

CIRCUITE BASCULANTE MONOSTABILE

Aceste circuite fac parte din clasa circuitelor de temporizare. Ele întârzie impulsurile la jumătatea fronturilor. Sunt circuite regenerative cu o stare stabilă și o stare cvasistabilă (temporal stabilă)

În starea stabilă circuitul stă un timp nedefinit până când primește o comandă externă.

În urma primirii comenzii externe circuitul trece în starea cvasistabilă. Timpul în care stă aici e determinat de elementele proprii de temporizare.

Parametrii ce caracterizează un circuit monostabil:

- T - durata impulsului generat
- ΔV - amplitudinea impulsului generat
- t_{rev} - timpul de revenire – durata din momentul terminării impulsului generat, până când monostabilul poate primi o nouă comandă de declanșare, fără a fi afectați parametrii impulsului generat.
- $f_{max} = \frac{1}{T + t_{rev}}$ - frecvența maximă a impulsurilor de declanșare
- t_f^+, t_f^- - timpii fronturilor.

Circuite basculante monostabile cu elemente discrete

Schema de principiu este prezentată în *fig.13.1* unde avem :

- cuplajul colector T' - bază T'' , prin divizorul de tensiune R_1, R_2 ;
- cuplajul colector T'' - bază T' , unde baza lui T' nu este polarizată în curent continuu prin C ci prin R_b .

Astfel în regim staționar, în starea stabilă $\Rightarrow T'$

$$\text{saturat} \Rightarrow \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_b} > \frac{1}{\beta_0} \frac{V_{CC}}{R'_C}. \text{ Neglijând } V_{BE} \Rightarrow$$

$$R_b < \beta_0 R'_C.$$

$$\text{Cum } T' \text{ saturat} \Rightarrow T'' \text{ blocat pentru că } v_B'' = \frac{R_2}{R_2 + R_1} V'_{CE\text{ sat}} < V_{BE0} \text{ unde } V_{BE0} \text{ este}$$

tensiunea de deschidere a tranzistorului $\Rightarrow R_2$ se conectează la sursa negativă (dacă aceasta există)

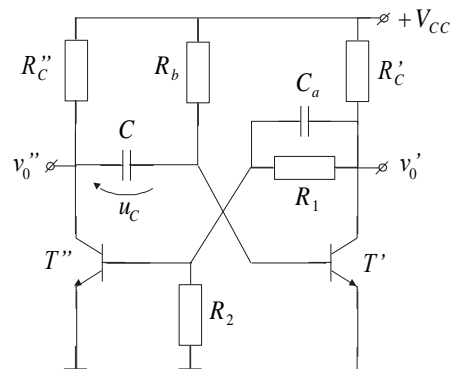


fig. 13.1

Aceasta este o stare stabilă (T' saturat , T'' blocat) în care amplificările pe buclă (A' și A'') sunt 0.

Dacă la punerea sub tensiune T' și T'' sunt în RAN \Rightarrow oricare ar fi $\Delta V'_0$ se va ajunge la starea cu un tranzistor blocat și unul saturat.

Dacă T'' se saturează și T' se blochează $\Rightarrow C$ se va încărca prin R_b de la V_{CC} și prin T'' ($u_C < V_{BE0}$ dacă T' blocat).

La un moment dat $v'_B = V_{BE0} \Rightarrow T'$ în RAN \Rightarrow scade $v'_0 \Rightarrow$ scade v''_B și T'' iese din saturație, adică se închide din nou bucla de reacție pozitivă și se ajunge în cele din urmă (prin procese regenerative) la starea stabilă T' saturat , T'' blocat.

În *fig.13.2* sunt prezentate răspunsurile pe cele două ieșiri precum și răspunsurile tensiunilor din bazele tranzistorilor la excitația cu un impuls de declanșare aplicat în baza lui T'' .

T' saturat $\Rightarrow u'_C = 0 \Rightarrow v'_B = V_{BE} \approx 2.8 \text{ V} \Rightarrow C$ se încarcă până la $-(V_{BE} - V_{CC})$ înainte de revenirea înapoi.

T'' în conducție $\Rightarrow V''_C \approx 0 \Rightarrow T''$ se va satura foarte rapid $\Rightarrow v'_B = u_C = -(V_{CC} - V_{BE})$

T' blocat $\Rightarrow C_a$ era încărcat (C_a se încarcă prin $R'_C \approx R'_C \parallel R_1$ spre tensiunea $\approx V_{CC}$)

C (T' blocat) se va încărca prin R_b către $V_{CC} \Rightarrow V_{BT'} \approx u_C$.

