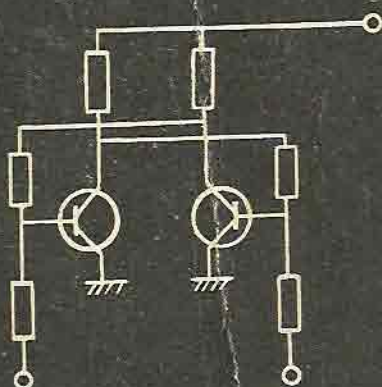




scribentă: elen v. v. v.



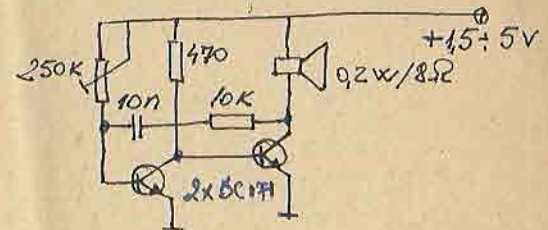
colecția • radio și televiziune • 104

L. Doboș

Circuite basculante în practica radioamatorilor

Editura tehnică

Dispozitive semiconductoare ca elemente de comutație



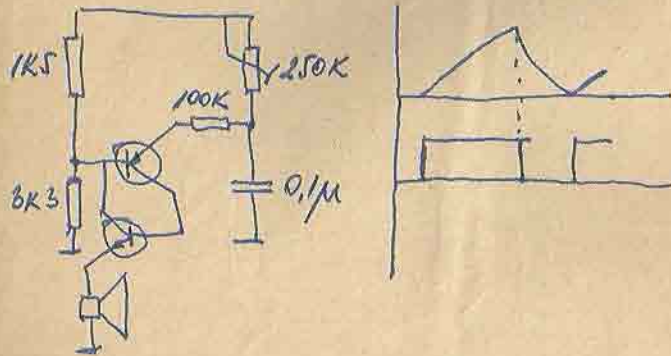
Lucrarea prezintă funcționarea și aplicațiile practice ale circuitelor basculante la un nivel accesibil radioamatorilor cu pregătire mai avansată, depanatorilor de televizoare și tehnicienilor electroniști.

În prima parte (Cap. 1, 2) se prezintă funcționarea circuitelor basculante astabile, monostabile, bistabile.

Partea a doua (Cap. 3) cuprinde câteva aplicații practice ale circuitelor basculante: generator de unde dreptunghiulare, generator de miră electronică pentru televiziune, releu de temporizare, circuite de semnalizare.

Pentru o parte din montajele prezentate se dau detalii de construcție, reglare, punere în funcțiune.

Montajele descrise sînt realizabile cu materiale de fabricație românească, care se pot procura din comerț.



Redactor: ing. MARIA GANEA
Tehnoredactor: MARIA IONESCU

Dispozitivele semiconductoare utilizate pentru realizarea circuitelor basculante lucrează la semnale electrice mari. Pentru a ușura înțelegerea funcționării acestor circuite, în capitolul introductiv se prezintă comportarea dispozitivelor semiconductoare la semnale mari, în regim de comutație.

1.1. Dioda semiconductoare ca element de comutație

În figura 1.1 este reprezentată caracteristica curent-tensiune $i_D = f(u_D)$ a unei diode semiconductoare.

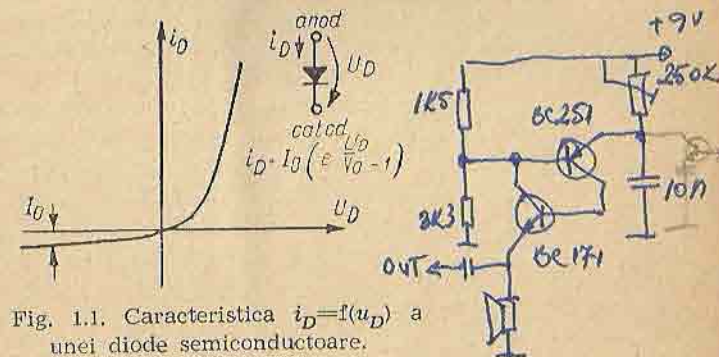


Fig. 1.1. Caracteristica $i_D = f(u_D)$ a unei diode semiconductoare.

Se observă că pentru tensiuni inverse (anodul polarizat negativ în raport cu catodul) valoarea curentului care circulă prin diodă este extrem de mică și teoretic independentă de valoarea tensiunii inverse aplicate pe diodă. Acest curent (I_0) poartă numele de *curent invers* al diodei.

În sens direct curentul prin diodă variază după o lege exponențială în funcție de tensiunea aplicată. Căderea de tensiune directă în cazul diodelor semiconductoare variază de la zecimi de volți până la câțiva volți.

Se constată că dioda prezintă în sens direct o rezistență statică mică iar în sens invers o rezistență statică mare, apropiindu-se de caracteristica unui comutator ideal.

În cazul diodelor cu contact punctiform pe bază de germaniu la temperatura ambiantă (25°C) curentul invers este de ordinul microamperilor și se dublează la fiecare creștere a temperaturii cu 10°C . Rezistența statică directă este de ordinul câtorva sute de ohmi. În cazul diodelor cu siliciu curentul invers este considerabil mai mic, în schimb se dublează la fiecare creștere de cca. 8°C peste temperatura de referință.

Parametrii descriși mai sus caracterizează comportarea statică a diodelor semiconductoare. În schemele de comutație interesează timpii necesari aducerii diodelor din stare de blocare în stare de conducție și invers, denumiți *timpul de comutare directă* t_d respectiv *timpul de comutare inversă* t_{inv} .

În figura 1.2 se reprezintă variația parametrilor curent-tensiune ai unei diode în timpul procesului de comutație.

Timpul de comutare inversă t_{inv} se compune din *timpul de revenire* t_{rev} , în care are loc eliminarea purtătorilor minoritari din regiunile neutre ale joncțiunii [1] și *timpul de cădere* t_c , comparabil cu *timpul de comutare directă* t_d și mult mai mic decât timpul de revenire t_{rev} .

Timpii de comutare directă și de cădere (t_d și t_c) sînt de ordinul zecilor de nanosecunde și de obicei nu se indică în cataloage, în schimb timpii de revenire sînt mult mai mari ($0,1 \dots 50 \mu\text{s}$) și sînt dați în cataloage cu speci-

ficarea valorilor curenților de comutare inversă. Prin mărirea curentului de comutare inversă, timpul de revenire poate fi micșorat, micșorîndu-se astfel timpul de comutare inversă.

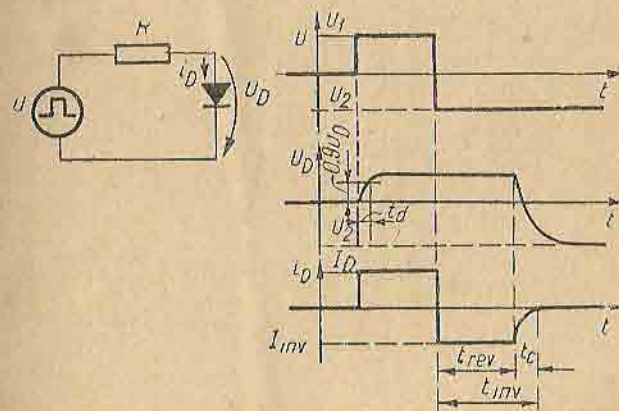


Fig. 1.2. Variația tensiunii și a curentului în timpul comutării diodei.

1.2. Tranzistorul ca element de comutație

Comportarea tranzistorului ca element de comutație poate fi descrisă cunoscînd mărimile statice, care caracterizează stările de blocare și de conducție precum și parametrii proceselor de tranziție dintr-o stare în alta.

În schemele de comutație tranzistorul poate fi utilizat în cele trei conexiuni posibile: cu *emitor comun* EC, cu *bază comună* BC, cu *colectorul comun* CC.

Tranzistorul în conexiune cu emitorul EC este cel mai larg utilizat ca element de comutație, întrucît necesită puteri de comandă minime.

În funcție de valorile curenților și tensiunilor de intrare și ieșire (I_B ; U_{BE} ; I_C ; U_{CE}) se pot deosebi următoarele regiuni de funcționare (fig. 1.3):

- 1 — caracteristica de tăiere a tranzistorului pentru tensiune de intrare $U_{BE} \geq 0$ ($I_B = I_{CBO}$);
 a — regiunea de tăiere a tranzistorului cu rezistență conectată între bază și emitor (R_B);

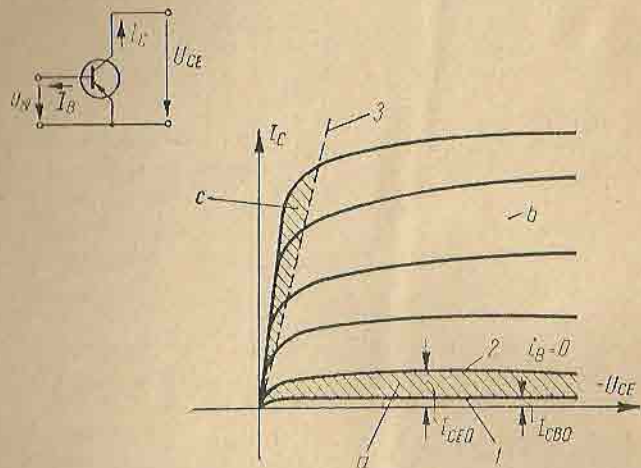


Fig. 1.3. Regiunile de lucru ale unui tranzistor pnp în conexiunea EC.

- 2 — caracteristica de tăiere a tranzistorului pentru tăierea curentului de bază $I_B = 0$;
 b — regiunea activă normală a tranzistorului, caracterizată prin $I_B > 0$; $U_{CE} < 0$;
 3 — caracteristica de saturație incipientă a tranzistorului pentru $U_{CB} = 0$; $I_B = I_{BS}$ = curent de bază incipient.
 c — regiunea de saturație a tranzistorului, caracterizată prin polarizarea directă a joncțiunilor emitor-bază și colector — bază $U_{CB} > 0$; $U_{BE} < 0$.

În figura 1.4. sînt reprezentate regiunile de lucru pentru un tranzistor de tip npn.

Schemele de comutație cu tranzistoare nesaturate lucrează în regiunile a și b și se caracterizează prin puteri mari de disipație pe tranzistor în stare de conducție, de-

pendență pronunțată a valorii tensiunilor de parametrii tranzistorului, de temperatură etc.

Schemele de comutație cu tranzistoare nesaturate asigură viteze mari de lucru.

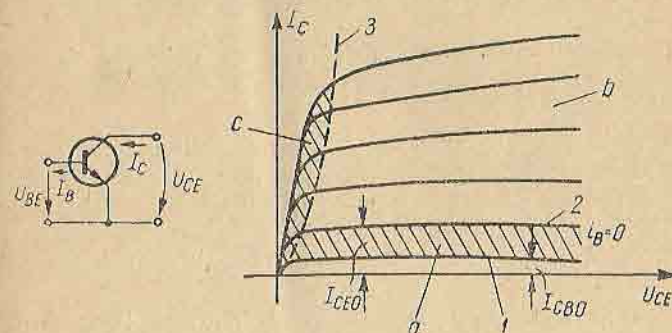


Fig. 1.4. Regiunea de lucru ale unui tranzistor npn în conexiunea EC.

Schemele de comutație cu tranzistoare saturate prezintă avantajul unei proiectări simple, a unei bune stabilități a valorii tensiunilor, a unei bune stabilități la perturbații și la dispersia parametrilor, în schimb vitezele de comutație sînt mai reduse. În continuare se tratează problemele legate de comportarea tranzistoarelor în regim de saturat-blocat.

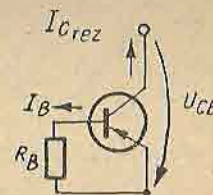


Fig. 1.5. Tranzistor în stare blocată.

• Starea de blocare, caracterizată prin curentul de colector rezidual și tensiunea colector-emitor maxim admisă, corespunde regiunii a din figurile 1.3 și 1.4. Schema corespunzătoare de principiu este reprezentată în figura 1.5.

În cazul în care rezistența R_B are valoarea zero (scurtcircuit între bază și emitor), tranzistorul, poate fi înlocuit printr-o diodă corespunzătoare joncțiunii colector-bază, astfel că, atît prin bază cît și prin colector circulă curentul invers I_{CB0} al joncțiunii colector bază ($I_C = I_{CB0}$; $I_B = -I_{CB0}$).

Tensiunea maxim admisibilă între colector și emitor coincide cu tensiunea inversă maxim admisibilă a joncțiunii colector-bază.

Pentru $R_B \neq 0$, curentul invers al joncțiunii colector-bază determină o cădere de tensiune pe rezistența R_B , care tinde să polarizeze direct joncțiunea bază-emitor. Are loc o injectare de purtători minoritari din emitor în regiunea bazei, determinînd mărirea curentului rezidual de colector.

Pentru $R_B = \infty$, (curentul $I_B = 0$ sau cu baza în gol) curentul invers al joncțiunii colector bază I_{CB0} circulă prin joncțiunea emitor-bază asigurîndu-i astfel o polarizare directă și deci o mărire considerabilă a curentului rezidual de colector. Acest fenomen influențează în mod negativ și valoarea tensiunii maxime admise între colector și emitor.

În figura 1.6 sînt reprezentate variațiile valorilor curentului rezidual de colector $I_{C_{rez}}$ și a tensiunii maxime admise $U_{CE_{max}}$ în funcție de valoarea rezistenței R_B .

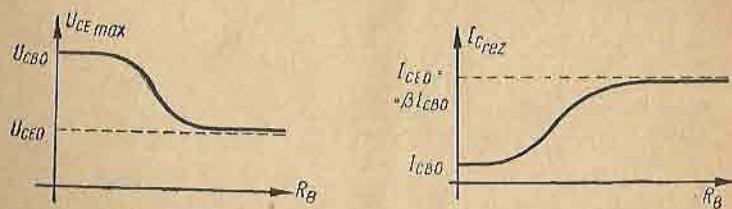


Fig. 1.6. Dependența tensiunii $U_{CE_{max}}$ și a curentului rezidual de colector de valoarea rezistenței R_B .

Este de dorit ca în starea blocată curentul rezidual de colector să fie redus la valoarea minimă, lucru realizabil prin utilizarea unei surse suplimentare pentru po-

larizarea inversă a joncțiunii emitor-bază, așa cum se arată în figura 1.7.

● **Starea de conducție în regiunea de saturație.** Starea de conducție la saturație, caracterizată prin tensiunea reziduală între colector și emitor $U_{CE_{rez}}$ și curentul maxim admisibil prin tranzistor, corespunde regiunii c din figura 1.3. și 1.4.

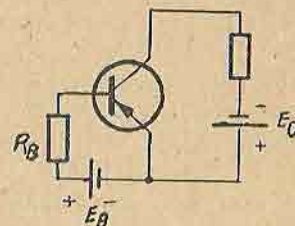


Fig. 1.7. Circuit de polarizare inversă a bazei cu sursă suplimentară.

Starea saturată a tranzistorului se asigură aplicînd un curent de bază I_B , de valoare mai mare decît valoarea curentului incipient de saturație I_{B_s} (pentru care $I_C = I_C$ și $U_{CB} = 0$).

Raportul dintre curentul de bază I_B și curentul incipient de saturație poartă denumirea de *factor de supra-comandă*.

Raportul dintre curentul de colector I_C și curentul incipient I_{B_s} este egal cu factorul de amplificare în curent static notat în catalog cu h_{21E} .

Întrucît în starea saturată tensiunea reziduală pe tranzistor este mică, puterea disipată de acesta este de valoare scăzută. Astfel, tranzistoare avînd puteri disipate mici pot comuta puteri relativ mari.

În cazul unei saturări insuficiente a tranzistorului, prin deplasarea punctului de funcționare în regiunea activă a caracteristicilor, puterea disipată pe tranzistor crește, putînd duce la distrugerea acestuia prin depășirea puterii maxim admisibile. De aceea trebuie luate măsuri pentru menținerea tranzistorului la saturație în condițiile de variație a temperaturii, de dispersie a parametrilor tranzistorului etc.

În cazul utilizării tranzistorului în regim inversat (înversînd rolul dintre colector și emitor), tensiunea rezi-

duală între colector și emitor se micșorează, în schimb este necesar să se asigure un curent de bază mult mai mare, din cauza scăderii factorului de amplificare în curent, în regim inversat.

● **Timpi de comutare.** În stările de conducție la saturație și blocare, tranzistorul se apropie mult de un comutator ideal.

Pentru caracterizarea completă trebuie să se cunoască durata intervalelor de timp necesare trecerii tranzistorului dintr-o stare în alta. Intervalul de timp necesar trecerii din starea blocată în starea de conducție poartă denumirea de *timp de comutare directă t_{cd}* , iar cel necesar trecerii din starea de conducție în starea blocată se numește *timp de comutare inversă t_{inv}* .

În figura 1.9 sînt reprezentați timpii de comutare directă și inversă pentru tranzistorul în conexiunea EC din figura 1.8.

Timpul de comutare directă t_{cd} reprezintă intervalul de timp în care curentul de colector ajunge de la valoarea de tăiere la 90% din valoarea corespunzătoare stării deschise. Timpul de comutare directă se compune din *timpul de întârziere t_i* (timpul necesar descărcării și reîncărcării capacității de barieră a joncțiunii emitor-bază) în

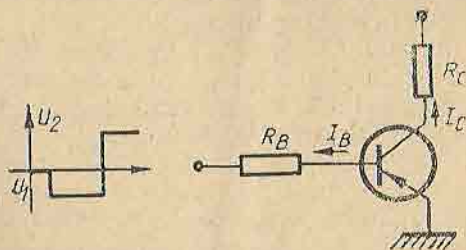


Fig. 1.8. Circuit pentru determinarea timpilor de comutare în conexiunea EC.

general mult mai mic decît t_{cd} și *timpul de creștere t_{cr}* (timpul necesar acumulării de purtători minoritari în regiunea neutră a bazei).

În cazul comutării directe, prin aplicarea unui curent de bază constant, valoarea timpului de comutare directă t_{cd} , este dată de relația [3]:

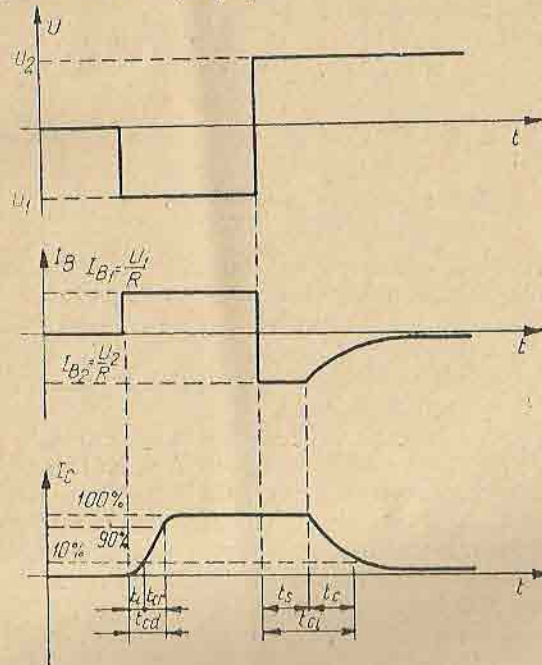


Fig. 1.9. Definirea timpilor de comutare pentru un tranzistor.

$$t_{cd} = \frac{1,22}{2\pi f_\beta} \cdot \ln \frac{I_B}{I_B - 0,9 \frac{I_C}{\beta}} \quad (1.1)$$

în care:

f_β — este frecvența de tăiere a factorului de amplificare în curent în conexiunea EC ($f_\beta \approx \frac{f_T}{\beta}$);

f_T — frecvența de tranziție;

β — factorul de amplificare în curent în conexiune EC;

I_B — curentul de bază la comutarea directă.

$$EC/f_\beta \approx \frac{f_T}{\beta}$$

În cazul în care comutarea se face din starea de blocare în starea de conducție la saturație, valoarea curentului de comutare este mai mare decât valoarea curentului de bază incipient I_{BS} , adică:

$$I_B > I_{BS} = \frac{I_C}{\beta}, \quad (1.2)$$

iar valoarea timpului de comutare directă este dată de expresia [3]:

$$t_{cd} = \frac{1,22}{2\pi f_\beta} \ln \frac{I_B}{I_B - I_{BS}}. \quad (1.3)$$

Se observă că odată cu mărirea valorii curentului de bază, timpul de comutare directă se micșorează.

Timpul de comutare inversă t_{ci} reprezintă intervalul de timp între momentul aplicării comenzii de blocare și momentul în care valoarea curentului de colector scade la 10% din valoarea sa inițială.

Timpul de comutare inversă se compune din timpul de stocare t_s (timpul necesar evacuării purtătorilor minoritari în exces din regiunea neutră a bazei, sau timpul de comutare inversă a joncțiunii colector-bază) și timpul de cădere t_c (timpul necesar evacuării purtătorilor minoritari din regiunea neutră a bazei sau timpul de comutare inversă a joncțiunii emitor-bază).

Valorile acestor timpi sînt date de expresiile [3]:

$$t_s = \tau_s \ln \frac{I_{B2} - I_{B1}}{I_{B2} - I_{BS}}; \quad (1.4)$$

$$t_c = \frac{1,22}{2\pi f_\beta} \ln \frac{\beta I_{B2} - I_C}{\beta I_{B2} - 0,1 I_C}, \quad (1.5)$$

în care τ_s este constanta de timp de stocare, care depinde de factorul de amplificare în curent și de frecvența de tranziție a tranzistorului în montaj direct și inversat;

f_β — frecvența de tăiere a factorului de amplificare în curent în conexiunea EC;

β — factorul de amplificare în curent în conexiunea EC.

Se constată că valoarea timpului de stocare este zero în cazul saturației incipiente ($I_{B1} = I_{BS}$) și crește odată cu mărirea factorului de supracomandă. În scopul micșorării timpului de comutare inversă, în unele aplicații se utilizează scheme care nu permit intrarea în saturație a tranzistorului [6; 1].

Analizînd expresiile timpilor de comutare, se constată că aceștia pot fi reduși utilizînd tranzistoare cu frecvențe de tăiere ridicate și mărind valoarea curentilor de comutare. Mărirea valorii curentului de comutare directă duce într-adevăr la micșorarea valorii timpului de comutare directă t_{cd} , însă influențează în mod negativ valoarea timpului de comutare inversă t_{ci} , prin mărirea valorii timpului de stocare. Acest inconvenient se poate diminua prin mărirea valorii curentului de comutare directă I_B , numai pe perioada comutării directe, reducîndu-l pe urmă la o valoare apropiată și ceva mai mare decât curentul incipient de saturație I_{BS} [6]. Timpul de

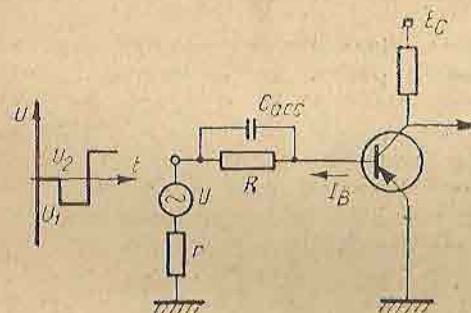


Fig. 1.10. Schemă de comutare cu condensator de accelerare.

comutare inversă $t_{ci} = t_s + t_c$ se micșorează odată cu creșterea valorii curentului de comutare inversă I_{B2} . Acest deziderat se realizează în practică cu relativă ușurință, prin utilizarea așa numitelor condensatoare de accelerare

(fig. 1.10) care permit mărirea curenților de comutare tocmai în perioadele de tranziție. Forma curentului de comutare este reprezentată în figura 1.11.

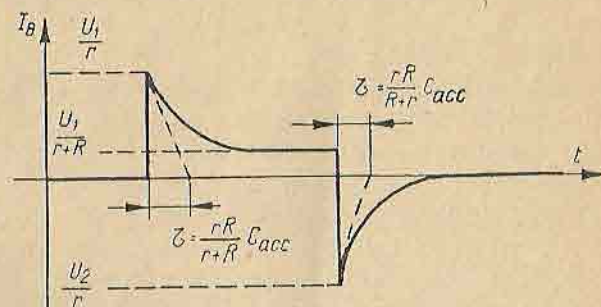


Fig. 1.11. Forma curentului de comutare din figura 1.10.

1.3. Utilizarea dispozitivelor semiconductoare în schemele de comutație

La alegerea dispozitivelor semiconductoare trebuie avute în vedere performanțele impuse circuitului, (condiții de lucru, viteza de lucru, timpii de comutație, puterea debitată în sarcină etc), caracteristicile esențiale ale dispozitivelor semiconductoare, care pot să satisfacă cerințele impuse (tensiuni maxim admise, curenți-maxim admiși, puterea disipată maxim admisă, tensiuni reziduale și curenți reziduali).

Dispozitivele semiconductoare se împart în mai multe tipuri determinate de funcțiile îndeplinite și de domeniile de utilizare. Astfel, se disting dispozitive semiconductoare de semnal mic și dispozitivele semiconductoare care lucrează la nivele mari de semnal, respectiv în comutație. În funcție de domeniul de utilizare deosebim tipurile standard utilizate în aparatura electronică destinată marelui public (radioreceptoare, televizoare etc) și tipurile profesionale (destinate utilizării în aparatura electronică profesională).

Dispozitivele semiconductoare se marchează cu un anumit cod, care indică tipul respectiv. Codul dispozitivelor semiconductoare se compune de obicei din două litere urmat de numărul de serie.

Prima literă indică natura materialului din care este confecționat dispozitivul semiconductor;

- A — dispozitiv semiconductor pe bază de germaniu;
- B — dispozitiv semiconductor pe bază de siliciu.

A doua literă indică funcțiunile îndeplinite de dispozitiv:

- A — diodă de detecție, diodă de mixare, diodă de comutație;
- B — diodă varicap;
- C — tranzistor de mică putere pentru audiofrecvență;
- D — tranzistor de putere pentru audiofrecvență;
- E — diodă tunel;
- F — tranzistor de mică putere de înaltă frecvență;
- L — tranzistor de putere de înaltă frecvență;
- S — tranzistor de mică putere pentru comutație;
- U — tranzistor de putere pentru comutație;
- Y — diodă redresoare;
- Z — diodă Zener (stabilizator de tensiune).

Numărul de serie poate fi:

- un grup de 3 cifre — pentru dispozitive standard;
- o literă urmată de două cifre — pentru dispozitivele profesionale.

Exemple: ASY70 — tranzistor cu germaniu de mică putere, de comutație, pentru aplicații profesionale.

BC107 — tranzistor cu siliciu, de mică putere de audiofrecvență pentru aplicații neprofesionale.

BZY83 — diodă zener pentru aplicații profesionale.

Parametrii care definesc comportarea diodelor în regim de comutație sînt tensiunea inversă maximă, curentul invers al diodei, tensiunea în conducție directă, timpul de comutare inversă, capacitatea de barieră a diodei.

În cazul diodelor de mică putere cu germaniu, valorile tensiunilor inverse sînt cuprinse în limitele 30—150 V, iar curenții inversi sînt de ordinul microamperilor sau zecilor de microamperi la temperatura normală de 25°C. Tensiunea de deschidere variază între 0,2—0,4 V.

În cazul diodelor cu siliciu curentul invers este mai mic cu două trei ordine de mărime (nanoamperi sau zeci de nanoamperi la temperatura normală), tensiunea de deschidere situându-se în limitele 0,5—0,7 V).

Căderile de tensiune directă pentru ambele cazuri prezintă un coeficient negativ de temperatură (1,5—2 mV/°C).

La alegerea tranzistoarelor pentru schemele de comutație se are în vedere tensiunea inversă maximă a joncțiunii colector-bază U_{CB0} , tensiunea inversă maximă între colector și emitor pentru diverse moduri de tăiere U_{CE0} , U_{CER} , U_{CES} , curentul rezidual al joncțiunii colector-bază I_{CB0} , curentul rezidual de colector, *tensiunea inversă maximă a joncțiunii emitor-bază*, curentul maxim de colector I_{Cmax} , curentul maxim de bază I_{Bmax} , tensiunea de saturație U_{CEsat} , frecvența de tăiere f_T .

În schemele de comutație lente, care lucrează pînă la frecvențe maxime de ordinul a cîtorva kiloherți se pot utiliza tranzistoare cu germaniu aliate de joasă frecvență care suportă curenți de colector de sute de miliamperi, au tensiunea inversă emitor-bază, de valoare destul de ridicată (12 V sau mai mult), puteri disipate de sute de miliwați, frecvență de tăiere $f_T = 0,5—3$ MHz.

Pentru funcționare sigură, trebuie asigurată tăierea lor prin tensiune inversă aplicată pe bază.

Valoarea relativ ridicată a curentului invers I_{CB0} și în special dependența pronunțată de temperatură, micșorează considerabil stabilitatea frecvenței de oscilație a oscilatoarelor de relaxare, a temporizării releelor electronice de timp etc.

Tranzistoarele cu germaniu difuzate (de exemplu tranzistorul drift) pentru viteze mari de lucru prezintă un inconvenient major prin valoarea extrem de scăzută a tensiunii inverse bază-emitor — 0,3...1 V. La folosirea acestor dispozitive trebuie luate măsuri severe de limitare a tensiunii inverse pe bază.

Tranzistoarele cu siliciu difuzate prezintă și ele o tensiune inversă emitor-bază mai mică decît la tranzistoarele cu germaniu aliate, avînd valori între 4—7 V. Valoarea scăzută a curentului invers de colector I_{CB0} (de

ordinul nanoamperilor) precum și valoarea mai mare a tensiunii de deschidere (0,5—0,7 V) a joncțiunii emitor-bază, asigură blocarea sigură a tranzistorului, fie prin tăierea curentului de bază, fie prin conectarea bazei la emitor prin intermediul unei rezistențe.

Avînd în vedere valoarea mică a curentului invers I_{CB0} , se obține o bună stabilitate a frecvenței oscilatoarelor de relaxare la variațiile temperaturii ambiante.

În cazul tensiunilor de alimentare mai mari de 5—7 V eventualele tensiuni inverse care pot apărea între bază și emitor trebuie limitate la valori situate sub cele admisibile. În cazul dispozitivelor semiconductoare destinate special să lucreze în regim de comutație, valorile timpilor de comutare se indică în cataloagele firmelor producătoare. Valorile acestor timpi variază în limite largi, în funcție de performanțele cerute de fiecare domeniu de utilizare în parte. Timpul de comutare directă, în cazul tranzistoarelor de putere mică, variază de la 5 ns la 0,5 μ s corespunzînd la frecvențe de tranziție de 700 respectiv 7 MHz, iar timpul de comutare inversă variază de la 10 ns la 2 μ s. Pentru tranzistoarele de comutație de mare putere valorile timpilor de comutare cresc de aproximativ 10 ori în raport cu valorile anterioare.

