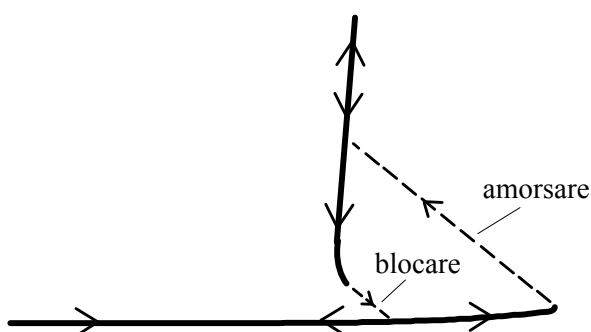


Dispozitive cu rezistență dinamică negativă



6.1. Comportarea generală 165

6.2. Tranzistorul unijonțiune 175

6.3. Diacul, tiristorul și triacul 197

6.1. Comportarea generală

1.A. Evoluția punctului de funcționare pe caracteristică 165

1.B. Rezistența dinamică negativă poate produce instabilitate 169

Problemă rezolvată 172, probleme propuse 174

6.1. Comportarea generală

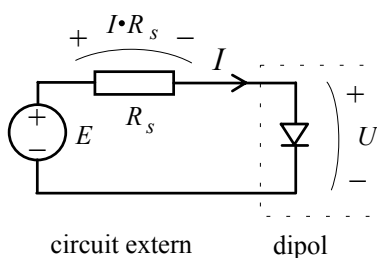
Printr-un dispozitiv de circuit cu două borne (**dipol**) care este **consumator** de energie electrică curentul circulă de la potențial ridicat la potențial coborât. La majoritatea dispozitivelor, creșterea mărimii curentului se obține odată cu creșterea tensiunii la borne, rezistența **dinamică** (sau diferențială) fiind **pozitivă**, adică $dU/dI > 0$. Așa se întâmplă în cazul rezistorului, al diodelor semiconductoare "obișnuite", etc. Există însă și dispozitive la care, pe anumite porțiuni, tensiunea scade la creșterea curentului, rezistența **dinamică** fiind **negativă**. Astfel de dispozitive sunt tranzistorul unijuncțiune, dioda tunel, diacul, tiristorul și triacul; unele dintre ele vor fi studiate în detaliu în acest capitol.

Din această cauză, funcționarea lor este stranie: un tub fluorescent (cunoscut în Româna de cartier sub denumirea improprie de tub cu neon) are nevoie pentru aprindere de o tensiune mult mai mare decât vârful de 311 V furnizat de rețeaua de distribuție dar, după aprindere, tensiunea la borne trebuie să scadă sub tensiunea rețelei, altfel tubul s-ar distruge.

Pentru înțelegerea acestui tip de comportare va trebui să ne amintim că regimul de curent continuu este rezultatul unui **echilibru dinamic** între mișcarea purtătorilor de sarcină și acumulările de sarcină care crează câmpul electric ce determină această mișcare. Ca și în mecanică, putem avea stări de echilibru stabile și stări de echilibru instabile. Toate acestea devin esențiale atunci când avem de-a face cu dispozitivele cu rezistență dinamică negativă.

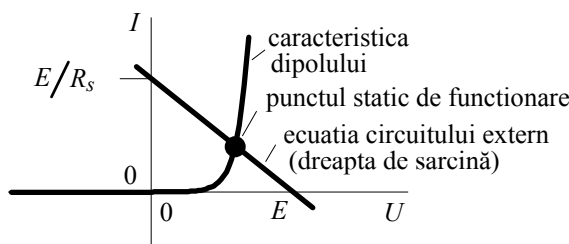
1.A. Evoluția punctului de funcționare pe caracteristică

Să legăm un dipol "cuminte", cum este dioda semiconductoare, într-un circuit cu o sursă ideală de tensiune cu valoarea E și un rezistor cu rezistența R_s , ca în Fig. 6.1 a). Punctul static de funcționare poate fi găsit prin metoda grafică a dreptei de sarcină (desenul b al figurii). Stările de echilibru în care poate să se găsească dipolul sunt cele de pe caracteristica sa statică $I = f(U)$; pe de altă parte, restul circuitului face să fie respectată ecuația $U = E - I \cdot R_s$ care se reprezintă grafic prin dreapta de sarcină. Intersecțiile acestora cu axele se află la E și la E/R_s iar panta, în modul, este $1/R_s$.



dipolul este legat în serie
circuitul extern

a)



punctul de funcționare trebuie să respecte
atât ecuația de funcționare a dipolului
(caracteristica sa statică) cât și pe cea
a circuitului extern

b)

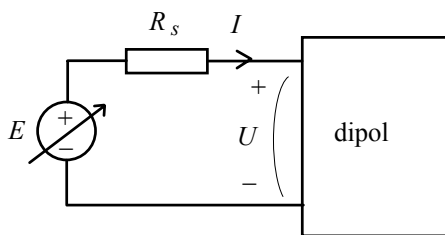
Fig. 6.1. Sistemul de ecuații care descrie funcționarea unui circuit cu diodă are întodeauna soluție unică.

Punctul de funcționare trebuie să îndeplinească ambele relații și se găsește la intersecția celor două grafice. Observăm că orice valoare am fi luat pentru tensiunea E , am fi obținut o singură intersecție între grafice:

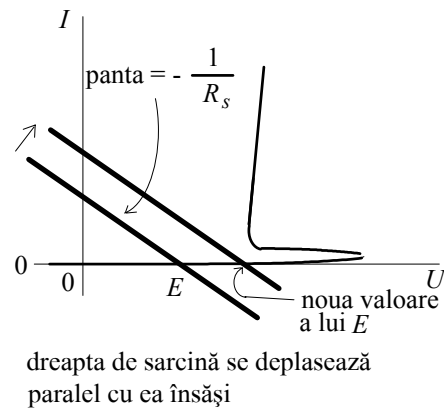
pentru dispozitivele fără rezistență dinamică negativă, soluția sistemului de ecuații este întodeauna unică.

Înlocuim acum dioda cu un alt dipol, care are o caracteristică "cu întoarcere" ca cea din Fig. 6.2. Cu excepția porțiunii AB, caracteristica este una obișnuită: intensitatea curentului crește la creșterea tensiunii pe dispozitiv. În limbaj matematic, derivata dU/dI , numită **rezistența dinamică**, este pozitivă. Caracteristica devine verticală în punctele A și B; între aceste puncte dispozitivul se comportă straniu, intensitatea scade la creșterea tensiunii. Aici rezistența dinamică este **negativă**.

Să vedem ce efect are acest lucru asupra comportării circuitului. Păstrăm constantă rezistența R_s și creștem lent, pornind de la zero, tensiunea E a sursei. Dreapta de sarcină, păstrându-și panta constantă, se va deplasa paralel cu ea însăși, intersecția ei cu axa orizontală fiind întodeauna la valoarea E , așa cum se vede în Fig. 6.3.



tensiunea E este variată lent



dreapta de sarcină se deplasează paralel cu ea însăși

Fig. 6.3. Metoda dreptei de sarcină pentru un circuit construit cu un dipol cu rezistență dinamică negativă

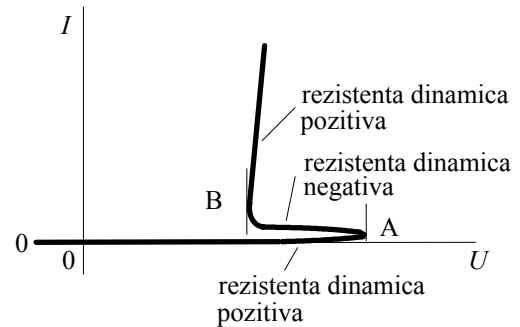


Fig. 6.2. Caracteristică statică cu regiune de rezistență dinamică negativă.