Când $v'_B = V_{BE0} \Rightarrow T'$ în conducție. C_a era încărcată până la V_{R_1} ($R_1 \gg R'_C$) $\Rightarrow u_{C_a} \approx V_{CC} - V_{BE}$

Când T' s-a saturat apare un salt al v''_B care îl va bloca pe T'' , după care C_a se va descărca repede până la 0.

t_{rev} este timpul necesar ca C să se reîncarce până la $V_{CC} - V_{BE}$.

$$t_f^+ \approx 2.3C_a(R'_C \parallel R_1)$$

$$\Delta V = \frac{R_1}{R_1 + R'_C} V_{CC} + \frac{R'_C}{R_1 + R'_C} V_{BE} = V_{CC} \text{ (se alege } R_1 \gg R'_C \text{)}$$

Notăm cu T durata impulsului generat. Avem $v'_B(0) = V_{BE} - V_{CC}$ și

$$v'_B(\infty) = V_{CC} - V_{CE\text{sat}''} \approx V_{CC} \Rightarrow v'_B(t) = v'_B(\infty) + (v'_B(0) - v'_B(\infty))e^{-\frac{t}{\tau}}$$
 unde τ este constanta de

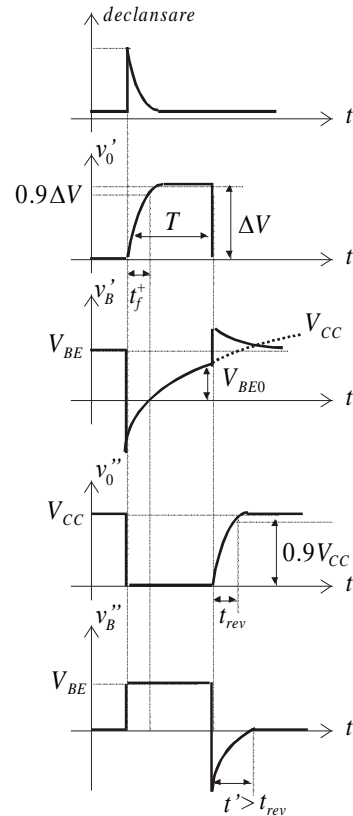


fig. 13.2

timp de încărcare $\Rightarrow v'_B(t) = V_{CC} + (V_{BE} - 2V_{CC})e^{-\frac{t}{R_b C}}$. Din condiția $v'_B(T) = V_{BE0} \Rightarrow T = R_b C \ln \frac{2V_{CC} - V_{BE}}{V_{CC} - V_{BE0}} \approx R_b C \ln \frac{2V_{CC} - V_{BE}}{V_{CC} - V_{BE0}}$ ($V_{BE0} \approx 0.6 \text{ V}$ și $V_{BE} \approx 0.8 \text{ V}$) $\Rightarrow t_{rev} = 2.3R_b''C$.

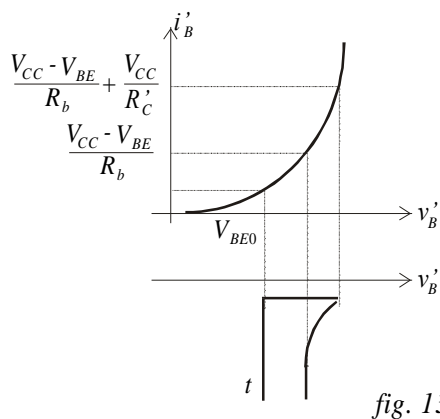


fig. 13.3

Când T' intră în conducție C era încărcat doar cu V_{BE} (fig.13.3) aproape de 0. Așadar apare o supracreștere în baza lui T' , specifică în general circuitelor cu reacție pozitivă.

În fig.13.4 este prezentată dependența lui T de tensiunea de alimentare. Scăderea lui T la V_{CC} mare nu rezultă din relația anterioară. orice joncțiune are o T_{max} de străpungere $\Rightarrow V_{BE inv} \approx 10 \text{ V}$ la tranzistoarele de comutație (la V_{CC} mare V_{BE} este negativă. Dacă $V_{CC} > V_{CCmax}$ rezultă că variația în timp a lui v'_B în cazul

real este ca în fig.13.5 unde T_r este perioada de străpungere în cazul real.