Funcționarea circuitelor basculante

Circuitele basculante formează o clasă de circuite cu largă utilizare în tehnica impulsurilor.

Ele sînt utilizate ca generatoare de semnale dreptunghiulare, ca formatoare de semnale, sînt folosite în tehnicile numerice de prelucrare și transmitere a informației, în automatizare etc.

Dispozitivele semiconductoare utilizate în aceste circuite lucrează la semnale mari, utilizîndu-se din plin caracteristicile lor neliniare.

În cazul general, în compunerea circuitelor basculante intră două tranzistoare conectate între ele prin elemente de circuit pasive. După configurația lor, aceste circuite pot fi împărțite în două clase mari:

- circuite basculante simetrice;
- circuite basculante asimetrice.

Schema de principiu a circuitelor basculante simetrice cu cuplaj colector-bază este reprezentată în figura 2.1.

Se observă o simetrie în amplasarea și numărul elementelor pasive. Tipul circuitului basculant rezultat va depinde de natura impedanțelor Z_1 și Z_2 conectate în căile de reacție din colectorul în baza celui alt tranzistor.

Utilizînd două condensatoare C_1 și C_2 în locul impedanțelor Z_1 și Z_2 se obține un circuit basculant astabil, CBA, care generează semnale dreptunghiulare.

Conectînd în locul impedanțelor Z_1 și Z_2 o rezistență, respectiv un condensator, se obține un circuit basculant

monostabil, CBM, care la aplicarea unui impuls de scurtă durată, generează un impuls dreptunghiular, a cărui durată depinde de valorile elementelor de circuit.

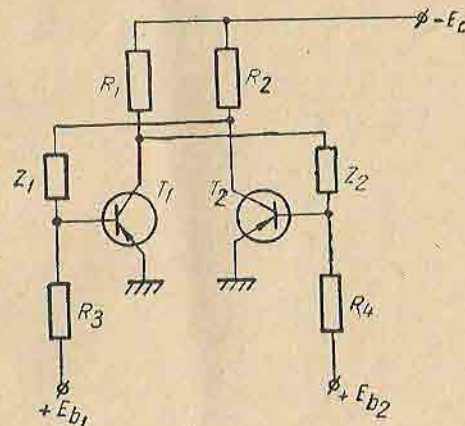


Fig. 2.1. Circuit basculant simetric.

Dacă impedanțele Z_1 și Z_2 sînt simple rezistențe, circuitul din figura 2.1 se transformă într-un circuit basculant bistabil, CBB, utilizat în numărătoare, circuite logice etc.

Schema de principiu a circuitelor basculante asimetrice cu cuplaj în emitor este dată în figura 2.2.

Tipul circuitului basculant rezultat depinde de natura impedanței Z , conectate între colectorul tranzistorului T_1 și baza tranzistorului T_2 . Conectînd un condensator se obține fie un circuit basculant astabil cu cuplaj în emitor, fie un circuit basculant monostabil cu cuplaj în emitor.

În primul caz circuitul generează semnale dreptunghiulare, în al doilea caz joacă rol de formator de semnale.

Dacă în locul impedanței Z se conectează o rezistență se obține circuitul basculant Schmitt, cu o largă întrebuințare în formarea impulsurilor dreptunghiulare, în discriminatoare de nivel etc.

În paragrafele care urmează este prezentată funcționarea circuitelor basculante astabile, monostabile, bistabile și Schmitt, indicându-se și o serie de relații de proiectare a lor.

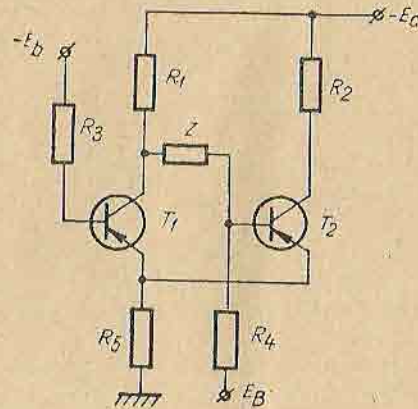


Fig. 2.2. Circuit basculant cu cuplaj în emitor.

Observație: Se indică o serie de relații de proiectare, în care toate mărimile, care intervin trebuie exprimate în unitățile de măsură corespunzătoare sistemului internațional SI. Astfel tensiunea se exprimă în volți [V]; curentul în amperi [A]; rezistențele în ohmi [Ω], capacitățile condensatoarelor în farazi [F], inducția bobinelor în henry [H], timpul în secunde [s], iar frecvența în hertz [Hz]. Spre exemplu:

$$\begin{aligned} 1 \text{ nH} &= 1 \cdot 10^{-9} \text{ H}; \\ 1 \mu\text{F} &= 1 \cdot 10^{-6} \text{ F}; \\ 1 \text{ ms} &= 1 \cdot 10^{-3} \text{ s}; \\ 1 \text{ k}\Omega &= 1 \cdot 10^3 \Omega; \\ 1 \text{ MHz} &= 1 \cdot 10^6 \text{ Hz}. \end{aligned}$$

2.1. Circuitul basculant bistabil simetric

Circuitul basculant bistabil simetric se caracterizează prin două stări stabile, corespunzătoare conducției unuiu dintre tranzistoare, respectiv blocării celui alt tranzistor.

În lipsa unor semnale aplicate din exterior, circuitul este capabil să se mențină timp nelimitat în oricare din aceste două stări. Această caracteristică îi oferă circuitului basculant bistabil simetric proprietăți de memorie, larg exploatate în numărătoare, scheme de comutație etc.

Din punct de vedere al schemei, circuitul basculant bistabil se prezintă ca un amplificator cu două etaje cu cuplaj galvanic cu reacție pozitivă fără inversarea polarității semnalului, respectiv cu ieșirea conectată la intrare, având amplificarea supraunitară.

● **Schema circuitului basculant bistabil cu cuplaj colector — bază și două surse de alimentare,** este reprezentată în figura 2.3.

Într-una din stările stabile, tranzistorul T_1 conduce iar tranzistorul T_2 este blocat. Acestei stări a circuitului basculant bistabil numită și starea „0”, i se asociază cifra 0.

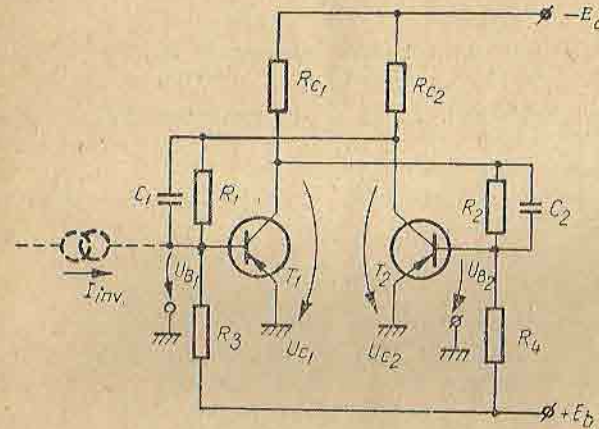


Fig. 2.3. Schema CBB simetric cu două surse de alimentare.

Cealaltă stare numită și starea „1”, căreia i se asociază cifra 1, corespunde conducției tranzistorului T_2 și blocării tranzistorului T_1 .

Considerăm cazul în care unul din tranzistoare este blocat iar celălalt lucrează în regiunea de saturație.

Neglijind tensiunile reziduale pe tranzistorul saturat, schemele echivalente pentru cele două tranzistoare corespunzătoare stării 0 a circuitului basculant bistabil, sînt reprezentate în figura 2.4.

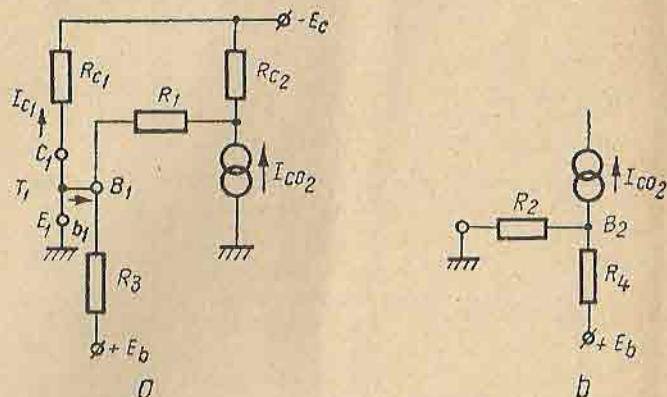


Fig. 2.4. Schemele echivalente ale CBB:
a — starea 0; b — starea 1.

Condensatoarele C_1 și C_2 nu figurează avînd în vedere că acestea joacă un rol numai în procesul tranzitoriu (de trecere dintr-o stare în alta).

Valoarea curentului de colector al tranzistorului T_1 , aflat la saturație este:

$$I_{C1} = \frac{E_C}{R_{C1}}. \quad (2.1)$$

Valoarea curentului de bază al tranzistorului T_1 se determină cu ajutorul legilor lui Kirchhoff scrise pentru circuitul din figura 2.4, a și este dată de:

$$I_{B1} = \frac{E_C - R_{C2} I_{CO2}}{R_1 + R_{C2}} - \frac{E_B}{R_3}. \quad (2.2)$$

Mentținerea tranzistorului T_1 la saturație se asigură dacă valoarea curentului I_{B1} este mai mare decît valoarea curentului incipient de bază, respectiv:

$$\frac{E_C - R_{C2} I_{CO2}}{R_1 + R_{C2}} - \frac{E_B}{R_3} \geq \frac{1}{\beta} \cdot \frac{E_C}{R_{C1}}. \quad (2.3)$$

La temperatura minimă de lucru unde I_{CO} este neglijabil și β are valoarea minimă și considerînd $R_{C1} = R_{C2} = R_C \ll R_1 = R_2 = R'$ iar $R_3 = R_4 = R''$ (condiție îndeplinită în majoritatea aplicațiilor practice), din relația (2.3) rezultă:

$$R' \leq \frac{\beta_{min} R_C R'' E_C}{R'' E_C + \beta R_C E_B}. \quad (2.4)$$

Blocarea tranzistorului T_2 se asigură dacă joncțiunea emitor-bază a acestuia se polarizează invers, deci tensiunea pe baza tranzistorului T_2 este pozitivă (în acest caz curentul rezidual de colector are valoarea minimă egală cu valoarea curentului invers al joncțiunii colector-bază) și de valoare:

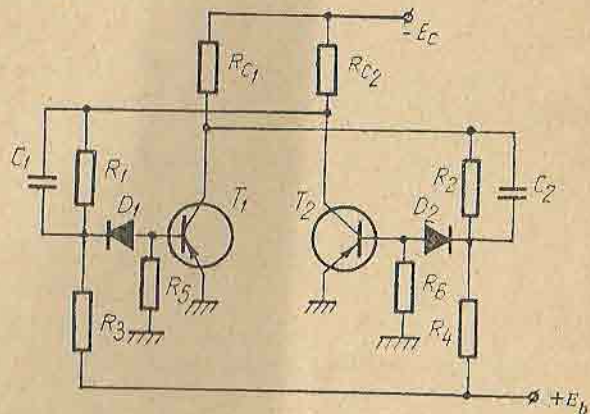
$$\frac{R_2}{R_2 + R_4} E_b - \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} \cdot I_{CO2} \geq 0. \quad (2.5)$$

Pentru o funcționare stabilă a circuitului basculant bistabil, alegerea valorilor elementelor se face plecînd de la inegalitățile (2.3...2.5) în care trebuie avute în vedere valoarea maximă a curentului invers I_{CB0} al tranzistorului și valoarea maximă a factorului de amplificare în curent β , ținînd cont de dispersia parametrilor tranzistoarelor și de limitele de temperatură admise în care lucrează circuitul.

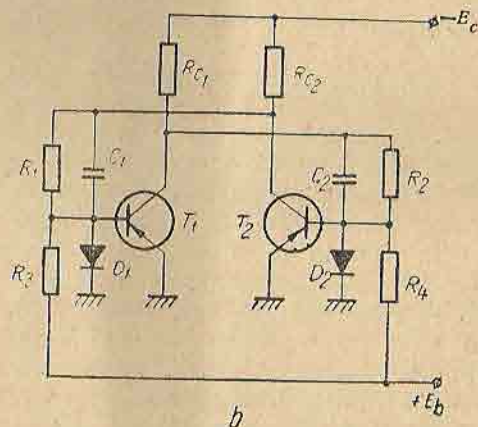
În cazul utilizării unor tranzistoare cu germaniu difuzate, pentru care valoarea tensiunii inverse pe joncțiunea emitor-bază este cuprinsă între 0,3—1 V, este necesar să se limiteze valoarea tensiunii de blocare fie prin inserierea cu baza tranzistorului a unei diode avînd curent invers foarte mic, care să preia integral tensiunea inversă, fie prin legarea în paralel cu joncțiunea emitor-bază, a unei diode cu germaniu, care să limiteze tensiunea inversă pe bază la o valoare egală cu tensiunea de deschidere a diodei, așa cum se arată în figura 2.5.

Analiza făcută s-a referit la asigurarea stărilor stabile ale CBB. Trebuie avute însă în vedere și condițiile în care are loc trecerea CBB dintr-o stare în alta, cu scopul de a determina timpul necesar acestei treceri, care limitează frecvența maximă de lucru a circuitului.

La o analiză mai atentă se constată că în cazul CBB cu tranzistoare saturate trecerea dintr-una din stările stabile în cealaltă poate fi împărțită în patru etape. Se consideră trecerea din starea 0 în starea 1 și în acest scop pe baza lui T_1 se aplică un impuls de curent de blocare I_{inv} (fig. 2.3).



a



b

Fig. 2.5. Limitarea valorii tensiunii inverse pe baza tranzistorului blocat.

Prima etapă corespunde timpului de stocare (intervalul de timp t_1) în care tranzistorul T_1 ajunge la limita dintre regiunea de saturație și regiunea activă și se calculează cu ajutorul relației (1.4). În timpul primei etape tensiunile în toate punctele circuitului rămân neschimbate.

Etapa a doua corespunde intervalului de timp t_2 în care scade curentul de colector al tranzistorului T_1 și în urma variației tensiunii de colector a acestuia, tranzistorul T_2 este adus la limita dintre regiunea de tăiere și regiunea activă.

Se poate considera că în acest interval de timp t_2 condensatorul de accelerare C_2 (fig. 2.3) își păstrează tensiunea, deci pe colectorul tranzistorului T_1 variația de tensiune ΔU_{C1} este egală cu tensiunea la care a fost încărcat C_2 adică:

$$\Delta U_{C1} = \frac{R_2}{R_2 + R_1} E_b, \quad (2.6)$$

iar timpul t_2 corespunzător este [8]:

$$t_2 \approx \frac{R_2 E_b}{R_2 + R_1} \cdot \frac{1}{\omega_\alpha R_C I_{inv}}, \quad (2.7)$$

în care $\omega_\alpha = 2\pi f_\alpha \approx 2\pi f_T$.

Etapa a treia corespunde procesului cumulativ (intervalul de timp t_3) în care amândouă tranzistoarele conduc și acționează reacția pozitivă între cele două tranzistoare.

Odată cu micșorarea curentului de colector al tranzistorului T_1 , apare o variație negativă de tensiune pe colectorul acestuia. Această variație de tensiune, prin divizorul $R_2 R_4$ din baza tranzistorului T_2 , determină mărirea curentului de bază a lui T_2 deci și a curentului de colector al acestuia. Variația de tensiune pozitivă pe colectorul T_2 apărută ca urmare a creșterii valorii lui I_{C2} este transmisă prin divizorul $R_1 R_3$ pe baza tranzistorului T_1 , accentuând micșorarea curentului din colectorul acestuia. Valoarea timpului t_3 depinde de valoarea curentului invers de blocare I_{inv} , și scade odată cu creșterea acestuia, având valoarea minimă:

$$t_{3min} = \frac{1}{\omega_\alpha}. \quad (2.8)$$

Etapa a patra corespunde intervalului de timp t_4 , în care are loc încărcarea condensatorului de accelerare C_2 la o tensiune egală cu tensiunea de alimentare E_c (încărcarea se face prin prezența R_{c1} și joncțiunea emitor-bază a tranzistorului T_2), descărcarea condensatorului de accelerare C_1 de la tensiunea E_c la o tensiune aproximativ egală cu $\frac{R_3}{R_3 + R_1} E_b$, precum și scăderea tensiunii de colector U_{c2} la zero.

Prin mărirea valorii condensatoarelor de accelerare crește valoarea curentului de bază de comutare directă a tranzistorului T_2 și deci scade durata frontului tensiunii pe colectorul tranzistorului T_2 , în schimb crește durata frontului tensiunii pe colectorul tranzistorului T_1 (prin mărirea constantei de timp $C_2 R_{c1}$).

Valoarea optimă a condensatorului de accelerare, pentru care acești timpi rezultă aproximativ egali, este dată de relația [8]:

$$C_{opt} \approx \frac{1,5}{\omega_a R_c}, \quad (2.9)$$

iar

$$t_4 = 2 \dots 4 CR_c. \quad (2.10)$$

Avînd în vedere acești timpi, perioada minimă a impulsurilor de comandă, care pot fi aplicate la intrarea CBB trebuie să fie:

$$T_{min} \geq t_1 + t_2 + t_3 + t_4, \quad (2.11)$$

limitînd frecvența maximă de lucru la o valoare egală cu:

$$f_{max} \leq \frac{1}{T_{min}}. \quad (2.12)$$

Formele de undă în timpul trecerii din starea 0 în starea 1 sînt date în figura 2.6.

● Schema de principiu a circuitului basculant bistabil simetric cu o singură sursă de alimentare (cu polarizare automată) este reprezentată în figura 2.7.

Circuitul din figura 2.7 nu utilizează sursă de alimentare suplimentară pentru circuitul de bază, rolul aces-

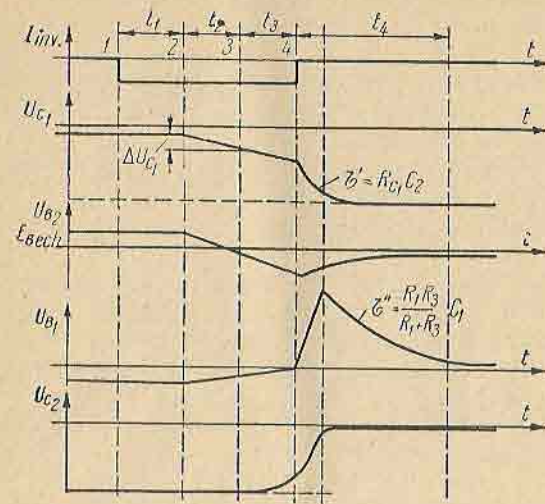


Fig. 2.6. Formele de undă în timpul trecerii din starea 0 în starea 1.

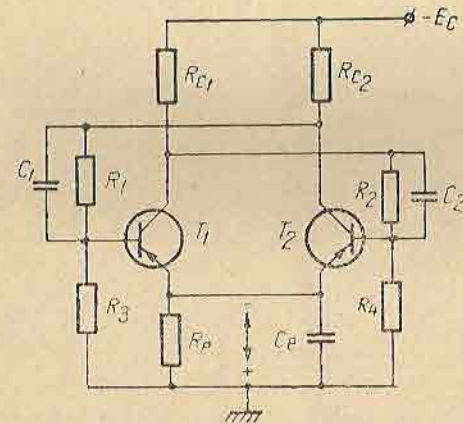


Fig. 2.7. Schema de principiu a CBB cu polarizare automată.

tei surse fiind îndeplinit de căderea de tensiune pe rezistența R_e , care este parcursă totdeauna de curentul de emitor al tranzistorului aflat în starea de conducție.

Pentru a evita modificarea tensiunii pe rezistența R_e în timpul trecerii circuitului dintr-o stare în alta, în paralel cu ea se conectează condensatorul de decuplare C_e , a cărui valoare se calculează punind condiția ca valoarea constantei de timp $C_e R_e$ să fie mult mai mare (100 ori) decât timpul necesar basculării (trecerii dintr-o stare stabilă în alta).

Relațiile de calcul se pot deduce în mod similar, plecând de la schemele echivalente simplificate din figura 2.8, corespunzând stării 0 a circuitului, punind condiția de saturare a tranzistorului T_1 și de blocare a tranzistorului T_2 .

Considerînd că $R_{e1} = R_{e2} \ll R_1 = R_2$; $R_3 = R_4$; se obține:

$$R_1 \leq \frac{\beta_{min} R_3 R_{e1}}{R_3 + \beta R_e} \quad (2.13)$$

Trecerile dintr-o stare în alta se realizează prin aplicarea unor impulsuri adecvate fie pe baza fie pe colectorul

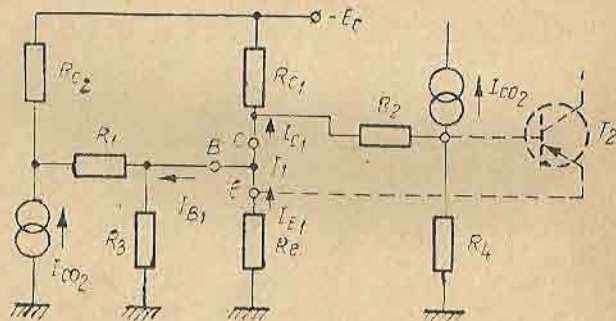


Fig. 2.8. Schema echivalentă a CBB din figura 2.7, corespunzătoare stării 0.

tranzistoarelor. Ca și în cazul circuitului basculant bistabil cu două surse de alimentare, trecerea poate fi împărțită în aceleași patru etape.

Avînd în vedere simetria schemei și decuplarea rezistenței comune de emitor R_e cu ajutorul condensatorului C_e , tensiunea pe emitoare rămîne constantă și în timpul trecerii dintr-o stare în alta. Astfel *circuitul basculant bistabil cu polarizare automată poate fi echivalent cu un circuit basculant bistabil simetric cu două surse de alimentare în care valoarea tensiunii sursei de polarizare a bazelor este dată de valoarea căderii de tensiune pe rezistența comună de emitor, R_e , iar valoarea sursei de polarizare a colectoarelor este egală cu diferența dintre valoarea tensiunii sursei de alimentare și căderea de tensiune pe rezistența R_e .*

Relațiile deduse la circuitul basculant bistabil cu două surse de alimentare pentru calculul timpului de comutare rămîn valabile și pentru CBB cu polarizare automată.

● **Mărirea vitezei de comutare** a circuitelor basculante bistabile se poate realiza acționînd în sensul micșorării valorilor timpilor $t_1 \dots t_4$, care intervin în expresia timpului de comutare (2.11).

Timpul t_1 , poate fi redus la zero evitînd intrarea în saturație a tranzistoarelor, iar timpii $t_2 \dots t_4$ pot fi micșorați, utilizînd tranzistoare cu frecvență de tăiere ridicată, limitînd tensiunea inversă aplicată pe baza tranzistorului blocat, micșorînd variația tensiunii de colector prin fixarea tensiunii de colector a tranzistorului blocat la o valoare de cîteva ori mai mică decât tensiunea de alimentare.

În figura 2.9 este reprezentat un circuit basculant bistabil, în care se evită intrarea în saturație a tranzistoarelor T_1 și T_2 , folosind o reacție neliniară (R'_1 , R'_2 , D_3 și R'_2 , R'_2 , D_4).

Valorile rezistențelor R'_1 și R'_2 se aleg astfel încît valoarea căderilor de tensiune pe ele să fie mai mari decât tensiunile directe pe diodele D_3 și D_4 .

Presupunînd circuitul în starea 0, prin scăderea tensiunii de colector sub valoarea dată de divizorul R_{c2} , R'_1 , R'_1 γ_{BE1} , se deschide dioda D_3 și preia o parte din curentul de bază, evitînd astfel saturarea tranzistorului T_1 .

Comanda trecerii circuitelor basculante bistabile dintr-o stare în alta se realizează prin aplicarea impulsurilor

de declanșare ale procesului cumulativ de trecere. Aceste impulsuri se aplică fie simetric, fie asimetric.

În cazul simetric, impulsurile de comandă de anumită polaritate, determină schimbarea stării indiferent de starea anterioară a circuitului basculant bistabil.

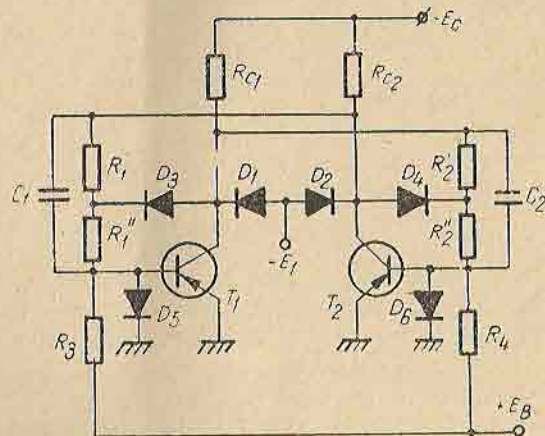


Fig. 2.9. Circuit basculant bistabil cu reacție neliniară (D_3, D_4) cu fixarea tensiunii de colector (D_1, D_2) și cu limitarea tensiunii inverse pe bază (D_5, D_6).

În cazul asimetric, prin aplicarea impulsurilor de comandă de o singură polaritate, schimbarea stării se face doar într-o singură direcție. În acest caz circuitul basculant bistabil fie că prezintă mai multe intrări de comandă în impulsuri de comandă de aceeași polaritate, fie numai o singură intrare cu impulsuri de comandă de polaritate alternativă.

În cazul tranzistoarelor de tip *pnp* comanda se poate face prin impulsuri negative pe baza tranzistorului blocat, prin impulsuri pozitive pe baza tranzistorului în conducție, prin impulsuri pozitive în colectorul tranzistorului blocat sau prin impulsuri negative în colectorul tranzistorului în conducție.

Pentru tranzistoarele de tip *nnp*, polaritățile sînt opuse celor descrise. Alegerea intrării de comandă depinde de

polaritatea impulsului disponibil de comandă, de puterea sursei de comandă etc.

În figura 2.10 și 2.11 sînt reprezentate circuite de comandă cu intrare pe bază iar în figura 2.12 un circuit de comandă cu intrare pe colector. Pentru o funcționare

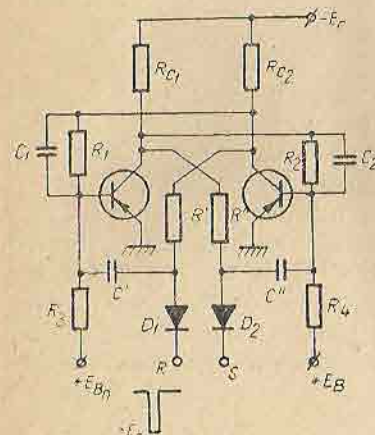


Fig. 2.10. Comanda CBB cu impulsuri negative pe bază (comandă simetrică).

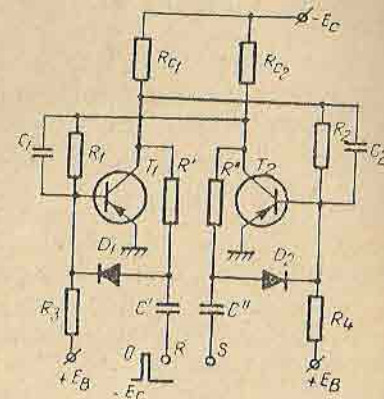


Fig. 2.11. Comanda CBB cu impulsuri pozitive pe bază (comanda simetrică).

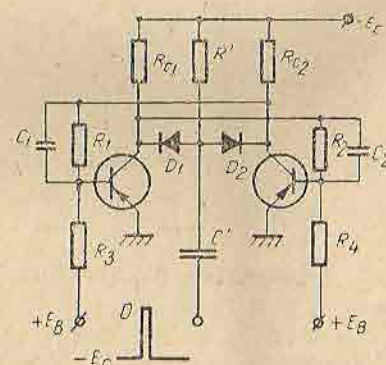


Fig. 2.12. Comanda circuitului basculant bistabil cu impulsuri pozitive pe colector (comandă simetrică).

cît mai stabilă, valoarea constantei de timp a circuitului de comandă se alege de cca 2 ori mai mică decît valoarea constantei de timp a circuitului de accelerare a comutării.

2.2. Circuitul basculant Schmitt

Circuitul basculant Schmitt face parte din categoria circuitelor basculante asimetrice cu cuplaj în emitor, fiind utilizat în mod curent ca discriminator de nivel, formator de impulsuri, divizor de frecvență etc.

Caracterul asimetric al circuitului face ca influența circuitului de sarcină (ieșirea circuitului basculant Schmitt) asupra sursei de semnal conectate la intrare, să fie mult atenuată, asigurînd o bună separare între ele.

Schema de principiu a unui circuit basculant Schmitt clasic în care s-au utilizat tranzistoare *nnp* este reprezentată în figura 2.13.

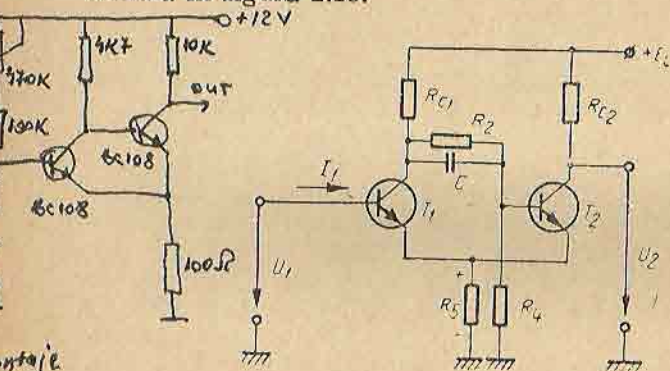


Fig. 2.13. Circuit basculant Schmitt.

Montajul este identic și pentru cazul utilizării tranzistoarelor de tip *pnp*, cu singura deosebire că trebuie inversată polaritatea tensiunii de alimentare.

În lipsa tensiunii de intrare $U_1=0$, tranzistorul T_1 este blocat iar tranzistorul T_2 conduce. Baza tranzisto-

rului T_2 este polarizată prin divizorul format din rezistențele R_{c1} ; R_2 ; R_4 . În colector și emitor se află conectate rezistențele R_{c2} , respectiv R_{c1} și R_5 .