Ținând cont de aceasta, să urmărim în Fig. 6.4 aventura punctului static de funcționare pe măsură ce creștem tensiunea E . Atâta timp cât valoarea E este mică (pozițiile i și ii ale dreptei de sarcină), intersecția între grafice este unică: curentul prin dipol crește împreună cu tensiunea pe dipol, dar rămâne la valori foarte mici, practic nule. Dipolul este **blocat**.

Crescând în continuare tensiunea E , obținem la un moment dat **două** soluții distincte ale sistemului de ecuații (poziția iii a dreptei de sarcină) și apoi **trei** soluții distincte (poziția iv). Circuitului îi sunt accesibile, deci, trei ramuri diferite: CG, IH și IG. Punctele de pe ramura cu pantă negativă reprezintă stări **instabile** (vom vedea mai târziu de ce), și circuitul nu poate fi observat în aceste stări. Mai rămân două ramuri de stabilitate, CG și IH; cu aceleași valori ale lui E și R_S circuitul se poate găsi pe oricare dintre ele și, dacă nimic nu se modifică, rămâne pentru totdeauna în acea stare. Avem un circuit ce prezintă un fenomen de **bistabilitate**.

Și totuși, noi am efectuat un experiment bine controlat: am crescut lent și continuu tensiunea E , începând de la zero. Circuitul ar fi trebuit să fie obligat să aleagă. Așa se și întâmplă, înainte de a avea la dispoziție două ramuri de stabilitate, punctul de funcționare a evoluat obligatoriu pe traseul OC și va prefera ramura de stabilitate care continuă acest traseu, adică ramura CG (Fig. 6.5). Deși creșterea curentului este mai pronunțată, valoarea acestuia rămâne nesemnificativă și dispozitivul continuă să fie blocat.

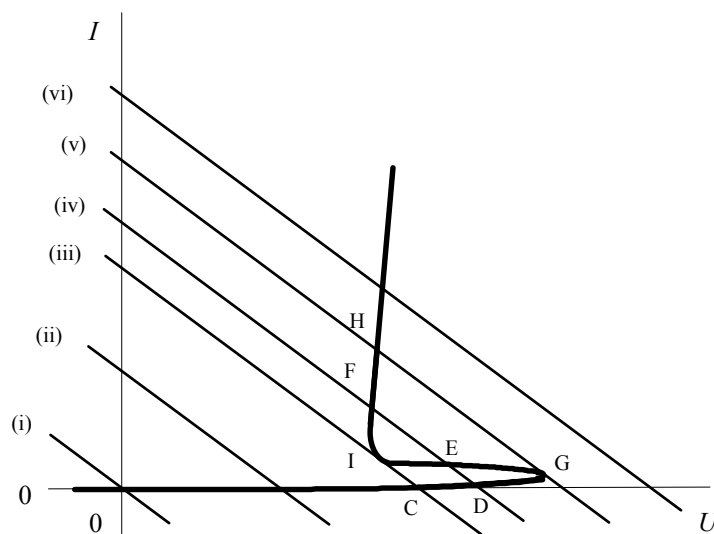
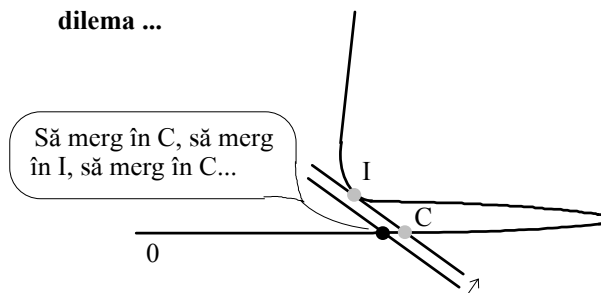


Fig. 6.4. Evoluția punctului de funcționare.
dilema ...



și rezolvarea ei :

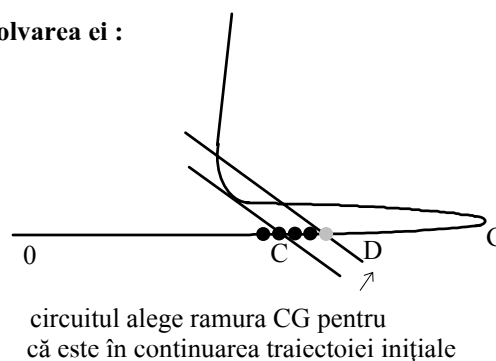


Fig. 6.5. Soluție multiplă a sistemului de ecuații.

Aceasta se întâmplă (vezi Fig. 6.4) până când dreapta de sarcină ajunge în poziția (iv), devenind tangentă la caracteristica statică a dipolului în punctul G. Creșterea ulterioară a tensiunii E face ca soluția sistemului de ecuații să devină din nou **unică** (poziția v a drepte de sarcină). Fiind singura stare de echilibru (în plus, este și una de echilibru stabil), ea devine obligatorie pentru circuit (Fig. 6.6). Circuitul părăsește brusc starea G și trece în starea H, fără stări de echilibru intermediare. Din acest motiv, procesul **nu are loc pe caracteristica statică și nu poate fi reprezentat** pe graficul nostru. Circuitul dispare practic din starea G și apare în starea H. De aceea, în Fig. 6.7 am unit aceste stări cu o linie punctată. un salt brusc, ajungând în punctul H

Comutarea bruscă între aceste stări determină apariția unui curent important prin dispozitiv (dispozitivul se "amorsează"), concomitent cu scăderea tensiunii la bornele sale. Raportul $\Delta U / \Delta I$ este **negativ** pentru această schimbare de stare, semn clar că avem un dispozitiv cu rezistență dinamică negativă.

Amorsarea este un fenomen cu totul diferit de intrarea în conducție directă a diodelor sau străpungerea lor inversă. Acolo, evoluția are loc prin stări de echilibru și este graduală și reversibilă; modificând tensiunea sursei putem plimba înainte și înapoi punctul de funcționare pe caracteristică. În cazul amorsării, însă, odată atinsă tensiunea de prag, evoluția scapă de sub control și punctul de funcționare "sare" în alt loc pe caracteristică; micșorarea tensiunii sursei nu aduce înapoi punctul de funcționare, nici măcar printr-un salt invers. Toate aceste ciudățenii sunt cauzate de rezistența dinamică negativă

În ce loc, pe caracteristica dipolului, pierdem controlul asupra punctului de funcționare și are loc saltul de amorsare ? Din cele spuse anterior rezultă că acest lucru se întâmplă în punctul G, acolo unde caracteristica este tangentă la dreapta de sarcină. Cum "întoarcerea" caracteristicii este bruscă, această poziție este practic identică cu punctul de întoarcere unde caracteristica devine verticală.

Amorsarea are loc atunci când tensiunea pe dipol ajunge la **tensiunea de amorsare (breakover voltage** în limba engleză) ; aceasta este egală, practic, cu tensiunea de la punctul de întoarcere a caracteristicii.

Revenind la Fig. 6.4, creșterea în continuare a tensiunii E deplasează punctul de funcționare dincolo de punctul H, pe porțiunea cu pantă pozitivă, curentul și tensiunea pe dispozitiv crescând. Creșterea tensiunii este însă foarte lentă, așa că putem considera că ea rămâne practic constantă. Această valoare este **tensiunea reziduală** în starea amorsată.

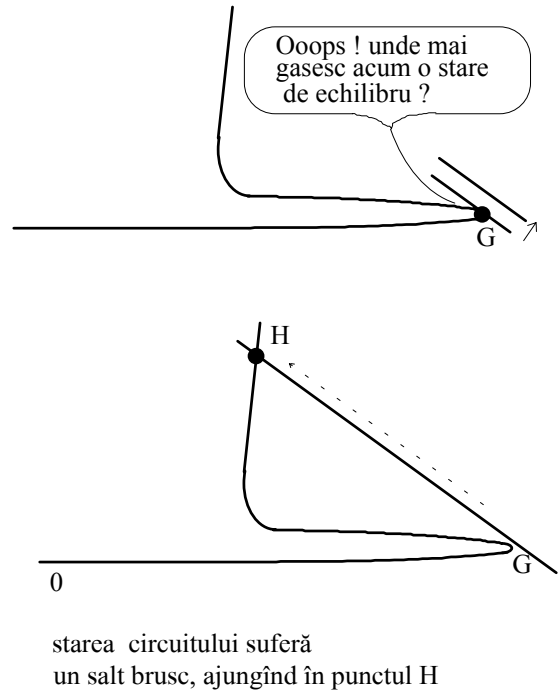


Fig. 6.6. Comutarea din starea blocată în starea de conducție (amorsarea).