Dacă avem nevoie de V_{CC} mari putem folosi montajele din fig.13.5 unde tensiunea de alimentare poate ajunge până la suma tensiunii de străpungere a diodei și a joncțiunii BE a tranzistorului.

Dacă la ieșire un semnal stabil pe „0” luăm tensiunea din colectorul lui T'' (C_a se încarcă rapid scurtcircuitând pe R_1 în timpul comutației).

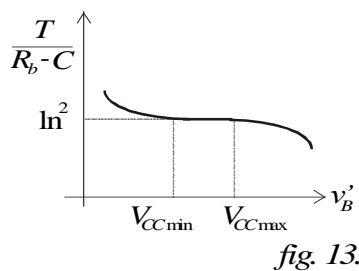


fig. 13.4

Pentru a asigura saturarea lui T'' când acesta este în conducție avem : $i''_{B sat} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R'_C + R_1} - \frac{V_{BE}}{R_1} > \frac{1}{\beta_0} \frac{V_{CC}}{R''_C}$.

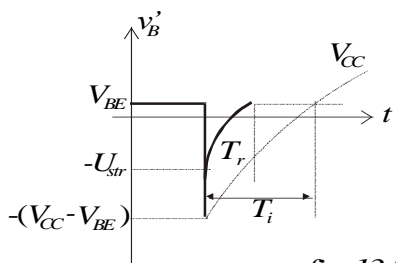


fig. 13.5

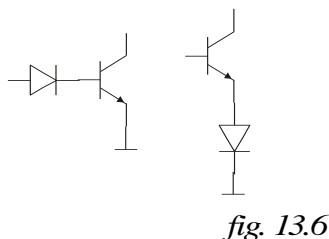


fig. 13.6

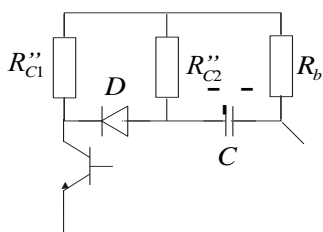


fig. 13.7

Putem separa circuitul de încărcare al lui C de colectorul lui T'' ca în fig.13.7. Când T'' saturat trece în blocare, el se polarizează invers pentru că C era încărcat până la $V_{BE} + U_D$. Dioda se blochează $\Rightarrow V_C''$ crește $\Rightarrow C$ se încarcă prin R''_{C2} și nu prin R''_{C1} și nu mai apare caracteristica exponențială la v_0'' .

În acest mod nu s-a îmbunătățit t_{rev} , dar s-a îmbunătățit t_f^+ .

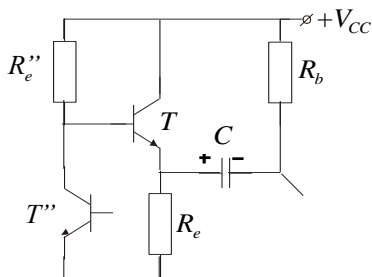


fig. 13.8

Se pot îmbunătăți t_{rev} și t_f^+ legând C în colectorul lui T'' printr-un repetor pe emitor ca în fig.13.8.

Când T'' trece în conducție tranzistorul T se va bloca. ($v_{BT} = 0, v_{ET} = 0$). C se încarcă prin R_B și R_e (era încărcat cu $V_{CC} - V_{BE}$)

Când T'' se blochează, tranzistorul T intră în RAN și

C se reîncarcă V_{CC} spre cu o constantă de timp de revenire : $\tau_{rev} = C(\frac{R_C''}{\beta_0 + 1} + r_{mediu rev T'})$. În

acest fel s-a micșorat t_{rev} și t_f^+ . În ambele cazuri $t_f^- \approx 0$.

Comanda în baza lui T'' este comandă activă pe front crescător în timp ce comanda în baza lui T' este comandă activă pe front descrescător.

Circuite de comandă pentru T''

Schema este prezentată în fig.13.9 unde :

- la $V_{iL} \Rightarrow U_D \approx 0 \Rightarrow$ dioda în conducție \Rightarrow se produce saltul negativ în baza lui T'' . C_d se încarcă prin R_d până la V_{CC} .
- la $V_{iH} \Rightarrow$ dioda blocată $\Rightarrow C_d$ se descarcă prin R_d de la V_{CC} până la 0.

