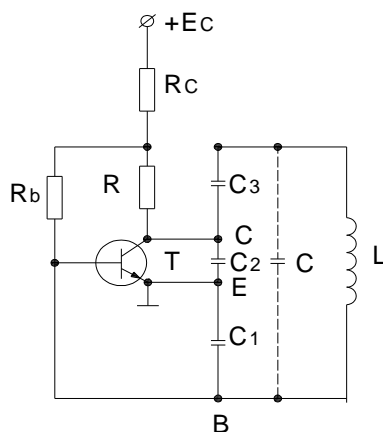


Fig.7.Schema unui oscilator de tip *Clapp*.

Trebuie subliniat că relațiile de mai sus sunt valabile în momentul intrării sistemului în oscilație, atunci când tranzistorul funcționează în clasa A. După ce oscilatorul începe să genereze oscilații, tranzistorul trece în clasă B sau chiar în clasă C, limitarea amplitudinii apărând ca urmare a neliniarității caracteristicilor oscilatorului.

Cerința de pantă S mare (relația 2.14) impune alegerea unor reactanțe X_1, X_3 cât mai mici. Acest lucru înseamnă un cuplaj cât mai slab al tranzistorului cu circuit acordat. Printr-un cuplaj mai slab se evită și influența variațiilor capacităților sau rezistențelor de intrare și ieșire ale tranzistorului asupra frecvenței de oscilație.

Pentru reducerea cuplajului, tranzistorul se conectează la circuitul oscilant prin prize create pe bobina de acord sau prin introducerea parțială a condensatorului de acord, inseriind trei condensatoare. În acest fel, schemele din figurile 2.5 și 2.6 se modifică, căpătând aspectul din figura 3.7

Oscilatorul de acest tip, derivând dintr-un oscilator *Colpitts* se numește *oscilator de tip Clapp*. Acesta prezintă o mare stabilitate a frecvenței, dacă sunt îndeplinite condițiile :

$$C_1 \gg C_3 \text{ și } C_2 \gg C_3. \quad (2.22)$$

Oscilatoare cu cuplaj magnetic. Oscilatoarele din această categorie au în componența lor un amplificator și un cuadripol de reacție, între care semnalul de reacție se transmite inductiv de la un circuit oscilant acordat la o bobină de reacție sau invers.

La această categorie de oscilatoare se pot astfel deosebi două tipuri :

- un tip de oscilatoare cu cuplaj magnetic la care sarcina amplificatorului este circuitul oscilant acordat (CO) și cuadripolul este sub forma unei bobine de reacție (fig2.8 a);
- alt tip de oscilatoare având ca sarcină a amplificatorului o bobină și drept cuadripol de reacție un circuit acordat CO (fig 2.8b).

Oricare ar fi situația, frecvența de oscilație a oscilatorului este frecvența de rezonanță a circuitului acordat, determinată de valorile parametrilor săi L și C. Rezultă că proprietățile selective ale oscilatorului în privinței unice de lucru (la un montaj dat) se pot datora fie amplificatorului (dacă CO reprezintă sarcina sa), fie cuadripolului de reacție (dacă acesta este constituit din CO respectiv).

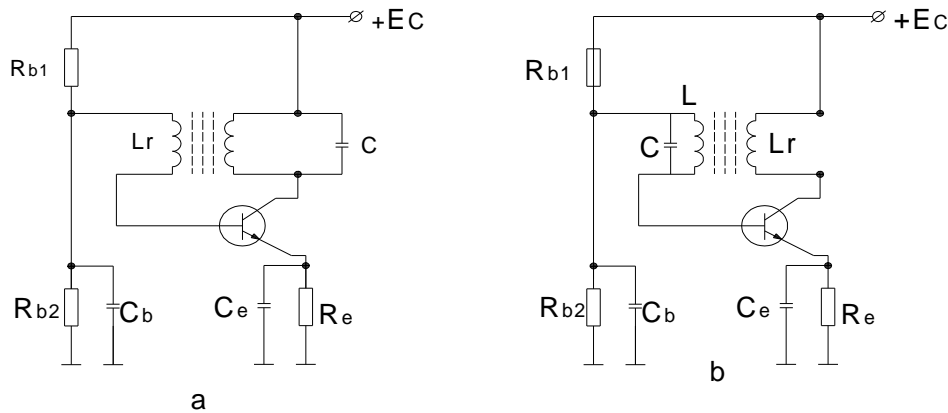


Fig.8.Oscilator cu cuplaj magnetic:

a - cu circuit, acordat in colector si bobina de reacție montata in circuitul de intrare; b - cu bobina in colector si circuit acordat montat in circuitul de intrare.

Condiția Barkhausen referitoare la fază (relația 2.6), respectiv condiția de reacție pozitivă, se realizează practic printr-o conectare corectă a începuturilor de înfășurare ale celor două bobine cuplate.

În schema echivalentă din figura 2.9 se reprezintă stuctura amplificator-cuadripol de reacție pentru tipul de oscilator având circuitul oscilant în colector.

Condiția de amorsare a oscilațiilor se poate deduce aplicând relația Barkhausen referitoare la amplitudini :

$$|\beta||A| = 1 \quad (\text{relatia 2.5})$$

și ținând seama că :

$$A = \frac{U_1}{U_2} \text{ și } \beta = \frac{U_3}{U_2}, \quad (2.23)$$

rezultă :

$$\frac{U_3}{U_1} = 1 \text{ 9} \quad (2.24)$$

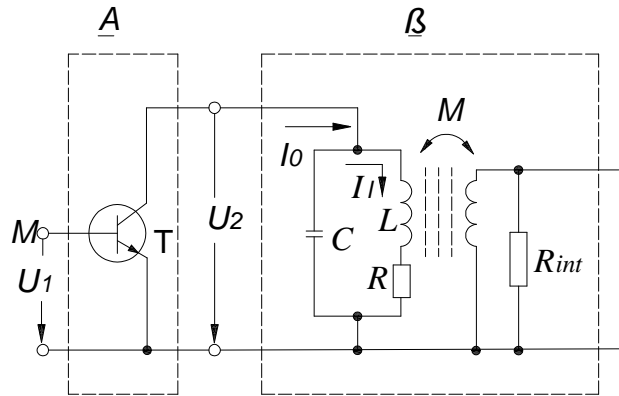


Fig.9.Structura amplificator- cuadripol de reactie pentru oscilatorul din figura 8, a.

Circuitul acordat LC derivație din colector prezintă la rezonanță o impedanță de tip rezistiv:

$$Z_0 = \frac{L}{CR} \quad (2.25)$$

si deci tensiunea de iesire $U_2 = SZ_0 U_1 = S \frac{L}{CR} U_1$ (2.26)

Curentul ce circulă prin bobina circuitului oscilant (in modul) este:

$$I_{L0} = \frac{U_2}{X_{L0}} = \frac{U_2}{\omega_0 L} = \frac{S \frac{L}{CR} U_1}{\omega_0 L} = \frac{S U_1}{\omega_0 CR} \quad (2.27)$$

Cu o conectare corespunzătoare a inceputurilor bobinelor L_1 si L_2 , astfel ca transformatorul să inverseze faza, tensiunea indusă in secundar este:

$$U_3 = \omega_0 M I_L \quad (2.28)$$

in care M reprezintă inductanța mutuală a transformatorului.

Prin inlocuirea relațiilor (2.27) și (2.28) se obține între modulele tensiunilor următoarea relație:

$$U_2 = \omega_0 M \frac{SU_1}{\omega_0 CR} = \frac{SM}{CR} U_1 \quad (2.29)$$

și deci condiția (2.24) de amorsare a oscilațiilor devine:

$$\frac{SM}{CR} = 1 \quad (2.30.a)$$

sau

$$S = \frac{CR}{M} \quad (2.30.b)$$

reprezentând valoarea minimă pe care trebuie să o aibă panta unui tranzistor pentru ca montajul să oscileze.

Condiția de fază (relatia 2.6) este îndeplinită prin faptul că tranzistorul introducând un defazaj de 180° și transformatorul inversând de asemenea faza cu 180° (asa cum s-a specificat înainte), reacția formată este pozitivă, aducând semnalul de reacție în fază cu cel de intrare.

Stabilitatea frecvenței oscilatoarelor cu reacție. O problemă importantă care apare la oscilatoare este stabilitatea frecvenței oscilațiilor. Frecvența de oscilație fiind determinată de inductanța și de capacitatea circuitului acordat, orice variație a acestora duce la variația frecvenței de lucru. Cele mai importante cauze care pot provoca variația parametrilor LC ai circuitului sunt:

- variația de temperatură a mediului ambiant;
- variația tensiunilor de alimentare;
- schimbare în timp a valorilor LC ale circuitului.

Pentru a obține oscilatoare de mare stabilitate se pot folosi fie metode de componente, fie metode de protecție:

-metodele de compensare presupun folosirea termistoarelor pentru a menține curentul constant la variațiile de temperatură și a varistoarelor pentru a menține curentul constant la variațiile de tensiune (în anumite limite).

-metodele de protecție presupun introducerea elementelor circuitului acordat într-un termostat care menține temperatura constantă.

În oricare din cazuri cuplajul elementului activ cu circuitul acordat se face cât mai slab cu putință.

La oscilatoarele lucrând pe o frecvență fixă se poate ameliora stabilitatea folosind pentru frecvențe înalte cristalul de cuarț.

2.5 Oscilatoare cu cristal de cuarț. Anumite materiale cum sunt cuarțul, turmalina, sarea Seignette și altele, tăiate și anumite moduri, prezintă proprietăți piezoelectrice. Aceste proprietăți constau în aceea că, aplicând plăcuței o tensiune electrică ea își modifică dimensiunile, iar aplicând plăcuței forțe mecanice apar sarcini electrice de anumit tip pe fețele solicitate mecanic.

Se constată experimental că o plăcuță de cuarț, împreună cu electrozii respectivi, se comportă într-un montaj oarecare ca un circuit RLC, de tipul reprezentat în figura 2.10,b

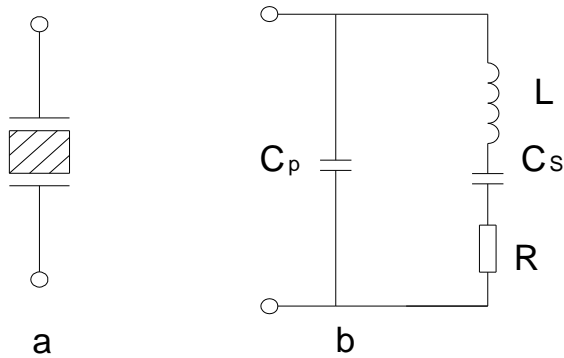


Fig.2.10 Cristal de cuarț : a - simbol
b - schema electrica echivalenta

Elementele schemei echivalente au semnificațiile:

L-echivalentul electric al masei cristalului;

C_s -echivalentul electric al masei cristalului;

R-echivalentul electric al pierderilor prin frecare;

C_p -capacitatea monturii, capacitatea dintre electrozi.