Să efectuăm acum experimentul în sens invers, micșorând continuu și lent tensiunea E . Începând cu poziția (v) a drepte de sarcină avem din nou trei soluții, dintre care numai două sunt stări de echilibru stabil. Numai că, acum, punctul de funcționare va evolua pe ramura HI, pentru că ea este în continuarea traiectoriei inițiale. Când dreapta de sarcină coboară sub poziția (iii), soluția redevine unică și circuitul trece brusc din starea I în starea C. Curentul scade brusc în timp ce tensiunea are un salt pozitiv; din nou raportul $\Delta U / \Delta I$ este negativ, trădând rezistența dinamică negativă a dispozitivului.

Acest salt a produs blocarea **dipolului**. Deoarece înainte de blocare caracteristica este aproape verticală, tensiunea modificându-se puțin, trebuie să identificăm punctul unde are loc blocarea prin valoarea curentului. Astfel, dipolul se blochează dacă intensitatea curentului coboară și atinge o limită numită **curent minim de menținere**, sau, mai simplu, curent de menținere (**holding current** în limba engleză). Curentul de menținere este aproximativ egal cu intensitatea la care are loc a doua întoarcere a caracteristicii (minim local pentru tensiune). În concluzie,

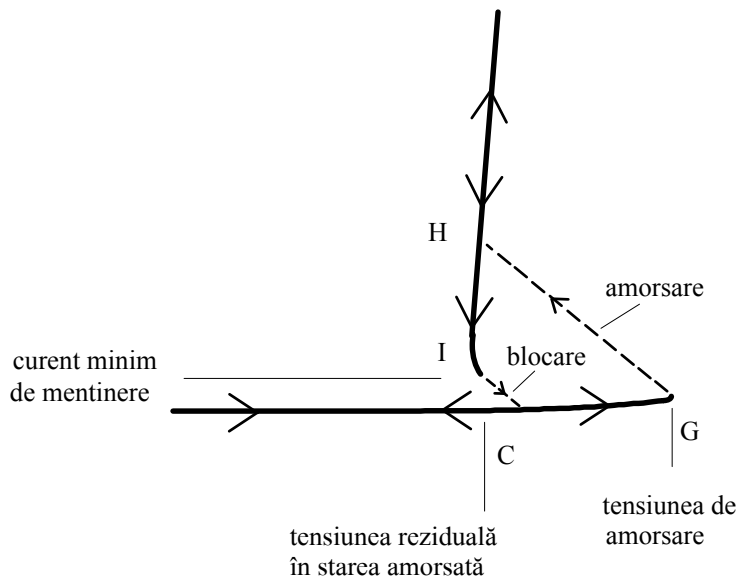


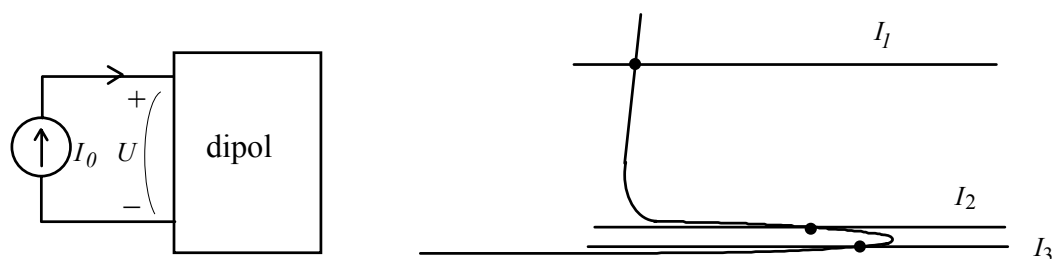
Fig. 6.7. Evoluția cu histerezis a punctului de funcționare.

pentru a bloca dispozitivul, curentul trebuie coborât sub curentul minim de menținere.

Să recapitulăm (Fig. 6.7). Crescând și apoi scăzând tensiunea E a sursei, am deplasat lent punctul de funcționare pe caracteristică, putând măsura coordonatele, adică am trasat experimental caracteristica. Există, însă, o porțiune a caracteristicii care a fost inaccesibilă, aceea dintre punctele G și I, puncte unde dreapta de sarcină este tangentă la caracteristică. Evitarea porțiunii inaccesibile se face prin două salturi bruște; descrierea caracteristicii se face pe un drum la creșterea tensiunii E (între punctele C și G și apoi saltul GH) și pe altul la scăderea tensiunii (între punctele H și I și apoi saltul IC). Datorită acestora, descrierea caracteristicii a fost făcută cu histerezis: ramura CG poate fi parcursă numai înainte de amorsare, pe când ramura HI este parcursă numai după amorsare.

1.B. Rezistența dinamică negativă poate produce instabilitate

Putem spera că utilizând o sursă ideală de curent și dreapta de sarcină devenind orizontală, ca în Fig. 6.8, am putea vizualiza întreaga caracteristică, pentru că vom avea peste tot soluție unică.



prin utilizarea unei surse ideale de
curent obținem întodeauna soluție unică

Fig. 6.8. Încercarea de a trasa caracteristica prin utilizarea unei surse de curent.

Realitatea este însă necruțătoare: între capetele dipolului există întodeauna o capacitate parazită și starea circuitului este instabilă. Astfel, producerea de oscilații este una din aplicațiile frecvente ale dispozitivelor cu rezistență dinamică negativă.

Să vedem de ce este circuitul instabil. Pentru ca circuitul să fie într-o stare de echilibru, tensiunea pe condensator (Fig. 6.9) trebuie să fie constantă, deci curentul prin el trebuie să fie nul. Deoarece intensitatea curentului este egală cu viteza de variație a sarcinii $I_C = dQ/dt$ iar capacitatea este, prin definiție, $C = Q/U$, curentul prin condensator este legat de tensiune prin relația

$$I_C = C \cdot \frac{dU}{dt}. \quad (6.1)$$

La echilibru tensiunea nu mai variază, I_C trebuie să fie zero, ceea ce înseamnă că intensitatea curentului prin dipol este **perfect egală** cu cea furnizată de sursa de curent $I = I_0$, ca în Fig. 6.9 a).

Presupunem că am atins această stare undeva pe o porțiune cu rezistență dinamică pozitivă. Apoi, datorită unor fluctuații, sarcina de pe condensator crește cu cantitatea ΔQ , foarte mică. Din acest motiv, tensiunea pe condensator crește cu ΔU ($\Delta U \ll U$) și modifică punctul de funcționare, ca în desenul b). Cum **rezistența dinamică a dipolului este pozitivă** în acest punct, are loc o creștere a curentului prin dipol, curentul suplimentar descarcînd condensatorul și eliminînd sarcina apărută în exces. Pe măsură ce tensiunea U scade, scade și curentul prin dipol, restabilindu-se din nou echilibrul $I = I_0$.