Curentul de emitor al tranzistorului T_2 determină o cădere de tensiune pe rezistența R_5 cu polaritatea indicată în figură, care prin polarizarea inversă a joncțiunii emitor-bază a tranzistorului T_1 asigură blocarea acestuia.

Mărind valoarea tensiunii U_1 aplicate la intrarea circuitului basculant Schmitt, la un moment dat aceasta devine egală cu suma dintre căderea de tensiune de pe rezistența R_5 și tensiunea de deschidere emitor-bază a tranzistorului T_1 . Aceasta se notează cu U'_1 . Din acest moment tranzistorul T_1 începe să conducă, curentul de colector I_{c1} parcurgînd rezistența R_{c1} duce la micșorarea valorii tensiunii de colector U_{c1} și deci a tensiunii aplicate divizorului format din rezistențele R_2 , R_4 , determinînd scăderea valorii curentului de bază al tranzistorului T_2 . Prin micșorarea valorii curentului de bază a tranzistorului T_2 scade și curentul de emitor al acestuia, astfel căderea de tensiune pe R_5 se menține prin creșterea automată a valorii curentului de emitor al tranzistorului T_1 , deci și a curentului I_{c1} . Apare astfel un proces cumulativ (datorită reacției pozitive prin cuplarea emitoarelor) în urma căruia tranzistorul T_1 conduce iar T_2 se blochează prin apariția unei tensiuni negative pe bază în raport cu emitorul.

Prin mărirea în continuare a valorii tensiunii U_1 , tranzistorul T_1 se saturează iar T_2 rămîne blocat. Micșorînd valoarea tensiunii U_1 , tranzistorul T_1 iese mai întîi din saturație, ajungînd în regiunea activă a caracteristicilor, tensiunea din emitor urmărește variația tensiunii U_1 , datorită reacției negative de curent, date de rezistența R_5 .

Tensiunea din colectorul lui T_1 crește și la un moment dat tensiunea pe baza lui T_2 devine puțin mai pozitivă decît tensiunea pe emitor. Valoarea corespunzătoare a tensiunii U_1 se notează cu U''_1 . Din acest moment apare un proces cumulativ invers, în urma căruia, tranzistorul T_1 se blochează iar tranzistorul T_2 conduce.

Caracteristica de transfer dată de tensiunea de ieșire U_2 în funcție de tensiunea U_1 , este reprezentată în figura 2.14. Caracteristica de intrare $I_1=f(U_1)$ a circuitului basculant Schmitt este dată în figura 2.15.

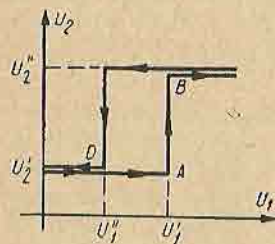


Fig. 2.14. Caracteristica de transfer a circuitului basculant Schmitt.

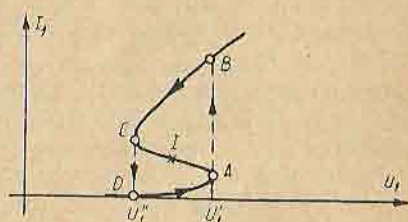


Fig. 2.15. Caracteristica de intrare a circuitului basculant Schmitt.

Se observă că această caracteristică prezintă o porțiune de rezistență dinamică negativă (porțiunea AC), în care prin mărirea valorii curentului de intrare, valoarea tensiunii de intrare se micșorează. Această caracteristică poartă numele de *caracteristică de tip S*.

Tensiunile U_1' și U_1'' , pentru care are loc bascularea circuitului Schmitt se numesc *tensiuni de prag*, iar diferența între ele, lățimea caracteristicii de histeresis.

În condițiile în care avem îndeplinite inegalitățile, $\beta R_5 \gg R_4$, $r_{be} \ll R_4$, punctul de inflexiune I al porțiunii AC corespunde rezistenței dinamice negative maxime de valoare aproximativ egală cu:

$$R_l = r'_{be} + \frac{(\beta + 1) R_4}{R_{c1} + R_2 + R_4} (R_2 + R_{c1} - \beta R_{c1}). \quad (2.14)$$

Din relația (2.14) se constată că pentru a se obține o caracteristică de transfer de tipul celei din figura 2.14, trebuie îndeplinită condiția:

$$R_l < 0. \quad (2.15)$$

Valorile tensiunilor de prag în cazul în care se lucrează cu tranzistoarele T_1 și T_2 nesaturate sînt date de relațiile:

$$U_1' = \frac{R_4}{R_{c1} + R_2 + R_4} E_c; \quad (2.16)$$

$$U_1'' = \eta U_1' \quad (2.17)$$

$$\text{unde } \eta = \frac{1}{1 + \frac{R_{c1} R_4}{R_5 (R_{c1} + R_2 + R_4)}} < 1.$$

În majoritatea aplicațiilor practice excitarea circuitului basculant Schmitt se face de la surse de semnale, reale, avînd anumită rezistență internă R_{int} (fig. 2.16).

Astfel se obține o a doua relație între curentul I_1 și tensiunea U_1 , dată de:

$$I = \frac{U - U_1}{R_l}. \quad (2.18)$$

Această relație este reprezentată în figura 2.17 prin dreapta de sarcină D.

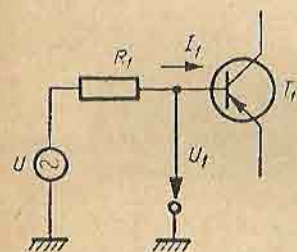


Fig. 2.16. Circuitul de intrare al circuitului basculant Schmitt, sursa de semnal avînd $R_{int} = R_1$.

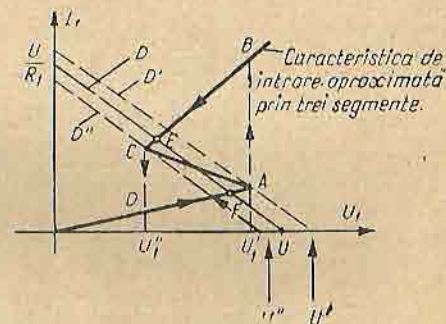


Fig. 2.17. Caracteristica de intrare a circuitului Schmitt cu histeresis.

Pentru tensiunea U din figura 2.17, punctul de funcționare se situează fie în punctul E (T_2 blocat) fie în punctul F (T_2 conduce) întrucît porțiunea AC din cauza

rezistenței dinamice negative corespunde unor stări instabile ale circuitului Schmitt.

Valorile de prag ale tensiunii U corespund dreptelor D' și D'' paralele cu D și care trec prin punctele A și C și sînt egale cu U' respectiv U'' .

După cum se observă aceste valori diferă de U'_1 respectiv U''_1 și în general depind de valoarea rezistenței interne R_1 a sursei de semnal.

O altă consecință este aceea că mărind valoarea rezistenței interne R_1 a sursei de semnal la un moment dat înclinarea dreptei de sarcină corespunzătoare devine aceeași sau mai mică decît înclinarea porțiunii AC , și circuitul devine instabil (prezintă tendințe de intrare în oscilație).

În cazul în care valoarea rezistenței dinamice de intrare, date de relația 2.16 este pozitivă, caracteristica de intrare nu prezintă histerezis iar caracteristica de transfer se prezintă ca în figura 2.18.

● **Trigger Schmitt cu prag reglabil.** Schema de principiu simplificată a unui trigger Schmitt cu prag de tensiune reglabil este reprezentată în figura 2.19.

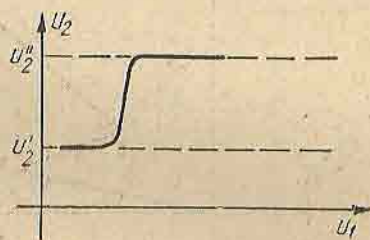


Fig. 2.18. Caracteristica de transfer în absența histerezisului.

Considerînd că valoarea tensiunii de intrare este zero, valoarea tensiunii comune de emitor depinde de poziția cursorului potențiometrului R_5 . Prin mărirea valorii tensiunii de intrare T_1 începe să conducă în momentul în care, aceasta devine aproximativ egală cu valoarea tensiunii din baza tranzistorului T_2 . Prin deschiderea tranzistorului T_1 apare o cădere de tensiune pe rezistența de

colector R_1 , care prin divizorul format din rezistența R_3 și potențiometrul R_5 , micșorează valoarea tensiunii în baza tranzistorului T_2 , deci și valoarea curentului de emitor al tranzistorului T_2 . Această micșorare determină o mărire automată a curentului de emitor al tranzistorului T_1 , pro-

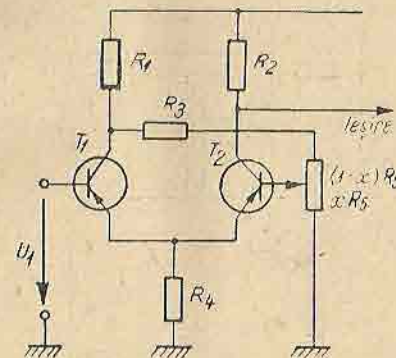


Fig. 2.19. Trigger Schmitt cu prag reglabil.

ducîndu-se un proces cumulativ care duce la blocarea tranzistorului T_2 și la deschiderea tranzistorului T_1 . Valoarea corespunzătoare a tensiunii de intrare se notează cu U' .

Revenirea circuitului în starea inițială are loc la o valoare a tensiunii de intrare notată cu U'' , care este mai mică decît valoarea tensiunii U' .

Considerînd că tranzistoarele lucrează nesaturat, valorile tensiunilor de prag se calculează cu ajutorul relațiilor aproximative:

$$U' = \frac{xR_5}{R_1 + R_3 + R_5} E = \eta E; \quad \eta = \frac{xR_5}{R_1 + R_3 + R_5}; \quad (2.19)$$

$$U'' = \frac{\eta}{1 + \frac{\eta R_3}{R_4}} E. \quad (2.20)$$

Schema de principiu a unui astfel de trigger Schmitt se reprezintă în figura 2.20.

Particularitatea schemei constă în introducerea unui generator de curent constant I_0 , care asigură ca suma curenților de emitor ai tranzistoarelor T_1 și T_2 să fie constantă.

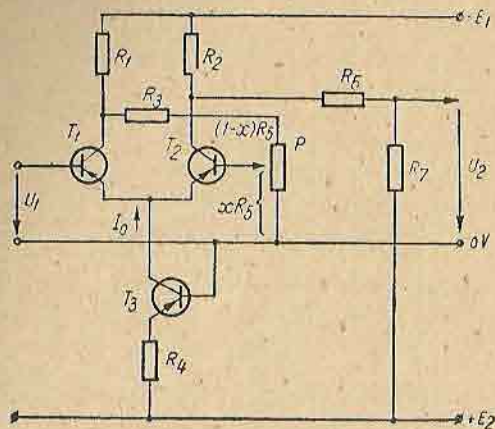


Fig. 2.20. Trigger Schmitt cu prag reglabil — varianta îmbunătățită.

În aceste condiții valorile tensiunilor de prag sînt date de expresiile:

$$U' = \frac{xR_5}{R_1 + R_3 + R_6} E_1; \quad (2.21)$$

$$U'' = \frac{xR_5}{R_1 + R_3 + R_6} \left(E_1 - \frac{R_1}{R_4} E_2 \right). \quad (2.22)$$

Se observă că datorită alimentării emitoarelor tranzistoarelor T_1 și T_2 în curent constant, raportul dintre tensiunile de prag se menține la o valoare constantă.

2.3. Circuitul basculant monostabil

Circuitul basculant monostabil frecvent utilizat în schemele de formare a impulsurilor, în relee electronice de timp, pentru realizarea unor întârzieri, se caracterizează prin două stări — una stabilă, cealaltă instabilă.

În lipsa semnalelor exterioare circuitul basculant monostabil se menține în starea stabilă timp nelimitat.

La aplicarea unui semnal exterior adecvat, circuitul trece în starea nestabilă, în care se menține un interval de timp finit, determinat de valorile elementelor de circuit, după care automat revine în starea stabilă.

Circuitul basculant monostabil poate fi realizat după o schemă simetrică cu cuplaj colector-bază (fig. 2.21) fie după o schemă nesimetrică cu cuplaj în emitor (fig. 2.22).

După conectarea tensiunii de alimentare circuitul din figura 2.21 se stabilește în starea stabilă, în care tranzistorul T_2 conduce la saturație, iar tranzistorul T_1 este blocat.

Condensatorul C se încarcă prin rezistența R_{C1} și joncțiunea emitor-bază deschisă a tranzistorului T_2 la o tensiune egală cu tensiunea de alimentare avînd polaritatea indicată în figură.

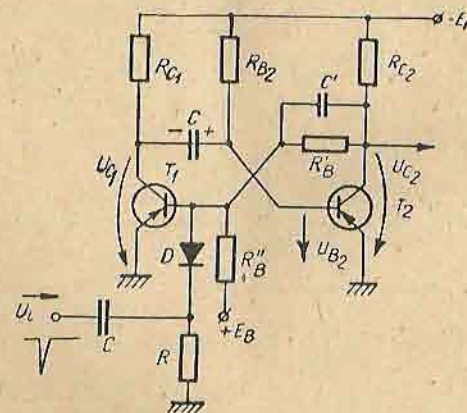


Fig. 2.21. Circuit basculant monostabil cu colector-bază, cu tranzistoare saturate.

Condițiile care asigură starea stabilă a circuitului avînd schema echivalentă din figura 2.23 sînt următoarele:

a) saturarea tranzistorului T_2

$$R_{B2} < \beta_2 \min R_{C1}; \quad (2.23)$$

b) blocarea tranzistorului T_1

$$E_B > R'_B \cdot I_{CBO1 \max} \quad (2.24)$$

Dacă pe baza tranzistorului T_1 se aplică un impuls negativ prin intermediul diodei D , acesta intră în conducție, tensiunea de colector U_{C1} înregistrează un salt pozitiv care prin condensatorul C se transmite pe baza tranzistorului T_2 , care iese din saturație. Saltul negativ de tensiune ce apare pe colectorul tranzistorului T_2 se trans-

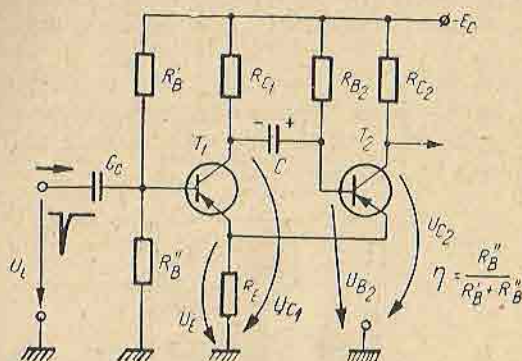


Fig. 2.22. Circuit basculant monostabil cu cuplaj în emitor cu tranzistoare saturate.

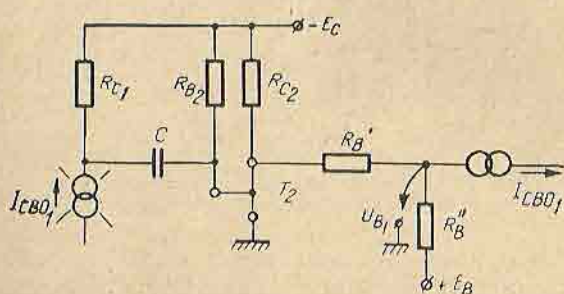


Fig. 2.23. Schema echivalentă a circuitului basculant monostabil cu cuplaj colector-bază, corespunzătoare stării stabile.

mite prin divizorul format din rezistențele R'_B și R'_B pe baza tranzistorului T_1 . Se produce un proces cumulativ în urma căruia tranzistorul T_1 ajunge la saturație iar tranzistorul T_2 se blochează. Această stare corespunde stării instabile. Condiția de menținere pentru un interval de timp finit, în starea evasistabilă, cu schema echivalentă din figura 2.24 este:

$$\frac{E_C}{\beta_{1 \min} R_{C1}} \leq \frac{R'_B E_C - (R'_B + R_{C2}) E_B}{R'_B (R'_B + R_{C2})} \quad (2.25)$$

La începutul stării instabile valoarea tensiunii inverse aplicate pe baza tranzistorului T_2 este egală cu tensiunea de pe condensatorul C , egală cu tensiunea de alimentare.

În timpul stării nestabile condensatorul C se descarcă prin rezistența R_{B2} și tinde să se încarce tot la valoarea tensiunii de alimentare, dar cu polaritate schimbată.

În momentul în care valoarea tensiunii pe condensatorul C devine egală cu valoarea tensiunii de deschidere

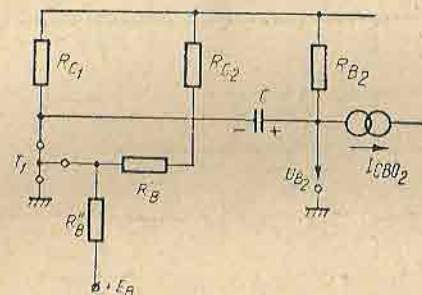


Fig. 2.24. Schema echivalentă a circuitului basculant monostabil cu cuplaj colector-bază, corespunzătoare stării nestabile.

a tranzistorului T_2 acesta se deschide, apare din nou un proces cumulativ prin care circuitul trece din starea nestabilă în cea stabilă.

Intervalul de timp, în care circuitul se menține în starea nestabilă, se numește durata impulsului (întârzierea,

temporizarea dată de CBM) generat de circuitul basculant monostabil, avînd valoarea egală cu:

$$T_1 = CR_{B_1} \ln \left(1 + \frac{E_C}{E_C + R_{B_1} I_{CBO_1}} \right). \quad (2.26)$$

Dacă se îndeplinește condiția:

$$E_C \gg R_{B_2} I_{CBO_{max}},$$

durata impulsului generat se calculează prin relația aproximativă:

$$T_1 = 0,69 CR_{B_2}. \quad (2.27)$$

La revenirea din starea nestabilă în cea stabilă, saltul pozitiv de tensiune în colectorul lui T_2 este rapid, în timp ce saltul negativ de tensiune în colectorul lui T_1 se face încet, din cauza reîncărcării condensatorului C prin rezistența de colector R_C , și joncțiunea emitor — bază a tranzistorului T_2 (C se mai numește și condensator de temporizare).

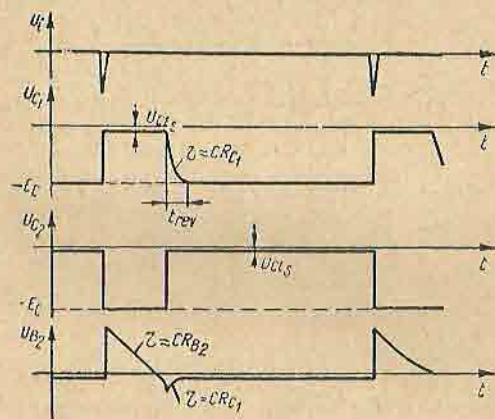


Fig. 2.25. Formele de undă ale circuitului basculant monostabil cu cuplaj colector-bază.

Formele de undă în diferite puncte ale circuitului monostabil cu cuplaj colector — bază, cu tranzistoare saturate (fig. 2.21) sînt reprezentate în figura 2.25.

Timpul de revenire în starea stabilă este dat de reîncărcarea prin rezistența de colector R_{C_1} a condensatorului de temporizare C :

$$t_{rev} = 3 CR_{C_1}$$

CBM cu cuplaj în emitor, reprezentat în figura 2.22, în lipsa semnalelor aplicate la intrare se află în starea stabilă în care tranzistorul T_1 este blocat iar T_2 conduce la saturatie.

În starea stabilă condensatorul C , conectat între colectorul tranzistorului T_1 și baza tranzistorului T_2 este încărcat la o tensiune egală cu diferența dintre valoarea tensiunii de alimentare și valoarea tensiunii de bază U_{B_2} avînd polaritatea din figură.

Schema echivalentă a circuitului monostabil cu cuplaj pe emitor corespunzătoare stării stabile este dată în figura 2.26.

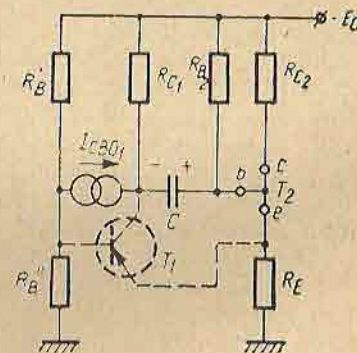


Fig. 2.26. CBM cu cuplaj în emitor — schema echivalentă în starea stabilă.

Condițiile, care asigură starea stabilă a CBM cu cuplaj pe emitor sînt:

a) saturarea tranzistorului T_2

$$R_{B_2} \leq \beta_{2min} \cdot R_{C_2}. \quad (2.28)$$

b) blocarea tranzistorului T_1 (joncțiunea emitor-bază polarizată invers)

$$\frac{R'_B}{R'_B + R''_B} (E_C + R'_B I_{CB01}) \leq \frac{R_E}{R_E + \frac{R_{C1} R_{B1}}{R_{C1} + R_{B1}}} \cdot E_C \quad (2.29)$$

Dacă avem îndeplinite inegalitățile:

$$R'_B I_{CB01} \ll E_C; R_{C1} \ll R_{B1} \quad (2.30)$$

relația (2.38) devine egală cu:

$$\eta = \frac{R'_B}{R'_B + R''_B} \leq \frac{R_E}{R_{C1} + R_E} = \eta_2, \quad (2.31)$$

iar condensatorul C se încarcă la o tensiune, cu polaritatea indicată în figura 2.26 și de valoare:

$$U_C = (E - U_{B2}) = \frac{R_{C1}}{R_E + R_{C1}} \cdot E_C = (1 - \eta_2) E_C. \quad (2.32)$$

La aplicarea unui impuls negativ la intrarea CBM cu cuplaj pe emitor, tranzistorul T_1 intră în conducție, apare un salt pozitiv de tensiune în colectorul acestuia, care prin condensatorul C se transmite integral pe baza tranzistorului T_2 pe care îl blochează. La blocarea tranzistorului T_2 , prin rezistența comună de emitor va circula numai curentul de emitor al tranzistorului T_1 , care pentru o bună stabilitate a duratei impulsului generat de CBM, trebuie să fie adus la saturație.

Schema echivalentă a CBM corespunzătoare acestei stări (starea nestabilă) este dată în figura 2.27.

Condiția de menținere, pentru un interval de timp finit, în starea nestabilă, este dată de condiția de saturare a tranzistorului T_1 :

$$\frac{\eta - \eta_1}{\eta} \cdot \frac{E_C}{R'_B} \geq \frac{(1 - \eta_1) E_C}{\beta_1 \min R_{C1}}, \quad (2.33)$$

$$\text{în care } \eta_1 = \frac{R_E}{R_{C1} + R_E}$$

sau relația echivalentă:

$$\eta R'_B \leq \frac{\beta_1 \min R_{C1}}{1 - \eta_1}. \quad (2.34)$$

În timpul stării instabile, pe baza tranzistorului T_2 se aplică tensiunea pozitivă de pe condensatorul C , care

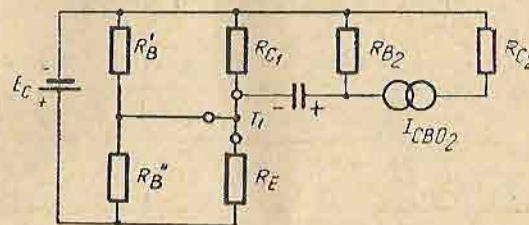


Fig. 2.27. CBM cu cuplaj în emitor — schema echivalentă în starea nestabilă.

se descarcă prin R_{B2} și tinde să se încarce la o tensiune de polaritate opusă și de valoare $(1 - \eta_1) E_C$. În momentul în care tensiunea între baza și emitorul tranzistorului T_2 , dată de tensiunea de pe condensatorul C , devine egală cu tensiunea de deschidere, are loc procesul cumulativ de trecere din starea cvasistabilă în stare stabilă.

Durata impulsului generat de CBM, adică intervalul de timp în care se menține în stare cvasistabilă în urma aplicării unui impuls corespunzător de comandă la intrare, este dată de relația:

$$T = CR_{B2} \cdot \ln \left(1 + \frac{1 - \eta_1}{1 - \eta_2} \right). \quad (2.35)$$

Formele de undă în diferitele puncte ale CBM cu cuplaj pe emitor, cu tranzistoare saturate, sînt reprezentate în figura 2.28. Timpul de revenire în starea stabilă este dat de reîncărcarea condensatorului C prin R_{C1} :

$$t_{rev} \approx 3CR_{C1}. \quad (2.36)$$

Pentru micșorarea tensiunii inverse pe baza tranzistorului T_2 precum și pentru îmbunătățirea saltului negativ de tensiune în colectorul tranzistorului T_1 , se utilizează metodele descrise în cap. 2.4.

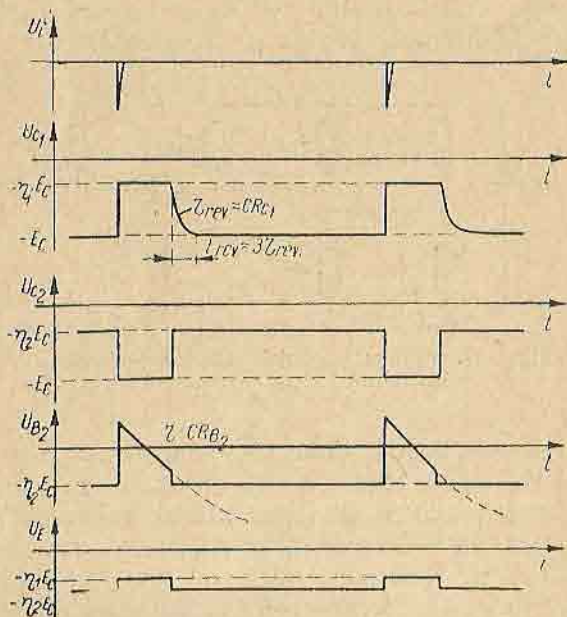


Fig. 2.28. Formele de undă pentru circuitul basculant monostabil cu cuplaj în emitor.

2.4. Circuitul basculant astabil

Circuitul basculant astabil face parte din clasa oscila-toarelor electronice de relaxare și se utilizează ca genera-tor de semnale dreptunghiulare.

Circuitul basculant astabil poate fi realizat fie după o schemă simetrică cu cuplaj colector-bază (fig. 2.29) fie după o schemă nesimetrică cu cuplaj pe emitor (fig. 2.30).

Circuitul basculant astabil prezintă două stări insta-bile, trecerile dintr-o stare în alta făcându-se automat la intervale de timp determinate de valorile elementelor de circuit.

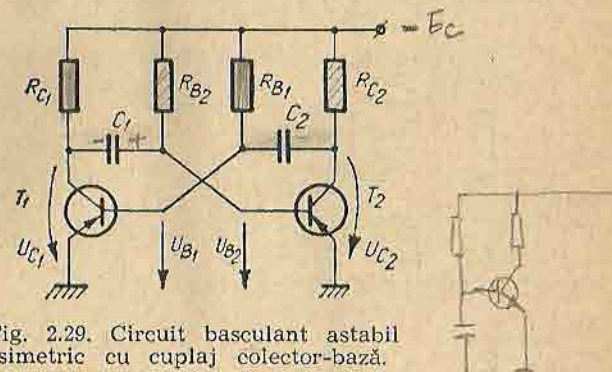


Fig. 2.29. Circuit basculant astabil simetric cu cuplaj colector-bază.

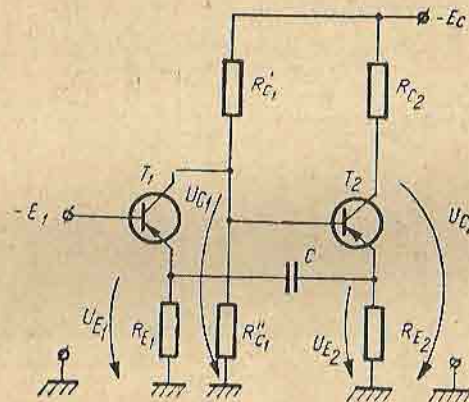


Fig. 2.30. Circuit basculant astabil ne-simetric cu cuplaj pe emitor.

În figura 2.31 sînt reprezentate formele de undă pe colectoare și baze pentru circuitul astabil din figura 2.29, în cazul în care tranzistoarele lucrează în regim saturat-blocat.

În intervalul de timp T_a tranzistorul T_1 este saturat, tensiunea de colector U_{c1} este apropiată de zero, iar tranzistorul T_2 este blocat, deoarece pe baza lui se aplică tensiunea de pe condensatorul C_1 cu polaritatea dată în schema echivalentă din figura 2.32.

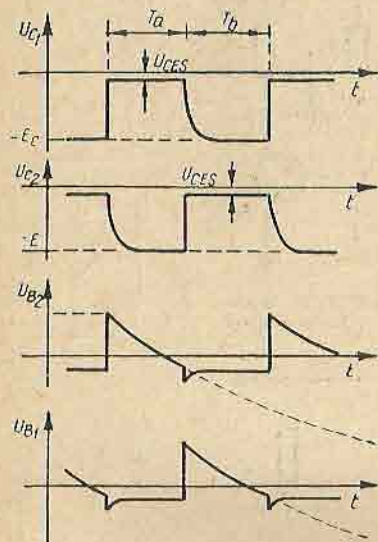


Fig. 2.31. Formele de undă ale circuitului basculant astabil cu cuplaj colector-bază.

În intervalul T_a condensatorul C_1 se descarcă prin rezistența R_{B2} și tinde să se încarce prin aceeași rezistență la tensiunea $-E_c$.

În momentul în care valoarea tensiunii pe condensatorul C_1 devine egală cu valoarea tensiunii de deschidere a tranzistorului T_2 , (0,1...0,2 V pentru tranzistoarele cu germaniu; 0,5—0,7 V pentru cele cu siliciu) acesta se deschide, apare o variație pozitivă de tensiune pe colectorul lui T_2 , care prin condensatorul C_2 se transmite pe baza tranzistorului T_1 și acesta iese din saturatie. Se

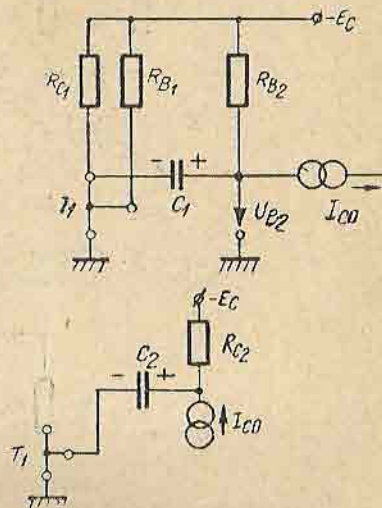


Fig. 2.32. Schema echivalentă pentru intervalul T_a .

produce un proces în avalanșă în urma căruia tranzistorul T_1 se blochează și T_2 intră în saturatie.