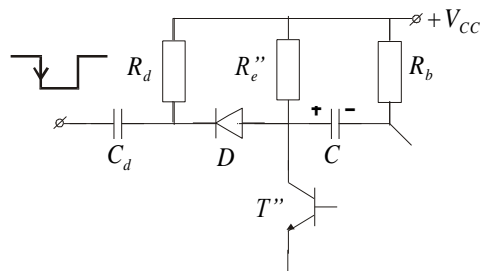


fig. 13.9

Se poate realiza și comanda de front crescător în baza lui T' folosind alt tranzistor așa ca în fig.3.10 .

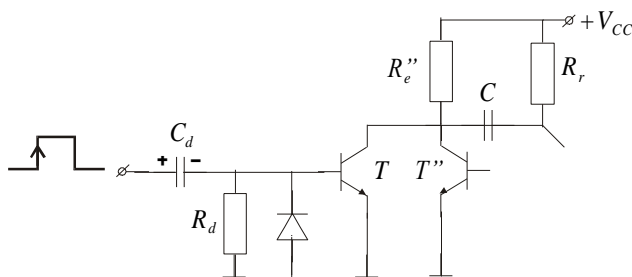


fig. 13.10

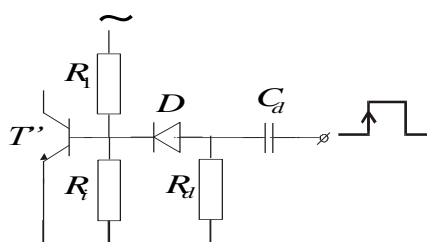


fig 13.11

La $V_{iL} \Rightarrow C_d$ descărcat și T blocat \Rightarrow frontul crescător face saltul în baza tranzistorului $T \Rightarrow T$ în saturație $\Rightarrow T''$ iese din saturație și intră în RAN $\Rightarrow T''$ iese din blocare

După încărcarea C_d , T se blochează și oricare ar fi durata impulsului de declanșare aceasta nu va fi afectată. Dioda protejează joncțiunea BE a lui T pe frontul căzător pentru căo tensiune BE ar putea străpunge tranzistorul T .

De asemenea în *fig.13.11* la $V_{iL} \Rightarrow C$ este descărcată iar dioda blocată. Frontul crescător este transmis prin $C_d \Rightarrow$ dioda se deschide $\Rightarrow T''$ în RAN \Rightarrow proces de avalanșă și C_d se încarcă la V_{iH} .

Dacă impulsul de comandă nu s-a terminat dioda rămâne blocată după C_d încărcat. La fronturi coborâte C_d se descarcă prin sursa comandată (dioda este blocată)

CIRCUITE BASCULANTE MONOSTABILE INTEGRATE

Un circuit basculant monostabil integrat poate fi în tehnologie TTL ,CMOS, structura sa propriu-zisă fiind analoagă cu cele de până acum. În plus acesta mai conține :

- un circuit de intrare cu mai multe stări;
- un circuit de ieșire care separă circuitul temporizator de sarcină.

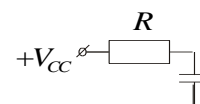


fig. 13.12

Unele circuite basculante monostabile integrate sunt prevăzute cu o intrare cu histerezis utilă la declanșarea monostabilului de semnalele lent variabile sau care au suprapuse zgomote

Elementul de temporizare R_i , C_i se conectează din exterior

Unele circuite basculante monostabile integrate sunt prevăzute și cu o intrare de RESET. Cât timp aceasta este 0, monostabilul nu poate fi declanșat, iar dacă această intrare trece în „0” în timpul generării unui semnal atunci acest semnal scade la 0.

Semnalul de RESET se folosește pentru a fi siguri că la punerea sub tensiune circuitul să nu fie deja declanșat.

În *fig 13.12* este prezentată obținerea lui „1” logic.

Există circuite basculante monostabile integrate redeclanșabile (retrierabile) la care dacă apare o nouă comandă de declanșare în timpul generării unui impuls, se prelungeste durata impulsului generat începând cu momentul generării comenzii cu un timp egal cu T .