Circuitul are două frecvențe de rezonanță, din care una serie și alta derivație.

Circuitul posedă cel puțin două caracteristici esențiale:

-rezistența de pierdere R este mult mai mică decât reactanța X, astfel încât factorul de calitate al circuitului este foarte mare, putând atinge valori de

ordinul sutelor de mii. ($Q = \frac{\omega_0 L}{R}$);

-valorile parametrilor R, L, C_s , C_p sunt foarte stabile în timp și influențate puțin de elementele de circuit.

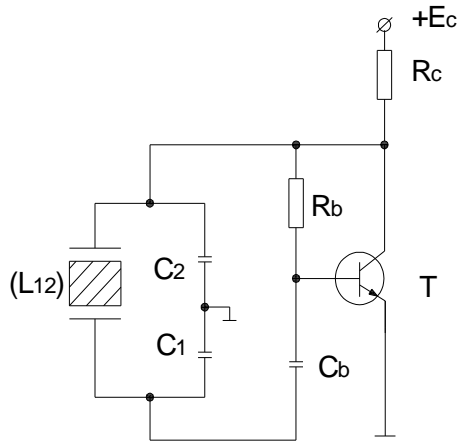


Fig.2.11 Oscilator de tip Colpitts cu cristal de cuarț.

Aceste caracteristici explică marea stabilitate a oscilatoarelor cu cuarț. Între frecvența de rezonanță serie (mai mică) și frecvența de rezonanță derivație, cristalul se comportă inductiv.

De aceea, el poate înlocui inductanța dintr-un oscilator Colpitts, obținându-se un oscilator de foarte mare stabilitate. În figura 2.11 se arată o schemă electrică de oscilator Colpitts cu cristal de cuarț.

Avantajele oscilatoarelor cu cuarț constau în obținerea unei bune stabilități a frecvenței și într-o construcție simplă și robustă. Dezavantajul constă în aceea că nu pot lucra decât pe frecvențe fixe, caracteristice cristalului utilizat, cuprinse între 100 kHz și 40 MHz; la frecvențe mai joase dimensiunile plăcii de cuarț devin prea mari, iar la frecvențe mai înalte ar fi necesare plăci prea subțiri, care ar deveni fragile.

3 Oscilatoare RC

În domeniul frecvențelor de peste 100 kHz, oscilatoarele LC se pot realiza cu bobine și condensatoare de valori ușor de construit, cu rezistențe de pierderi mult mai mici decât reactanțele respective, deci cu factorii de calitate ridicați, asigurând o bună stabilitate a frecvenței.

La frecvențe de ordinul zecilor de kiloherți apar dificultăți în realizarea oscilatoarelor, impunându-se valori mari atât inductanțelor bobinelor, cât și capacității condensatoarelor. În aceste condiții nu mai pot fi folosite condensatoare variabile, ci fixe, iar bobinele au un număr mare de spire, rezistență de pierderi mare și deci un factor de calitate slab.

La frecvența de ordinul kiloherților și mai mici, practic nu se mai pot folosi oscilatoare de tip LC.

În aceste condiții, în domeniul frecvențelor joase (herți-zeci de kiloherți) se utilizează oscilatoare cu reacție pozitivă selectivă, având cuadripolul de reacție din rezistențe și condensatoare. Aceste oscilatoare se numesc oscilatoare RC.

În cazul oscilatoarelor RC se pun aceleași probleme ca și în cazul oscilatoarelor cu reacție studiate anterior. Parametrii lor trebuie să îndeplinească condiția Barkhausen (deci atât condiția de amplitudine, cât și cea de fază). Spre deosebire de oscilatoarele LC, la care frecvența de lucru este frecvența de rezonanță a circuitului oscilant LC, în cazul oscilatoarelor RC frecvența semnalului generat este aceeași frecvență pentru care, datorită reacției pozitive, amplificarea circuitului devine infinită. Ea se află impunând relația (2,6) (condiția de fază), deoarece defazajele introduse de diverse elemente din circuit depind de frecvență și relația (2,6) dintre aceste defazaje este satisfăcută numai pentru o singură frecvență, egală cu frecvența de oscilație.

Condiția de amplitudine dă, ca și în cazurile anterioare, relațiile ce trebuie să existe între mărimile caracteristice amplificatorului și cele ale cuadripolului de reacție pentru a asigura amorsarea oscilațiilor.

Oscilatoarele RC se pot clasifica după următoarele criterii :

- După numărul de tranzistoare folosite ca amplificatoare, oscilatoarele RC pot fi :
 - oscilatoare RC cu un singur tranzistor ;
 - oscilatoare RC cu două tranzistoare ;
- După configurația cuadripolului de reacție, oscilatoarele RC pot fi :
 - cu rețea de defazare trece-sus (fig3,1);
 - cu rețea de defazare trece-jos (fig3,2);
 - cu punte Wien (fig3,3);
 - cu punte dublu T (fig3.4).

Oscilatoare RC cu un singur tranzistor. Caracteristic acestei categorii este faptul că tranzistorul introduce un defazaj de 180° , ceea ce pentru respectarea condiției de fază (2.6) impune și rețelei de defazare crearea aceluiași defazaj de 180° .

Se poate pune problema găsirii numărului minim de celule RL care îndeplinesc condiția obținerii acestui defazaj. În fiecare celulă RL, datorită pierderilor date de elementul pozitiv, unghiul φ dintre tensiunea la bornele circuitului și curentul prin circuit este mai mic decât 90° ($\varphi = 90^{\circ} - \delta$, în

care $\operatorname{tg} \delta = \frac{R}{X_c}$). În aceste condiții este evident că două nu pot realiza

defazajul de 180° dorit și deci numărul minim de celule RL necesare este de trei. Folosind elemente respectiv egale, se pot găsi valorile acestora

pentru care defazajul unei celule RC să fie de $\frac{\pi}{3}$ și deci defazajul total să

fie de π radiani (180°).

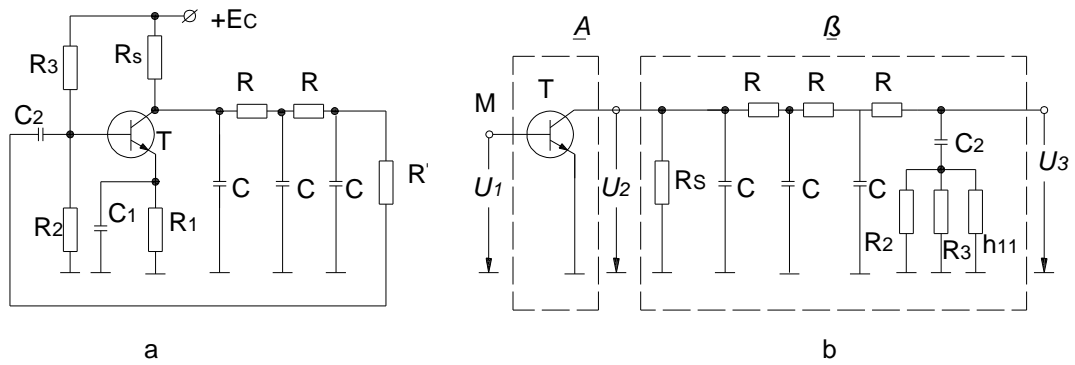


Fig.3.2.Oscilator RC cu retea de defazare trece - jos
a - schema electrica; b - structura amplificator - cuadripol de reactie.

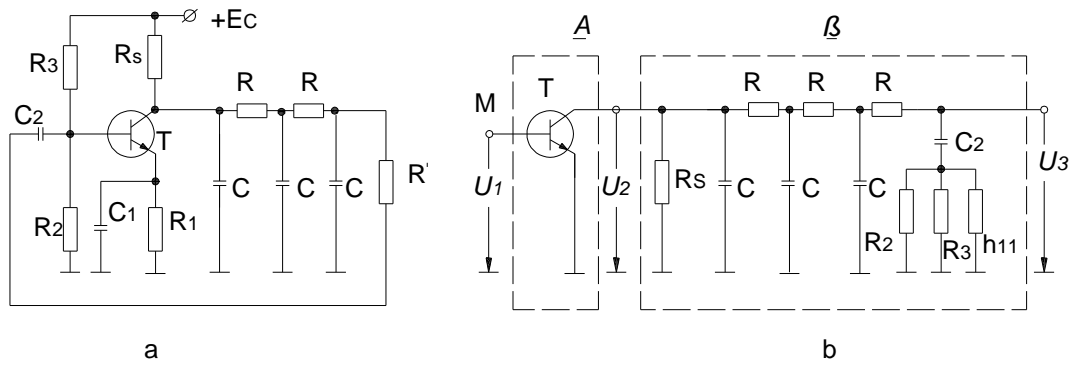


Fig.3.2.Oscilator RC cu retea de defazare trece - jos
a - schema electrica; b - structura amplificator - cuadripol de reactie.

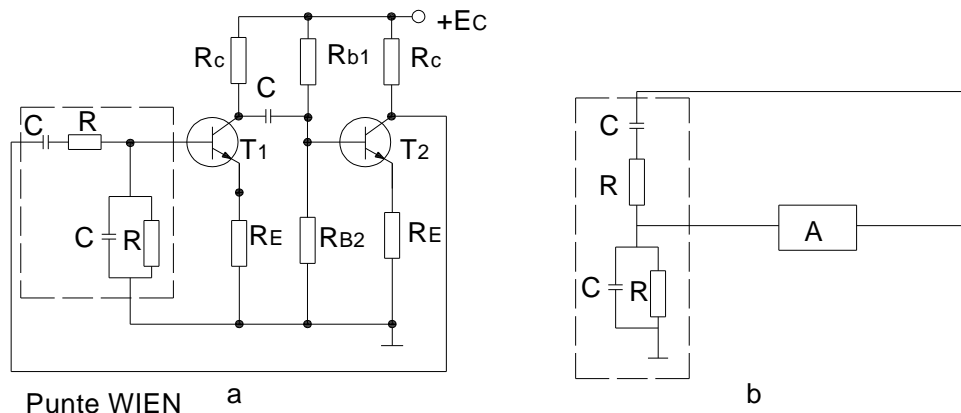


Fig.3.3.Oscilator RC cu punte Wien:
a- schema electrica; b - structura amplificator- cuadripol de reactie.

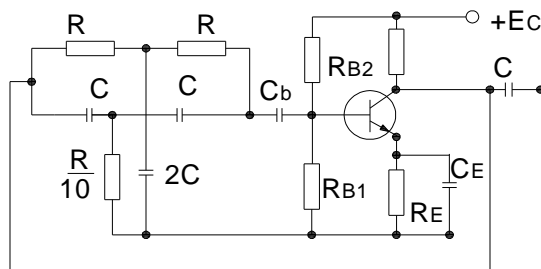


Fig.3.4.Oscilator RC cu punte dublu T.