În intervalul de timp T_a , condensatorul C_2 s-a încărcat la tensiunea $-E_c$ prin rezistența R_{C2} și joncțiunea emitor-bază a tranzistorului T_1 ; în intervalul T_b , el se descarcă prin rezistența R_{B1} și tinde să se încarce la valoarea tensiunii de alimentare însă cu polaritate opusă.

Valorile intervalelor de timp T_a și T_b pot fi calculate cu ajutorul relațiilor:

$$T_a = R_{B2} C_1 \ln \left(1 + \frac{E_c}{E_c + R_{B2} I_{C0}} \right); \quad (2.37)$$

$$T_b = R_{B1} C_2 \ln \left(1 + \frac{E_c}{E_c + R_{B1} I_{C0}} \right). \quad (2.38)$$

Pentru asigurarea saturării tranzistoarelor trebuie îndeplinite inegalitățile:

$$R_{C1} \geq \frac{R_{B1}}{\beta_{1 \min}}, \quad R_{C2} \geq \frac{R_{B2}}{\beta_{2 \min}}. \quad (2.39)$$

Perioada semnalului generat de circuitul astabil este:

$$T = T_a + T_b, \quad (2.40)$$

iar frecvența de oscilație:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{1}{T_a + T_b}. \quad (2.41)$$

În scopul asigurării unei stabilități cât mai bune a frecvenței de oscilație, trebuie micșorat efectul curențului invers al joncțiunii colector — bază a tranzistorului blocat, utilizînd rezistențe de bază de asemenea valori, pentru care să avem:

$$R_B I_{C0} \ll E_c, \quad (2.42)$$

în toată gama de temperaturi în care lucrează circuitul. Dacă avem îndeplinită condiția 2.42 frecvența de oscilație nu depinde de valoarea tensiunii de alimentare, nici de parametrii tranzistoarelor și este dată de relația:

$$f = \frac{1}{(R_{B2} C_1 + R_{B1} C_2) \ln 2}, \quad (2.43)$$

iar în cazul unui montaj simetric $R_{B1} = R_{B2} = R$; $C_1 = C_2 = C$

$$f_{osc} = \frac{1}{1,38 RC} \quad (2.44)$$

Din analiza făcută reiese că imediat după basculare, pe baza tranzistorului care se blochează, se aplică o tensiune inversă de valoare egală cu tensiunea de alimentare. Acest fapt nu este supărător în cazul în care se utilizează tranzistoare aliate care admit tensiuni inverse mari pe joncțiunea emitor-bază, însă în cazul tranzistoarelor difuzate trebuie luate măsuri pentru micșorarea valorii tensiunii inverse pe bază sub valorile admisibile relativ scăzute (0,3—0,5 V pentru tranzistoare cu germaniu difuzate și 4—7 V pentru cele cu siliciu difuzate).

Limitarea valorii tensiunii inverse pe bază se poate obține prin introducerea în serie cu circuitul de bază a unei diode, care avînd rezistența inversă mult mai mare decît rezistența R' sau R'' preia tensiunea inversă așa cum se arată în figura 2.33.

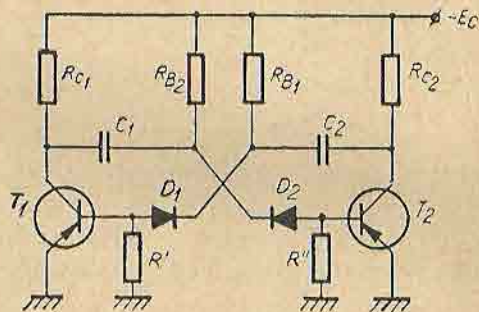


Fig. 2.33. Limitarea valorii tensiunii inverse pe bază prin conectarea în serie cu bază a unor diode.

Rezistențele R' și R'' servesc pentru fixarea tensiunii pe bază la o valoare astfel încît această tensiune să nu fie afectată de dispersia curenților inverși ai tranzistoarelor și diodelor. În timpul conducției tranzistoarelor, rezistențele R' și R'' nu afectează funcționarea schemei,

întrucît sînt conectate în paralel cu rezistența de intrare relativ scăzută a tranzistoarelor.

Micșorarea valorii tensiunii inverse pe bază se mai poate asigura fie prin micșorarea tensiunii de alimentare (alimentarea colectorilor de la un divizor de tensiune), fie prin conectarea condensatoarelor C_1 și C_2 la o priză a rezistențelor din colector. Schemele corespunzătoare sînt reprezentate în figura 2.34.

Analizînd formele de undă din figura 2.31, se constată că salturile pozitive de tensiune pe colectoare sînt foarte rapide, în schimb salturile negative sînt mult mai lente. Viteza scăzută se datorește încărcării condensatorului de cuplaj C_1 sau C_2 prin rezistența de colector a tranzistorului blocat (o încărcare exponențială cu o constantă de timp $\tau_1 = C_1 R_{C1}$ respectiv $\tau_2 = C_2 R_{C2}$); intervalele de timp în care are loc reîncărcarea condensatoarelor de cuplaj

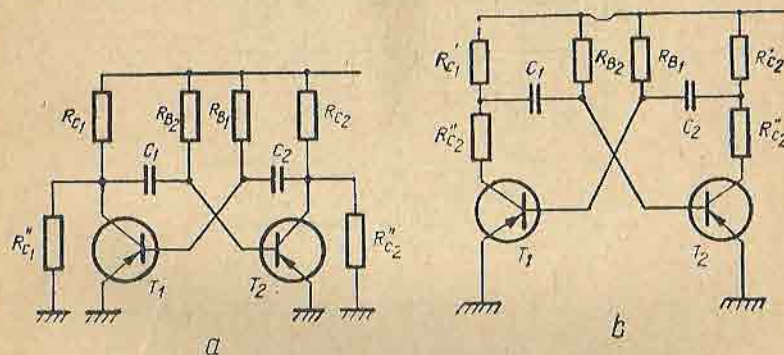


Fig. 2.34. Limitarea tensiunii inverse pe bază prin:
a — alimentarea colectorului de la divizor; b — conectarea condensatoarelor C_1 și C_2 la o priză a rezistențelor de colector.

prin rezistențele de colector poartă denumirea de *timi de revenire* și au valorile egale cu:

$$t_{rev1} \approx 3C_1 R_{C1} \quad \text{respectiv} \quad t_{rev2} \approx 3C_2 R_{C2}$$

Micșorarea duratei saltului negativ se poate realiza prin fixarea tensiunii pe colector (fig. 2.35); prin introducerea unui repetor pe emitor (fig. 2.36); prin crearea

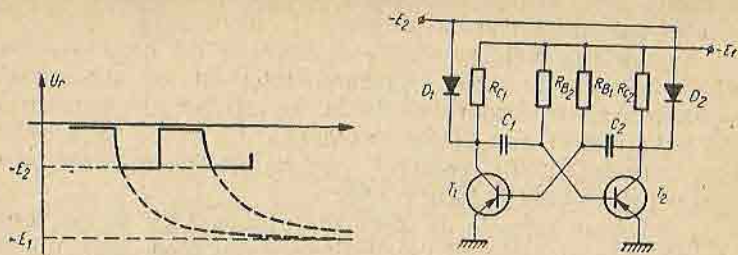


Fig. 2.35. Circuit basculant astabil cu fixarea tensiunii pe colector.

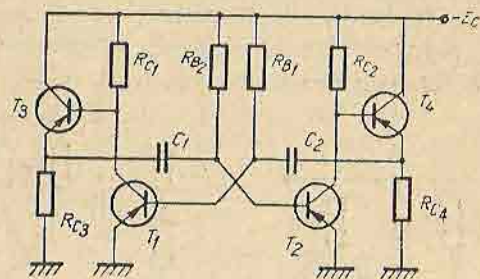


Fig. 2.36. Circuit basculant astabil cu repetor pentru îmbunătățirea saltului negativ.

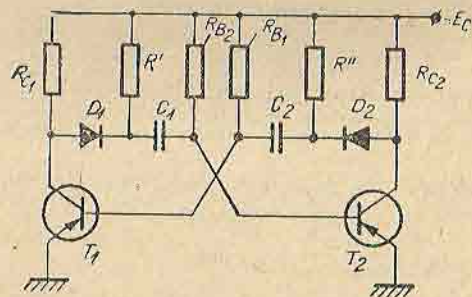


Fig. 2.37. Circuit basculant astabil cu cale separată de reîncărcare a condensatorilor de cuplaj.

unei căi separate de reîncărcare a condensatorului de cuplaj (fig. 2.37).

Formele de undă pentru circuitul astabil nesimetric din figura 2.30, în cazul în care tranzistorul T_1 lucrează

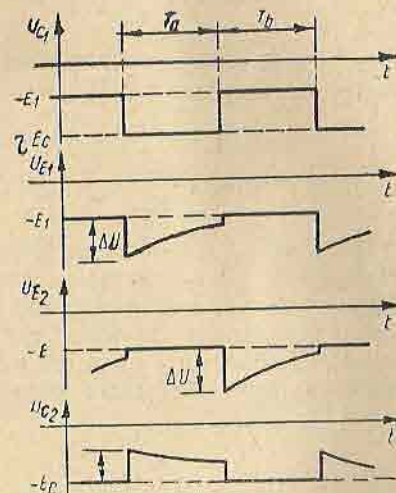


Fig. 2.38. Formele de undă pentru CBA nesimetric.

în regim saturat-blocat, iar tranzistorul T_2 în regim de conducție nesaturată-blocat, sînt reprezentate în figura 2.38.

Dacă se îndeplinesc condițiile:

$$\eta E_C > E_1; \quad \frac{R_E}{R_E + R_{C1}} > \eta;$$

$$\beta R_{E2} \gg R_{C1}'; \quad \text{în care } \eta = \frac{R_{C1}''}{R_{C1}' + R_{C1}''}; \quad (2.45)$$

$$R_E = \frac{R_{E1} R_{E2}}{R_{E1} + R_{E2}},$$

atunci duratele T_a și T_b sint date de relațiile aproximative:

$$T_a = R_{E1} C \ln \frac{\eta E_c}{E_1}; \quad (2.46)$$

$$T_b = R_{E2} C \ln \frac{\eta E_c}{E_1}. \quad (2.47)$$

Dacă $R_{E1} = R_{E2} = R$, la ieșire se obțin semnale dreptunghiulare cu factor de umplere 1/2 și de frecvență:

$$f = \frac{1}{2RC \ln \frac{\eta E_c}{E_1}}. \quad (2.48)$$

Analizînd relația 2.48 se constată că frecvența de oscilație este dependentă de tensiunea de intrare, permițînd reglarea frecvenței de oscilație prin variația tensiunii de intrare, ceea ce se mai numește *controlul prin tensiune* a frecvenței de oscilație. Factorul de umplere poate fi modificat prin modificarea raportului între valorile rezistențelor din emitor, R_{E1} și R_{E2} .

2.5. Circuite basculante cu tranzistoare complementare

Circuitele basculante cu tranzistoare complementare (de tip *pnp* și *nnp*) prezintă o serie de avantaje cum sint, randamentul foarte ridicat, gamă foarte largă de variație a parametrilor (1 : 10 000), temporizări mari utilizînd condensatoare de capacitate relativ mică, forma dreptunghiulară a semnalelor generate.

● Schema de principiu a unui circuit basculant astabil cu tranzistoare complementare este dată în figura 2.39. Acest circuit se caracterizează printr-un număr redus de elemente componente, prin simplitate, prin consumul de curent extrem de scăzut, printr-un raport ridicat între pauza și durata impulsului generat la ieșire.

Pentru o funcționare sigură rezistența R_3 din baza tranzistorului T_1 trebuie să fie mai mare decît $\beta_1 \beta_2 R_{E1}$.

Funcționarea schemei poate fi descrisă pornind de la modul de amorsare a oscilațiilor după conectarea tensiunii de alimentare.

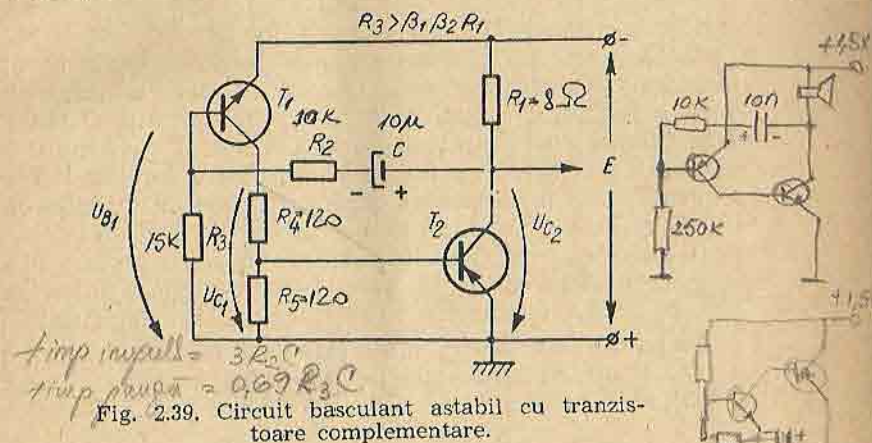
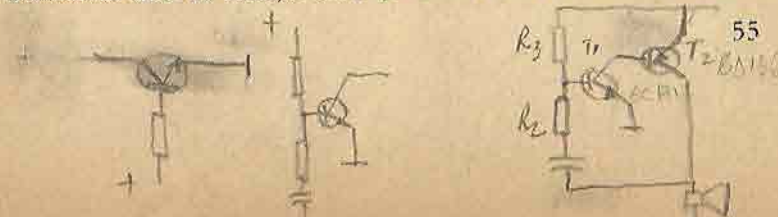


Fig. 2.39. Circuit basculant astabil cu tranzistoare complementare.

✗ Conectînd tensiunea de alimentare, tranzistorul T_1 de tip *nnp* polarizat în bază prin intermediul rezistenței R_3 (conectată la plusul tensiunii de alimentare) începe să conducă. Curentul de colector al acestui tranzistor determină deschiderea tranzistorului T_2 prin divizorul format din rezistențele $R_4 R_5$. Curentul de colector al tranzistorului T_2 , parcurgînd rezistența R_1 , produce o variație pozitivă a tensiunii de colector U_{c2} . Această variație se transmite prin grupul format din rezistența R_2 în serie cu condensatorul C , pe baza tranzistorului T_1 , deschizîndu-l mai mult. Apare un proces cumulativ în urma căruia amîndouă tranzistoare ajung la saturație. În această situație condensatorul se încarcă prin tranzistorul T_2 deschis ($r_{CE sat}$) prin rezistența R_2 și prin rezistența de intrare la saturație a tranzistorului T_1 în conexiunea cu emitorul comun, la o tensiune avînd polaritatea din figură și de valoare apropiată de tensiunea de alimentare.

Prin încărcarea condensatorului C curentul de bază al tranzistorului se micșorează și tinde către valoarea finală



dată de rezistența R_3 . Tranzistorul T_1 iese mai întâi din saturație și scăderea în continuare a valorii curentului lui de colector (datorită micșorării curentului de bază) determină ieșirea din saturație și a tranzistorului T_2 . Apare astfel o variație negativă a tensiunii de colector U_{c1} , care transmisă prin grupul CR_2 pe baza lui T_1 micșorează și mai mult curentul de bază al acestuia.

Se produce un nou proces cumulativ, în urma căruia amândouă tranzistoare se blochează, T_1 prin aplicarea pe bază a tensiunii negative de pe condensatorul C iar T_2 prin tăierea curentului de bază. Consumul circuitului în acest interval de timp, numit *pauza dintre impulsuri* este determinat în principal de curentul invers al tranzistorului T_2 și de curentul de descărcare al condensatorului C prin rezistența R_3 . Circuitul rămâne în această stare până în momentul în care tensiunea de pe condensatorul C devine egală cu tensiunea de deschidere a tranzistorului T_1 .

Relațiile care dau cu aproximație durata impulsului și a pauzei dintre impulsuri pentru acest circuit basculant astabil sînt:

$$T_i \approx (2 \dots 3) (R_2 + r_{11c \text{ sat}}) C;$$

$$T_p \approx 0,69 R_3 C.$$

Se observă că raportul dintre durata pauzei și durata impulsului este determinat în principal de raportul rezistențelor R_3 și R_2 , raport ce poate fi ales foarte mare.

Formele de undă corespunzătoare sînt reprezentate în figura 2.40.

● **Circuitele basculante monostabile** utilizate pentru obținerea unor temporizări în diferite domenii de aplicare, pot fi realizate cu **tranzistoare complementare**. Schema unui astfel de circuit monostabil este reprezentată în figura 2.41.

Condiția necesară ca circuitul din figura 2.41 să funcționeze în regim de circuit monostabil este ca:

$$R_3 \leq \beta_{1\min} \beta_{2\min} R_1. \quad (2.50)$$

Particularitatea schemei constă în aceea că în starea stabilă a circuitului amândouă tranzistoare sînt saturate.

La aplicarea unui impuls negativ pe baza tranzistorului T_1 (prin intermediul condensatorului C_C), acesta iese din saturație, determinind ieșirea din saturație și a tranzisto-

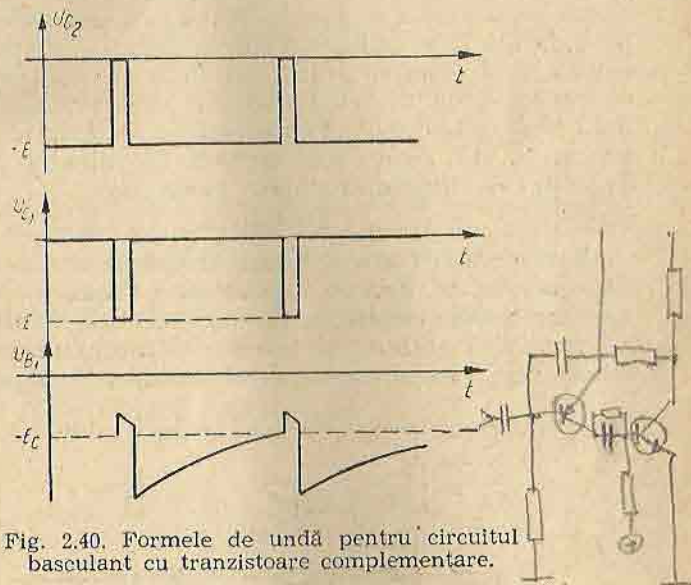


Fig. 2.40. Formele de undă pentru circuitul basculant cu tranzistoare complementare.

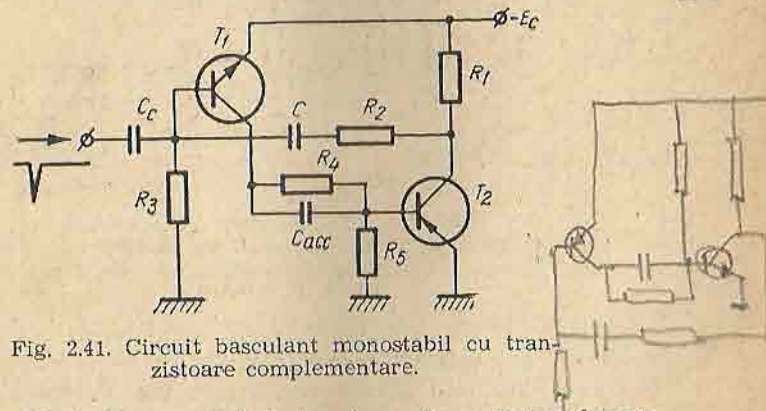


Fig. 2.41. Circuit basculant monostabil cu tranzistoare complementare.

lului T_2 . Variația negativă de tensiune din colectorul tranzistorului T_2 se transmite prin grupul CR_2 pe baza tran-

zistorului T_1 și acesta se blochează. Blocarea tranzistorului T_1 atrage după sine tăierea curentului de bază al tranzistorului T_2 , deci blocarea acestuia. Prin tăierea curentului de colector al tranzistorului T_2 , tensiunea de colector-emitor devine egală cu tensiunea de alimentare, iar pe baza lui T_1 se aplică tensiunea negativă de pe condensatorul C . În timpul stării nestabile are loc descărcarea condensatorului de temporizare C prin rezistența R_3 din baza tranzistorului T_1 . Temporizarea realizată cu ajutorul circuitului din figura 2.41 depinde de valoarea constantei de timp CR_3 , fiind aproximativ egală cu:

$$T \approx 0,69 CR_3. \quad (2.51)$$

Revenirea circuitului în starea stabilă este determinată de constanta de timp de valoare mică CR_2 .

Amplitudinea mare (egală cu tensiunea de alimentare) a impulsului obținut la ieșire constituie un avantaj al schemei în raport cu circuitul basculant monostabil cu

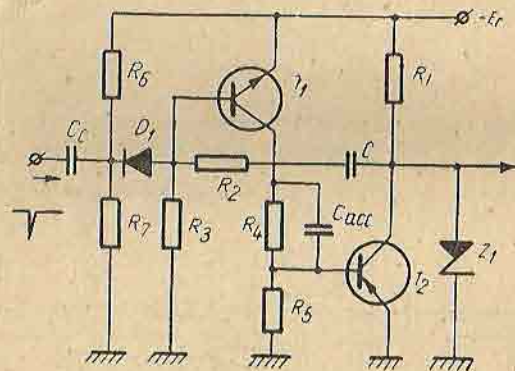


Fig. 2.42. Circuit basculant monostabil cu temporizarea independentă de sarcină și cu circuit de eliminare a reacției inverse înspre sursa de semnal.

cuplaj pe emitor; reacția inversă înspre sursa de semnal, respectiv dependența temporizării de sarcină conectată la ieșire, se numără printre dezavantajele schemei. Aceste dezavantaje pot fi eliminate utilizând circuitul din figura 2.42.

În starea nestabilă corespunzătoare blocării tranzistoarelor T_1 și T_2 , tensiunea de colector a tranzistorului T_2 este fixată prin deschiderea diodei Zener Z_1 la o tensiune egală cu tensiunea de stabilizare U_z .

Tensiunea inversă ce se aplică pe baza lui T_1 este egală cu U_z .

Temporizarea dată de circuit este de valoare:

$$T \approx CR_3 \ln \left(1 + \frac{U_z}{E_c} \right). \quad (2.52)$$

Un alt exemplu de circuit basculant monostabil cu tranzistoare complementare este dat în figura 2.43.

În starea stabilă ambele tranzistoare T_1 și T_2 sînt blocate și condensatorul de temporizare C descărcat. Aplicînd un impuls pozitiv pe baza tranzistorului T_1 , acesta începe să conducă, curentul de colector injectat în baza lui T_2 îl deschide pe acesta și în colectorul lui T_2 apare o variație pozitivă de tensiune, care prin grupul CR_2

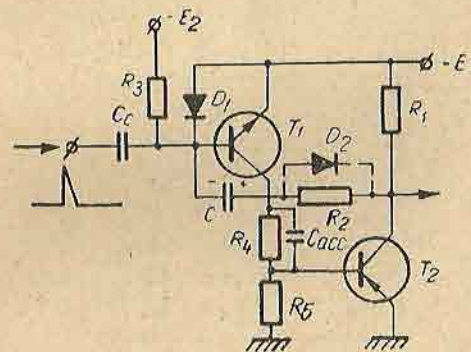


Fig. 2.43. Exemplu de circuit basculant monostabil.

se transmite pe baza tranzistorului T_1 , făcîndu-l să conducă și mai puternic. În urma acestui proces cumulativ ambele tranzistoare ajung la saturație și tensiunea la ieșire este zero. Curentul de bază al tranzistorului scade exponențial în timp datorită încărcării condensatorului C de temporizare prin tranzistorul T_2 , rezistența R_2 și junc-

țiunea deschisă emitor-bază a tranzistorului T_1 . Valoarea aproximativă a temporizării este dată de expresia:

$$T \approx R_2 C \ln \frac{E_1}{E_2 - E_1} \cdot \frac{R_3}{R_2} \quad (2.53)$$

În scopul micșorării timpului de revenire, în paralel cu rezistența R_2 se conectează dioda D_2 , reprezentată în schemă prin linii întrerupte. Efectul se manifestă prin micșorarea constantei de timp de descărcare a condensatorului de temporizare.

● Un exemplu de **circuit basculant bistabil cu tranzistoare complementare** este reprezentat în figura 2.44.

Circuitul din figură se deosebește de celelalte circuite basculante bistabile cu tranzistoare de același tip prin aceea, că *într-o stare stabilă ambele tranzistoare sînt blocați în timp ce în cealaltă stare ambele conduc*. Aceste circuite sînt avantajoase în special în schemele în care se cere un consum redus de putere. Pe de altă parte cir-

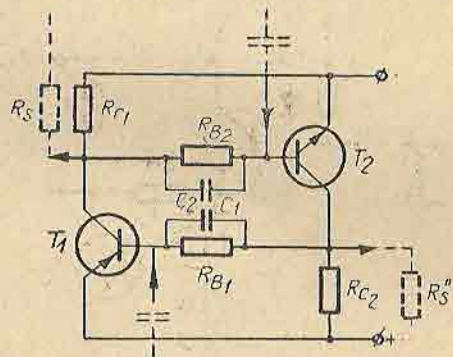


Fig. 2.44. Circuit basculant bistabil cu tranzistoare complementare.

cuitul permite conectarea unor sarcini mari la ieșire (rezistențe mici de sarcină) fără ca starea saturată a tranzistoarelor să se modifice. Timpul de comutare inversă este mai mic decît la circuitul basculant bistabil simetric obișnuit.

2.6. Circuite basculante controlate prin tensiune

Circuitele basculante care generează semnale cu parametri reglabili prin tensiune continuă, prezintă o importanță deosebită în cele mai diferite domenii de aplicare. Aceste circuite pot fi utilizate pentru construirea unor generatoare de impulsuri, permit realizarea unor măsurări de la distanță prin transformarea mărimii de măsurat într-o tensiune continuă prin care se controlează frecvența unui circuit basculant astabil și transmiterea la distanță a semnalului generat, avînd în vedere că frecvența semnalului nu se alterează prin linia de legătură. Se realizează de asemenea întîrzieri reglabile cu ajutorul unei tensiuni continue, reglare care nu presupune neapărat o apropiere fizică a persoanei care efectuează reglajul. Este posibilă realizarea modulației frecvenței unui circuit basculant astabil în ritmul unui semnal modulator. Circuitele basculante monostabile controlate prin tensiune sînt frecvent utilizate pentru realizarea modulației de fază, a modulației în durată și în poziție a impulsurilor etc.

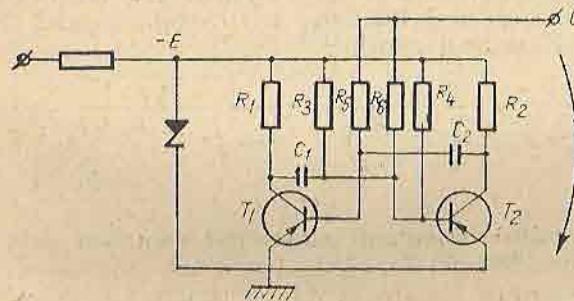


Fig. 2.45. Circuit basculant astabil controlat prin tensiune.

● **Circuitul basculant astabil controlat prin tensiune** (fig. 2.45) este realizat după schema obișnuită de astabil cu cuplaj colector-bază. Pentru a elimina influența tensiunii de alimentare asupra frecvenței de oscilație, circuitul se alimentează de la tensiunea stabilizată cu ajutorul diodei Zener.

Reglarea frecvenței de oscilație se realizează prin conectarea rezistențelor de bază R_3R_5 și R_4R_6 la o tensiune variabilă. Schema echivalentă corespunzătoare este dată în figura 2.46, în care:

$$R_{ech} = \frac{R_3 R_5}{R_3 + R_5};$$

$$E_{ech} = \frac{R_5}{R_3 + R_5} E + \frac{R_3}{R_3 + R_5} U. \quad (2.54)$$

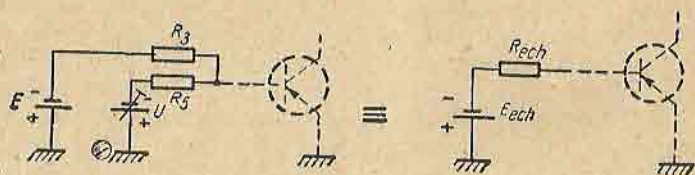


Fig. 2.46. Schema echivalentă a circuitului de alimentare a bazei.

Cunoscând tensiunea sursei echivalente de alimentare de bază, frecvența de oscilație a circuitului astabil se calculează cu ajutorul relației:

$$f = \frac{1}{2CR_{ech} \ln \left(1 + \frac{E}{E_{ech}} \right)} = \frac{1}{2\pi \ln \left(1 + \frac{R_3 + R_5}{R_5 + R_3} \frac{U}{E} \right)}. \quad (2.55)$$

● **Circuitul basculant monostabil controlat prin tensiune.** Considerînd circuitul basculant monostabil cu cuplaj pe emitor din figura 2.47 se constată că durata impulsului generat depinde de valoarea rezistenței de bază R_{B_1} a tranzistorului T_2 .

Prin modificarea valorii acesteia se schimbă și durata impulsului generat, însă plaja de reglare este mică în condițiile unei bune stabilități a funcționării. O plajă mai largă de reglare se obține în cazul circuitului din figura 2.42 în care fie se modifică valoarea rezistenței R_3 fie capătul inferior se conectează la o tensiune reglabilă, reprezentată în figura 2.48.

Temporizarea dată de acest circuit depinde de valoarea constantei de timp CR_3 și de valoarea tensiunii de reglare U_r , fiind dată aproximativ de relația:

$$T_i \approx CR_3 \ln \left(1 + \frac{E}{E - U_r} \right). \quad (2.55)$$

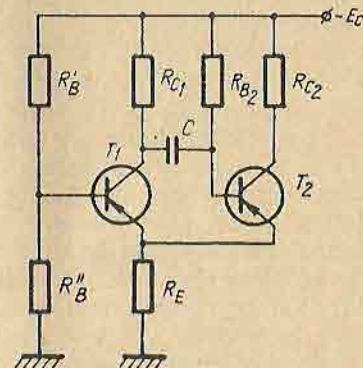


Fig. 2.47. CBM cu cuplaj în emitor.