CIRCUITE DE TEMPORIZARE CU CIRCUITE INTEGRATE COMBINAȚIONALE

Schema acestuia este prezentată în *fig.13.13.a* iar deplasarea impulsului de ieșire în *fig.13.13.b*

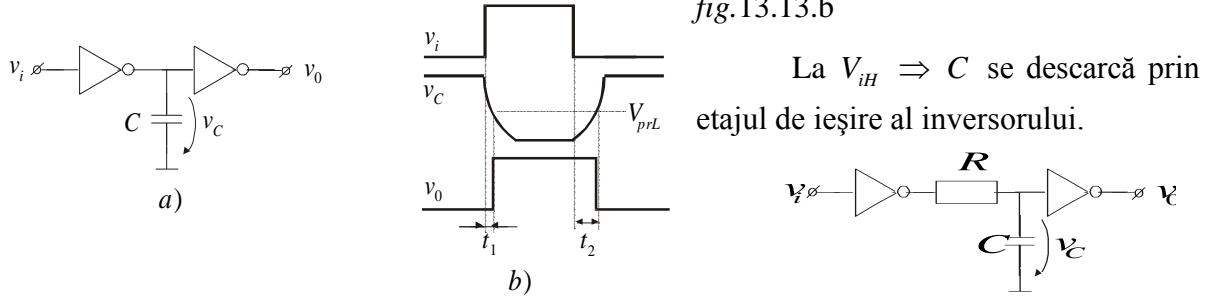


fig. 13.13

fig 13.14

t_1 se determină în funcție de circuitul de ieșire al inversorului (CMOS, TTL).

Dacă se dorește o întârziere mai mare decât cea dată de rezistența de ieșire a circuitului se înserează între inversoare o rezistență ca în *fig.13.14* (se crește practic constanta de timp de încărcare a condensatorului).

Circuite care întârzie numai unul din cele două fronturi.

Pentru întârzierea frontului crescător se folosește schema din *fig.13.15* iar pentru întârzierea frontului descrescător se folosește schema din *fig.13.16* cu observația că t_1 se determină în mod analog ca la punctul trecut.

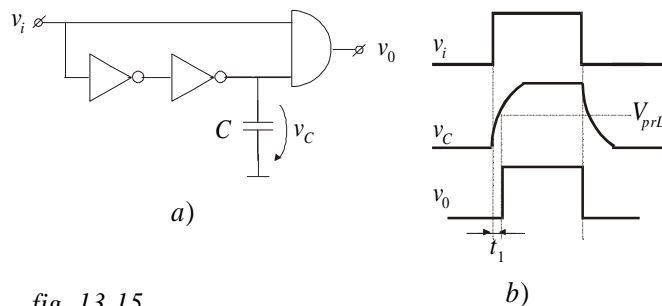


fig. 13.15

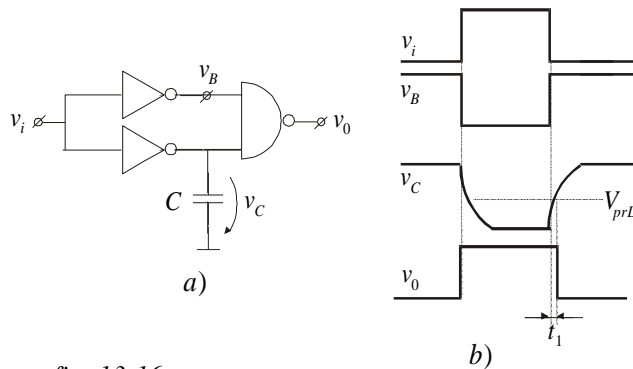


fig. 13.16

CIRCUITE BASCULANTE ASTABILE (MULTIVIBRATOARE)

Aceste circuite furnizează la ieșire un semnal dreptunghiular periodic, fără nici o excitație pe vreo intrare. Este un generator de semnal dreptunghiular

Sunt circuite regenerative fără nici o stare stabilă sau cu două stări cvasistabile

Trecerea dintr-o stare în alta se face periodic în funcție de anumite condiții interne ale circuitului

Circuite basculante astabile cu cuplaj bază-colector

Cuplajele între bază și colector se realizează numai prin comandă. Nu există nici o stare stabilă în care ambele tranzistoare să fie în RAN

Astfel oricare variație a curentului prin tranzistoare se declanșază procesul de aval în care un tranzistor intră în blocare și celălalt în saturație.

Schema de bază este prezentată în *fig. 13.17* iar variațiile semnalelor în *fig. 13.18*

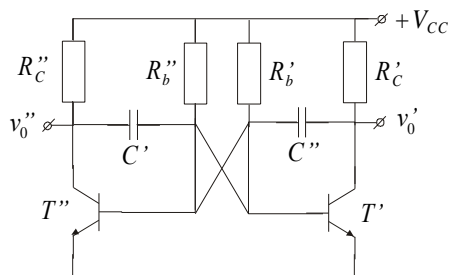


fig. 13.17

Presupunem $v''_0 = V_{CC} \Rightarrow T''$ în conducție și T' blocat $\Rightarrow C''$ se încarcă prin R'_b și T' saturat $\Rightarrow u'_C < V_{BE0}$

T'' intră în conducție $\Rightarrow V_C''$ scade \Rightarrow saltul se transmite în baza lui T'

Prin bucla de reacție pozitivă se ajunge la T' saturat și T'' blocat.