În ceea ce privește condiția de amplitudine, satisfacerea acesteia duce la aflarea valorilor minime ale parametrilor tranzistoarelor pentru care montajul oscilează.

În cazul schemelor din figurile 3.1 și 3.2, punând condiția ca factorul de reacție β să fie real și negativ, se obțin formulele :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \frac{1}{\sqrt{6 + 4 \frac{R_s}{R}}} \quad (3.1)$$

pentru rețeaua trece-sus și pentru rețeaua trece-jos :

$$\omega_0 = \frac{1}{RC} \sqrt{6 + 4 \frac{R_s}{R}}. \quad (3.2)$$

În ambele cazuri, rezistența R' din schemele echivalente din figurile 3.1,b și 3.2 b se calculează impunând condiția ca rezistența echivalentă a circuitului format din R' în serie cu $(R_2 \parallel R_3 \parallel h_{11})$ să fie egală cu R :

$$R' + \frac{1}{\frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{h_{11}}} = R. \quad (3.3)$$

Pentru $R_s \ll R$, formulele se simplifică, obținându-se :

- pentru rețeaua trece-jos :

$$\omega_0 \cong \frac{\sqrt{6}}{RC}; \quad (3.4)$$

- pentru rețeaua trece-sus :

$$\omega_0 \cong \frac{1}{\sqrt{6}RC}. \quad (3.5)$$

Din relația referitoare la amplitudine (2,5) se obține, pentru tranzistorul folosit ca amplificator, condiția pentru factorul său de amplificare în curent h_{21} :

$$h_{21} \gg 45 \quad (3.6)$$

- Oscilatoare RC cu doua tranzistoare. În cazul folosirii a două tranzistoare, al căror defazaj însumat este de $360^\circ = 2\pi$, cuadripolul de reacție trebuie să introducă un defazaj 0° sau $360^\circ (2\pi)$, conform relației (2.5).

Pentru schema din figura 3.3, din schema echivalentă se observă că expresia factorului de reacție β (în complex) este:

$$\beta = \frac{U_2}{U_1} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + \frac{Z_1}{Z_2}}. \quad (3.7)$$

Inversând ambele părți ale egalității, se obține:

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \frac{Z_1}{Z_2}. \quad (3.8)$$

Exprimând impedanțele Z_1 și Z_2 în funcție de elementele lor componente și ținând seama că:

$$Z_1 = R \frac{1}{j\omega L}, \quad (3.9)$$

$$\frac{1}{Z_2} = \frac{1}{R} + \frac{1}{\frac{1}{j\omega L}} = \frac{1}{R} + j\omega C,$$

se obține:

$$\frac{1}{\beta} = 1 + \left(R + \frac{1}{j\omega C} \right) \left(\frac{1}{R} + j\omega C \right) = 3 + j \left(\omega CR - \frac{1}{\omega CR} \right). \quad (3.10)$$

Dar din relația (2.6), în care $\varphi_A = 2\pi$:

$$\varphi_A + \varphi_B = 2\pi,$$

rezultă:

$$\varphi_B = 0. \quad (3.12)$$

Folosind forma trigonometrică a numerelor complexe, se poate scrie:

$$\beta = |\beta| (\cos \varphi_B + j \sin \varphi_B) = |\beta|. \quad (3.13)$$

Se observă că β este un număr real și pozitiv. Deci, anulând în expresia (3.9) partea imaginară a expresiei, rezultă:

$$\varpi_0 = \frac{1}{CR}, \quad (3.14)$$

$$\beta = \frac{1}{3} \quad (3.15)$$

și deci amplificarea minimă a tranzistorului trebuie să îndeplinească relația:

$$A=3. \quad (3.16)$$

4. GENERATOARE COMANDATE

Această categorie de generatoare furnizează semnal de ieșire, atunci când la intrare li se aplică un anumit semnal de comandă. Majoritatea acestor tipuri de generatoare lucrează cu comandă în impulsuri. Circuitele care generează impulsuri sau care acționează asupra impulsurilor, schimbându-le forma, durata, perioada, poziția sau alți parametrii, se numesc **circuite pentru impulsuri**.

IMPULSURI

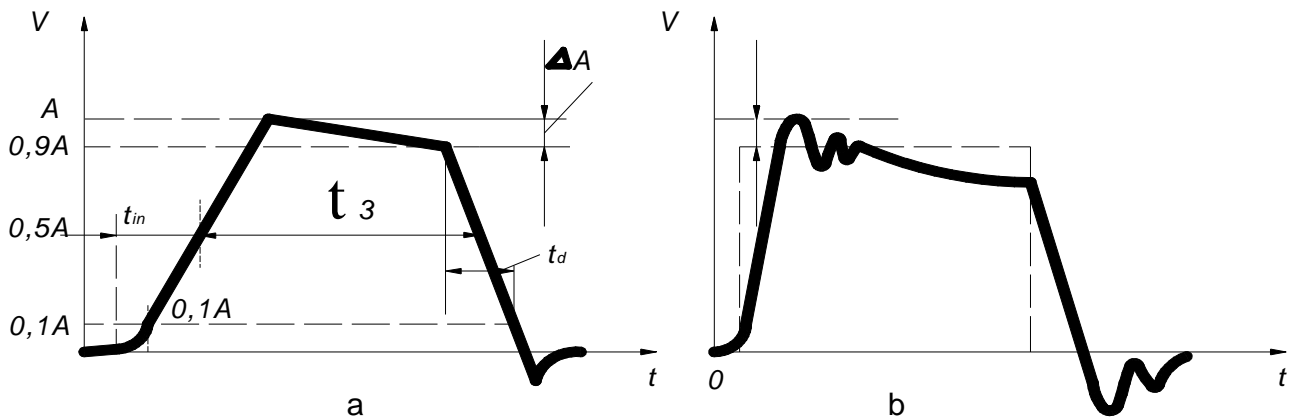
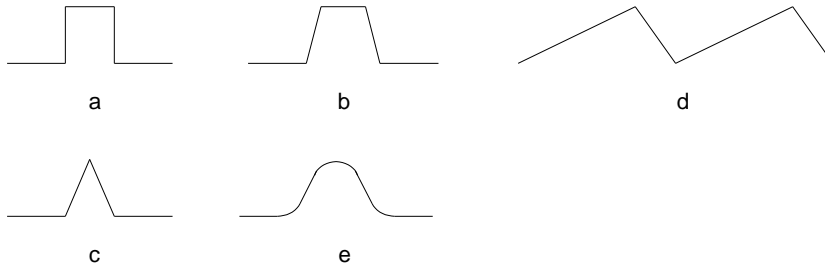
Prin impuls se înțelege o variație rapidă de tensiune sau de curent, care durează un timp scurt în comparație cu perioada de succesiune a acestor variații, precum și cu procesele tranzitorii pe care ele le produc în circuite. É

- Există o mare varietate de impulsuri (fig3.5) : *dreptunghiulare, trapezoidale, în dinte de ferestrău, triunghiulare, de tip clopot*. În multe aplicații se folosesc impulsuri de formă aproximativ dreptunghiulară.

- Atunci când la intrarea unui circuit se aplică un impuls *dreptunghiular* ideal, la ieșire se obține un impuls deformat, datorită acțiunii elementelor reactive (bobine, condensatoare) din circuit.

Acest impuls poate fi caracterizat cu ajutorul unor parametri, dintre care cei mai importanți sunt : *amplitudinea impulsului* (A), *durata impulsului* (τ_i), *durata frontului anterior* (t_c), *durata frontului posterior* (t_d), *descreșterea palierului* (ΔA) și, dacă este cazul, impulsului (ϵ) (fig3.6). Astfel :

- **amplitudinea impulsului** (A) reprezintă valoarea mărimii corespunzătoare regiunii palierului (valoarea de regim) ;



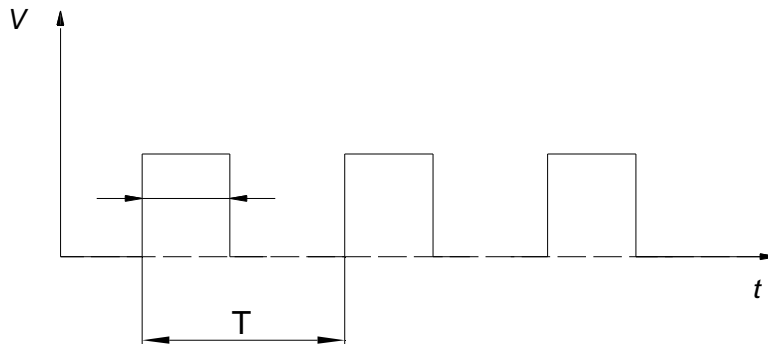


Fig.3.7.Succesiunea de impulsuri.

- **durata impulsului** (τ_i) reprezintă intervalul de timp dintre momentele corespunzătoare atingerii valorii de 0,5 din amplitudinea impulsurilor;
- **durata frontului anterior** (de creștere) (t_c) reprezintă intervalul de timp necesar mărimii pentru a crește de la 0,1 la 0,9 din valoarea de regim;
- **durata frontului posterior** (de descreștere) (t_d) reprezintă intervalul de timp necesar mării pentru a descrește de la 0,9 la 0,1 din valoarea de regim;
- **descreșterea palierului** (ΔA) reprezintă diferența dintre valoarea maximă și cea minimă a palierului;
- **supracreșterea** (ϵ) reprezintă diferența între valoarea maximă înregistrată de mărime și valoare de regim.

În cazul unei succesiuni de impulsuri dreptunghiulare periodice, care se repetă la intervale egale de timp (fig 3.7), parametrii caracteristici sunt durata impulsului τ_i , perioada de succesiune T (sau frecvența $f = \frac{1}{T}$) și coeficientul de

umplere $Q = \frac{\tau_i}{T}$,

- Impulsurile pot fi obținute prin două metode : prin generare sau prin formare.

4.1.CIRCUITE PENTRU FORMAREA IMPULSURILOR

Metoda formării impulsurilor se bazează pe obținerea unei succesiuni periodice de impulsuri, plecând de la semnale periodice de altă formă, de obicei sinusoidale.

Se folosesc **mai multe tipuri de circuite de formare a impulsurilor**, dintre care cele mai importante sunt : circuitele de limitare, de derivare și de integrare.

4.1.1. Circuite de limitare

Circuitul de limitare este circuitul care furnizează la ieșire o mărime (tensiune sau curent) proporțională cu mărimea de la intrare, numai atunci când aceasta se află cuprinsă între anumite limite, numite praguri de limitare. Când mărimea de la intrare depășește pragurile de limitare, mărimea corespunzătoare de la ieșire se păstrează constantă.