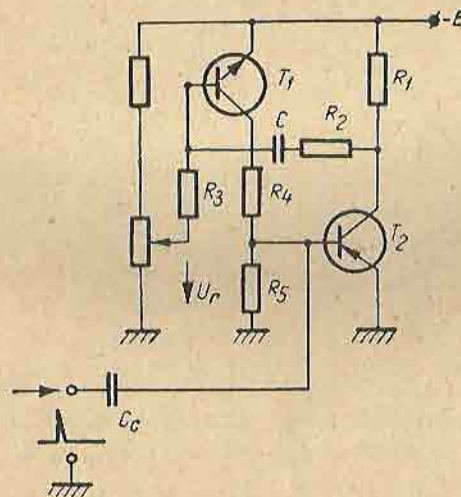


Fig. 2.48. Circuit basculant monostabil controlat prin tensiune.

2.7. Circuite basculante cu dispozitive semiconductoare speciale

● **Circuite basculante cu dispozitive semiconductoare având caracteristici curent-tensiune cu rezistență dinamică negativă de tip S.** În figura 2.49 este reprezentată o caracteristică de curent în funcție de tensiune, cu rezistență dinamică* negativă de tip „S”. Caracteristica curent-tensiune de tip „S” (denumirea provine de la asemănarea formei caracteristicii cu o literă S deformată) se caracterizează prin tensiunea de vîrf U_1 , tensiunea de vale U_2 și valorile curenților aferenți I_1 și I_2 .

Caracteristica de tip S poate fi împărțită în trei părți: porțiunea inițială OA avînd rezistență dinamică pozitivă; porțiunea AB corespunzînd rezistenței dinamice negative; porțiunea BC avînd rezistență dinamică pozitivă. Punctele de funcționare corespunzătoare porțiunilor OA și BC reprezintă puncte de funcționare stabile, în timp ce punctele corespunzătoare porțiunii AB reprezintă puncte de funcționare nestabile.

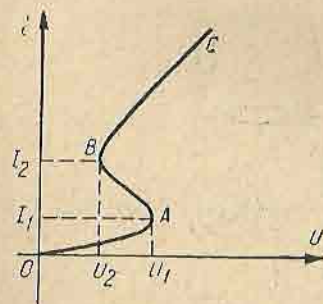


Fig. 2.49. Caracteristică curent-tensiune de tip S.

Se obțin două stări stabile de funcționare, dacă în circuitul din figura 2.50, valoarea tensiunii E_1 este mai mare decît valoarea tensiunii de vale ($U_2 < U_1$), iar va-

* Notă — Prin rezistență dinamică se înțelege limita raportului dintre variația de tensiune și variația corespunzătoare de curent, într-un punct al caracteristicii statice.

loarea rezistenței R_1 este astfel aleasă încît dreapta corespunzătoare de sarcină intersectează caracteristica curent-tensiune în trei puncte, așa cum este reprezentată în figura 2.51.

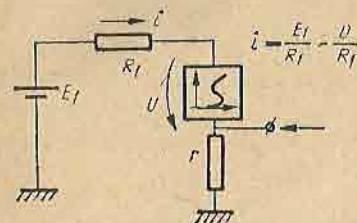


Fig. 2.50. Circuit basculant bistabil cu dipol cu caracteristică S.

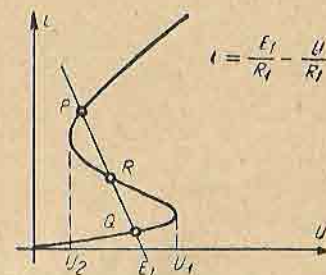


Fig. 2.51. Stările CBB cu dipol de tip S.

Punctele de funcționare P și Q sînt stabile, corespunzînd celor două stări stabile ale circuitului basculant bistabil în timp ce punctul R corespunde unui punct de funcționare nestabil. Asociînd punctului de funcționare Q starea 0 iar punctului P starea 1, trecerea din starea 0 în starea 1 se face prin aplicarea pe bornele rezistenței r a unui impuls negativ de tensiune de scurtă durată, trecerea inversă făcîndu-se prin aplicarea în același punct a unui impuls pozitiv de tensiune de scurtă durată. În starea 0 curentul care circulă prin circuit este de valoare mică ($I < I_1$) iar în starea 1 valoarea curentului prin circuit este mai mare decît valoarea curentului corespunzătoare tensiunii de vale ($I > I_2$).

Considerînd circuitul din figura 2.52, în care valoarea tensiunii E_1 este mai mare decît valoarea tensiunii de vale U_2 ($E_1 > U_2$) iar valoarea rezistenței R_1 este astfel aleasă încît dreapta de sarcină intersectează caracteristica curent-tensiune într-un singur punct, fie în porțiunea OA fie în porțiunea BC, tensiunea corespunzătoare fiind cuprinsă între tensiunile de vîrf și vale, se obține un circuit basculant monostabil, avînd o singură stare stabilă.

În starea stabilă a circuitului punctul de funcționare se situează în punctul M (fig. 2.53).

Condensatorul C se încarcă la o tensiune corespunzătoare punctului M .

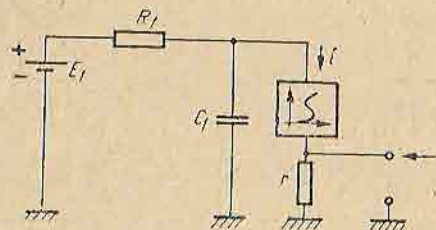


Fig. 2.52. Circuit basculant monostabil cu dipol de tip S.

Intrucât condensatorul C_1 nu-și poate modifica brusc starea de încărcare (nu permite salt de tensiune, dar permite salt de curent), aplicând un impuls pozitiv scurt pe bornele rezistenței r (de valoare mică, conectată în serie cu dipolul de tip S), tensiunea pe dipol scade sub valoarea

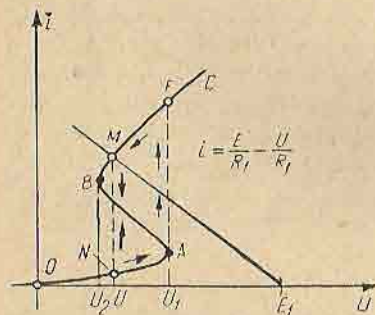


Fig. 2.53. Starea stabilă a circuitului basculant monostabil.

rea tensiunii de valoare U_2 , punctul de funcționare se mută pe porțiunea OA a caracteristicii și după dispariția impulsului se stabilește în punctul N . Diferența dintre curenții corespunzători punctelor M și N se preia de către condensatorul C_1 , care începe astfel să se încarce. Punctul

de funcționare se mută de la punctul N înspre punctul A . În momentul în care punctul de funcționare ajunge în punctul A are loc bascularea inversă, punctul de funcționare sare în punctul F , diferența dintre curenții corespunzători punctelor A și F (de semn contrar) se preia de către condensatorul C_1 , care începe astfel să se descărce. Descărcarea continuă pînă cînd punctul de funcționare ajunge înapoi în punctul M unde se menține pînă la aplicarea unui nou impuls de comandă.

Variația în timp a tensiunii pe condensatorul C_1 și variația curentului prin dipol sînt reprezentate în figura 2.54.

Dacă valorile tensiunii E_1 și a rezistenței R_1 din circuitul din figura 2.52 se aleg astfel încît rezistența de sarcină corespunzătoare să intersecteze caracteristica curent-tensiune de tip S a dipolului în porțiunea AB (avînd rezistența dinamică negativă) se obține un circuit fără nici o stare stabilă. Acest circuit (în mod similar cu circuitele basculante astabile) prezintă două stări nestabile, avînd loc o trecere periodică dintr-o stare ne-

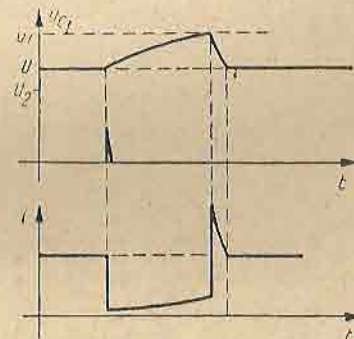


Fig. 2.54. Formele de undă pentru CBM.

stabilă în cealaltă stare nestabilă și înapoi. Astfel se obține un circuit basculant astabil.

Excursia punctului static de funcționare în timpul generării oscilațiilor de relaxare este reprezentată în figura 2.55 iar variațiile în timp a tensiunii condensatorului C_1

(tensiunea pe dipol de tip S) și a curentului prin dipol sînt reprezentate în figura 2.56.

Tranzistorul unijoncțiune, tiristorul (redresor comandat), tranzistorul de avalanșă etc., se numără printre

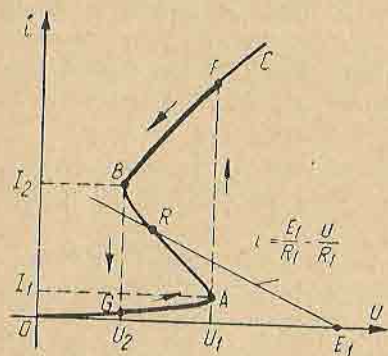


Fig. 2.55. Excursia punctului de funcționare în timpul generării oscilațiilor.

dispozitivele semiconductoare speciale, care prezintă caracteristică curent-tensiune cu rezistență negativă de tip S. Întrucît în prima parte a capitoului au fost prezentate principiile legate de utilizarea dispozitivelor cu caracteristică de tip S în realizarea circuitelor basculante

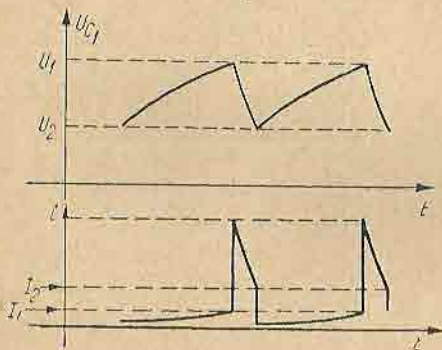


Fig. 2.56. Formele de undă pentru CBA.

bistabile, în continuare se prezintă doar construcția tranzistorului unijoncțiune iar în § 3.1.4 un exemplu de utilizare a lui într-un generator de bază de timp pentru osciloscop.

Tranzistorul unijoncțiune [5] este format dintr-un bloc semiconductor longitudinal (denumit bază) de obicei de tip *n*, avînd două contacte ohmice la extremități, denumite *baza 1* respectiv *baza 2*. La mijlocul bazei se formează o joncțiune *pn* de dimensiuni mici în raport cu dimensiunea longitudinală a bazei, contactul pe regiunea *p* a joncțiunii purtînd numele de *emitor*.

Structura, polarizarea și reprezentarea simbolică a tranzistorului unijoncțiune sînt date în figura 2.57.

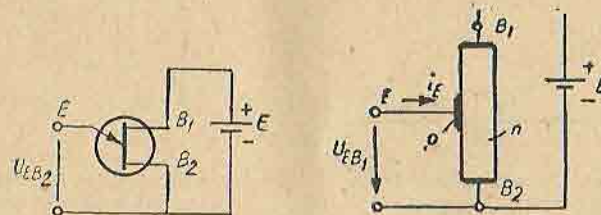


Fig. 2.57. Structura și reprezentarea tranzistorului unijoncțiune.

Polarizînd tranzistorul unijoncțiune ca în figura 2.57, regiunea *n* a joncțiunii se stabilește la o tensiune pozitivă în raport cu baza *B2*. Valoarea acestei tensiuni reprezintă un procent din valoarea tensiunii de alimentare ηE ($\eta < 1$); η purtînd denumirea de *factorul intrinsec al tranzistorului*. Dacă valoarea tensiunii dintre emitor și baza *B2* este mai mică decît ηE , joncțiunea este polarizată invers. În momentul în care tensiunea de intrare devine mai pozitivă decît ηE , joncțiunea *pn* se polarizează direct, apare o injecție de purtători minoritari în regiunea *n* înspre baza *B2*, micșorînd rezistivitatea acesteia. Astfel apare o creștere a curentului de emitor însoțită de o scădere a tensiunii de emitor. Caracteristica curent de emitor-tensiune de emitor prezintă o porțiune de rezistență negativă de tip S.

Caracteristica $i_E = f(U_E)$ a unui tranzistor unijoncțiune este reprezentată în figura 2.58.

● **Circuite basculante cu dispozitive avînd caracteristici curent-tensiune cu rezistență dinamică negativă de**

tip N. În figura 2.59 s-a reprezentat o caracteristică curent-tensiune cu rezistență dinamică negativă de tip N (denumirea provine din asemănarea formei caracteristicii cu litera N).

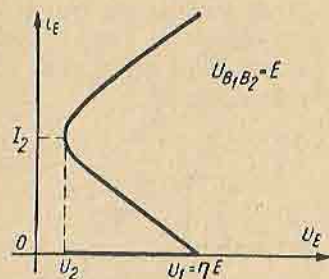


Fig. 2.58. Caracteristica tranzistorului unijoncțiune.

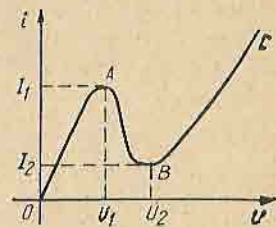


Fig. 2.59. Caracteristică curent-tensiune de tip N.

Parametrii caracteristici (ai dipolului cu rezistență negativă de tip N) sînt curenții de vîrf I_1 și de vale I_2 împreună cu tensiunile aferente U_1 , respectiv U_2 .

Similar cu caracteristica de tip S, caracteristica $i = f(u)$ de tip N prezintă trei porțiuni: porțiunea OA avînd rezistență pozitivă; porțiunea AB avînd rezistență negativă; porțiunea BC avînd rezistență pozitivă. Porțiunilor OA și BC le corespund puncte stabile de funcționare, în timp ce punctele corespunzătoare porțiunii AB sînt nestabile.

În mod analog cu dipolii avînd caracteristică de tip S, dipolii cu caracteristică curent-tensiune de tip N pot fi utilizați pentru realizarea circuitelor basculante.

Celor trei tipuri de circuite basculante (bistabil, monostabil, astabil) le corespund circuitele din figura 2.60, unde sînt reprezentate și stările circuitelor în planul caracteristicilor $i = f(u)$ de tip N.

Dioda tunel prezintă o caracteristică curent-tensiune avînd porțiuni cu rezistență dinamică negativă, de tip N.

Caracteristica curent-tensiune a unei diode tunel, împreună cu reprezentarea simbolică sînt date în figura 2.61.

Prezentînd o caracteristică cu rezistență negativă de tip N, dioda tunel poate fi utilizată pentru realizarea

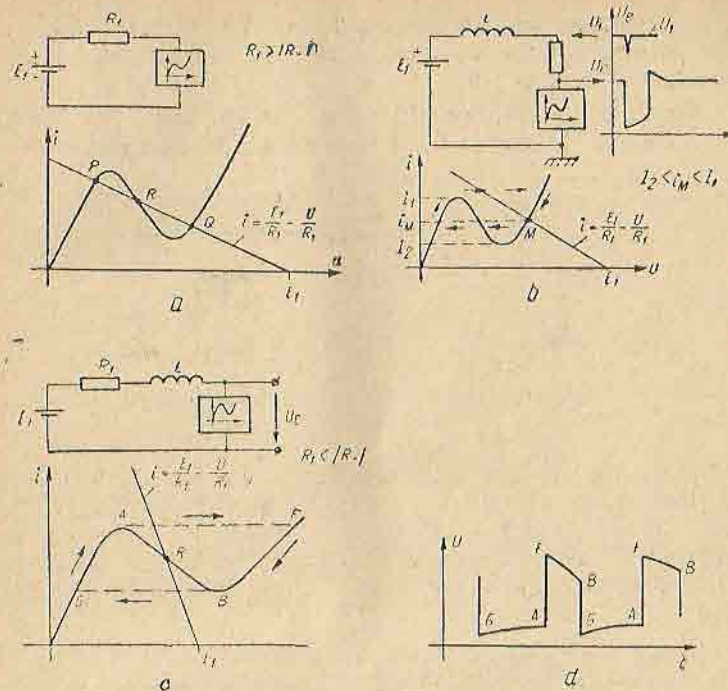


Fig. 2.60. Circuite basculante cu dipol avînd caracteristică cu rezistență negativă de tip N:
a — CBB; b — CBM; c — CBA; d — forma semnalului generat de CBA.

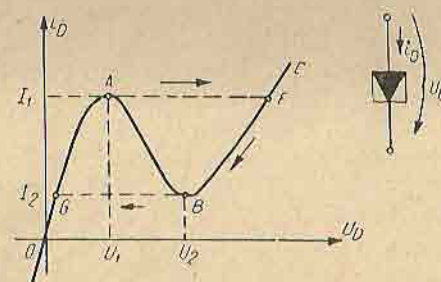


Fig. 2.61. Caracteristica curent-tensiune a diodei tunel:
 I_1 — curent de vîrf; I_2 — curent de vale.

unor circuite basculante conținând un număr redus de componente. Schema unui astfel de circuit este reprezentată în figura 2.62.

Pentru funcționarea în regim de generator de impulsuri valorile tensiunii E_1 și ale rezistenței R_1 trebuie să se

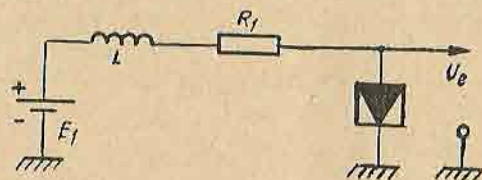


Fig. 2.62. Generator de impulsuri (CBA) cu diodă tunel.

aleagă conform figurii 2.60, c. Rezistența ohmică a bobinei împreună cu rezistența R_1 trebuie să fie de valoare mai mică decât modulul rezistenței dinamice negative iar dreapta de sarcină corespunzătoare rezistenței R_1 să intersecteze caracteristica în porțiunea de rezistență negativă.

După conectarea tensiunii de alimentare E_1 , valoarea curentului prin circuit începe să crească, plecând de la 0. Punctul de funcționare al diodei se va deplasa pe porțiunea inițială a caracteristicii de la punctul O spre A. În punctul A apare tendința schimbării semnului variației curentului, căreia se opune tensiunea electromotoare indusă, făcând ca punctul de funcționare să sară brusc din punctul A în punctul F. Astfel semnul căderii de tensiune pe bobină se inversează, curentul începe să decrească; iar punctul de funcționare se deplasează pe porțiunea FB a caracteristicii înspre punctul B. Ajungând în punctul B, are loc o nouă basculare, punctul de funcționare se mută în punctul G și ciclul se repetă. Astfel, între anodul și catodul diodei tunel tensiunea va fi dreptunghiulară, cu ambele fronturi foarte bune, așa cum rezultă din figura 2.60, d.

3.1. Generatoare de impulsuri

Circuitele basculante se utilizează pe scară largă pentru realizarea generatoarelor de impulsuri. În continuare sînt prezentate cîteva exemple de utilizare a lor în astfel de scheme.

3.1.1. Generator de undă dreptunghiulară în gama de 20 Hz—2 kHz [14]

Frecvența proprie de oscilație a circuitului basculant astabil din figura 2.29 este dată de relația (2.44). În expresia frecvenței de oscilație intervine valoarea rezistenței de bază R_B limitată superior de produsul dintre valoarea rezistenței de colector (R_c) și factorul minim de amplificarea în curent al tranzistorului (β):

$$R_B \leq \beta_{\min} R_C. \quad (3.1)$$

Valoarea rezistenței de bază este limitată inferior de valoarea finită a timpului de revenire — t_{rev} . La limită $t_{rev} = t_{impuls}$, astfel că:

$$0,69R_B C = 3CR_c, \quad (3.2)$$

de unde rezultă că:

$$R_{B_{min}} = \frac{3}{0.69} R_c \approx 4,3 R_c.$$

Gama de variație a frecvenței de oscilație, ce se poate obține prin modificarea valorii rezistențelor de bază este limitată la un raport egal cu:

$$\frac{f_{max}}{f_{min}} \approx \frac{\beta_{min}}{4,3} \quad (3.3)$$

În general, acest raport nu este mai mare de 10. Pentru mărirea plajei de reglare a frecvenței se utilizează circuite mai complexe așa cum se arată în figura 3.1.

Acest circuit prezintă o serie de particularități.

Tensiunile inițiale de pe condensatoarele de temporizare C_1 și C_2 sînt date de tensiunile de stabilizare ale diodelor Zener Z_1 și Z_2 . Descărcarea condensatoarelor de temporizare se face în curent constant, furnizat de ge-

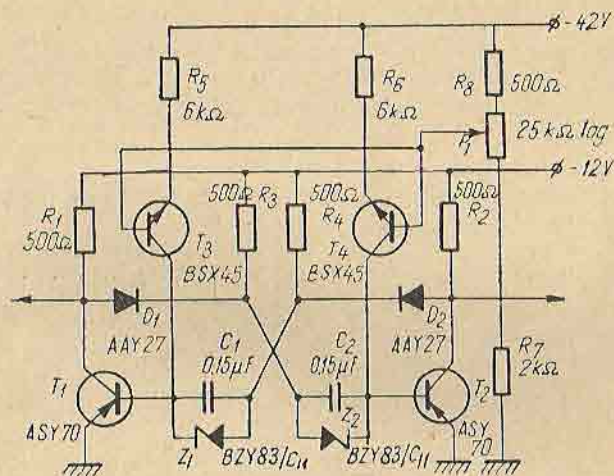


Fig. 3.1. Circuit basculant astabil cu frecvența reglabilă între 20 Hz — 2 kHz.

neratoarele de curent constant realizate cu tranzistoarele T_3 și T_4 , astfel că semiperioada oscilațiilor este dată de relația:

$$T/2 = \frac{CU_z}{I} \quad (3.4)$$

în care $C = C_1 = C_2$;

$$U_z = U_{z1} = U_{z2};$$

I = curentul constant debitat de T_3 respectiv T_4 iar frecvența de oscilație:

$$f = \frac{1}{T} = \frac{I}{2CU_z} \quad (3.5)$$

Se observă o dependență liniară între frecvența de oscilație a circuitului astabil și curentul constant furnizat de tranzistoarele T_3 respectiv T_4 .

Curenții constanți dați de tranzistoarele T_3 și T_4 servesc doar pentru descărcarea condensatoarelor de temporizare C_1 și C_2 , saturarea tranzistoarelor asigurându-se prin grupurile R_4Z_1 respectiv R_3Z_2 . Circuitul basculant

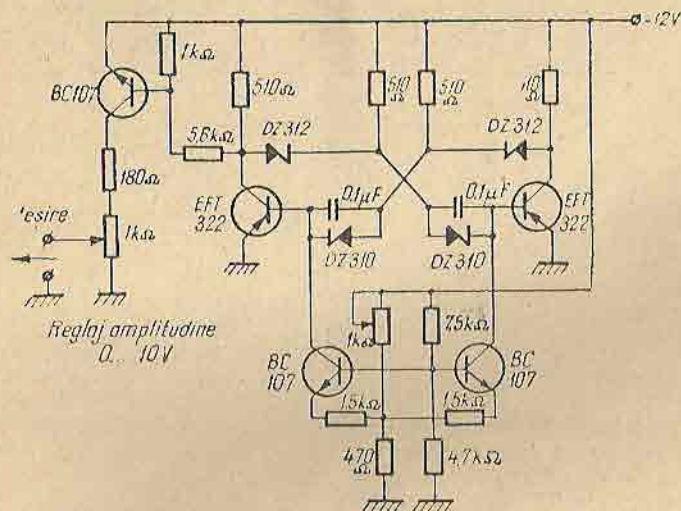


Fig. 3.2. Circuit basculant astabil cu plajă largă de reglare a frecvenței.

astabil este prevăzut cu căi separate de reîncărcare a condensatoarelor de temporizare (D_1R_3 și D_2R_4) obținându-se astfel impulsuri cu ambele fronturi bune.

Reglarea curenților de descărcare a condensatoarelor de temporizare se realizează prin reglarea tensiunii în baza tranzistoarelor T_3 și T_4 cu ajutorul potențiometruului logaritmice de 25 k Ω . Alimentarea montajului se face la două tensiuni (—12 V, respectiv —42 V).

Un circuit similar realizat cu tranzistoare indigene este reprezentat în figura 3.2. Diodele Zener DZ 312 sînt utilizate ca diode obișnuite în locul lor se pot folosi diode cu germaniu cu contact punctiform.

3.1.2. Circuit basculant monostabil controlat prin tensiune

Generatoarele de impulsuri dreptunghiulare duble realizează întârzierea cu ajutorul unor circuite basculante monostabile reglabile. În acest scop o soluție simplă constă în utilizarea unui circuit basculant monostabil cu

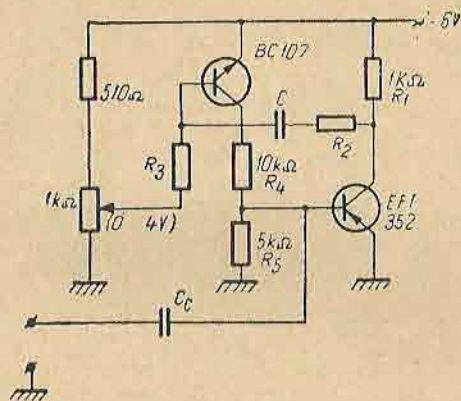


Fig. 3.3. Circuit basculant monostabil controlat prin tensiune.

tranzistoare complementare, controlat prin tensiune. Schema de principiu a circuitului basculant monostabil cu tranzistoare complementare controlat prin tensiune este reprezentată în figura 3.3.

Pentru valorile din figură întârzierea poate fi reglată într-un raport de cca 2 : 1:

$$\left. \begin{array}{l} T_i \approx (0,7 \dots 1,4) CR_3; \\ R_3 = 100 \text{ k}\Omega \\ C = 0,5 \text{ }\mu\text{F} \end{array} \right\} T_i = (0,7 \dots 1,4) 10^5 \cdot 0,5 \cdot 10^{-6} = 35 \dots 70 \text{ ms}$$

$$\left. \begin{array}{l} R_3 = 100 \text{ k}\Omega \\ C = 0,1 \text{ }\mu\text{F} \end{array} \right\} T_i = 7 \dots 14 \text{ ms}$$

Lărgirea plajei de reglare a întârzierii se obține modificând schema descrisă, noul circuit fiind reprezentat în figura 3.4.

Rezistența R_3 din figura 3.3 a fost înlocuită cu un generator de curent constant, realizat cu tranzistorul T_3 , iar saturarea tranzistorului T_1 se asigură prin circuitul R_2, Z_2, T_2 .

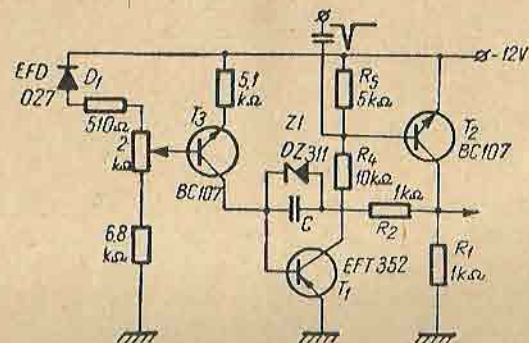


Fig. 3.4. Circuit basculant monostabil cu plajă largă de întârziere.

Temporizarea ce se obține este:

$$T_i = \frac{CU_2}{I}; \quad (3.6)$$

$$\left. \begin{array}{l} C=0,1 \text{ } \mu\text{F} \\ I=0,1 \dots 1 \text{ mA} \\ U_x=11 \text{ V} \end{array} \right\} \begin{array}{l} T_i=1 \dots 10 \text{ ms;} \\ t_{rev} \approx (2 \dots 3) CR_2 \approx 0,5 \text{ ms.} \end{array}$$

3.1.3. Circuit basculant monostabil cu plajă largă de temporizare (0,5 ... 100 ms) [14]

Schema unui circuit basculant astabil, care realizează o întârziere reglabilă în limitele 0,5 ... 100 ms, este reprezentată în figura 3.5.

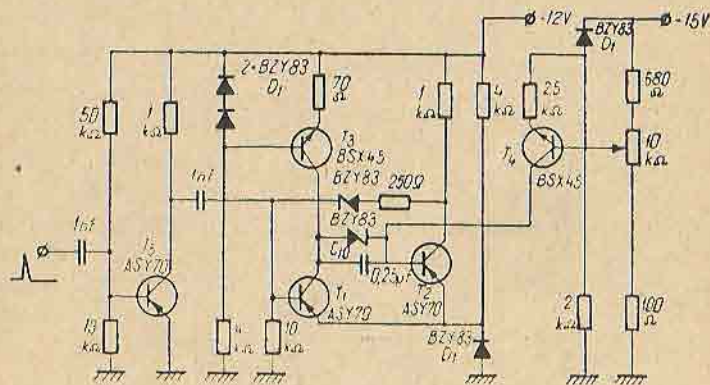


Fig. 3.5. Circuit basculant monostabil cu plajă largă de temporizare.

Circuitul basculant monostabil cu cuplaj colector-bază constituie punctul de plecare la alcătuirea acestui circuit.

Circuitul prezintă o serie de particularități. Rezistența de colector a tranzistorului T_1 a fost înlocuit cu un generator de curent constant realizat cu tranzistorul T_3 .

Tensiunea inițială (corespunzătoare stării stabile T_1 blocat — T_2 saturat) de pe condensatorul de temporizare de 0,25 μ F este fixată de tensiunea de stabilizare de 10 V a diodei Zener, conectate în paralel. Saturarea tranzistorului T_2 în timpul stării stabile se asigură de curentul de colector al tranzistorului T_3 care circulă prin dioda Zener conectată în paralel cu condensatorul de temporizare.

Acționarea circuitului se face printr-un impuls pozitiv aplicat pe baza tranzistorului T_5 .

Impulsul amplificat și de polaritate negativă asigură trecerea circuitului în starea nestabilă în care T_1 ajunge

la saturație iar T_2 se blochează. Descărcarea condensatorului de temporizare se asigură în curent constant, furnizat de tranzistorul T_4 .

Calculul temporizării se face cu ajutorul relației (3.6).

În locul tranzistoarelor ASY70 se pot utiliza tranzistoare cu germaniu aliate de mică putere EFT 352, în locul tranzistoarelor cu siliciu de comutație BSX45 se pot utiliza tranzistoare de tip BC101, BC 107.

Diodele pot fi înlocuite cu DZ 308 (BZY 83 C8V2) respectiv DZ 310 (BZY 83—C 10) iar în locul celorlalte diode Zener, utilizate ca diode obișnuite se pot folosi orice tip de diodă Zener, sau redresoare cu siliciu de mică putere (DR 300 ... 303). Tensiunile de alimentare ale montajului sînt de -12 V și -18 V. Impulsul de comandă trebuie să fie de 3 $V_{ov\ pos}$ și de durată minimum 10 μ s. Durata impulsului (temporizarea) se reglează cu ajutorul potențiometrului de 10 k Ω în limitele 0,5 ... 100 ms.