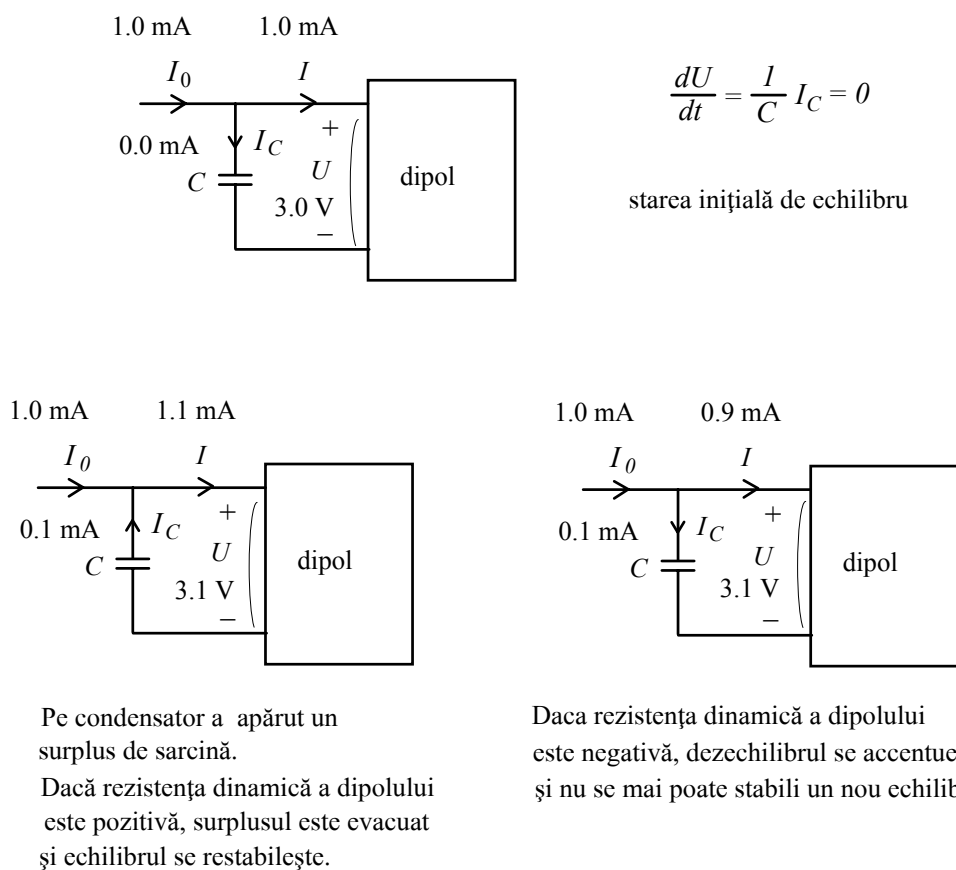


Fig. 6.9. Rezistența dinamică negativă produce instabilitate.

Dacă, însă, am fi fost inițial pe porțiunea cu **rezistență dinamică negativă**, ca în desenul c) al figurii, încărcarea suplimentară a condensatorului ar fi provocat **micșorarea** curentului I prin dipol; astfel, în loc ca sarcina apărută suplimentar să fie eliminată, abaterea de la echilibru ar fi fost accentuată prin încărcarea în continuare a condensatorului. În regiunea cu rezistență dinamică negativă este, astfel, imposibilă atingerea unui nou punct de echilibru. Rezultatul imediat este părăsirea porțiunii de rezistență dinamică negativă prin **blocarea** dipolului și continuarea încărcării cu viteză constantă a condensatorului. Vom vedea mai târziu, la studiul tranzistorului unijoncțiune, că încărcarea nu continuă la nesfârșit, circuitul începând să oscileze ciclic.

Problemă rezolvată

Un dispozitiv ce are caracteristica din Fig. 6.10 a) este legat într-un circuit, ca în desenul b) al acelei figuri. Tensiunea sursei nu este menținută constantă ci evoluează, avînd forma de undă din desenul c). Determinați evoluția în timp a tensiunii pe dispozitiv și a curentului.

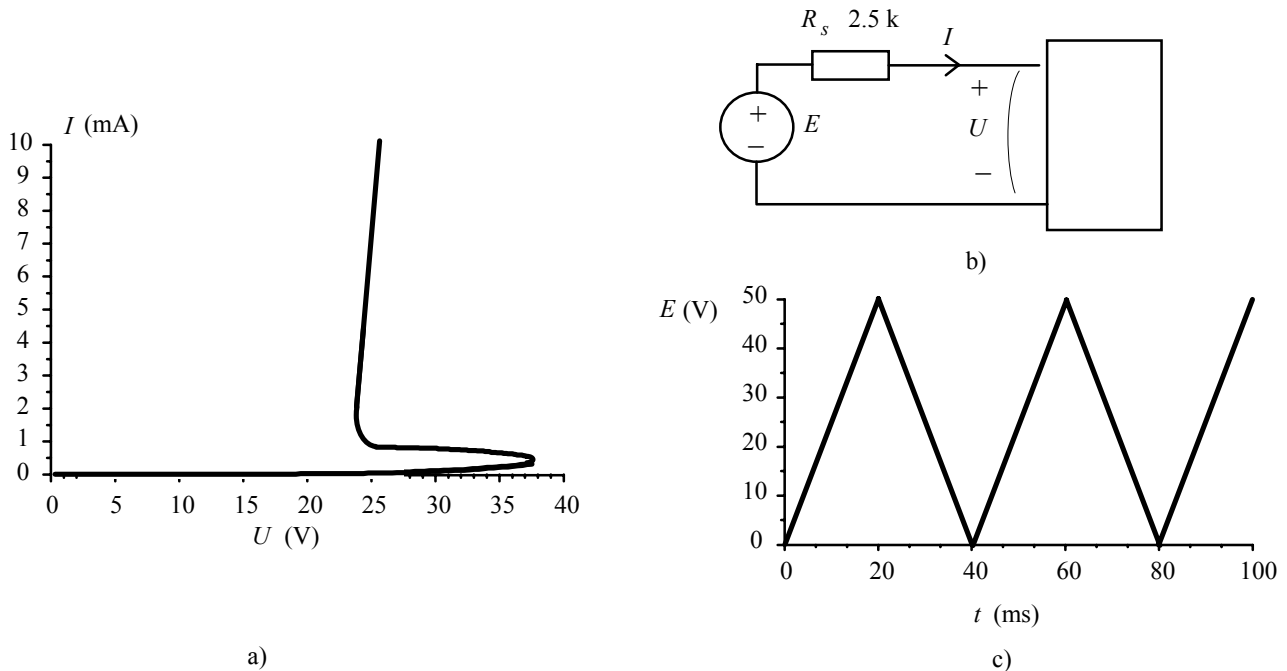


Fig. 6.10.

Rezolvare

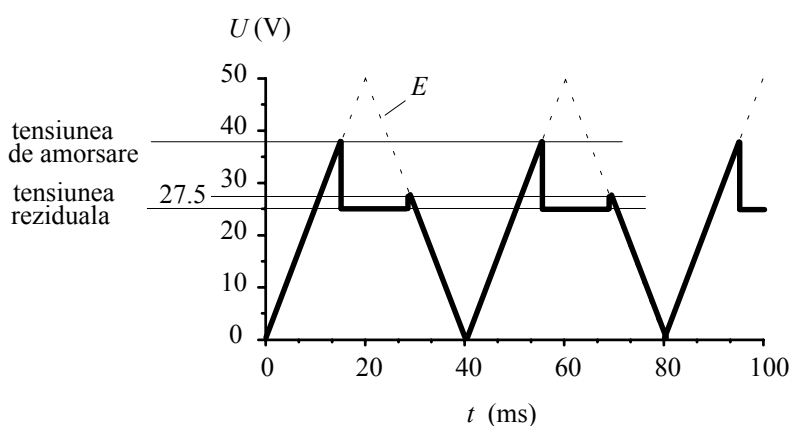
Inițial tensiunea sursei este nulă, deci dispozitivul este blocat. Tensiunea E crește liniar, cu o viteză de $50 \text{ V}/20 \text{ ms} = 2.5 \text{ V/ms}$ și cît timp aceasta nu ajunge la tensiunea de amorsare, dispozitivul rămîne blocat. În stare de blocare $I = 0$, căderea de tensiune pe rezistență e nulă și, deci, $U(t) = E(t)$, așa cum se vede în Fig. 6.11 a), unde am desenat cu linie punctată evoluția lui E . Pentru a afla cît durează această situație, trebuie să estimăm din caracteristică tensiunea de amorsare. Aceasta este de 38 V și sursei E îi trebuie $\frac{38 \text{ V}}{2.5 \text{ V/ms}} = 15.2 \text{ ms}$ ca să ajungă la ea. În concluzie starea de blocare durează primele 15.2 ms.