Limitarea se poate aplica semnalelor de orice formă. În cele mai dese cazuri, se utilizează limitarea unor semnale de formă sinusoidală pentru a obține impulsuri dreptunghiulare sau trapezoidale.

Limitarea oscilației sinusoidale se poate face : cu un prag (superior - fig. 4.1, a sau inferior –fig4.1, b) sau cu două praguri de limitare (fig4.1, c).

Pentru realizarea circuitelor de limitare, se folosesc elemente neliniare: diode semiconductoare sau tranzistoare. Cel mai simplu mod de realizare a limitatoarelor este prin folosirea diodelor și rezistențelor.

În cazul diodelor semiconductoare, limitarea se obține prin trecerea acestora din stare de conducție în stare de blocare și invers, atunci când semnalul atinge valoarea de prag a limitatorului.

• **Clasificarea limitatoarelor** se poate face după următoarele criterii:

-după modul de montare a diodei în circuit: limitatoare serie și limitatoare derivație;

-după alternanța obținută la ieșire (tipul pragului): limitatoare cu prag inferior și limitatoare cu prag superior;

-după mărimea semnalului limitat în comparație cu valoarea amplitudinii semnalului: *limitatoare cu prag zero sau limitatoare cu având o anumită valoare a pragului*, aceasta depinzând de polarizarea diodei dată de sursele continue din circuit.

• **Limitatoare de tip serie** (fig4,2). Circuitul de limitare din figura 4,2,a, este un limitator serie, cu prag de limitare zero. Funcționarea este următoarea: la aplicarea rezistenței pozitive, dioda conduce și întreaga tensiune aplicată se obține la ieșire. La aplicarea alternanței negative, dioda este blocată și tensiunea de ieșire este zero. La ieșire se obțin astfel numai alternanțele pozitive. Dacă dioda este polarizată cu o sursă E , cu minusul spre anod (fig4,2 a), dioda va conduce numai semnalele pozitive ce depășesc valoarea E de negativare a anodului, obținându-se o limitare cu prag inferior $+E$

În mod similar , se explică obținerea semnalelor de ieșire pentru cazurile în care dioda este montată invers, cu și fără sursă de polarizare a catodului (fig 4,2)

• **Limitatoare de tip derivație** În aceste circuite dioda se montează în paralel pe bornele de ieșire ale circuitului (fig4,3)

Pentru cazul limitatorului din figura 4,3 a, pentru alternanța pozitivă a semnalului, dioda este blocată și aceasta trece nemodificată la ieșirea circuitului.

La aplicarea alternanței negative, dioda conduce și scurtcircuitază semnalul la masă. Se obține astfel un limitator cu prag inferior zero.

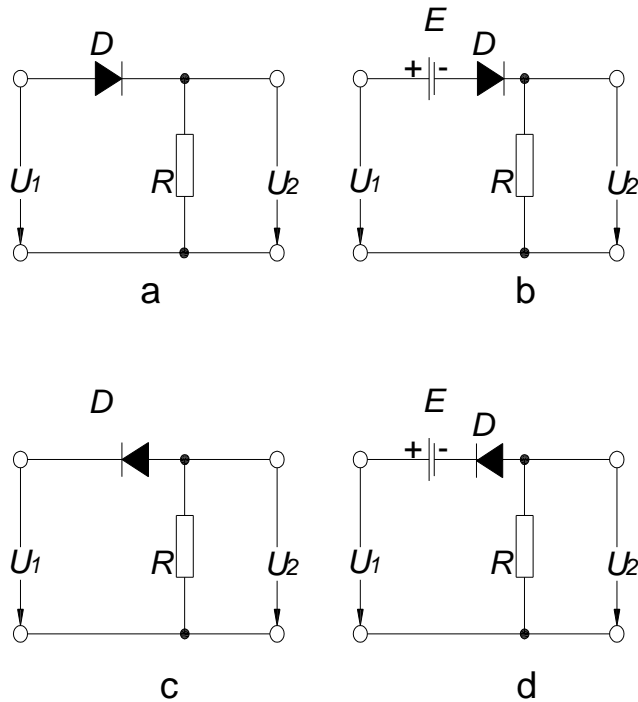
Prin introducerea unei surse E în serie cu dioda, (fig 4.3) cu polul negativ spre anodul diodei, aceasta conduce alternanța negativă numai după ce

valoarea acesteia depășește negativarea E a anodului. Se obține astfel o limitare cu prag inferior la $-E$.

Explicarea circuitelor reprezentate în figura 4,3 se face în mod similar.

Prin asocierea unor circuite de limitare de tip derivație, polarizate, ca în figura 4,5, se obține un **limitator cu două praguri de limitare**. Dacă la intrarea unui limitator cu două praguri se aplică o tensiune sinusoidală, la ieșire se obține o tensiune limitată, cea mai apropiată ca formă de o succesiune de impulsuri trapezoidale.

Cu cât pragurile sunt mai apropiate și amplitudinea semnalului este mai mare, cu atât se poate asimila mai bine semnalul rezultat cu o serie de impulsuri dreptunghiulare.



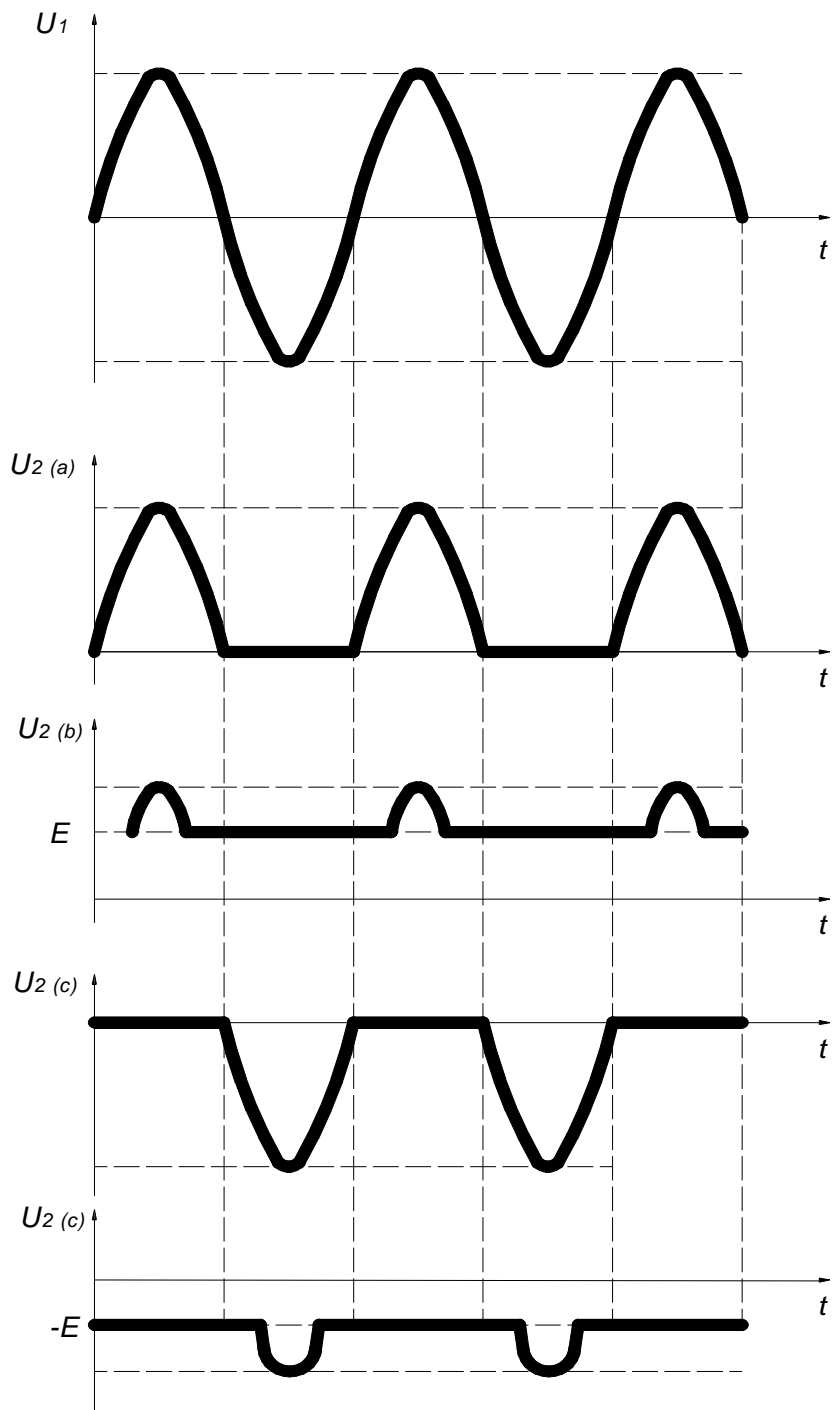
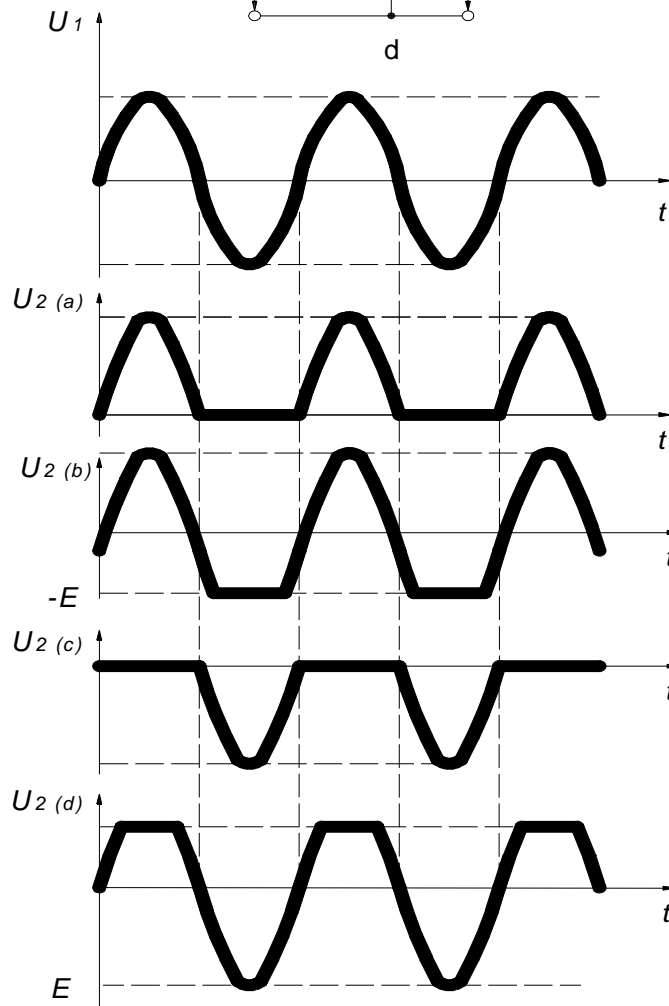
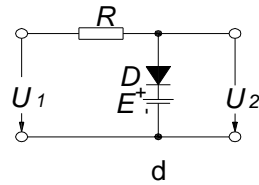
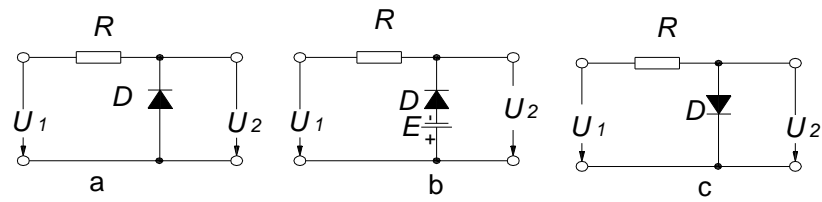