3.1.4. Generator de bază de timp cu tranzistor uni-joncțiune

În figura 3.6 este reprezentată schema de principiu a unui generator de bază de timp cu tranzistor uni-joncțiune.

Generatorul de bază de timp este realizat cu ajutorul unui tranzistor uni-joncțiune într-o schemă de oscilator de relaxare (CBA). Încărcarea condensatorului C_4 se face prin rezistența R_1 conectată la o tensiune de valoare relativ ridicată (100—120 V). Folosind numai porțiunea inițială a curbei de încărcare a condensatorului C_4 pe bornele acestuia apare tensiune liniar variabilă în timp în formă de dinte de fierăstrău. În momentul în care în urma încărcării liniare, tensiunea pe condensatorul C_4 atinge valoarea tensiunii de vîrf U_1 a tranzistorului uni-joncțiune T_1 , acesta se deschide și condensatorul C_4 se descarcă la o tensiune de valoare apropiată de zero, după care începe un nou ciclu de încărcare (generarea unui nou dinte) a condensatorului C_4 prin rezistența R_1 .

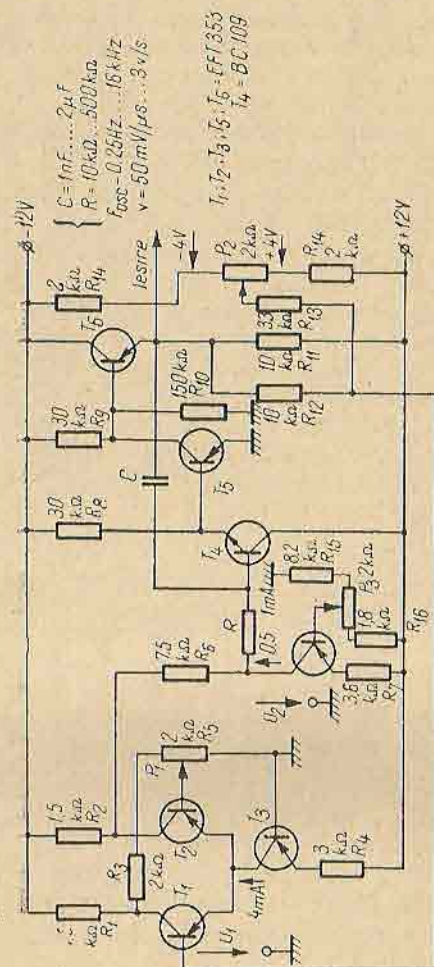


Fig. 3.7. Generator autooscilant.

Considerînd că la un moment dat punctul de funcționare al triggerului Schmitt se situează în zona AB a caracteristicii de transfer, tensiunea la ieșire va fi pozitivă și de valoare egală cu U'_2 . Astfel la intrarea integratorului Miller realizat cu rețeaua de integrare formată din

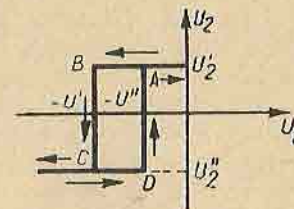


Fig. 3.8. Caracteristica de transfer
a triggerului Schmitt.

rezistența R și condensatorul C și amplificatorul de tensiune cu schimbare de semn și cu cuplaj galvanic, se aplică o tensiune pozitivă. Tensiunea la ieșirea integratorului va fi integrala cu semnul schimbat a tensiunii constante U'_2 de la intrare, deci va fi o tensiune liniar descrescătoare în timp.

Tensiunea de la ieșirea integratorului Miller, prin divizorul format din rezistențele R_{12} și R_{13} , se aplică la intrarea circuitului basculant Schmitt, determinând deplasarea punctului de funcționare pe segmentul AB al caracteristicii de transfer înspre punctul B .

În momentul în care punctul de funcționare ajunge în punctul B , are loc bascularea triggerului Schmitt, polaritatea tensiunii la ieșire se inversează și devine egală cu $-U_2''$. Această tensiune aplicându-se la intrarea integratorului Miller, panta tensiunii linear variabile de la ieșire se schimbă, devenind o tensiune linear crescătoare în timp. Ca atare punctul de funcționare se va deplasa de această dată pe segmentul CD al caracteristicii de transfer înspre punctul D .

În momentul în care punctul de funcționare ajunge în punctul *D* al caracteristicii de transfer, are loc rebascularea triggerului Schmitt și repetarea procesului descris anterior.

Circuitul descris poate funcționa și în regim declanșat (monostabil), dacă cu ajutorul potențiometrului P_2 , punctul de funcționare se plasează în regiunea tensiunilor mai pozitive decât tensiunea U'' sau mai negative decât tensiunea U' .

În primul caz, circuitul va putea fi declanșat prin aplicarea unui impuls negativ pe baza tranzistorului T_1 , în cel de-al doilea caz declanșarea se obține aplicând un impuls de polaritate pozitivă pe baza tranzistorului T_2 .

Prin modificarea cursorului potențiometrului P_1 , se schimbă lățimea buclei de histerezis și se obține o reglare a amplitudinii vîrf la vîrf a tensiunii de ieșire în formă de dinte de fierăstrău, respectiv o reglare a frecvenței de oscilație, menținîndu-se constante vitezele de variație ale tensiunii de la ieșire. Odată cu generarea tensiunii în dinte de fierăstrău la ieșire, se obțin și impulsurile dreptunghiulare corespunzătoare în colectoarele tranzistoarelor T_1 și T_2 .

Intrucît prin modificarea cursorului potențiometrului raportul valorilor tensiunilor de prag U' și U'' se menține constant, componenta medie a tensiunii în dinte de fierăstrău de la ieșire nu se schimbă.

Modificarea componentei continue a tensiunii de la ieșire, fără schimbarea frecvenței de oscilație se asigură cu ajutorul potențiometrului P_2 , care trebuie să fie de valoare considerabil mai mică decât valoarea rezistenței R_{13} .

Modificarea raportului între durata creșterii și durata descreșterii tensiunii de la ieșire se obține prin schimbarea valorilor tensiunilor U'_2 și U''_2 prin adunarea unei componente continue de tensiune, la tensiunea de ieșire a triggerului Schmitt.

Pentru valorile rezistenței R în limitele de 10 k Ω ... 500 k Ω , capacitatea C avînd valorile cuprinse între 1 nF și 2 μ F, frecvența proprie de oscilație, corespunzătoare unei amplitudini de 6 V_{cc} a tensiunii de ieșire avînd factorul de umplere egal cu 1/2, poate fi variată în limitele de 0,25 Hz—15 kHz, iar viteza de creștere a tensiunii liniar variabile în timp se reglează în limitele de $v = \mu$ 3 V/s... 5 mV/ μ s.

3.1.6. Numărător binar

În capitolul 2.1 a fost prezentat circuitul basculant bistabil. S-a apreciat că acest circuit prezintă două stări stabile, putînd să se mențină timp nelimitat în oricare din aceste stări. Au fost prezentate metode și circuite concrete care permit trecerea dintr-o stare în alta a circuitului.

Considerînd circuitul din figura 2.11, un impuls pozitiv aplicat la intrarea R determină trecerea în starea 1 a circuitului basculant bistabil indiferent de starea lui anterioară. Un impuls pozitiv aplicat la intrarea S determină trecerea în starea 0, indiferent de starea anterioară a circuitului.

Legînd împreună intrările R și S , prin aplicarea unui impuls pozitiv de comandă, starea circuitului basculant bistabil se schimbă indiferent de starea lui anterioară. O asemenea intrare se numește *intrare de numărare* și se notează cu T . (Considerînd că CBB se afla în starea 0, valoarea tensiunii de colector U_{c1} este aproximativ 0, dioda D_1 practic nu este polarizată, în schimb tensiunea de colector U_{c2} fiind negativă, prin rezistența R'' prepolarizează puternic un sens de blocare dioda D_2 . Impulsul pozitiv aplicat prin condensatoarele C' și C'' , deschide numai dioda D_1 și se aplică pe baza tranzistorului T_1 , determinînd blocarea acestuia, deci schimbarea stării circuitului basculant bistabil).

Reprezentarea schematică a unui circuit basculant bistabil (denumit și celulă binară) este dată în figura 3.9.

Avînd în vedere aceste particularități ale circuitului basculant bistabil, prin conectarea lor în cascadă se pot realiza circuite de numărare.

Intrucît numărul stărilor stabile ale CBB este limitat la două cărora li se asociază cifrele 0 și 1 rezultatul numărării realizate cu circuite basculante conectate în cascadă, se exprimă în sistemul de numerație avînd baza 2.

Schema bloc a unui numărător cu CBB conectate în cascadă este reprezentată în figura 3.10. Pentru simplitate s-a luat ca exemplu un număr de trei celule conectate în cascadă.

Considerind că celulele notate cu $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$ se află în starea 0, se aplică un impuls pozitiv la intrarea de numărare a celulei α_0 . Ca urmare aceasta își schimbă starea, și trece în starea 1. La intrarea celulei α_1 se aplică

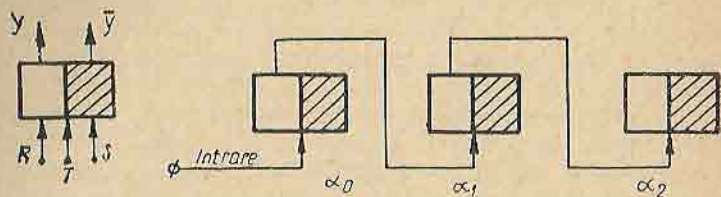


Fig. 3.9. Re-reprezentarea simbolică a CBB.

Fig. 3.10. Numărător cu trei celule binare conectate în cascadă.

astfel un impuls negativ, care nu are nici un efect asupra stării celulei α_1 . Dacă la intrarea celulei α_0 se aplică un nou impuls pozitiv, aceasta își schimbă din nou starea. Prin trecerea celulei α_0 din starea 1 în starea 0 la intrarea celulei α_1 apare un impuls pozitiv, care produce bascularea acestuia din starea 0 în starea 1. Astfel numărătorul din figura 3.10 este capabil să înregistreze și să memoreze numărul de impulsuri pozitive aplicate la intrare. Acest număr poate fi exprimat sub formă binară (în sistem de numerație cu baza 2) în funcție de stările celulare $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$, așa cum urmează:

Tabelul 3.1

Stările numărătorului din fig. 3.10

N	y_2	y_1	y_0
0	0	0	0
1	0	0	1
2	0	1	0
3	0	1	1
4	1	0	0
5	1	0	1
6	1	1	0
7	1	1	1

$$N = y_0 \cdot 2^0 + y_1 \cdot 2^1 + y_2 \cdot 2^2, \quad (3.7)$$

în care y_0, y_1, y_2 iau valorile 0 și 1 corespunzătoare stărilor 0 respectiv 1 ale celulelor binare $\alpha_0, \alpha_1, \alpha_2$.

În tabelul 3.1 sînt prezentate stările numărătorului în funcție de numărul de impulsuri aplicate la intrare.

Întrucît rezultatul numărării se exprimă în sistemul de numerație avînd baza 2, iar capacitatea numărului se

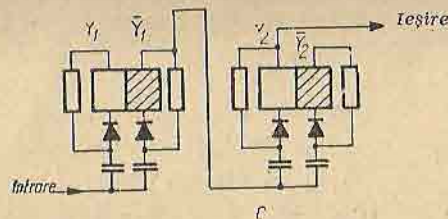
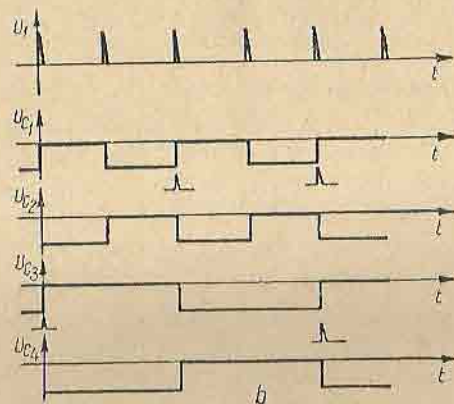
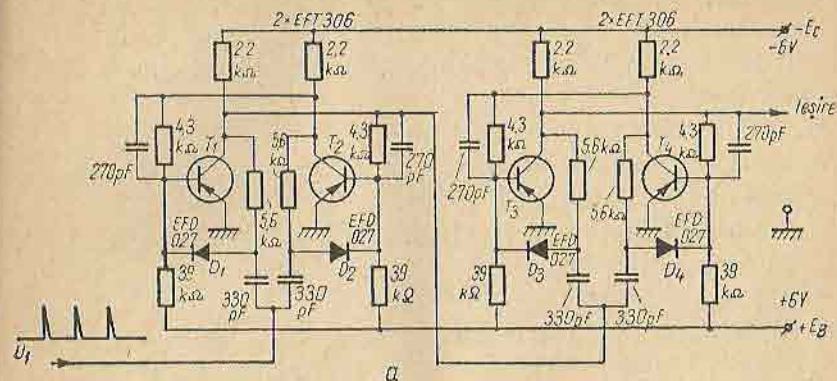


Fig. 3.11. Numărător binar cu două celule: a — schemă de principiu; b — forme de undă; c — schemă de principiu simplificată.

exprimă în puteri întregi ale lui 2, numărătorul poartă denumirea de numărător binar (Prin capacitatea unui numărător se înțelege numărul maxim de stări distincte ale acestuia).

Capacitatea unui numărător binar cu 3 celule este de $2^3=8$, în timp ce capacitatea unui numărător cu 4 celule în cascadă este egală cu $2^4=16$.

Schema de principiu detaliată a unui numărător binar cu două celule împreună cu formele de undă în diverse puncte, este reprezentată în figura 3.11.

Se observă că la ieșirea numărătorului apare câte un impuls pozitiv la fiecare al patrulea impuls pozitiv aplicat la intrare, spunându-se că circuitul realizează o divizare a impulsurilor cu numărul:

$$K=2^1=2^2=4. \quad (3.8)$$

Considerând numărătorul binar din figura 3.11, c la care comanda celei de-a doua celule se face de la ieșirea \bar{Y}_1 în loc de la ieșirea Y_1 , succesiunea stărilor numărătorului în funcție de numărul N' al impulsurilor aplicare la intrare sînt reprezentate în tabelul 3.2.

Tabelul 3.2

Stările
numărătorului
binar

N'	Y_1	\bar{Y}_1	N
0	1	1	3
1	1	0	2
2	0	1	1
3	0	0	0

Se observă că la fiecare impuls N' , aplicat la intrarea numărătorului, numărul N înregistrat în numărător a scăzut cu câte o unitate, realizându-se așa-numita numărare inversă. Astfel este posibilă efectuarea diferenței dintre numărul impulsurilor sosite de la surse de semnale diferite. Pentru realizarea acestui deziderat, se utilizează așa-numitele numărătoare reversibile.

Coefficienții de divizare diferiți de puteri întregi ai lui 2 se obțin prin neutilizarea anumitor stări ale numărătorului, lucru realizabil prin utilizarea unor reacții suplimentare între celulele numărătorului.

3.1.7. Generator de tren de impulsuri

Utilizând circuite basculante se pot realiza generatoare de impulsuri, care în urma unei comenzi aplicate din exterior să genereze o succesiune de impulsuri la ieșire, după care să rămână în starea inițială.

În compunerea generatorului intră numărătoare, circuite logice etc. Schimbînd capacitatea numărătorului utilizat se poate prestabili numărul de impulsuri de la ieșire, care apar în urma comenzii exterioare. Schema bloc a generatorului de tren de impulsuri este reprezentată în figura 3.12.

În starea inițială circuitul basculant bistabil CBB_1 se află în starea 0, la ieșirea Y apare nivelul logic 0, care împiedică transmiterea prin circuitul logic SI a semnalului

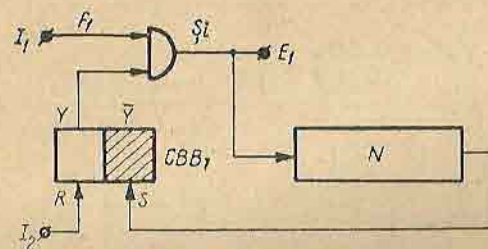


Fig. 3.12. Schema bloc a generatorului de tren de impulsuri.

lui aplicat la intrarea I_1 , înspre ieșirea E_1 . Astfel la intrarea numărătorului N nu se aplică nici un semnal, acesta rămînînd în starea inițială.

Dacă la intrarea I_2 (intrarea R a circuitului basculant bistabil) se aplică un impuls, care comandă bascularea circuitului basculant bistabil CBB_1 , la ieșirea Y apare nivelul logic 1, circuitul logic SI (se mai numește și circuit poartă) se deschide și permite transmiterea sem-

nalului aplicat la intrarea I_1 spre ieșirea E_1 și aplicarea acestuia la intrarea numărătorului N . După un număr de $n=N$ impulsuri, acesta dă un impuls la ieșire, care aplicat la intrarea S a circuitului basculant bistabil, comandă rebascularea acestuia. La ieșirea Y apare din nou nivelul logic 0 care închide poarta și la ieșirea E_1 nu se mai transmite nici un semnal.

Utilizând un descifrador (matrice de decodificare), numărul impulsurilor obținute la ieșirea E_1 în urma comenzii date la intrarea I_1 , poate fi prestabilit în limitele de la zero pînă la capacitatea de numărare a numărătorului. Schema bloc corespunzătoare este reprezentată în figura 3.13.

Particularitatea schemei constă în introducerea descifratorului în calea de reacție spre intrarea S a circuitului basculant bistabil CBB . Prin selectarea unei anumite ieșiri, la ieșirea E_1 apar numărul corespunzător de impulsuri.

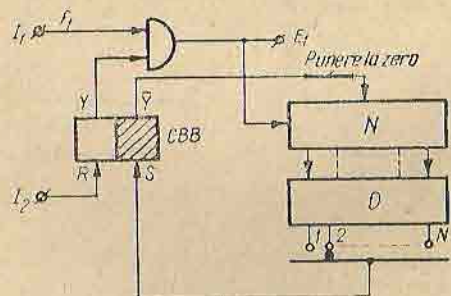


Fig. 3.13. Generator de tren de impulsuri cu număr variabil.

Generatorul trebuie prevăzut cu circuit de readucere la zero a numărătorului la sfârșitul fiecărui ciclu de funcționare. Schema de principiu amănunțită a unui generator avînd schema bloc din figura 3.13 este reprezentată în figura 3.14. (Nu s-a reprezentat circuitul de readucere la zero a numărătorului.)

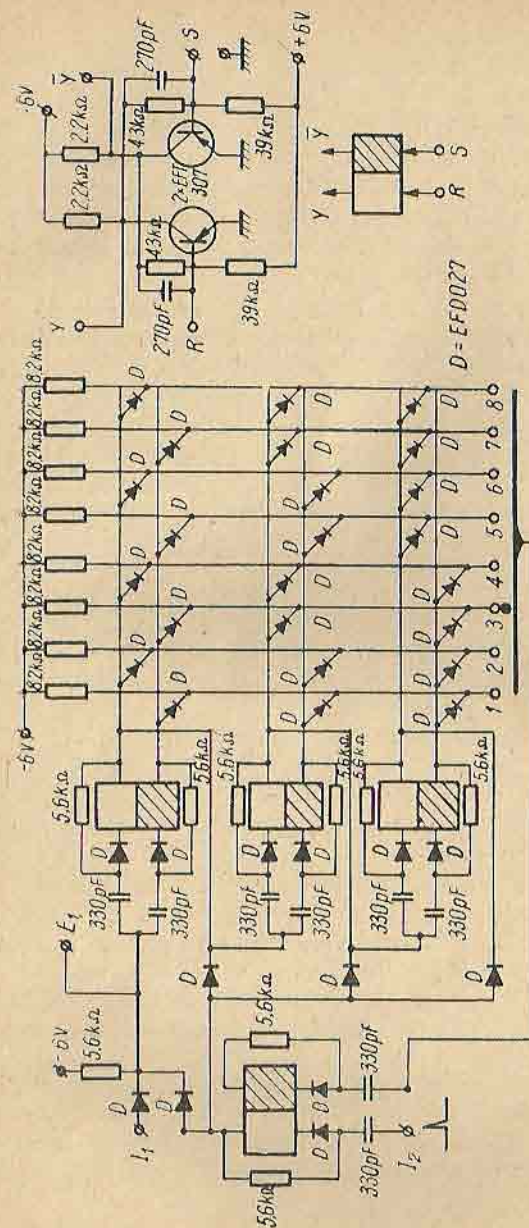


Fig. 3.14. Schema de principiu a generatorului de tren de impulsuri.

3.1.8. Generator de miră electronică pentru televiziune

Schema de principiu a unui generator de miră electronică, care furnizează un semnal video complex de polaritate pozitivă și negativă, este reprezentată în figura 3.15.

Cu ajutorul unei claviaturi cu patru clape se pot selecta bare orizontale (Ca), bare verticale (Cb), bare încrucișate (Cc) și tablă de șah (Cd).

Oscilatoarele de relaxare cu tranzistoarele T_1, T_2 (CBA_1) respectiv T_5, T_6 (CBA_2), furnizează semnalele de frecvența liniilor (15 625 Hz) respectiv de frecvența cadrelor (50 Hz), ambele avînd polaritate pozitivă. Prin derivarea, însumarea, limitarea, amplificarea celor două impulsuri de stingere B_H și B_V în circuitul format din $R_{27}-R_{31}, C_7-C_8, D_5, D_6, T_9, T_{10}$ în colectorul tranzistorului T_{10} se obțin impulsurile de sincronizare amestecate de linii și de cadre S_{H+V} , avînd polaritate pozitivă.

Perioada oscilațiilor libere ale CBA_3 , realizat cu tranzistoarele T_7 și T_8 , este de cca 8 μs , corespunzînd la aproximativ 6 perechi de linii verticale albe și negre. Pentru a se obține imagine stabilă se asigură sincronizarea acestuia cu ajutorul semnalului de stingere pe orizontală B_H .

Perioada oscilațiilor libere ale CBA_4 , realizat cu tranzistoarele T_3 și T_4 este de cca 4,5 ms, corespunzînd la aproximativ patru perechi de linii orizontale albe și negre. CBA_4 este sincronizat cu ajutorul semnalului de stingere pe verticală B_V .

Selectarea imaginilor se realizează cu ajutorul unor porți cu diode ($D_8-D_{13}, R_{34}-R_{37}$). Pe bornele rezistenței R_{37} se obține semnalul video corespunzător imaginii selectate. Cu ajutorul tranzistorului T_{11} semnalul video este amplificat și limitat, după care se aplică la intrarea circuitului de amestec format din diodele D_{20}, D_{18}, D_9 . Astfel în baza tranzistorului T_{12} se obține semnalul video cu impulsurile de stingere pe orizontală și pe verticală, limitat la alb la un nivel dat de divizorul format din rezistențele R_{42} și R_{41} . Limitarea la negru se asigură cu ajutorul tranzistorului T_{13} , nivelul de limitare fiind de-

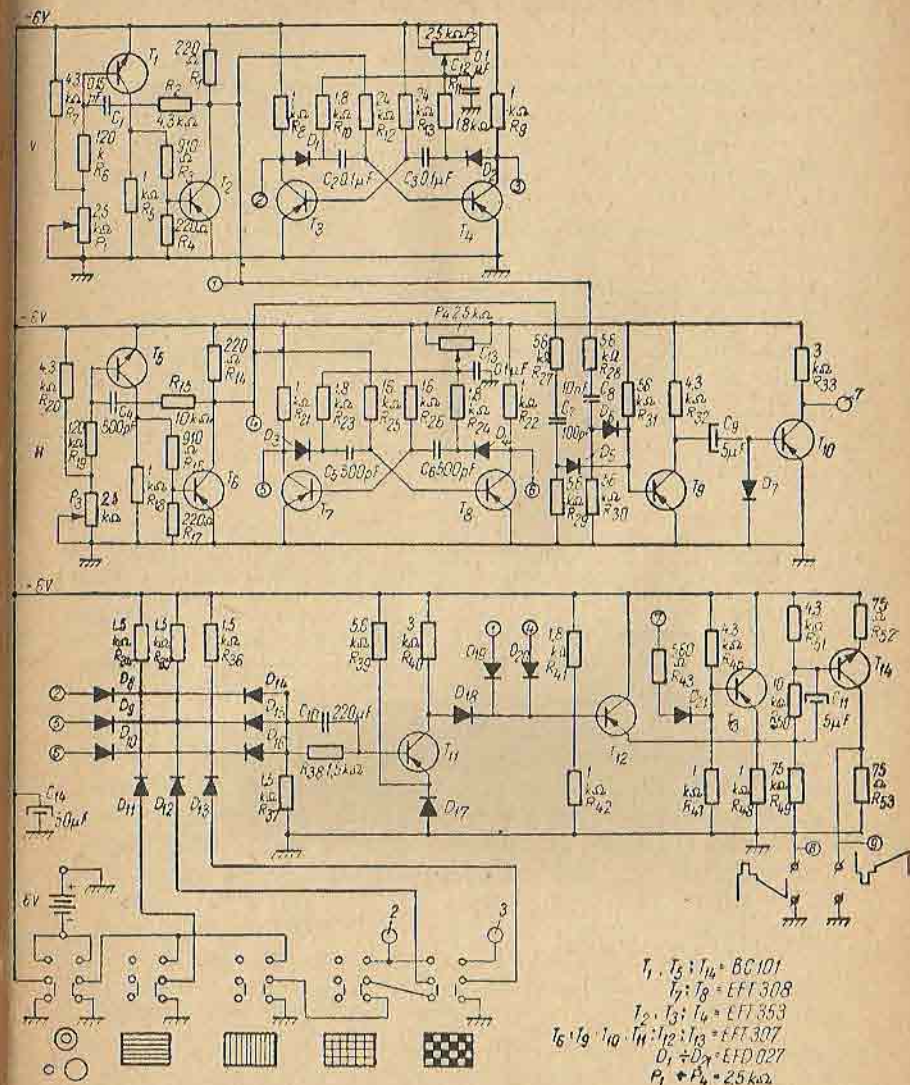


Fig. 3.15. Schema de principiu a generatorului de miră.

terminat de divizorul format din rezistențele R_{46} și R_{47} din baza acestuia.

Impulsurile de sincronizare se obțin prin modificarea nivelului de limitare la negru, ce se realizează prin conectarea în paralel a rezistenței R_{43} cu rezistența R_{47} .

În emitoarele tranzistoarelor T_{12} și T_{13} se obține astfel semnalul video complex de polaritate negativă, având amplitudinea vîrf la vîrf de 2 V. Acest semnal se aplică și la inversorul de polaritate realizat cu tranzistorul T_{14} , obținîndu-se în colectorul acestuia un semnal video de aceeași amplitudine, însă de polaritate pozitivă.

Schema de amplasare și cablajul imprimat pentru generatorul de miră electronică este reprezentată în figura 3.16.

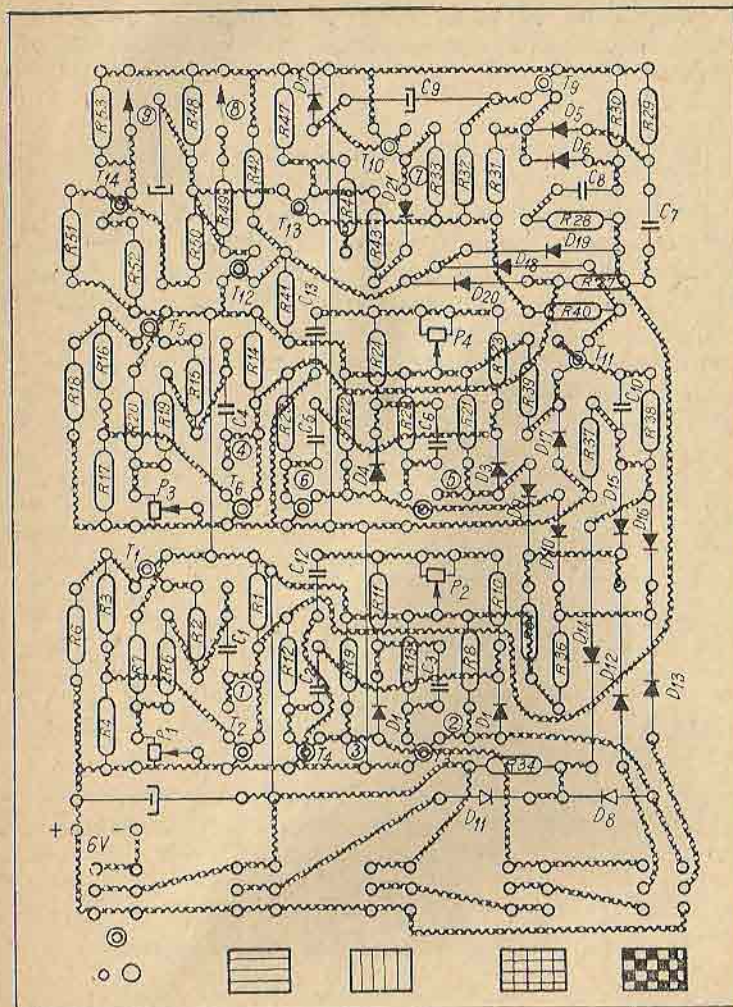
3.2. Circuite de temporizare

Prin circuite de temporizare, denumite și relee electronice de timp se înțeleg acele dispozitive, care permit efectuarea sau marchează momentul efectuării unei comenzi la un interval de timp în raport cu momentul executării altor comenzi. De asemenea ele permit prereglarea duratei unei anumite operații.

Circuitele de temporizare își găsesc aplicare în cele mai diverse domenii de activitate. Conectarea întîrziată a tensiunii înalte în raport cu alimentarea filamentelor poate prelungi considerabil durata de funcționare a unei instalații realizate cu tuburi electronice. În cazul reproducerilor fotografice un rol esențial îl joacă menținerea la o anumită valoare a timpului de expunere. În cadrul unui proces, anumite faze trebuie executate la intervale de timp bine precizate, în vederea obținerii parametrilor cantitativi și calitativi prescriși. Eliminarea factorului subiectiv în asemenea ocazii se realizează prin utilizarea circuitelor de temporizare.

Dispozitivele semiconductoare permit realizarea unor circuite de temporizare începînd de la milionimi de secunde pînă la minute, ore, zile, sau și mai mult și cu o

120×165 mm



Scara 4:5

Fig. 3.16. Schema de amplasare și cablajul imprimat pentru generatorul de miră electronică (vedere dinspre fața placată).

precizie practic oricât de mare. Aceste circuite prezintă în general un consum redus de energie și un gabarit scăzut. În continuare sînt descrise cîteva exemple de astfel de circuite.