La atingerea tensiunii de amorsare are loc saltul specific dispozitivelor cu rezistență dinamică negativă și valoarea tensiunii U pe dispozitiv se prăbușește brusc la valoarea tensiunii reziduale, pe care o citim din grafic: aproximativ 25 V. În consecință, la $t = 15.2 \text{ ms}$, curentul crește brusc de la zero la $\frac{38 \text{ V} - 25 \text{ V}}{2.5 \text{ k}\Omega} = 5.2 \text{ mA}$, după cum se vede în graficul din Fig. 6.11 b). În continuare, atîta timp cît dispozitivul rămîne amorsat, tensiunea pe el va fi practic 25 V iar curentul va evolua conform ecuației

$$I(t) = \frac{E(t) - 25 \text{ V}}{2.5 \text{ k}\Omega};$$

cum variația lui E este liniară, liniară va fi și evoluția curentului. El va atinge valoarea maximă odată cu tensiunea E , ajungând acolo la $(50 \text{ V} - 25 \text{ V}) / 2.5 \text{ k}\Omega = 10 \text{ mA}$. Cât timp va rămâne dispozitivul în starea amorsată? Dacă am uitat, ne întoarcem pe pagina anterioară și aflăm că valoarea curentului trebuie să scadă pînă la valoarea minimă de menținere. Din caracteristică, aceasta rezultă a fi la 1 mA . Introducem în expresia curentului și găsim tensiunea E

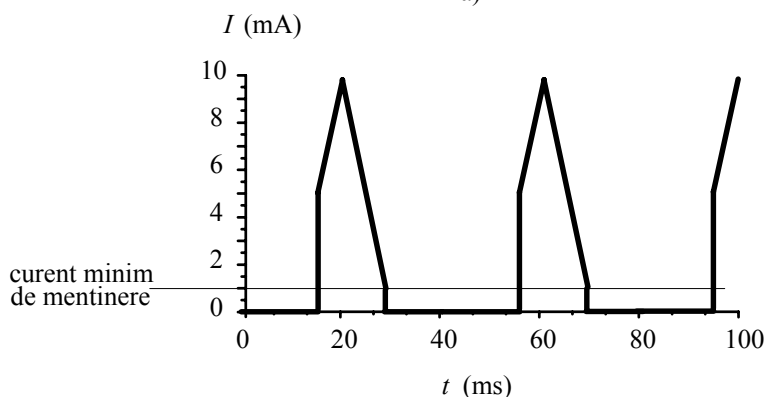
$$1 \text{ mA} = \frac{E(t) - 25 \text{ V}}{2.5 \text{ k}\Omega} \Rightarrow E = 25 \text{ V} + 2.5 \text{ V} = 27.5 \text{ V}.$$



a)



c)



b)

Fig. 6.11.

Ca să coboare de la valoarea maximă de 50 V pînă la această valoare, trebuie să treacă un timp de $\frac{50 \text{ V} - 27.5 \text{ V}}{2.5 \text{ V/ms}} = \frac{22.5 \text{ V}}{2.5 \text{ V/ms}} = 9 \text{ ms}$. La momentul $(20 + 9) \text{ ms} = 29 \text{ ms}$, dispozitivul se blochează:

curentul sare brusc la zero iar tensiunea pe dispozitiv se schimbă de la valoarea reziduală de 25 V la valoarea lui E din acel moment, adică la 27.5 V . În continuare, dispozitivul fiind blocat, curentul este nul iar tensiunea U este identică cu E . Cum forma de undă a sursei de tensiune este periodică, la momentul $t = 40 \text{ ms}$ ciclul se reia.

Dacă suntem exagerat de scrupuloși putem ține seama că, după amorsare, tensiunea pe dispozitiv crește puțin la creșterea curentului, fiind de 26 V la curentul de 10 mA . Putem corecta, astfel, evoluția tensiunii U , ca în desenul c) al figurii.

Probleme propuse

P 6.1.1. Un dispozitiv cu rezistență dinamică negativă are o caracteristică de forma celei din Fig. 6.12. Tensiunea de amorsare este de 25 V, tensiunea reziduală în starea amorsată este de 15 V iar curentul minim de menținere are valoarea de 0.2 mA. Dispozitivul este polarizat cu o sursă de tensiune de 20 V legată în serie cu o rezistență de 5 k Ω . Unde se găsește punctul de funcționare al circuitului, și care este starea sa (amorsată sau blocată) ?

P 6.1.2. Tensiunea sursei este crescută la 30 V. Estimați unde se va găsi noul punct de funcționare și în ce stare se găsește circuitul.

P 6.1.3. Cu aceeași tensiune a sursei de 30 V, rezistența externă este crescută la valoarea 150 k Ω . În ce stare se va găsi circuitul ?

P 6.1.4. Un bec cu neon pentru semnalizarea funcționării unui fier de călcat are tensiunea reziduală în stare amorsată de 100 V și, pentru a fi vizibil, are nevoie de un curent de aproximativ 0.3 mA. Ce rezistență trebuie montată în serie cu becul, pentru a asigura acest regim de funcționare când circuitul este alimentat la rețea ?

P 6.1.5. Cum trebuie să fie tensiunea de amorsare a becului din problema precedentă, pentru a nu avea nevoie de dispozitive speciale pentru aprindere (tuburile fluorescente au).

P 6.1.6. Și acum, o întrebare mai delicată. În stare amorsată, printr-un tub fluorescent utilizat la iluminare, curentul este alternativ și trece de două ori într-o perioadă prin valoarea nulă. În consecință, tubul ar trebui să se blocheze și să aibă nevoie să fie amorsat din nou la fiecare semiperioadă. Știți bine că nu aceasta este situația, amorsarea se face numai la pornirea tubului. Ce semnificație are, pentru tub, caracteristica statică ?

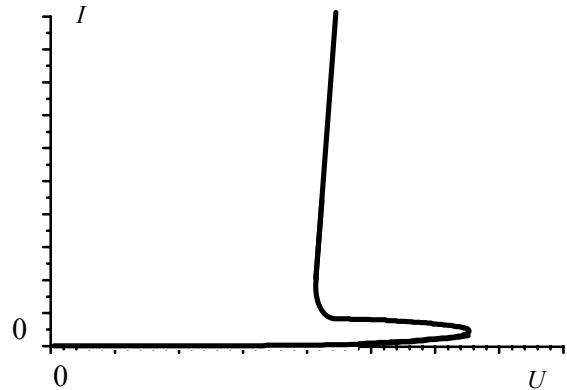


Fig. 6.12.

6.2. Tranzistorul unijoncțiune

2.B. Cum apare rezistența dinamică negativă

Păstrînd tensiunea V_{BB} constantă, să investigăm caracteristica de intrare I_E în funcție de potențialul V_E (Fig 6.14). Atît timp cît $V_E \leq V'$, joncțiunea este blocată și prin ea curentul este practic nul. De fapt, curentul de emitor nu este chiar zero ci are valori de ordinul zecilor de nA, ca la orice diodă cu siliciu polarizată invers. Evoluția acestuia poate fi observată pe detaliul din aceeași figură. Pentru ca joncțiunea să se deschidă este nevoie ca potențialul V_E să fie cu aproximativ 0.6 V mai ridicat decît $V' = \eta V_{BB}$.