Fig.4.2. Circuite de limitare de tip serie cu diode:
 a - cu prag inferior la zero; b - cu prag inferior la $+E$;
 c - cu prag superior la zero; d - cu prag superior la $-E$;
 e - diagramele tensiunilor de iesire $U_2(a) \div U_2(d)$.obtinute
 cu limitatoarele prezentate in figura 4.2, a ; b ; c ; d .



e

Fig.4.3. Circuite de limitare de tip derivatie cu diode:
 a - cu prag inferior la zero; b - cu prag inferior la $-E$;
 c - cu prag superior la zero; d - cu prag superior la $+E$;
 e - diagramele tensiunilor de iesire $U_{2(a)} \div U_{2(d)}$, obtinute
 cu limitatoarele prezentate in figura 4.3, a ; b ; c ; d , cand
 la intrare se aplica o tensiune sinusoidala U_1

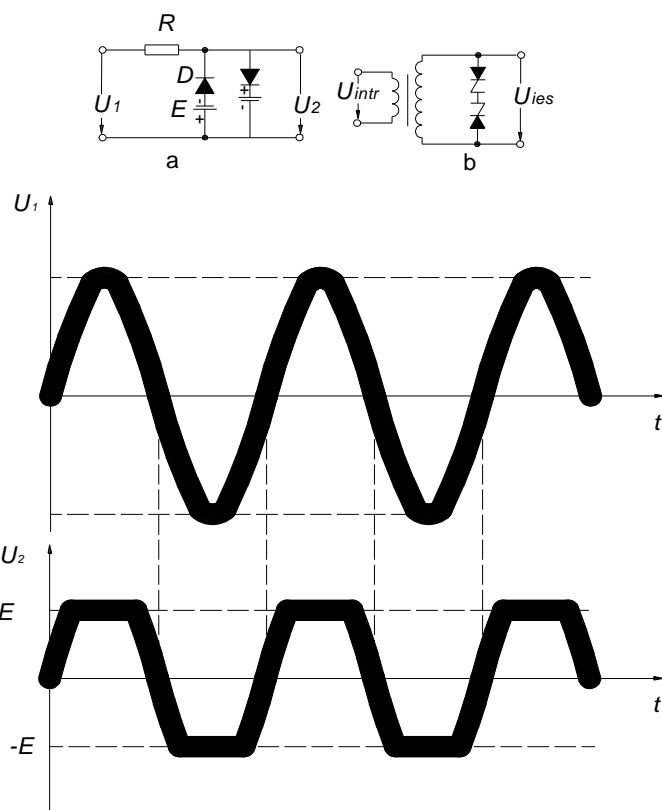


Fig 4.4. Circuite de limitare de tip derivatie cu doua praguri :
a - cu diode redresoare; b - cu diode Zener;
c - forma tensiunii obtinuta la iesirea limitatorului, atunci cand la intrare se aplica o tensiune sinusoidala.

a. Circuite de derivare

Circuitele de derivare (de ascutire) sunt circuite RC folosite pentru obtinerea unor impulsuri de scurta durata (ascutite) din impulsuri de durate mari, de obicei de tip dreptunghiular.

În figura ... se reprezintă un circuit de derivare RC. Funcționarea lui se bazează pe proprietatea condensatorului de a nu-și varia brusc tensiunea la borne, bazată pe faptul că energia sa $W_c = \frac{1}{2}CU^2$ nu poate varia prin salt. În aceste condiții, la aplicarea unui impuls dreptunghiular (un „salt” de tensiune), condensatorul se prezintă în primul moment ca un scurtcircuit, având tendința să-și păstreze starea inițială de neîncărcare. Saltul se transmite la ieșire (fig ...). Treptat, condensatorul se încarcă, ceea ce scade în mod corespunzător valoarea tensiunii de ieșire.

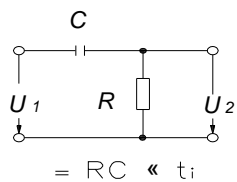


Fig.4.5.Circuit de derivare R.C.

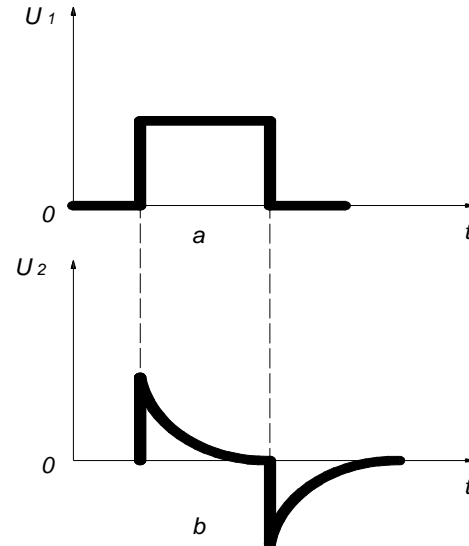


Fig.4.6.Formarea impulsurilor ascuțite cu circuit RC.
a - semnalul de intrare; b - semnalul de iesire.

La aplicarea frontului posterior al semnalului dreptunghiular („salt” negativ) condensatorul are aceeași comportare, tinzând să-și păstreze nemodificată starea de încărcare. În mod lent, condensatorul se descarcă exponențial, tensiunea de ieșire revenind la zero. Se observă deci că la un impuls relativ lung, aplicat la intrare, se obțin la ieșire două impulsuri scurte, pe polarități opuse. Pentru ca la ieșirea circuitului să se obțină impulsuri scurte (ascuțite), este necesar ca încărcarea și descărcarea condensatorului să se producă într-un interval de timp mai redus decât durata t a impulsului dreptunghiular aplicat. Se impune deci respectarea condiției :

$$\tau = RC \ll t_i \quad (4.1)$$

b. Circuite de integrare

Circuitele de integrare (de netezire) sunt circuite RC folosite pentru obținerea unor impulsuri cu fronturi modificate față de cele ale semnalului de intrare, ele furnizând la ieșire integrala semnalului de intrare.

Schema unui astfel de circuit RC este reprezentată în figura 4.7. Dacă parametrii circuitului respectă condiția ca valoarea constantei de timp $\tau = RC$ a circuitului să fie mult mai mare decât durata impulsului :

$$\tau = RC \gg t_i \quad (4.3)$$

atunci la aplicarea unui semnal dreptunghiular condensatorul se încarcă lent, aproximativ liniar (fig. 4.8 ,a).

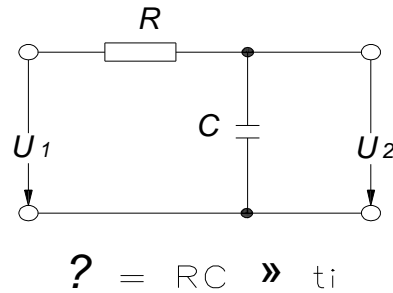


Fig.23.Circuit de integrare R.C.

Tensiunea de ieșire crește treptat până la dispariția impulsului de ieșire. În acest moment, condensatorul începe să se descarce, iar tensiunea de ieșire scade treptat, tinzând, către zero. Datorita încărcării și descărcării lente a condensatorului, asigurate de condiția (4.3), impulsul de ieșire are o formă aproximativă triunghiulară, ca în figura 4.8,a.

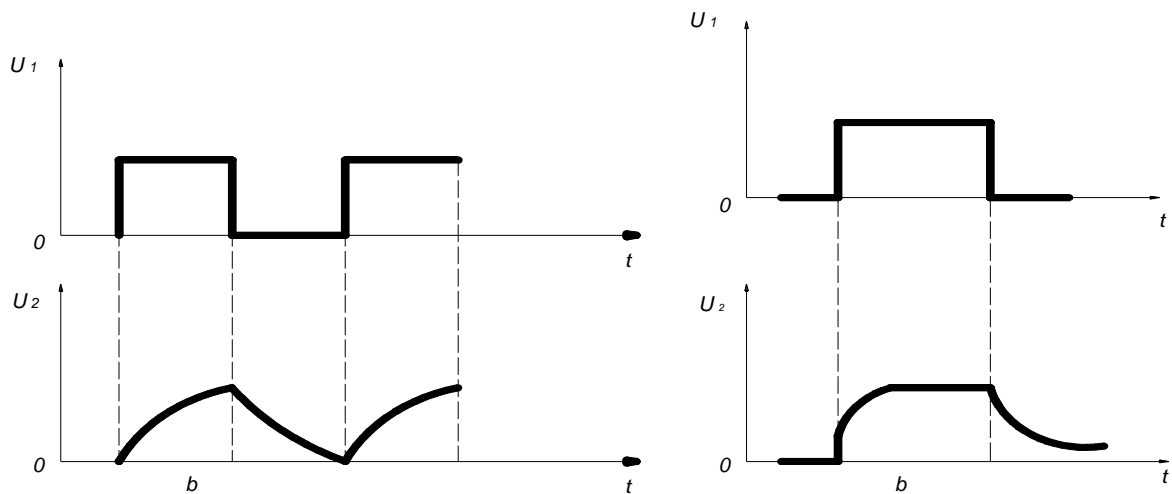


Fig.4.8.Forma semnalului de iesire la aplicarea unui semnal dreptunghiular pentru cazurile: a - $\tau > t_i$; b - $\tau < t_i$

Dacă circuitul are o constantă de timp de valori mai mici sau comparabile cu durata impulsului aplicat la intrare, condensatorul se poate încărca prin rezistență până la valoare maximă și semnalul de ieșire apare ca în figura 4.8, b.

Prin asocierea corespunzătoare a unor circuite de limitare, de derivare și de integrare se pot obține diverse forme de impulsuri plecând de la un semnal sinusoidal.

5.1 Circuite basculante astabile. Circuitele basculante astabile, numite și multivibratoare, se utilizează pentru a genera impulsuri dreptunghiulare periodice. Ele pot fi considerate oscilatoare, în sensul că semnalul de ieșire apare fără a necesita un semnal de comandă la intrare.

În figura 5.1 se reprezintă un astfel de circuit, la care tranzistoarele se află pe rând în regim de conducție sau de blocare pe anumite intervale de timp fără intervenția unor semnale de comandă exterioare.