3.2.1. Circuit de întîrziere la deconectare [14]

Circuitul de temporizare prezentat în figura 3.17 asigură eliberarea releului RL avînd înfășurarea conectată în colectorul tranzistorului T_3 după un interval de timp ΔT în raport cu momentul închiderii comutatorului K .

Circuitul de temporizare constă în esență dintr-un circuit basculant monostabil, realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2 , într-o schemă cu cuplaj în emitor. Colectorul tranzistorului T_2 nefiind alimentat, în starea deschisă a comutatorului K , tranzistorul T_2 are amîndouă joncțiunile polarizate direct (joncțiunea bază-emitor prin rezistența R_4 iar joncțiunea bază-colector prin rezistențele R_6 și R_7).

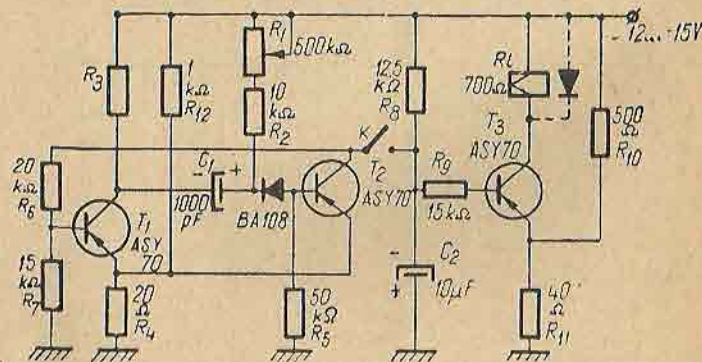


Fig. 3.17. Circuit de temporizare la deconectare.

iar tranzistorul T_1 este blocat. În aceste condiții condensatorul C_1 ($1\,000\,\mu\text{F}$) se încarcă la o tensiune de valoare apropiată de valoarea tensiunii de alimentare, avînd polaritatea arătată în figură. Comutatorul K fiind deschis tranzistorul T_3 este adus la saturație prin intermediul

rezistențelor R_8 și R_9 , iar condensatorul C_2 se încarcă la o tensiune egală cu cea dată de divizorul format din rezistențele R_8 și R_9 . Tranzistorul T_3 fiind saturat releul RL este anclanșat.

În momentul închiderii comutatorului K , condensatorul C_2 neputînd să-și modifice brusc starea de încărcare, prin divizorul rezistiv R_8R_7 se transmite un salt negativ de tensiune pe baza tranzistorului T_1 , pe care îl deschide. Variația pozitivă de tensiune, ce apare în colectorul tranzistorului T_1 se transmite integral prin condensatorul C_1 pe baza tranzistorului T_2 pe care îl blochează.

În urma procesului cumulativ ce are loc, circuitul basculant monostabil ajunge în starea nestabilă corespunzătoare saturației tranzistorului T_1 și blocării lui T_2 . Tranzistorul T_3 continuă să rămînă saturat, iar releul R anclanșat. În decursul stării nestabile are loc descărcarea după o lege exponențială în timp, a condensatorului C_1 prin rezistențele R_1 și R_2 . Pentru limitarea tensiunii inverse pe baza tranzistorului T_2 și pentru eliminarea influenței curentului invers I_{CBO} al tranzistorului T_2 asupra duratei temporizării în serie în circuitul de bază al tranzistorului T_2 s-a introdus o diodă cu siliciu, avînd un curent invers considerabil mai mic decît curentul invers I_{CBO} al tranzistorului T_2 .

După un interval de timp ΔT , are loc trecerea circuitului basculant monostabil din starea nestabilă în starea stabilă, corespunzătoare blocării tranzistorului T_1 și saturării tranzistorului T_2 . Prin saturarea tranzistorului T_2 , tensiunea lui de colector devine mai pozitivă decît tensiunea dată de divizorul $R_{10}R_{11}$, astfel tranzistorul T_3 se blochează iar releul RL eliberează.

Durata întîrzierii ΔT depinde de constanta de timp $C_1(R_1+R_2)$ și este dată aproximativ de relația:

$$\Delta T \approx 0,7(R_1+R_2)C_1. \quad (3.9)$$

Pentru valorile din figură întîrzierea poate fi reglată începînd de la cca 7 s pînă la cîteva sute de secunde. Tensiunea de alimentare este cuprinsă între 12 ... 15 V.

În locul tranzistoarelor ASY 70 se pot utiliza tranzistoarele EFT 352 EFT 122, iar în locul diodei BA 108 fie un tranzistor BC 101 montat ca diodă (fig. 3.18) fie o diodă redresoare de mică putere DR 300.

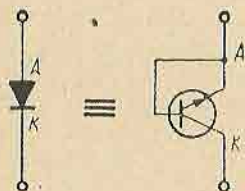


Fig. 3.18. Tranzistorul montat ca diodă.

3.2.2. Circuit de întârziere la conectare [16]

Circuitul de temporizare din figura 3.19 asigură anclanșarea releului RL , avînd înfășurarea conectată în colectorul tranzistorului T_2 , după un interval de timp ΔT în raport cu momentul închiderii comutatorului K .

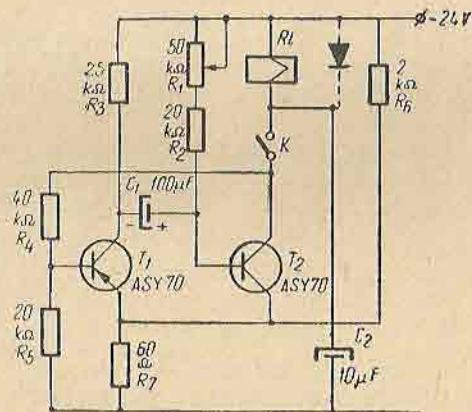


Fig. 3.19. Circuit de temporizare la conectare.

Circuitul de temporizare constă dintr-un circuit basculant monostabil cu cuplaj pe emitor, realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2 . În starea deschisă a comutatorului K ,

ambele joncțiuni ale tranzistorului T_2 sînt polarizate direct, în timp ce tranzistorul T_1 este blocat.

Condensatorul de temporizare C_1 este încărcat la o tensiune apropiată de tensiunea de alimentare avînd polaritatea din figură. Condensatorul C_2 se încarcă la valoarea tensiunii de alimentare prin înfășurarea releului RL .

În momentul închiderii comutatorului K , starea de încărcare a condensatorului C_2 nu se modifică și prin divizorul R_4R_5 se aplică un salt negativ de tensiune pe baza tranzistorului T_1 . Circuitul basculant monostabil trece în starea nestabilă cu tranzistorul T_1 saturat și tranzistorul T_2 blocat. În acest interval de timp are loc descărcarea condensatorului C_1 prin rezistențele R_1 și R_2 .

În momentul în care tensiunea de pe condensatorul C_1 devine egală cu tensiunea de deschidere bază-emitor a tranzistorului T_2 , circuitul monostabil trece în starea stabilă, T_1 se blochează, T_2 intră în saturație iar releul RL anclanșează.

Întârzierea dată de acest circuit se calculează cu ajutorul relației 3.9. Pentru valorile din figură întârzierea maximă ce se obține este de cca 5 s. Dacă se utilizează alte tipuri de tranzistoare, avînd tensiunea inversă bază-emitor mai mică, trebuie prevăzut un circuit suplimentar de limitare a tensiunii inverse, descris pentru circuitul din figura 3.17.

3.2.3. Releu de temporizare la conectare cu un singur tranzistor

Un releu simplu de temporizare, utilizînd un singur tranzistor este reprezentat în figura 3.20. Anclanșarea releului RL are loc după un interval de timp ΔT în raport cu momentul închiderii comutatorului K cu doi poli. Este de dorit să se utilizeze un comutator basculant cu doi poli, pentru care întîrzierile care apar între momentele închiderii diferitelor contacte, sînt în general mai mici decît timpul de anclanșare al releului folosit. Condensatorul C_2 are tocmă rolul de a elimina anclanșarea parazită

a releului RL în cazul în care închiderea contactelor $2-2'$ se face înaintea închiderii contactelor $1-1'$.

În starea deschisă a comutatorului K condensatorul C_1 se încarcă prin R_3 și joncțiunea emitor-bază polarizată di-

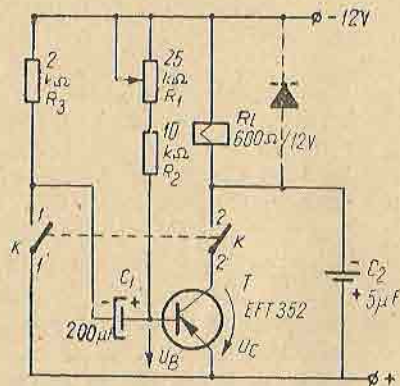


Fig. 3.20. Releu de întârziere la conectare, cu un tranzistor.

rect a tranzistorului T , la o tensiune egală cu tensiunea de alimentare cu polaritatea indicată în figura 3.20.

Prin închiderea comutatorului K , capătul dinspre R_3 al condensatorului C_1 se conectează la plusul tensiunii de alimentare. Astfel pe baza tranzistorului T se aplică o tensiune pozitivă egală cu tensiunea de alimentare și acesta se blochează. În continuare va avea loc o descărcare exponențială a condensatorului C_1 , prin rezistențele R_1 și R_2 . În momentul în care tensiunea de pe condensatorul C_1 devine egală cu tensiunea de deschidere a tranzistorului T , acesta începe să conducă și curentul de colector atinge valoarea curentului de anclanșare a releului, acționează releul.

Circuitul rămâne în această stare, atâta timp cât comutatorul K este menținut în starea închisă. Întârzierea realizată de circuit se calculează cu ajutorul relației (3.9). Pentru valorile din figură, întârzierea maximă ce se obține este de cca 5 s. Variațiile în timp a tensiunilor în diferite puncte ale schemei sînt reprezentate în figura 3.21.

3.2.4. Releu de temporizare la deconectare [14].

Un releu simplu de temporizare cu un singur tranzistor, care asigură eliberarea releului RL după un interval de timp ΔT , în raport cu momentul deschiderii comutatorului K , este reprezentat în figura 3.22.

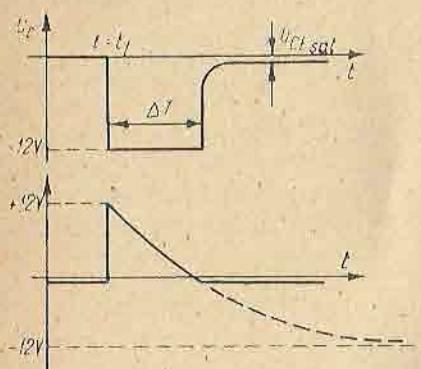


Fig. 3.21. Formele de undă pentru releul de întârziere.

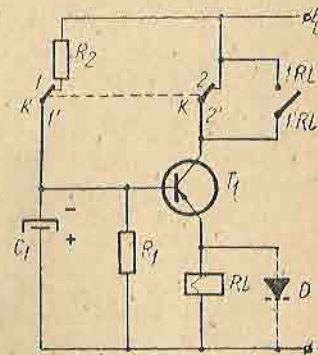


Fig. 3.22. Releu de temporizare la deconectare.

Cînd comutatorul K este închis, tranzistorul T conduce, releul RL cu înfășurarea conectată în emitorul tranzistorului este anclanșat. Ca urmare contactele $1-1'$ ale releului care vin în paralel cu contactele $2-2'$ ale comutatorului sînt închise. Condensatorul C_1 se încarcă la valoarea tensiunii de alimentare, cu polaritatea din figură prin rezistența R_2 de valoare mică.

La deschiderea comutatorului K , colectorul rămîne conectat la minusul tensiunii de alimentare prin contactele $1-1'$ închise ale releului RL . Condensatorul C_1 se descarcă prin rezistența R_1 în paralel cu rezistența de intrare a tranzistorului T_1 , care lucrează ca repetor pe emitor. În momentul în care tensiunea de pe condensator scade sub valoarea tensiunii de menținere U_m a releului, acesta eli-

berează. Întârzierea realizată cu ajutorul acestui circuit în cazul în care $R_{int} \gg R_1$ este dată de:

$$\Delta T \approx R_1 C_1 \ln \frac{E_c}{U_m}, \quad (3.10)$$

Pentru valorile $R_2 = 100 \Omega$; $E_c = 12 \text{ V}$; $U_m = 6 \text{ V}$; $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $C_1 = 200 \mu\text{F}$, rezultă o întârziere la deconectare de: $\Delta T \approx 1,5 \text{ s}$.

3.2.5. Releu de temporizare pentru reproduceri fotografice

În figura 3.23 este reprezentată schema de principiu a unui releu de temporizare, care poate fi folosit pentru reglarea și menținerea la o valoare constantă a timpului de expunere la realizarea copiilor fotografice sau pentru

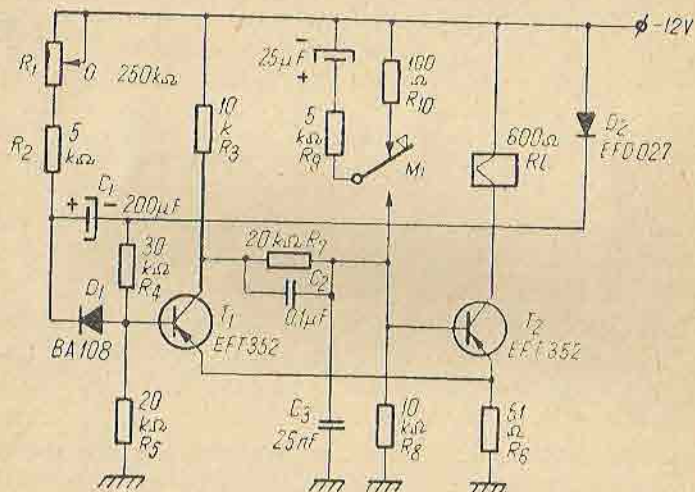


Fig. 3.23. Releu de temporizare.

orice alt scop. Temporizarea asigurată de acest circuit este determinată de valoarea constantei de timp $C_1 (R_1 + R_2)$.

Funcționarea circuitului poate fi descrisă pornind de la starea de regim permanent. În lipsa oricărui semnal

sau a unor perturbații exterioare tranzistorul T_1 este polarizat direct în bază prin rezistențele R_1 , R_2 și dioda D_1 . Pentru o bună stabilitate a funcționării trebuie ca tranzistorul T_1 să poată fi adus la saturație de un anumit curent de bază a cărui valoare este determinată de rezistențele R_1 și R_2 .

Tranzistorul T_1 fiind adus la saturație, tensiunea de colector divizată de divizorul format din rezistențe R_7 și R_8 , asigură blocarea tranzistorului T_2 .

Tranzistorul T_2 fiind blocat, condensatorul C_1 se încarcă prin înfășurarea releului, dioda D_1 și joncțiunea bază-emitor deschisă a tranzistorului T_1 la o tensiune aproximativ egală cu tensiunea de alimentare, cu polaritatea indicată în figură. Condensatorul C_3 este descărcat prin rezistența R_9 și contactul normal închis al microîntrerupătorului MI .

Prin apăsarea butonului microîntrerupătorului, contactul normal închis se deschide și celălalt contact se închide. Se aplică astfel pe baza tranzistorului T_2 un impuls pozitiv, care determină saturarea acestuia. Saltul negativ de tensiune, care apare în colector se transmite prin grupul $R_4 C_1 D_1$ pe baza tranzistorului T_1 , care se blochează. Prin blocarea tranzistorului T_1 , tranzistorul T_2 este menținut în continuare la saturație prin rezistențele R_3 și R_7 . Această stare reprezintă starea nestabilă a circuitului.

Condensatorul C_1 conectat la masă prin rezistența de saturație a tranzistorului T_2 , se descarcă prin rezistențele R_1 și R_2 conectate în serie. Tensiunea inversă este preluată integral de dioda D_1 , conectată în serie în circuitul de bază al tranzistorului T_1 . În momentul în care tensiunea de pe condensator devine egală cu suma tensiunilor de deschidere ale diodei D_1 și tranzistorului T_1 , se deschide tranzistorul T_1 și are loc trecerea circuitului înapoi în starea stabilă. Dioda D_1 trebuie să aibă un curent invers cât mai mic, ca să nu modifice durata temporizării date de circuit.

Dioda D_2 conectată în paralel cu înfășurarea releului RL , cu anodul înspre minusul tensiunii de alimentare, la blocarea tranzistorului T_2 nu permite mărirea tensiunii de colector pe seama tensiunii de autoinducție a bobinei releului, peste valoarea tensiunii de alimentare. Prin deschiderea sa, amortizează înfășurarea releului RL .

Cu valorile arătate în figura 3.23 se asigură o plajă de reglare a temporizării într-un raport de 50 : 1, în limitele de 0,7—35 s.

3.2.6. Releu de temporizare cu CBM

Schema de principiu a unui releu de temporizare, realizat cu ajutorul unui circuit basculant monostabil, este prezentată în figura 3.24. Funcționarea este identică cu a circuitului reprezentat în figura 3.5. Deosebiri apar prin înlocuirea tranzistorului T_3 cu o rezistență R_1 și prin înlocuirea circuitului de declanșare cu elementele $R_{10}C_4$.

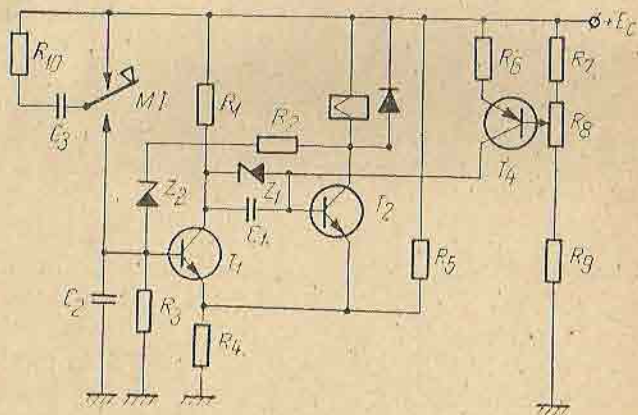


Fig. 3.24. Releu de temporizare.

În cazul circuitului din figura 3.24 comanda pornirii temporizării se face manual prin apăsarea butonului microîntrerupătorului MI , aplicându-se astfel un impuls

pozitiv de comandă pe baza tranzistorului T_2 . Condensatorul C_2 elimină eventualele declanșări parazite ale releului de temporizare.

3.2.7. Releu de întârziere cu marcă de timp [14]

Schema unui releu electric de întârziere, realizând întârzieri de 10, 30, 100 și 300 s, este reprezentată în figura 3.25.

Contactele 1—1' ... 5—5' reprezintă contactele unei chei telefonice cu două poziții. În poziția opusă celei reprezentate în figură, circuitul se află în starea de repaus, condensatorul C_1 este descărcat, iar CBB cu polarizare automată, realizat cu tranzistoarele T_3 și T_4 , se află în starea în care tranzistorul T_4 este blocat iar tranzistorul T_3 este saturat. Tensiunea de colector U_{C3} de valoare scăzută ($U_{C3} = 0,7$ V), prin divizorul format de rezistențele de 47 k Ω și 5,1 k Ω determină o tensiune de bază U_{B5} de valoare mai mică (cca. 70 mV) decât tensiunea de deschidere a tranzistorului T_5 , asigurându-se blocarea acestuia.

Circuitul basculant astabil simetric, cu cuplaj colec-

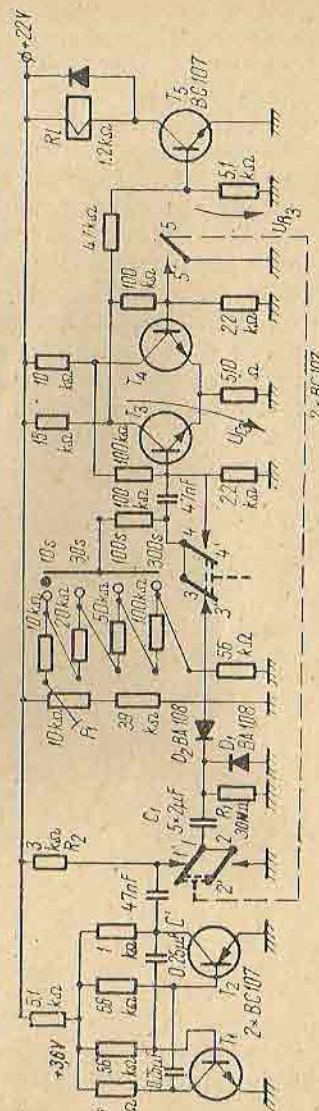


Fig. 3.25. Releu electronic de întârziere.

tor-bază, realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2 , avînd perioada oscilațiilor generate de 20 ms, furnizează pe bornele rezistenței R_2 impulsuri negative de tensiune, de amplitudine egală cu tensiunea de alimentare a circuitului basculant astabil (cca 3,6 V) și de durată determinată de valoarea constantei de timp $\tau = C'R_2 \approx 0,14$ ms. Impulsurile pozitive ce se obțin la bornele rezistenței R_2 sînt de amplitudine mai mică din cauza timpului de revenire t_{rev} , comparabil cu valoarea constantei de timp.

În momentul stabilirii poziției contactelor conform figurii 3.25 (momentul t_1) începe temporizarea. Condensatorul C_1 fiind descărcat, practic întreaga tensiune de alimentare se regăsește la bornele rezistenței R_1 de 30 M Ω . Ca urmare diodele D_1 și D_2 vor fi polarizate în sens de blocare și impulsurile negative de pe bornele rezistenței R_2 nu se aplică la intrarea circuitului basculant bistabil, acesta rămînînd în starea în care tranzistorul T_3 conduce iar tranzistorul T_4 este blocat. Din acest moment începe încărcarea condensatorului C_1 prin rezistența R_1 . Variația în timp a tensiunii de pe bornele rezistenței R_1 este reprezentată în figura 3.26.

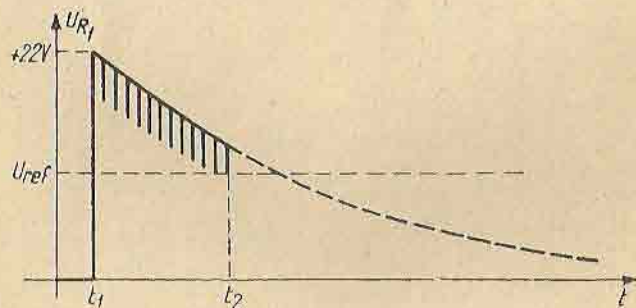


Fig. 3.26. Diagrama de variație în timp a tensiunii de pe bornele rezistenței R_1 .

În momentul t_2 , în care vîrfurile impulsurilor negative de tensiune (suprapuse peste tensiunea descrescătoare în timp de pe bornele rezistenței R_1) ating valoarea tensiunii de referință, date de un divizor de tensiune în patru trepte (corespunzătoare celor patru intervale de temporizare de

10, 30, 100, 300 s) dioda D_2 se deschide, impulsul negativ se transmite prin condensatorul C_2 pe baza tranzistorului T_3 , determinînd bascularea circuitului basculant bistabil în cealaltă stare. În urma basculării, tranzistorul T_3 se blochează, tensiunea pozitivă de valoare mare din colectorul lui, prin divizorul format din rezistențele de 47 k Ω și 5,1 k Ω , deschide tranzistorul T_5 , iar releul RL , avînd înfășurarea conectată în circuitul de colector al acestuia, anclanșează. Modificînd valoarea tensiunii de referință U_{ref} se obține o reglare a intervalului de temporizare $t_1 - t_2$.

Prezența impulsurilor negative la bornele rezistenței R_2 , face ca terminarea temporizării (bascularea CBB) să aibă loc la momente de timp discrete, date de perioada oscilațiilor proprii ale circuitului basculant astabil ceea ce se mai numește și *marcare de timp*.

Valorile prestabilite ale temporizării se ajustează cu ajutorul pontențiometrului P_1 .

3.2.8. Releu de întârziere la conectarea tensiunii de alimentare

În figura 3.27 s-a reprezentat schema de principiu a unui releu de temporizare, care asigură darea unei co-

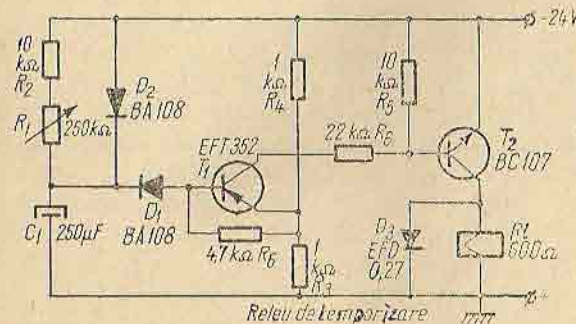


Fig. 3.27. Releu de temporizare.

menzi, conectarea unui circuit etc., după un anumit timp în raport cu momentul conectării tensiunii de alimentare.

Valoarea tensiunii de alimentare influențează în mică măsură durata temporizării, permițind alimentarea circuitului de la surse de tensiune nestabilizate.

După conectarea tensiunii de alimentare, emitorul tranzistorului T_1 se stabilește la un potențial de cca 12 V în raport cu plusul tensiunii de alimentare, potențial determinat de divizorul format din rezistențele $R_4 R_5$. Condensatorul C_1 fiind descărcat, dioda D_1 este polarizată în sens de blocare, iar tranzistorul T_1 este blocat prin rezistența R_6 conectată între bază și emitor. Încărcarea condensatorului C_1 se face prin rezistențele R_1 și R_2 . În momentul în care valoarea tensiunii de pe condensator atinge valoarea tensiunii de prepolarizare a emitorului tranzistorului T_1 (la care mai trebuie adăugate tensiunile de deschidere ale diodei D_1 și tranzistorului T) acesta începe să conducă și prin divizorul format din rezistențele R_6 și R_5 , determină deschiderea tranzistorului T_2 și acționarea releului RL .

Pentru valorile indicate în figură se asigură întârzieri în limite de 1 ... 30 s.

3.3. Circuite de semnalizare

Prin circuite de semnalizare se înțeleg acele circuite, care indică starea de funcționare corectă sau necorectă a dispozitivului electronic, a unei instalații etc., prezența unui vehicul, schimbarea de direcție, de mers a acestuia etc., prin semnale luminoase, acustice continue, variabile sau intermitente. Circuite electrice, care utilizează circuite basculante pentru realizarea unor asemenea funcțiuni, sînt descrise în continuare.

3.3.1. Semnalizator periodic

Circuitul din figura 3.28 reprezintă un comutator electronic periodic, care asigură acționarea releului RL timp de 1 s la intervale de timp de jumătate de minut.

Avînd în vedere consumul mediu redus este indicat să se folosească în circuite de semnalizare. Circuitul constă dintr-un circuit basculant astabil cu tranzistoare complementare T_1 și T_2 .

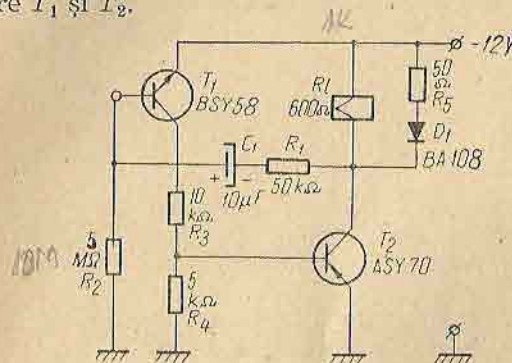


Fig. 3.28. Semnalizator periodic.

Condiția de oscilație a circuitului este dată de inegalitatea:

$$R_2 \gg \beta_{1 \max} \beta_{2 \max} R_1 \quad (3.11)$$

în care:

R_1 este rezistența înfășurării releului;

$\beta_{1 \max} \beta_{2 \max}$ — coeficienții maximi de amplificare în curent.

Considerînd starea circuitului în care ambele tranzistoare conduc la saturație se observă că valoarea curentului de bază al tranzistorului T_1 este determinată de rezistența R_2 și de grupul $R_1 C_1$. Pe măsura încărcării condensatorului C_1 prin tranzistorul T_2 , rezistența R_1 și joncțiunea deschisă bază-emitor a tranzistorului T_1 , curentul de bază al tranzistorului T_1 se micșorează în timp.

La un moment dat tranzistoarele T_1 și T_2 ies din saturație, în colectorul tranzistorului T_2 apare o variație negativă de tensiune, care prin grupul format din rezistența R_1 și condensatorul C_1 , se transmite pe baza tranzistorului T_1 , micșorînd și mai mult curentul de bază al acestuia. Se produce astfel un proces cumulativ în urma căruia circuitul trece în starea nestabilă în care ambele tranzistoare sînt blocate. Pe baza tranzistorului T_1

se aplică o tensiune inversă de valoare egală aproximativ cu valoarea tensiunii de alimentare la care a fost încărcat condensatorul C_1 . Pauza între două impulsuri este determinată de descărcarea condensatorului C_1 prin rezistența R_2 .

Relațiile de calcul pentru durata impulsului și pauzei sînt:

$$\begin{aligned} T_i &\approx 2 \dots 3 C_1 R_1; \\ T_p &\approx 0.7 C_1 R_p. \end{aligned} \quad (3.12)$$

Schema unui semnalizator luminos, care produce o lumină intermitentă, avînd durata aprinderii becului B_1 de 0,25 s, iar pauza între două aprinderi succesive de 1 s, este reprezentată în figura 3.29.

În starea de repaus a circuitului, comutatorul K este deschis, ambele tranzistoare sînt blocate, iar becul B_1 este preîncălzit prin becul B_2 , de putere mult mai mică. În același timp becul B_2 servește și pentru controlul continuității filamentului becului B_1 . Stingerea becului B_2 indică întreruperea circuitului de alimentare a becului B_1 , sau arderea acestuia.

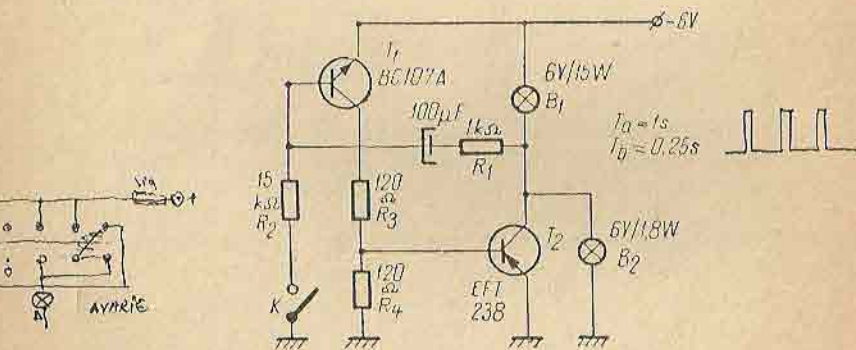
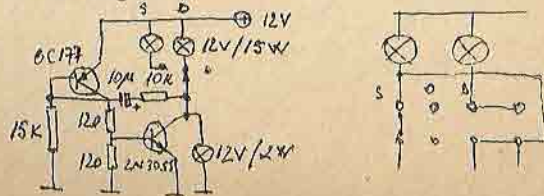


Fig. 3.29. Semnalizator luminos intermitent.