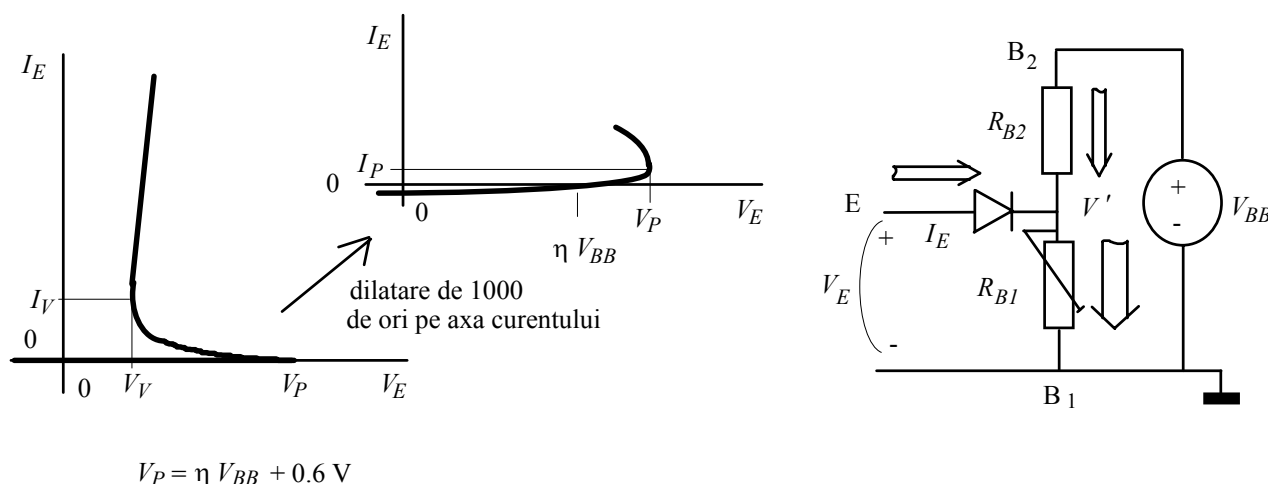


Fig. 6.14. Caracteristica de intrare a tranzistorului unijoncțiune.

În momentul în care joncțiunea începe să se deschidă ($V_E \cong \eta V_{BB} + 0.6 \text{ V}$) un curent de goluri (purători de sarcină pozitivi) este injectat în bară prin contactul emitorului. Curentul electric se întoarce la masă prin contactul B_1 , pe unde sosesc electroni ce neutralizează golurile. Scriind bilanțul curenților

$$I_E + \frac{V_{BB} - V'}{R_{B2}} = \frac{V'}{R_{B1}} \quad (6.3)$$

obținem evoluția potențialului intern V'

$$V' = \frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{BB} + I_E \frac{R_{B1} R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}}. \quad (6.4)$$

Dacă R_{B1} și R_{B2} ar fi fost **rezistoare**, rezistențele lor nu s-ar fi modificat datorită creșterii curentului I_E ; astfel, primul termen al sumei din relația anterioară ar fi rămas constant iar al doilea ar fi crescut. În consecință, V' ar fi crescut la creșterea lui I_E și, cum $V_E \cong V' + 0.6 \text{ V}$ (tensiunea pe joncțiunea deschisă crește extrem de puțin), împreună cu el ar fi crescut și potențialul emitorului.

În cazul tranzistorului unijoncțiune însă, lucrurile se întîmplă cu totul altfel. Apariția în porțiunea inferioară a barei de siliciu a unor purtători suplimentari determină **scăderea semnificativă a rezistenței** R_{B1} , deoarece concentrația inițială de purtători liberi nu era prea mare. În consecință, raportul $\frac{R_{B1}}{R_{B1} + R_{B2}}$

se micșorează. Scăderea acestui raport este atât de accentuată încât, deși I_E crește, ambii termeni ai relației (6.3) scad, ducând la scăderea lui V' . Astfel, tensiunea pe joncțiune $V_E - V'$ crește și mai mult ducând în continuare la creșterea curentului de emitor ș.a.m.d.. Acesta este un fenomen de **reacție pozitivă**, în care efectul (creșterea lui I_E) accentuează cauza care l-a produs (deschiderea diodei). Deși tensiunea pe joncțiune crește cu câteva zecimi de volt, datorită prăbușirii potențialului intern V' **tensiunea emitorului V_E scade puternic la creșterea curentului de emitor.**

Avem de-a face aici cu un efect cu importanță excepțională în viața de fiecare zi și atât de utilizat în electronică încât îi vom dedica două capitole speciale: este **reacția (feed-back** în limba engleză). O consecință (creșterea curentului prin rezistența R_{B1}) acționează asupra cauzei care a produs-o (deschiderea joncțiunii datorată creșterii diferenței de potențial $V_E - V'$). Aceasta se întâmplă deoarece creșterea curentului provoacă ea însăși scăderea rezistenței R_{B1} prin care trece, așa cum se poate observa în echivalentul hidraulic din Fig. 6.15.

Nu este prima dată când întâlniți reacția, ea era o prezență tăcută în majoritatea sistemelor fizice pe care le-ați studiat. Deplasarea punctului material pe fundul gropii de potențial din Fig. 6.16 a) conduce la apariția unei forțe ce produce o accelerație care, în timp, determină o deplasare a punctului material în sens invers deplasării inițiale. Spunem că reacția este **negativă**, ea avînd tendința să diminueze orice modificare a stării.

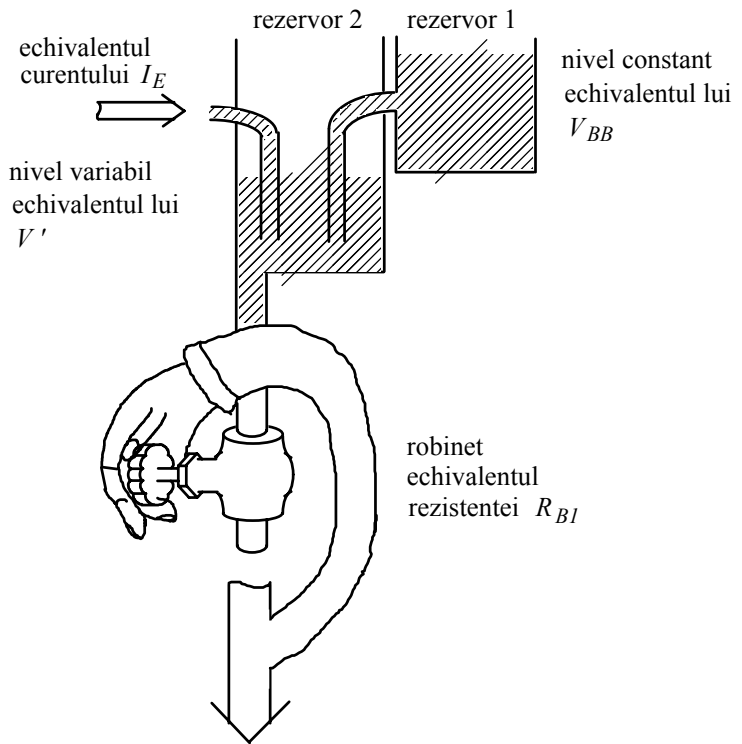


Fig. 6.15. Reacția pozitivă responsabilă de apariția rezistenței dinamice negative: debitul deschide el însuși robinetul prin care trece.

Reacția negativă este responsabilă pentru caracterul stabil al echilibrului.

Ori de câte ori scriem ecuații pentru regimul de curent continuu (un regim de echilibru dinamic stabil), nu facem decît să exprimăm mai sintetic niște proprietăți ale unei mulțimi de stări; reacția negativă determină însă, de fiecare dată, ca circuitul să rămînă stabil în fiecare din aceste stări. Caracteristica statică ascunde, deci, în spatele ei, efortul depus de reacția negativă. Chiar în cazul banal al divizorului rezistiv, dacă scriem ecuațiile circuitului și le reprezentăm prin blocuri (desenul b al figurii), reacția negativă este evidentă: creșterea curentului determină creșterea potențialului V_A care, la rîndul ei, prin legea lui Ohm pe rezistența R_1 , provoacă scăderea curentului.