Funcționarea circuitului este ilustrată prin diagramele de variație ale tensiunilor din figura 5.2

Deși schema este sistematică, executată cu elemente respectiv egale, la conectarea sursei de alimentare, datorită imperfecțiunilor tehnologice, apare o mică variație a curentului de colector al unuia dintre tranzistoare (de exemplu I_{C1}). Creșterea căderii de tensiune pe R_1 ($E_C = const$), produsă de creșterea lui I_{C1} , duce la scăderea potențialului de colector al propriului tranzistor T_1 ($U_{CE1} + R_{C1}I_{C1} = E_C, const$). Această scădere se transmite prin C_1 pe baza tranzistorului T_2 , ducând la micșorarea curentului acestuia (I_{C2}) de colector. Prin aceasta, scade caderea de tensiune dată de I_{C2} pe rezistența sa de colector și crește potențialul de colector al lui T_2 . Această creștere de transmisie prin C_2 pe baza lui T_1 , mărinde valoarea curentului său de colector I_{C1} . Procesul evoluează în avalanșă și duce în final la conducția de saturație T_1 și la blocarea lui T_2 . În acest timp, condensatorul C_1 , care s-a încărcat în circuitul $+E_C, R_{C1}, r_{BE2}$, începând să se descarce prin $R_{C1} \parallel r_{CE1}$ și $R_{B2} \parallel r_{BE2}$, ajungând ca la un moment dat tensiunea pe R_{B2} (care este legată în paralel pe intrarea lui T_2) să devină egală cu tensiunea de deschidere a tranzistorului T_2 .

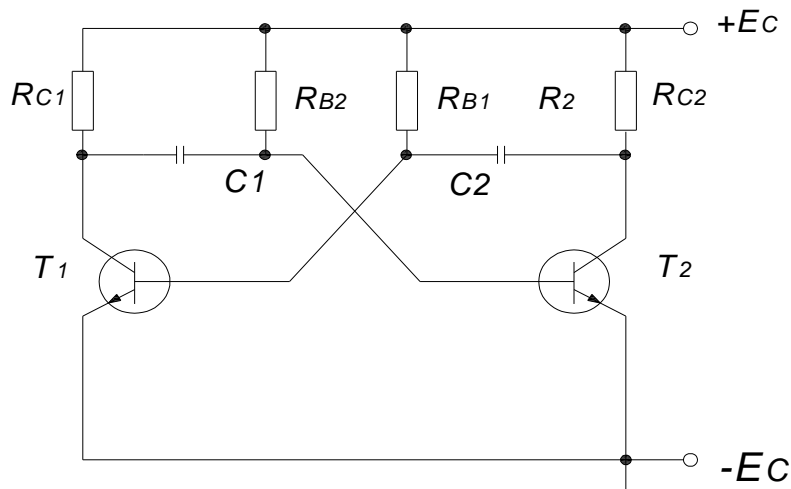


Fig.5.0.Circuit basculant astabil.

Acesta începe să funcționeze și cu aceeași succesiune de fenomene, referitoare de această dată la T_2 , se ajunge la T_2 saturat și T_1 blocat. Fenomenul se repetă periodic. Circuitele de încărcare și respectiv de descărcare ale condensatorului C_1 sunt redată în figura ...

În figura 5.2 a se reprezintă situația T_1 blocat și T_2 saturat. Condensatorul C_1 se află practic descărcat în circuitul alcătuit din: $E_C, R_{C1} // r_{CE1}$ și $R_{B2} // r_{BE2}$.

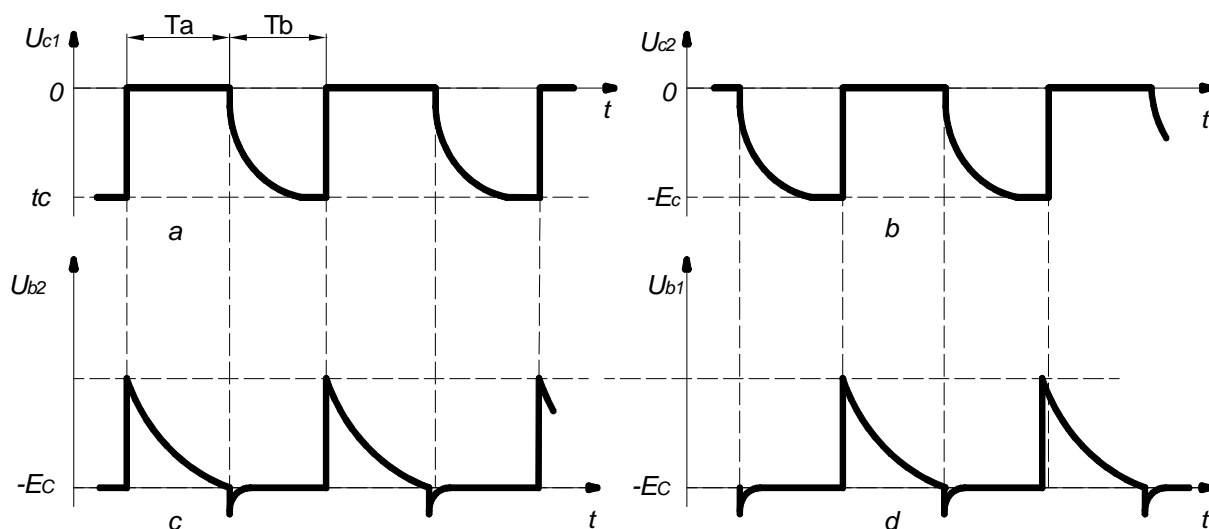


Fig.28.Diagramele de variație ale tensiunilor din circuitul basculant astabil din fig. 27

Dar T_1 fiind blocat, rezistența sa colector emitor este foarte mare ($r_{CE1} \ll R_{C1}$), iar T_2 fiind saturat, rezistența sa bază emitor este foarte mică ($r_{BE2} \ll R_{B2}$), astfel că circuitul real de încărcare al lui O_1 rămâne alcătuit din: E_C , R_{C1} și r_{BE2} .

În figura...., se reprezintă situația T_1 saturat și T_2 blocat. Condensatorul C_1 încărcat, se află în circuitul alcătuit din: $R_{C1} // r_{CE1}$ și $R_{B2} // r_{BE2}$. Dar T_1 fiind saturat $r_{CE1} \ll R_{C1}$, iar T_2 fiind blocat $R_{B2} \ll r_{BE2}$, astfel că circuitul de descărcare rămâne practic alcătuit din r_{CE1} și R_{B2} .

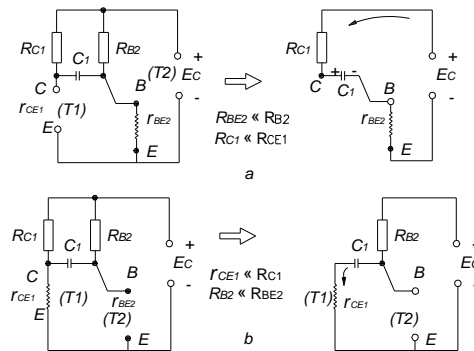


Fig.5.2.Circuitele de încărcare, respectiv de descărcare ale condensatorului C_1 :
 a - starea T_1 blocat, T_2 saturat, C_1 se încarcă; b - starea T_1 saturat, T_2 blocat, C_1 se descarcă.

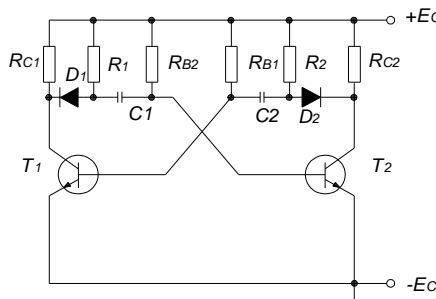


Fig.5.3.Circuit pentru îmbunătățirea formei semnalului din colector.

Variațiile tensiunilor din colectoarele tranzistoarelor, pot fi considerate a impulsuri de formă aproximativ dreptunghiulară. Durata fiecărui impuls generat este determinată de timpul necesar, potențialului bazei tranzistorului blocat pentru a varia între valoarea maximă și zero, având valorile:

$$T_a = 0,79 C_1 R_{B2} \quad (5.1)$$

$$T_b = 0,69 C_2 R_{B1} \quad (5.2)$$

Pentru îmbunătățirea formei de undă a semnalului de ieșire, capacitățile C_1 și C_2 se conectează la colectoarele tranzistoarelor prin intermediul unei diode(5.3), în punctul comun dintre diodă și condensator introducându-se câte o rezistență legată la sursa de alimentare. În felul acesta încărcarea condensatoarelor din colectoarele tranzistoarelor saturate nu se mai face prin rezistențele de colector ale tranzistoarelor blocate, ci prin rezistențele nou-introduse, îmbunătățind frontul anterior al impulsurilor din colectoare.

Întrucât, în mod obișnuit, stabilitatea perioadei impulsurilor generate de multivibrator, nu este satisfăcătoare, se recurge frecvent la sincronizarea prin impulsuri exterioare, aplicate pe bazele tranzistoarelor prin condensatoare de capacități mici, determinând deschiderea tranzistorului mai repede decât în absența impulsului și asigurând astfel frecvența de lucru dorită.

5.2 Circuite basculante monostabile. Schema tipică a unui astfel de circuit este redată în figura(5.4)

Spre deosebire de cazul circuitelor astabile, schema nu mai este simetrică, ceea ce determină și comportarea circuitului ce are o singură stare stabilă. *Funcționarea circuitului este următoarea:* dacă la aplicarea tensiunii de alimentare se obține o variație suplimentară a curentului de colector I_{C1} al tranzistorului T_1 , prin fenomene similare celor descrise la circuitul basculant astabil, T_1 ajunge să conducă la saturație, iar T_2 este blocat. Aceasta este o stare instabilă, deoarece prin procesele descrise anterior are loc descărcarea condensatorului C_1 până tensiunea pe baza lui T_2 scade, permițând conducția lui T_2 . Din acest moment, procesele au loc în sensul măririi conducției lui T_2 saturat. Această a doua stare reprezintă starea stabilă a montajului. Datorită prezenței tensiunii E_b de blocare a bazei lui T_1 , descărcarea lui C_2 nu mai poate avea loc.

Trecerea în starea inițială, se poate face numai aplicând un impuls de comandă pe baza lui T_1 , de polaritate corespunzătoare scoaterii bazei lui T_1 din starea de blocare, sau pe baza lui T_2 , astfel încât să-i micșoreze starea de conducție. De obicei este folosită cea de-a doua variantă(fig 5.5). La aplicarea fiecărui impuls de comandă, pe colectorul tranzistorului T_2 se obține un impuls dreptunghiular de polaritate negativă și durată proporțională cu constanta de timp $C_2 R_1$. Diagrama de variație a tensiunilor obținute în colectoare, respectiv în bazele tranzistoarelor este reprezentată în figura 5.6

5.3 Circuite basculante bistabile. Circuitele basculante bistabile caracterizate prin două stări stabile egal posibile, au un domeniu vast de aplicații fiind elemente de bază în schemele logice de comandă, numărătoare, registre, circuite de memorizare.