C' se încarcă prin R''_C și baza tranzistorului T' până la V_{CC} .

Când T'' saturat în baza tranzistorului T'' apare un salt V_{CC} până la $-(V_{CC} - V_{BE}) \Rightarrow T'$ blocat $\Rightarrow C''$ se încarcă rapid prin R'_C și baza lui T'' spre V_{CC} (se încarcă exponențial către V_{CC} prin R'_b) $\Rightarrow T'$ se saturează.

$$T_1 = R'_b C' \ln \frac{2V_{CC} - V_{BE}}{V_{CC} - V_{BE}} \quad \text{și} \quad T_2 = R''_b C'' \ln \frac{2V_{CC} - V_{BE}}{V_{CC} - V_{BE}}$$

iar $f = \frac{1}{T}$ unde $T = T_1 + T_2$.

Pentru semnalele din ambele colectoare avem $t_f^- \approx 0$ și $t_{f1}^+ \approx 2.3C'R'_C$ și $t_{f2}^+ \approx 2.3C''R''_C$.

Condiția de saturație a lui T' în cazul cel mai defavorabil este : $\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R'_b} + \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R'_C} > \frac{1}{\beta_0} \frac{V_{CC}}{R'_C}$.

În mod analog se pune condiția și pentru T'' .

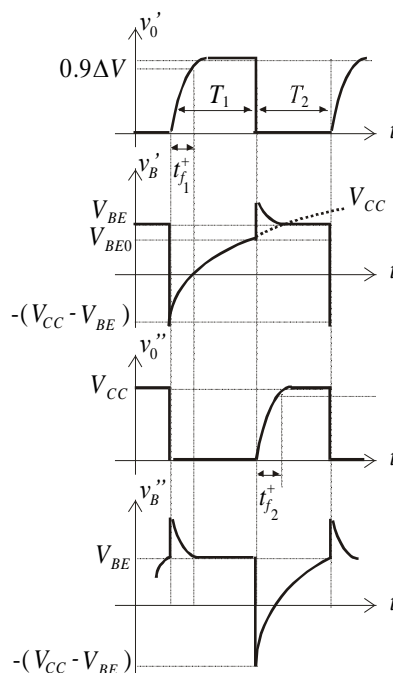


fig. 13.18

T' trebuie să fie la saturație chiar și după încărcarea condensatorului deci

$$\frac{V_{CC} - V_{BE}}{R'_b} > \frac{1}{\beta_0} \frac{V_{CC}}{R'_C}.$$

Dacă creșterea V_{CC} este lentă \Rightarrow ambele tranzistoare intră în saturație (starea stabilă).

Astfel amplificarea pe buclă este 0 și circuitul nu poate ieși singur din această stare.

Pentru a ieși din această situație se blochează un tranzistor (se scurtcircuitază joncțiunea BE).

Pentru ca circuitul să poarnească la punerea sub tensiune se folosește schema din *fig.13.19* unde R'_b și R''_b introduc local o rezistență negativă și tranzistoarele nu pot fi simultan în saturație.

Tranzistorul funcționează la punerea sub tensiune în RAN \Rightarrow se închide bucla în 0 \Rightarrow unul dintre ele se va bloca și celălalt se va satura.

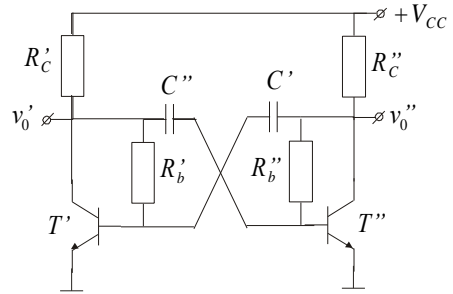


fig. 13.19

La circuitul din *fig.13.17* dacă lipsesc condensatoarele \Rightarrow tranzistoarele saturate. Dacă vrem să creștem timpii fronturilor se poate realiza cuplarea capacităților în colectoarele tranzistoarelor prin diode, separând circuitul de reîncărcare sau prin repetoare pe emitor.