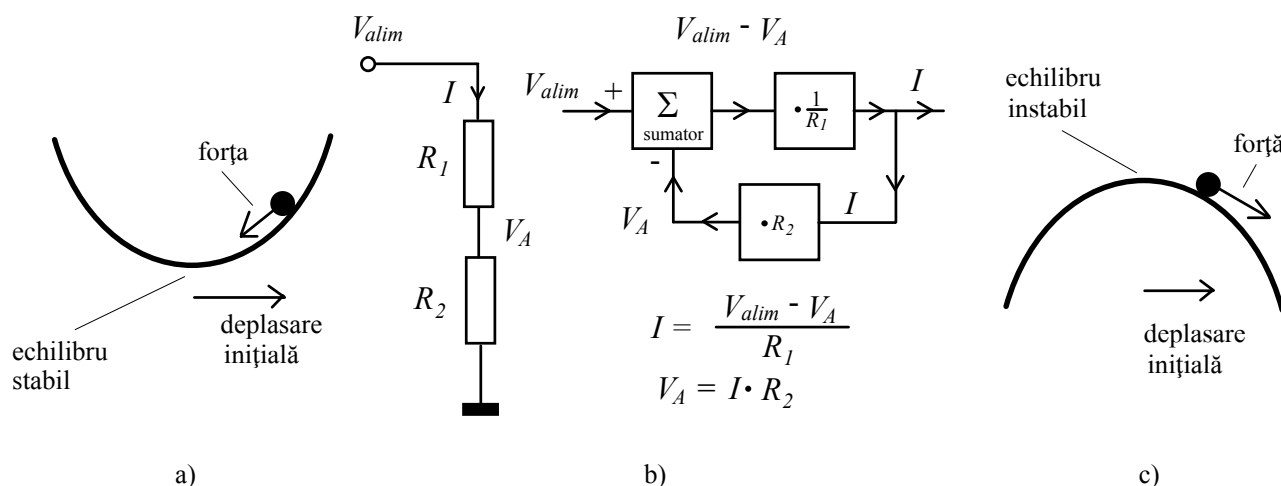


Fig. 6.16. Reacția negativă produce stabilitatea echilibrului (a și b), pe când reacția pozitivă determină instabilitatea acestuia (c).

Observație În schema bloc din desenul b), dreptunghiurile reprezintă diferite operații matematice (sumare, înmulțire cu constante, etc) pe când liniile cu săgeți simbolizează modul în care mărimile de stare ale circuitului sunt prelucrate de aceste operații. Este, de fapt, o reprezentare grafică a sistemului de două ecuații scris mai jos. Nu confundați acest tip de scheme bloc cu schemele circuitelor unde liniile reprezintă conductoarele de legătură prin care circulă curenți electrici.

Spre deosebire de această situație, în cazul sistemului din Fig.6.16 c) forța care apare ca urmare a deplasării produce, la rândul ei, o deplasare în același sens, accentuând deplasarea inițială. Reacția este **pozitivă** și sistemul nu se mai întoarce spre poziția de echilibru. Dacă exista un punct de echilibru, acela era instabil și la o fluctuație, oricât de mică, reacția pozitivă îndepărtează rapid sistemul de acea stare, fără posibilitatea atingerii unui nou echilibru.

Deși simplu, exemplul din Fig.6.16 c) este unul atipic. În general, pentru a provoca instabilitatea sistemului gradul de reacție pozitivă trebuie să depășească o anumită valoare critică (vom defini riguros gradul de reacție în alt capitol, aici este suficient să știm că reacțiile pot fi mai slabe sau mai intense).

Dacă reacția pozitivă depășește un anumit grad critic, ea provoacă instabilitatea sistemului.

Înțelegem acum de ce porțiunea de caracteristică cu rezistență dinamică negativă nu putea fi investigată experimental: strict vorbind, ea nici nu există, reacția pozitivă face întregul circuit instabil și în absența unei stări de echilibru nu putem vorbi de un punct static de funcționare.

Să revenim la caracteristica tranzistorului unijoncțiune. Scăderea potențialului emitorului la creșterea curentului de emitor, reprezentată prin porțiunea de pantă negativă, nu continuă la nesfârșit deoarece la curenți I_E mai mari concentrația de purtători injectați ajunge atât de mare încât devin dominante alte procese care scurtează durata lor de viață. Astfel, R_{B1} scade din ce în ce mai lent și, datorită creșterii lui I_E , creșterea termenului al doilea al relației (6.3) începe să domine scăderea lentă a primului termen. De la o anumită valoare a lui I_E , potențialul V' și, corespunzător, potențialul emitorului, încep din nou să crească. Reacția a devenit din nou negativă și regiunea cu rezistență dinamică negativă s-a încheiat.

Textele care au descris primele tranzistoare unijoncțiune realizate obișnuiau să deseneze caracteristica de intrare în coordonate $V_E = f(I_E)$, ca în Fig. 6.16. În acest mod, punctul în care tensiunea avea un maxim apărea ca un "vîrf" (peak în lb. engleză) iar cel în care tensiunea avea un minim apărea ca o "vale" (valley în lb. engleză). Aceste puncte sunt extrem de importante pentru că delimitează regiunea cu rezistența

dinamică negativă, iar coordonatele lor sunt date în foile de catalog și sunt esențiale în proiectarea aplicațiilor. Cum în limba română cuvântul vîrf începe cu aceeași literă ca și vale, vom utiliza, ca peste tot în știință, **termenul de jargon "pic"**.

Deși azi se lucrează cel mai frecvent în coordonatele $I_E = f(V_E)$, denumirile de pic și vale s-au păstrat și sunt utilizate sistematic atunci cînd este vorba despre tranzistoare unijoncțiune. Curenții de pic sunt de ordinul a zece microamperi, pe cînd cei de vale sunt de aproape 1000 de ori mai mari, de ordinul a zece miliamperi. Tensiunea de vale depinde slab de valoarea tensiunii interbază V_{BB} și este în domeniul 1-3 V.

Comparînd caracteristica TUJ din Fig. 6.14 cu caracteristica considerată la secțiunea 6.1 pentru un dipol oarecare cu rezistență dinamică negativă, constatăm că au aceeași formă. Tensiunea de amorsare se numește la TUJ tensiune de vîrf, tensiunea reziduală este practic tensiunea de vale iar curentul minim de menținere este curentul de vale. Poate că e bine să ne construim un "dicționar", ca în Tabelul 6.1.

Tabelul 6.1
Termeni utilizați la TUJ

Termeni generali pentru dispozitive cu rezistență dinamică negativă	Termeni utilizați la TUJ
tensiune de amorsare	tensiune de vîrf (pic)
tensiune reziduală	tensiune de vale
curent minim de menținere	curent de vale

Merită să comentăm o caricatură, prezentată de aproape toate textele introductive despre TUJ, drept caracteristica sa statică (Fig. 6.17). În primul rînd, pe axe nu sunt trecute gradațiile: scalele nu sunt de nici un tip, nici liniare, nici logaritmice (pe o scală logaritmică nu poate apărea valoarea zero pentru simplul motiv că $\log(0) = -\infty$). De aceea, curentul de pic apare doar de cîteva ori mai mic decît cel de vale. De unde vine acest desen, reprodus cu o consecvență demnă de cauze mai bune ? Este **schița calitativă** prezentată în prima pagină a foilor de catalog **pentru definirea** punctelor de pic și vale. Și cum autorii respectivi nu s-au aventurat dincolo de prima pagină (și, bineînțeles, nici să măsoare sau să utilizeze un astfel de tranzistor) ...