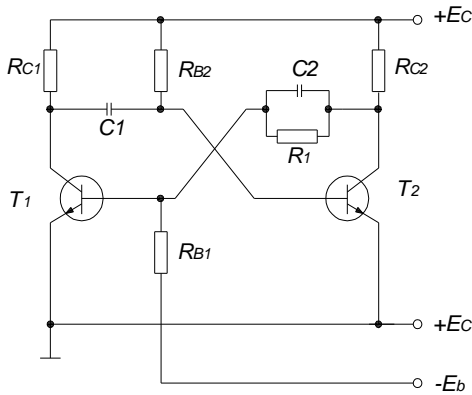


Fig.5.4.Circuit basculant monostabil.

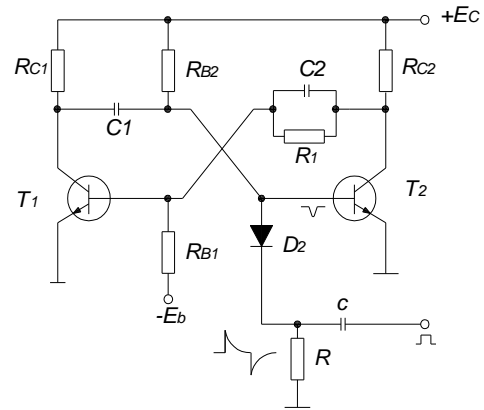


Fig.5.5.Circuit basculant monostabil comandat pe baza tranzistorului saturat.

Funcționare. Schema cea mai răspândită este cea simetrică (fig 5.7), în care se folosesc două surse de polarizare: pentru colectoarele (E_c) și respectiv pentru bazele tranzistoarelor (E_b). Procesele de basculare au o desfășurare asemănătoare celor descrise la circuitele basculante anterioare: o mică variație a curentului de colector al unuia dintre tranzistoare (de ex. T_1) determină, datorită cuplajelor existente între colectorul unui tranzistor și baza celuilalt, aducerea la saturație a tranzistorului T_1 și respectiv blocarea tranzistorului T_2 . Această stare este stabilă, deoarece polarizarea exterioară a bazei tranzistorului blocat (E_b) împiedică scăderea tensiunii aplicate pe baza acestuia sub valoarea de tăiere. În această stare, circuitul poate rămâne un timp îndelungat. Pentru a provoca bascularea trebuie aplicat un impuls exterior astfel ales, ca polaritate, amplitudine și loc de aplicare, încât să schimbe starea montajului. Acest lucru este posibil în două situații: fie prin scoaterea tranzistorului T_2 din starea de blocare, determinând deschiderea sa, fie prin scoaterea lui T_1 din saturație, micșorând conducția sa. În multe cazuri impulsul exterior se aplică pe baza tranzistorului saturat, pentru schema prezentată (cu tranzistoare npn) impulsul având polaritate negativă.

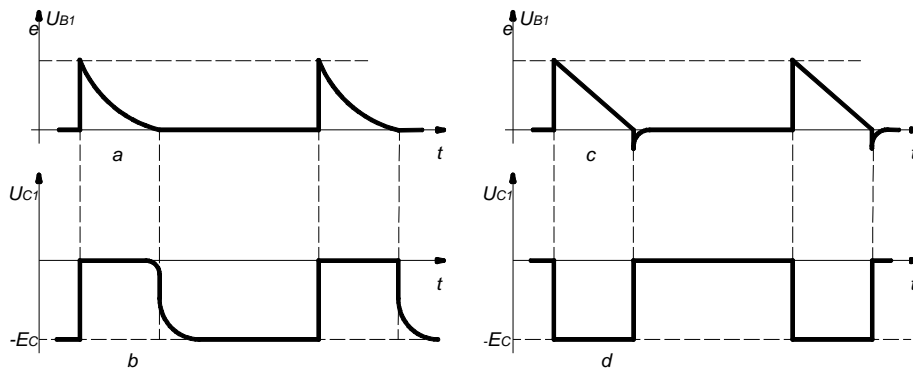


Fig.5.6.Diagramele de variație ale tensiunilor unui circuit basculant monostabil.

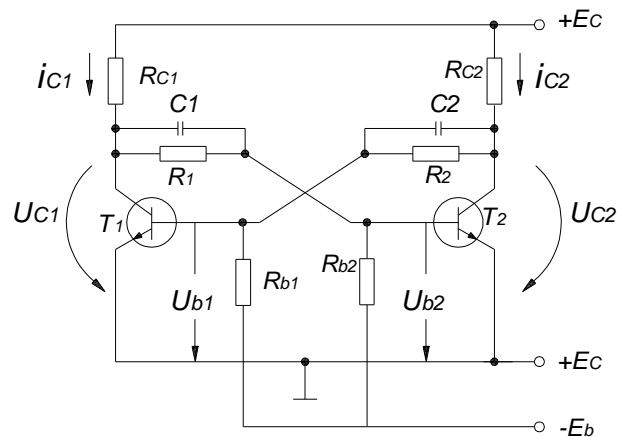


Fig.5.7.Circuit basculant bistabil.

După primirea impulsului de comandă,circuitul basculează, trecand rapid in cea de a doua stare stabilă, in care T_2 la saturație și T_1 este blocat.Pentru schimbarea acestei stări este necesară aplicarea unui nou impuls de comandă exterior.În colectoarele celor două tranzistoare se obțin impulsuri dreptunghiulare, de polarități opuse și de durată egală cu intervalul dintre două impulsuri succesive de comandă.(fig 5.8)

Spre deosebire de circuitul astabil, condensatoarele C din schemă au numai rolul de a accelera procesul de comutare de la o stare la alta, prezentandu-se ca un scurtcircuit la variații bruște ale tensiunii și deci transmițand integral aceste variații.Ele compensează in același timp efectele capacităților parazite de intrare

ale tranzistoarelor, care împreună cu rezistențele (R_1 IIC₁ și R_2 IIC₂) din schemă pot fi circuite de integrare, care ar produce rotunjirea fronturilor impulsurilor. Rotunjirea fronturilor nu poate însă fi complet evitată, ea datorându-se timpului de comutație al tranzistoarelor, timp de valoare mai mare atunci când tranzistorul a lucrat la saturație.

Pentru a evita eventualele inconveniente create de sursa de polarizare a bazelor E_b , se pot realiza circuite basculante bistabile, la care această sursă este eliminată din schemă. În acest caz, polaritatea bazelor este asigurată de o rezistență R_E conectată în circuitul de emitor al celor două tranzistoare (fig 5.9). Întrucât tranzistoarele conduc pe rând curenți egali, circuitul fiind simetric, tensiunea care apare la bornele acestei rezistențe este constantă și asigură polarizarea necesară bazelor.

• După tipul circuitului de comandă folosit, circuitele basculante bistabile pot fi de următoarele tipuri (fig 5.10)

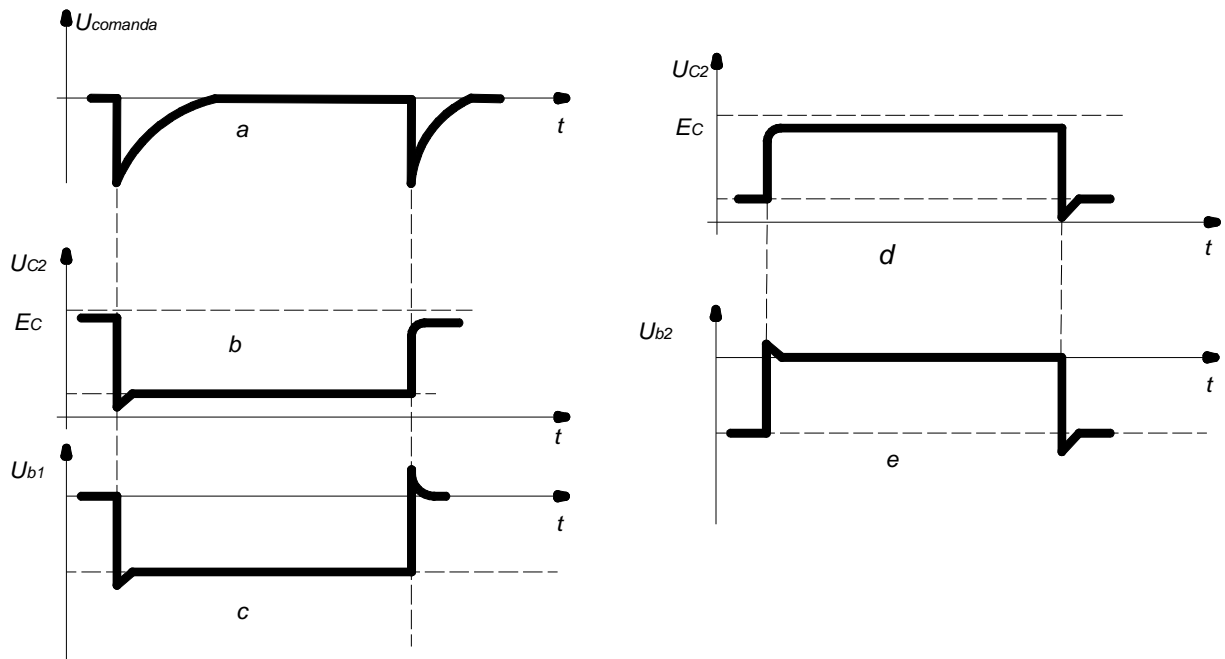


Fig.35Diagramele de variație ale tensiunilor în montajul din figura 3.34 a- impulsuri de comandă; b - tensiunea de colector U_{c2} ; c - tensiunea de bază U_{b1} ; d - tensiunea de colector U_{c1} ; e - tensiunea de bază U_{b2}

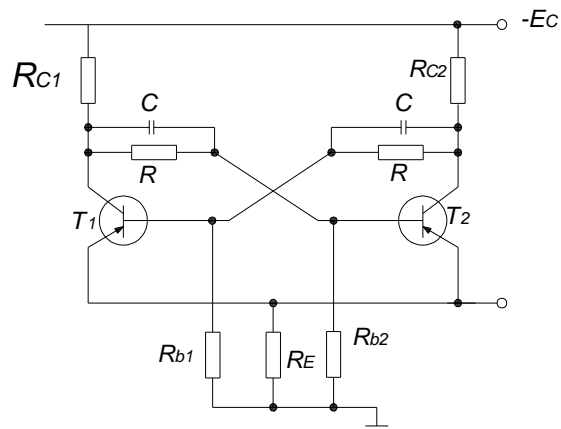


Fig.5.9.Circuit basculant bistabil cu polarizarea bazelor prin R_E comuna

-*circuite basculante bistabile de tip RS* (fig 5.10.a), la care comanda se face pe baze, pe două intrări numite R și S, cu impulsuri dreptunghiulare aplicate prin intermediul unui circuit de derivare și o diodă ce selectează polaritatea dorită pentru impulsul de comandă. Impulsul aplicat pe R aduce circuitul într-o stare notată "0" iar cel aplicat pe S aduce circuitul în starea "1". Aplicând simultan impulsuri pe ambele intrări, rezultă o stare de nedeterminare, în sensul că circuitul poate rămâne întâmplător fie în starea anterioară aplicării impulsului, fie poate bascula;

-*circuite basculante bistabile de tip JK* (fig.5.10.b) constituie o variantă îmbunătățită a celui de tip RS.