Închiderea comutatorului K determină apariția oscilațiilor periodice. Funcționarea circuitului este identică cu a circuitului basculant astabil cu tranzistoare complementare, descris în cap. 2.5.



3.3.2 Semnalizator luminos cu bec de scală

Schema unui semnalizator luminos, alimentat de la o baterie uscată de 4,5 V, conținând un număr foarte redus de componente, este reprezentată în figura 3.30.

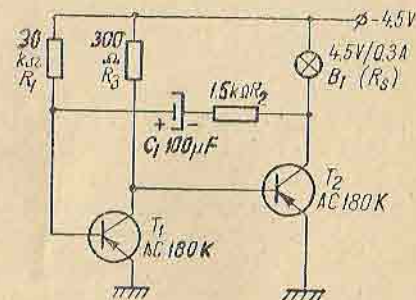


Fig. 3.30. Semnalizator luminos.

În esență circuitul din figura 3.30 constă dintr-un circuit basculant astabil cu un singur condensator de temporizare (C_1).

Pentru producerea oscilațiilor de relaxare trebuie îndeplinite condițiile:

$$R_3 \leq \beta_2 R_S; \quad (3.13)$$

$$\beta_1 R_3 \leq R_1 \leq \frac{\beta_1 R_3}{1 - \frac{R_3}{\beta_2 R_6}}; \quad (3.14)$$

$$R_2 \leq \beta_1 R_3.$$

Considerînd starea instabilă a circuitului în care tranzistorul T_1 conduce la saturație, tranzistorul T_2 se blochează, întrucît valoarea tensiunii colector-emitor la saturație este inferioară valorii tensiunii de deschidere.

În acest interval de timp valoarea curentului de bază al tranzistorului T_1 este determinată de suma dintre curentul care circulă prin rezistența R_1 și curentul de încărcare a condensatorului C_1 prin rezistența R_2 și becul B_1 .

Pe măsura încărcării condensatorului C_1 , curentul de bază al tranzistorului T_1 se micșorează și deoarece va-

loarea curentului prin rezistența R_1 este inferioară curentului incipient de saturație (rel. 3.14), la un moment dat tranzistorul T_1 , iese din saturație. Variația negativă de tensiune în colectorul tranzistorului T_1 , conectat în baza tranzistorului T_2 , determină deschiderea acestuia și o variație pozitivă de tensiune în colectorul lui, care prin grupul format din rezistența R_2 și condensatorul C_1 se transmite pe baza tranzistorului T_1 , micșorînd și mai mult curentul de bază.

Apare astfel un proces cumulativ, în urma căruia circuitul trece în starea instabilă în care tranzistorul T_1 este blocat iar tranzistorul T_2 este saturat. Circuitul rămîne în această stare atîta timp cît durează descărcarea condensatorului de temporizare C_1 prin rezistența R_1 .

Pentru valorile indicate în figură durata timpului generat este de cca 0,5 s iar pauza între două impulsuri succesive este de cca 2 s.

3.3.3. Circuit pentru sesizarea întreruperii tensiunii de alimentare

Circuitul reprezentat în figura 3.31 sesizează întreruperea tensiunii de alimentare alternative a redresorului monoalternanță format din dioda D_3 și condensatorul de filtraj C_3 , care alimentează un releu de timp realizat sub forma unui CBM cu cuplaj în emitor.

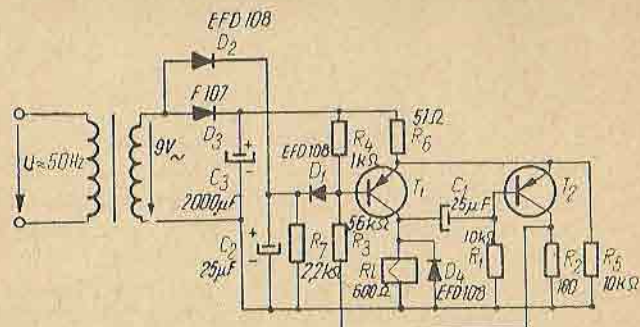


Fig. 3.31. Sesizarea întreruperii tensiunii de alimentare de rețea.

În prezența tensiunii de alimentare valorile tensiunilor pe condensatoarele C_2 și C_3 sînt aproximativ egale, dioda D_1 este polarizată invers, iar CBM se află în starea stabilă (tranzistorul T_2 conduce, tranzistorul T_1 blocat).

În cazul întreruperii tensiunii de alimentare, avînd în vedere valoarea mică a constantei de timp a circuitului C_2R_7 tensiunea pe condensator scade repede spre zero. Se deschide dioda D_1 , aplicîndu-se un semnal negativ pe baza tranzistorului T_1 . Ca rezultat, CBM trece în starea instabilă, releul RL avînd înfășurarea conectată în circuitul de colector al tranzistorului T_1 este acționat și se efectuează o comandă de durată determinată de temporizarea circuitului basculant monostabil.

Alimentarea montajului în acest interval de timp se asigură pe seama energiei acumulate de condensatorul de filtraj C_3 .

Datele pentru circuit sînt următoarele:

— întîrzierea dintre momentul dispariției tensiunii alternative și momentul atragerii releului RL : 40—60 ms.

— durata temporizării dată de CBM: cca 100 ms.

Dacă întreruperea este de durată mai scurtă decît 40—60 ms circuitul nu acționează.

3.3.4. Semnalizator

Schema de principiu a unui semnalizator cu lumină intermitentă este reprezentată în figura 3.32.

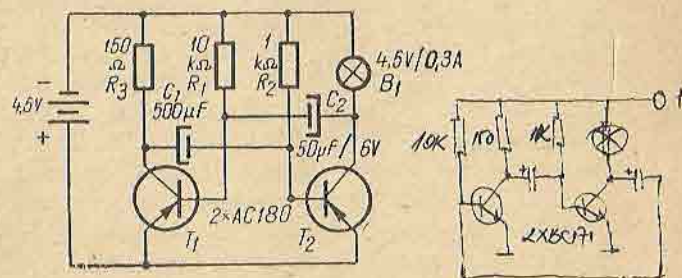
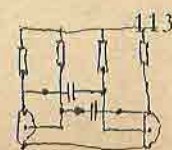
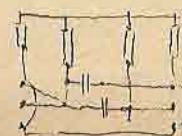


Fig. 3.32. Semnalizator.



Semnalizatorul constă dintr-un circuit basculant astabil alimentat de la o baterie uscată de 4,5 V, care oscilează pe o frecvență de cca. 1,5 Hz, având durata impulsului aproximativ egală cu durata pauzei.

Ambele tranzistoare utilizate sînt de tip *pnp* avînd indicativul AC 180.

În scopul micșorării curentului absorbit de la baterie, rezistența de sarcină în circuitul de colector al tranzistorului T_1 este de valoare de cca zece ori mai mare decît rezistența becului B_1 . De aici a rezultat necesitatea utilizării condensatoarelor C_1 , C_2 și rezistențelor R_1 , R_2 de valori diferite. Valoarea medie a curentului absorbit de la baterie este de cca 180 mA.

3.3.5. Semnalizator acustic modulat în frecvență [14]

Generatorul modulat în frecvență constă dintr-un circuit basculant astabil cu cuplaj colector bază realizat cu tranzistoarele T_1 și T_2 . Acesta oscilează pe o frecvență centrală de cca. 650 Hz. Tensiunea lui de alimentare poate fi reglată prin rezistența R_4 . Tranzistoarele T_3 și T_4 formează un circuit basculant astabil simetric, cu cuplaj colector-bază care oscilează cu o perioadă de cca. 4 s. Cu ajutorul filtrului trece jos $R_1 C_1 R_2 C_2$ ($C_2 = 500 \mu F$) se filtrează armonicile semnalului dreptunghiular din colectorul tranzistorului T_3 , obținîndu-se un semnal aproximativ sinusoidal pe bornele condensatorului C_1 , avînd amplitudinea vîrf la vîrf de cca 7 V. Rezistențele de bază ale astabilului cu T_1 și T_2 se alimentează de la tensiunea de pe condensatorul C_1 . Valoarea medie a acestei tensiuni se reglează cu ajutorul potențiometrului R_3 , reglîndu-se astfel frecvența centrală de oscilație. Amplitudinea tensiunii de pe C_1 va determina deviația de frecvență. Valoarea medie trebuie astfel reglată, ca la valoarea minimă a tensiunii de pe condensatorul C_1 , astabilul cu T_1 și T_2 să nu iasă din oscilație. Semnalele în opoziție de fază care se aplică la intrarea amplificatorului de putere în contratimp clasă B, se culeg de pe bornele rezistențe-

lor de valoare relativ mică, conectate în emitoarele tranzistoarelor T_1 și T_2 . Pentru valorile din figură se poate stabili o excursie de frecvență de la 500 la 800 Hz.

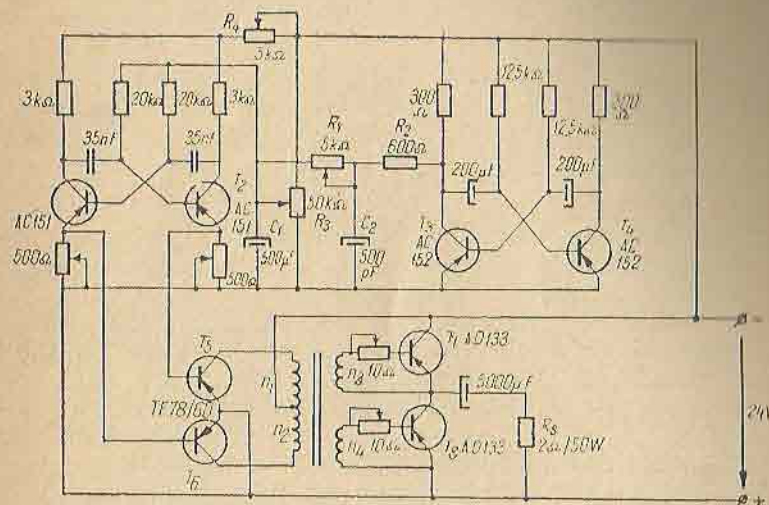


Fig. 3.33. Semnalizator acustic.

3.4. Circuite de formare

Formarea semnalelor dreptunghiulare din semnale sinusoidale sau avînd alte legi de variație în timp, constituie obiectul acestui capitol.

Formarea semnalelor dreptunghiulare este posibilă cu ajutorul circuitelor de limitare, care prezintă o caracteristică de transfer amplitudine — amplitudine neliniară. Circuitele de limitare cu diode și rezistențe prezintă dezavantajul, că pentru obținerea la ieșire a unor semnale de formă cît mai apropiată de cea dreptunghiulară, la intrarea lor trebuie să se aplice semnale de amplitudine foarte mare. Situația se îmbunătățește dacă în compunerea circuitelor de limitare intră și dispozitive semicon-

ductoare capabile să amplifice semnalele sau alte dispozitive semiconductoare având caracteristici speciale.

Utilizarea circuitelor basculante, care nu sînt altceva decît amplificatoare cu reacție pozitivă, permit obținerea

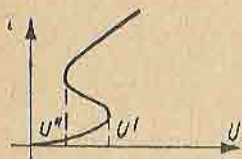


Fig. 3.34. Caracteristică de tip S.

unor circuite de formare, calitativ mult superioare schemelor clasice de limitare cu diode, tranzistoare și rezistențe.

Cele mai răspândite circuite de formare se bazează pe utilizarea circuitului basculant Schmitt și a circuitului basculant bistabil. Posibilitatea utilizării cu succes a acestora în circuitele de formare se bazează pe caracteristica lor de intrare $I=f(U)$, care prezintă o zonă de rezistență dinamică negativă de tip S (fig. 3.34).

Dispozitivele semiconductoare, care prin construcția lor prezintă astfel de caracteristici de tip S, cum sînt tranzistorul unijonțiune, tiristorul, tranzistorul în avalanșă, dioda tunel etc. pot fi utilizate și ca circuite de formare, obținînd fronturi foarte bune pentru semnalele de la ieșire.

3.4.1. Formator cu circuit basculant Schmitt [21]

O foarte largă răspîndire și-a căpătat circuitul basculant Schmitt, denumit și trigger Schmitt, în calitate de circuit de formare a semnalelor dreptunghiulare. Triggerul Schmitt se utilizează aproape în exclusivitate în circuitele de formare a semnalelor dreptunghiulare necesare sincronizării generatoarelor de bază de timp ale osciloscopelor catodice.

Triggerul Schmitt se utilizează frecvent și în calitate de releu electronic cu prag de tensiune, sesizînd creșterea sau scăderea unei tensiuni oarecare peste, respectiv sub

o anumită tensiune, denumită tensiune de referință sau tensiune de prag.

Un circuit de formare a impulsurilor dreptunghiulare, bazat pe caracteristicile de transfer amplitudine — am-

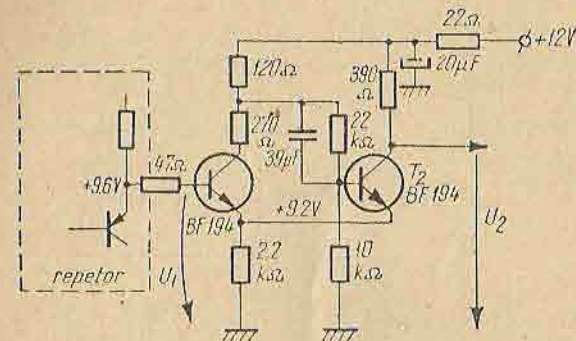


Fig. 3.35. Trigger Schmitt pentru formarea semnalelor dreptunghiulare.

plitudine cu buclă de histeresis a triggerului Schmitt este reprezentat în figura 3.35.

În scopul obținerii unei viteze mari de comutație tranzistoarele T_1 și T_2 de înaltă frecvență lucrează între regiunea de tăiere și regiunea activă normală. Pentru obținerea unor fronturi foarte bune ale semnalului de la ieșire se utilizează rezistențe de colector de valoare mică și o reacție pozitivă foarte puternică în emitoare. Avînd în vedere valoarea relativ ridicată a rezistenței comune de emitor (2,2 kΩ), emitoarele sînt alimentate practic în curent constant (adică suma curenților de emitoare este constantă).

Amplitudinea semnalului dreptunghiular obținut în colectorul tranzistorului T_2 este aproximativ $2 V_{cc}$, valoarea minimă a tensiunii fiind de +10 V.

Principiul de funcționare al schemei este ilustrat în figura 3.36.

Dacă valoarea tensiunii de intrare U_1 depășește valoarea tensiunii de prag U' , circuitul basculează, tranzistorul T_2 se blochează și la ieșire apare o tensiune de valoare egală cu tensiunea de alimentare (+12 V).

În continuare, la scăderea valorii tensiunii U_1 sub valoarea tensiunii de prag U'' are loc rebascularea circuitului, de această dată se blochează tranzistorul T_1 , iar la ieșire apare un salt negativ de tensiune, determinat de

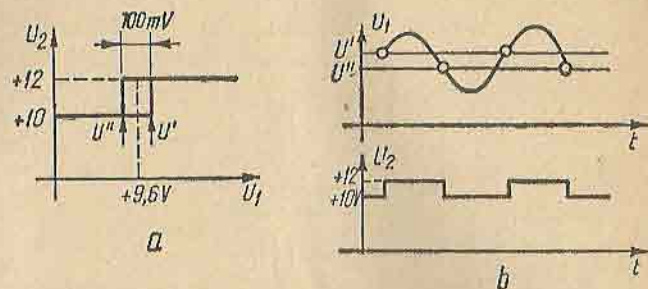


Fig. 3.36. Principiul de funcționare al formatorului:
a — caracteristică de transfer; b — formele de undă în funcție de timp.

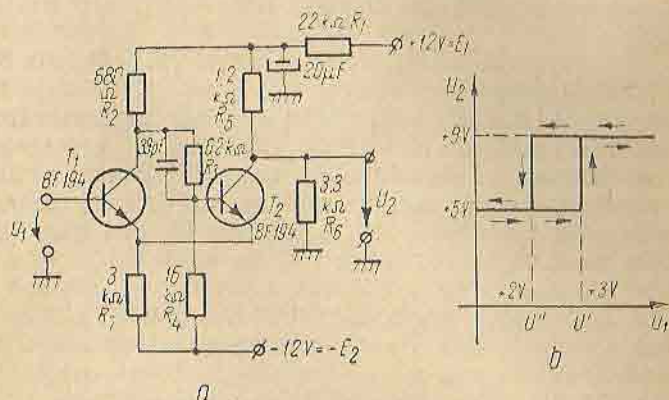


Fig. 3.37. Trigger Schmitt cu histerezis mare:
a — schema de principiu; b — caracteristica de transfer.

căderea de tensiune dată de curentul constant de emitor, pe rezistența de 390Ω din colectorul tranzistorului T_2 .

Schema unui trigger Schmitt, avînd o lățime mare a buclei de histerezis ($U' - U''$) este prezentată în figura 3.37.

Valoarea mare a rezistenței comune de emitor R_7 asigură o reacție pozitivă foarte puternică între cele două tranzistoare.

Pentru o bună stabilitate a valorii tensiunii de ieșire cînd tensiunea de intrare U_1 este de valoare mai mică decît valorile tensiunilor de prag U' și U'' (corespunzînd blocării tranzistorului T_1 și conducerii tranzistorului T_2), tranzistorul T_2 lucrează în regim saturat.

Valoarea mare a lățimii caracteristicii de histerezis este determinată de valoarea mică a rezistenței R_2 din circuitul de colector al tranzistorului T_1 și de valoarea relativ mare a rezistenței de cuplaj R_3 între colectorul tranzistorului T_1 și baza tranzistorului T_2 .

Relațiile aproximative, care dau valorile celor două tensiuni de prag U' și U'' în cazul în care tranzistorul T_2 lucrează în regim saturat, avînd două tensiuni de alimentare, sînt:

$$U' > \frac{R_7}{R_7 + \frac{R_5 R_6}{R_5 + R_6}} \left(\frac{R_6}{R_5 + R_6} E_1 + E_2 \right) - E_2; \quad (3.16)$$

$$U'' \leq \frac{R_4}{R_7 + R_4 + R_6} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2 R_4}{R_7 (R_3 + R_4 + R_6)}} (E_1 + E_2) - E_2. \quad (3.17)$$

3.4.2. Formator de impulsuri dreptunghiulare cu CBB [22]

În figura 3.38 este prezentată schema unui formator de impulsuri, realizat cu ajutorul unui circuit basculant bistabil, care se utilizează într-un frecvențmetru numeric.

Semnalul periodic a cărui frecvență se măsoară se aplică la intrarea circuitului basculant bistabil, obținîndu-se la ieșire semnale dreptunghiulare avînd o excursie

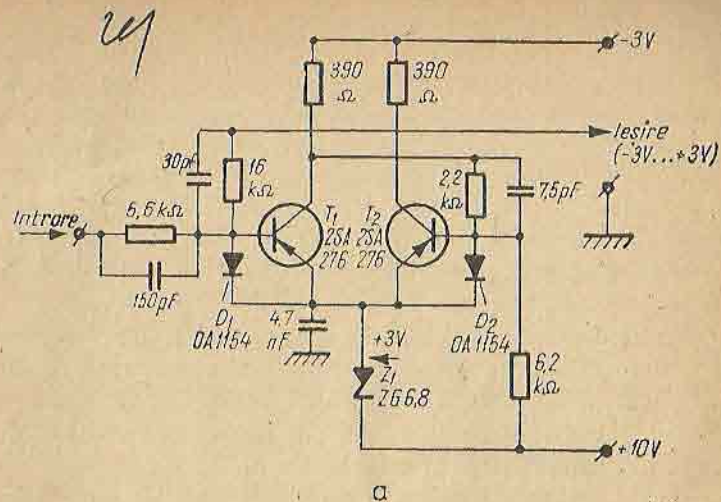


Fig. 3.38. Formator de impulsuri cu CBB.

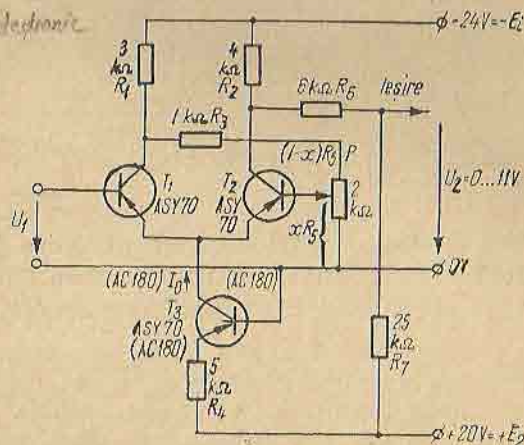


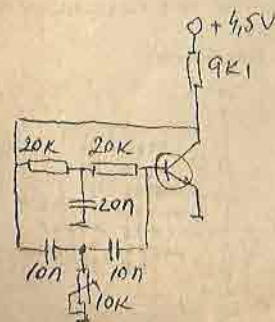
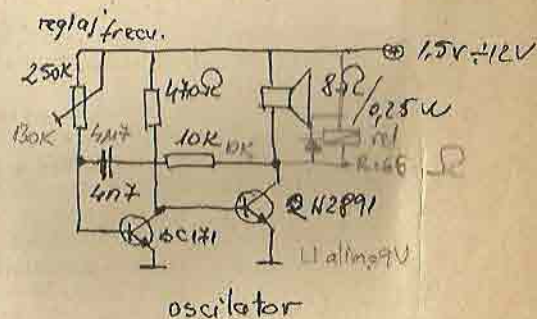
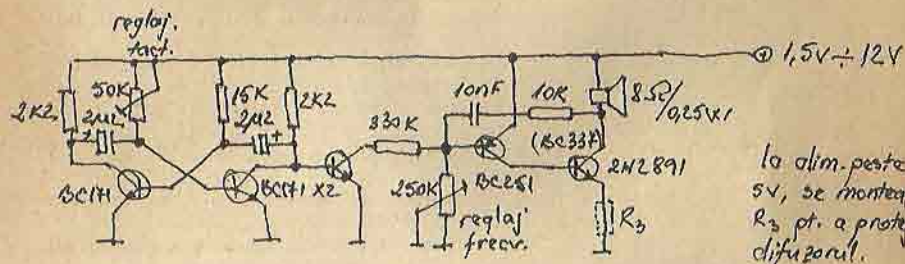
Fig. 3.39. Trigger Schmitt cu prag reglabil — schema completă.

între +3 V și -3 V. Circuitul asigură formarea semnalelor dreptunghiulare din semnale periodice de formă oarecare, avînd frecvența de recepție pînă la 10 MHz.

3.4.3. Formator de impulsuri cu prag reglabil

Schema de principiu a unui formator de impulsuri cu trigger Schmitt cu prag reglabil este reprezentată în fig. 3.39. Cu valorile indicate în figură pragul de declanșare poate fi variat în limitele de -0,5 ... 5 V.

Oscilator bitonal



 $C_1 = 10 \text{ nF}$

Bibliografie



- 122
- ≈ 741
- 100K
- 100K
- 5
- 11
- 4
- 10
- 6
- OUT
- +9V
- C R
- NC1
- NC2
- 12V
- NC3
- NC4
- NC5
- NC6
- NC7
- NC8
- NC9
- NC10
- NC11
- NC12
- NC13
- NC14
- NC15
- NC16
- NC17
- NC18
- NC19
- NC20
- NC21
- NC22
- NC23
- NC24
- NC25
- NC26
- NC27
- NC28
- NC29
- NC30
- NC31
- NC32
- NC33
- NC34
- NC35
- NC36
- NC37
- NC38
- NC39
- NC40
- NC41
- NC42
- NC43
- NC44
- NC45
- NC46
- NC47
- NC48
- NC49
- NC50
- NC51
- NC52
- NC53
- NC54
- NC55
- NC56
- NC57
- NC58
- NC59
- NC60
- NC61
- NC62
- NC63
- NC64
- NC65
- NC66
- NC67
- NC68
- NC69
- NC70
- NC71
- NC72
- NC73
- NC74
- NC75
- NC76
- NC77
- NC78
- NC79
- NC80
- NC81
- NC82
- NC83
- NC84
- NC85
- NC86
- NC87
- NC88
- NC89
- NC90
- NC91
- NC92
- NC93
- NC94
- NC95
- NC96
- NC97
- NC98
- NC99
- NC100
- NC101
- NC102
- NC103
- NC104
- NC105
- NC106
- NC107
- NC108
- NC109
- NC110
- NC111
- NC112
- NC113
- NC114
- NC115
- NC116
- NC117
- NC118
- NC119
- NC120
- NC121
- NC122
- NC123
- NC124
- NC125
- NC126
- NC127
- NC128
- NC129
- NC130
- NC131
- NC132
- NC133
- NC134
- NC135
- NC136
- NC137
- NC138
- NC139
- NC140
- NC141
- NC142
- NC143
- NC144
- NC145
- NC146
- NC147
- NC148
- NC149
- NC150
- NC151
- NC152
- NC153
- NC154
- NC155
- NC156
- NC157
- NC158
- NC159
- NC160
- NC161
- NC162
- NC163
- NC164
- NC165
- NC166
- NC167
- NC168
- NC169
- NC170
- NC171
- NC172
- NC173
- NC174
- NC175
- NC176
- NC177
- NC178
- NC179
- NC180
- NC181
- NC182
- NC183
- NC184
- NC185
- NC186
- NC187
- NC188
- NC189
- NC190
- NC191
- NC192
- NC193
- NC194
- NC195
- NC196
- NC197
- NC198
- NC199
- NC200
- NC201
- NC202
- NC203
- NC204
- NC205
- NC206
- NC207
- NC208
- NC209
- NC210
- NC211
- NC212
- NC213
- NC214
- NC215
- NC216
- NC217
- NC218
- NC219
- NC220
- NC221
- NC222
- NC223
- NC224
- NC225
- NC226
- NC227
- NC228
- NC229
- NC230
- NC231
- NC232
- NC233
- NC234
- NC235
- NC236
- NC237
- NC238
- NC239
- NC240
- NC241
- NC242
- NC243
- NC244
- NC245
- NC246
- NC247
- NC248
- NC249
- NC250
- NC251
- NC252
- NC253
- NC254
- NC255
- NC256
- NC257
- NC258
- NC259
- NC260
- NC261
- NC262
- NC263
- NC264
- NC265
- NC266
- NC267
- NC268
- NC269
- NC270
- NC271
- NC272
- NC273
- NC274
- NC275
- NC276
- NC277
- NC278
- NC279
- NC280
- NC281
- NC282
- NC283
- NC284
- NC285
- NC286
- NC287
- NC288
- NC289
- NC290
- NC291
- NC292
- NC293
- NC294
- NC295
- NC296
- NC297
- NC298
- NC299
- NC300
- NC301
- NC302
- NC303
- NC304
- NC305
- NC306
- NC307
- NC308
- NC309
- NC310
- NC311
- NC312
- NC313
- NC314
- NC315
- NC316
- NC317
- NC318
- NC319
- NC320
- NC321
- NC322
- NC323
- NC324
- NC325
- NC326
- NC327
- NC328
- NC329
- NC330
- NC331
- NC332
- NC333
- NC334
- NC335
- NC336
- NC337
- NC338
- NC339
- NC340
- NC341
- NC342
- NC343
- NC344
- NC345
- NC346
- NC347
- NC348
- NC349
- NC350
- NC351
- NC352
- NC353
- NC354
- NC355
- NC356
- NC357
- NC358
- NC359
- NC360
- NC361
- NC362
- NC363
- NC364
- NC365
- NC366
- NC367
- NC368
- NC369
- NC370
- NC371
- NC372
- NC373
- NC374
- NC375
- NC376
- NC377
- NC378
- NC379
- NC380
- NC381
- NC382
- NC383
- NC384
- NC385
- NC386
- NC387
- NC388
- NC389
- NC390
- NC391
- NC392
- NC393
- NC394
- NC395
- NC396
- NC397
- NC398
- NC399
- NC400
- NC401
- NC402
- NC403
- NC404
- NC405
- NC406
- NC407
- NC408
- NC409
- NC410
- NC411
- NC412
- NC413
- NC414
- NC415
- NC416
- NC417
- NC418
- NC419
- NC420
- NC421
- NC422
- NC423
- NC424
- NC425
- NC426
- NC427
- NC428
- NC429
- NC430
- NC431
- NC432
- NC433
- NC434
- NC435
- NC436
- NC437
- NC438
- NC439
- NC440
- NC441
- NC442
- NC443
- NC444
- NC445
- NC446
- NC447
- NC448
- NC449
- NC450
- NC451
- NC452
- NC453
- NC454
- NC455
- NC456

-
- The image contains several hand-drawn circuit diagrams on a piece of paper:
- Top Left:** A circuit labeled "oscillator" powered by +1.5V. It features a 10nF capacitor, a 10K resistor, a 250K variable resistor, and two operational amplifiers.
 - Top Right:** A circuit labeled "monostable" powered by +12V. It includes a 470 resistor, a 100 resistor, a 330 resistor, a 1K resistor, a 10K resistor, and a 10nF capacitor. It shows a pulse input and a square wave output.
 - Middle Left:** A complex circuit with a +12V supply, 100nF capacitors, 56K resistors, a 1M resistor, a 2K5 variable resistor, and a 2K5 (4K7) component. It includes an operational amplifier and an output labeled "OUT".
 - Middle Right:** A circuit with a +12V supply, 18K resistor, 100nF capacitor, 22K resistors, 47nF capacitors, a 2M resistor, and a 250 resistor. It includes an operational amplifier and an output labeled "OUT".
 - Bottom Left:** A circuit labeled "oscillator sinus." powered by +12V. It includes a 47nF capacitor, 10K resistor, 100K resistors, a 1M resistor, and a 470 resistor. It includes an operational amplifier and an output labeled "OUT".
 - Bottom Right:** A circuit with a +12V supply, 370K resistor, 10K resistor, 47K resistor, 47nF capacitor, 150K resistor, and 100K resistor. It includes two operational amplifiers and an output labeled "OUT".