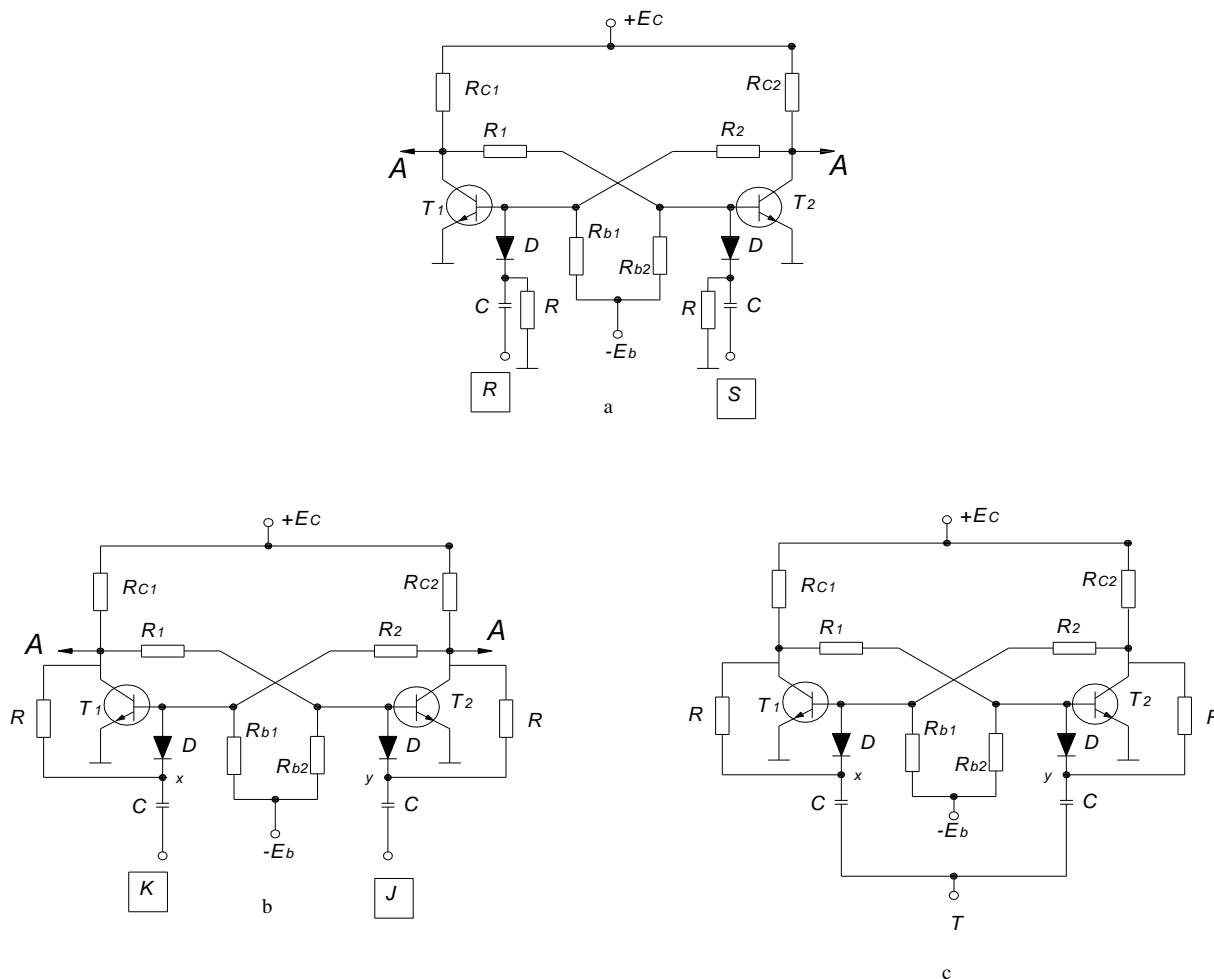


Fig.5.10. Tipuri de circuite basculante bistabile :
a - R -S ; b - J -K; c - T.

Legarea rezistenței R a circuitului de derivare la colector(în loc de conectarea ei la masă) duce la ridicarea stării de nedeterminare.Impulsurile aplicate pe intrarea J aduc circuitul în starea “1” cele aplicate în starea “0” iar aplicarea simultană a impulsurilor pe J și pe K determină bascularea circuitului în starea complementară celei în care se află;

-*circuite basculante bistabile de tip T* (fig5.10.c):la aplicarea unei succesiuni de impulsuri pe această intrare comună celor două baze, circuitul basculează la fiecare comandă primită.

Bistabilul Schmitt. Bistabilul (triggerul) Schmitt (fig 5.11) reprezintă un circuit basculant cu două stări stabile de echilibru, avand însă o schemă asimetrică.Cuplajul între tranzistoare este asigurat din colectorul lui T_1 în baza lui T_2 prin rezistența R, iar invers între T_2 și T_1 , prin intermediul rezistenței de

emitor R_e . Din această cauză, circuitul mai este numit circuit bistabil cu cuplaj prin emitor.

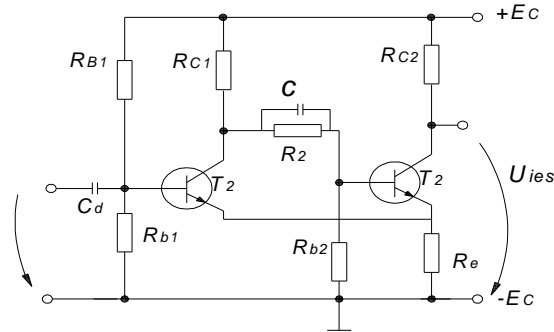


Fig.38. Circuitul basculant bistabil Schmitt.

Funcționarea bistabilului este următoarea: se consideră în starea inițială T_1 blocat și T_2 în conducție puternică; la aplicarea la intrare (pe C) a unui semnal a cărui amplitudine depășește tensiunea de blocare ("nivelul de prag"), T_1 începe să conducă. Tensiunea sa de collector scade, se aplică prin cuplaj rezistiv pe baza lui T_2 care își micșorează conducția, pe rezistența comună R_e apare o micșorare a căderii de tensiune, determinand o conducție însă mai puternică a lui T_1 , ducand într-un timp extrem de redus la situația: T_1 saturat, T_2 blocat (a doua stare stabilă).

Starea durează până cand semnalul exterior scade sub o anumită valoare (U_2) față de valoarea de deschidere a tranzistorului T_1 . În acest caz, T_1 își micșorează conducția, determinand apariția stării inițiale (T_1 blocat, T_2 saturat).

Datorită specificului său de funcționare, circuitul basculant bistabil Schmitt poate avea următoarele utilizări (fig 5.12):

- *focator de impulsuri dreptunghiulare* din semnale alternative aplicate la intrare (fig...)

- *memorator de impulsuri* pentru un semnal de intrare alcătuit dintr-o succesiune de impulsuri de polarități diferite; circuitul basculează ori de câte ori se schimbă polaritatea impulsurilor de intrare (fig 5.12)

-discriminator de amplitudine a impulsurilor, circuitul basculează, deci dă semnalul de ieșire ori de intrare(de cate ori semnalul de intrare sau impulsurile de intrare depășesc tensiunea de prag U_1 (fig 5.12 c).

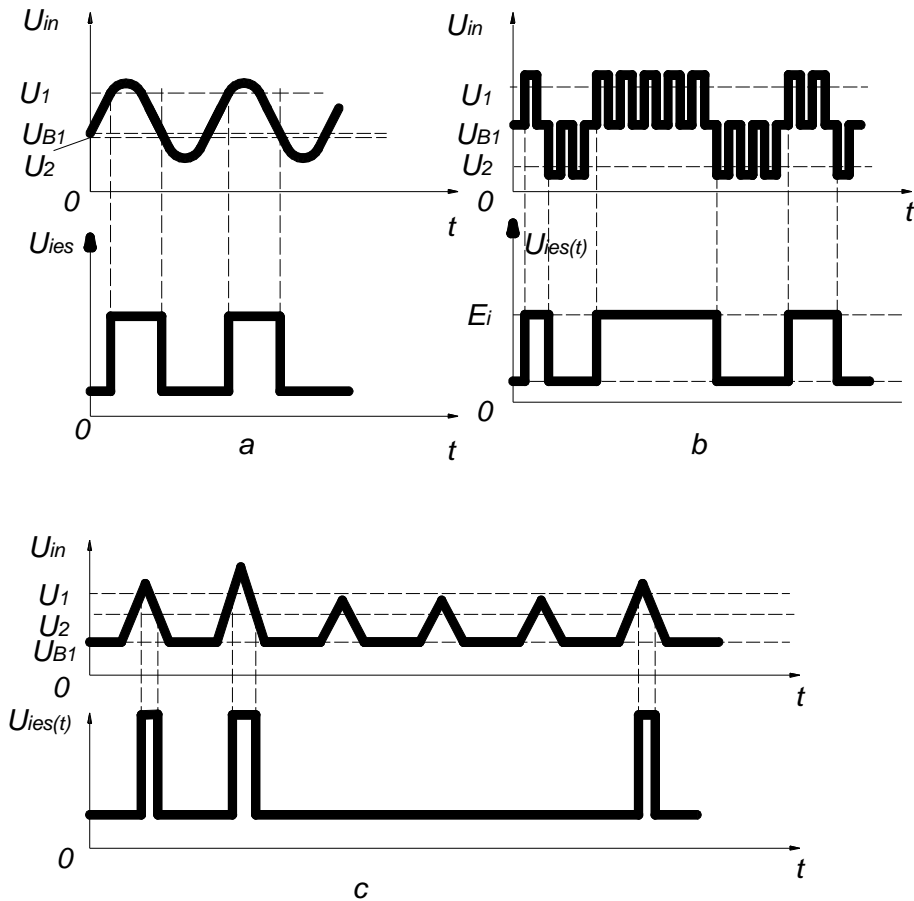


Fig.5.12. Utilizarile circuitului basculant bistabil Schmitt:
a - formator de impulsuri dreptunghiulare ; b - memorator de impulsuri ; c - discriminator de amplitudine.