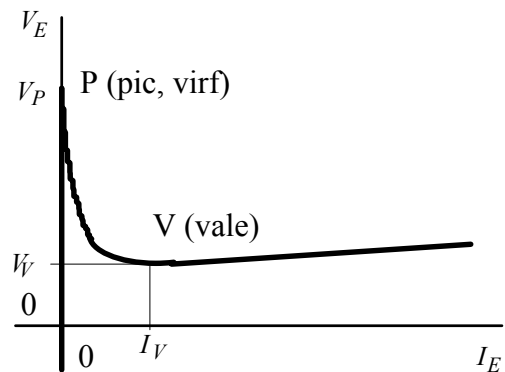


Fig. 6.16. Aceeași caracteristică de intrare a tranzistorului unijoncțiune, desenată cu tensiunea în funcție de curent.

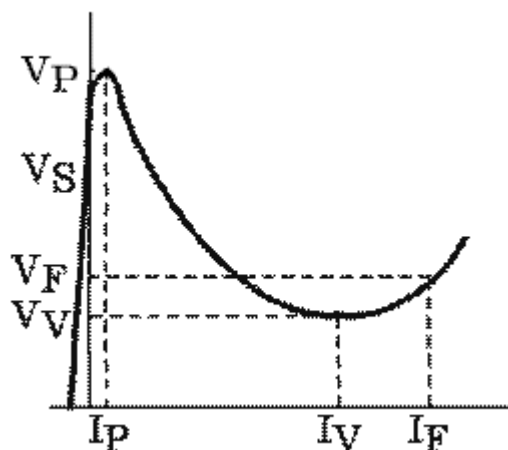


Fig. 6.17.

2.D. Cîte joncțiuni are tranzistorul unijoncțiune programabil

Odată cu trecerea la construirea sa din siliciu, în anul 1956, tranzistorul unijoncțiune devine un dispozitiv consacrat, folosit pe scară largă în proiectare. Raportul de divizare η , ca și curenții de pic și de vale, nu puteau fi însă modificați în aplicații, fapt resimțit negativ de proiectanți. Din acest motiv, în 1967, acestora li se oferă un nou dispozitiv, cu aceeași comportare, dar la care raportul de divizare putea fi programat extern prin raportul a două rezistențe. De asemenea, tot prin valorile acestor rezistențe era posibilă modificarea curenților de pic și de vale și cum denumirea de tranzistor **unijoncțiune** se încetățenise, noul dispozitiv a primit numele de **tranzistor unijoncțiune programabil**.

Electronica este o disciplină extrem de pragmatică: pentru proiectanți și utilizatori structura reală a dispozitivului este puțin relevantă. De fapt, tranzistorul unijoncțiune programabil conține patru straturi de tip p și de tip n , alternate, între care se formează **trei joncțiuni**. Simbolul său este cel din Fig. 6.21, unde am desenat și rezistențele care programează raportul de divizare. Tranzistorul unijoncțiune programabil este similar ca structură unui alt dispozitiv, tiristorul, pe care îl vom aborda mai târziu. Din acest motiv, și terminalele sale sunt denumite identic cu cele de la tiristor: **anod**, **catod** și **poartă** (**gate** în limba engleză).

Structura fizică internă a tranzistorului unijoncțiune programabil este echivalentă cu două tranzistoare bipolare complementare, montate ca în Fig. 6.22. De multe ori, în locul tranzistorului unijoncțiune programabil, chiar se utilizează un asemenea circuit, numit **tranzistor unijoncțiune simulat**.

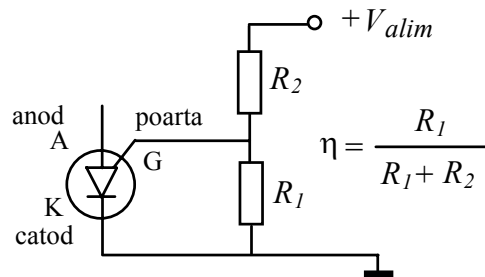


Fig. 6.21. Tranzistorul unijoncțiune programabil.

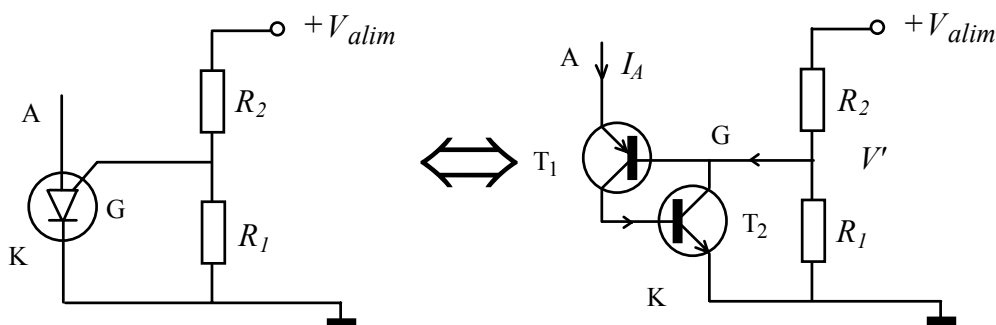


Fig. 6.22. Simularea tranzistorului unijoncțiune cu două tranzistoare bipolare complementare.

Atîta timp cît potențialul în anod (emitorul lui T_1) este mai mic decît $\eta V_{alim} + 0.5 \text{ V}$, ambele tranzistoare sunt blocate și divizorul rezistiv este neîncărcat. La depășirea acestei valori, tranzistorul T_1 începe să se deschidă, curentul său de colector este amplificat de β_2 ori de către tranzistorul T_2 și această valoare este absorbită din punctul median al divizorului. În consecință, potențialul V' coboară și tranzistorul T_1 se deschide și mai mult. Notînd cu R_{div} rezistența echivalentă a divizorului, putem scrie pentru variații următoarele relații

$$\begin{aligned} \Delta V' &= -R_{div} \Delta I_{C2} \\ \Delta I_{C2} &= \beta_2 \Delta I_{C1} \\ \Delta I_{C1} &= g_{m1} (\Delta V_A - \Delta V') \end{aligned} \quad (6.12)$$

care pot fi reprezentate prin schema bloc din Fig. 6.23. Recunoaștem aici caracterul pozitiv al reacției, deoarece pe buclă variațiile sunt înmulțite de două ori cu -1, la înmulțirea cu $-R_{div}$ și la sumator.

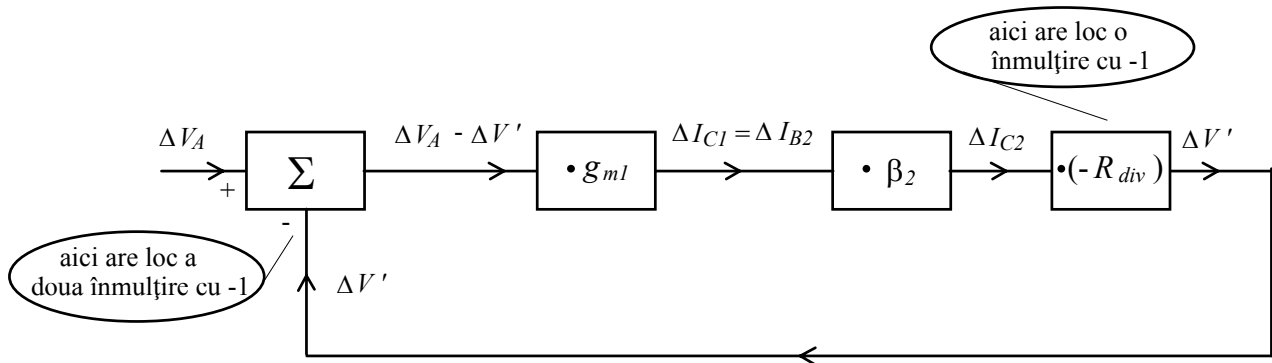


Fig. 6.23. Schema bloc (operațională) pentru tranzistorul unijonțiune simulat.

Deoarece curentul de intrare în nodul A este curentul de emitor al primului tranzistor (aproximativ egal cu cel de colector), din sistemul anterior de ecuații putem calcula rezistența dinamică de intrare

$$\frac{\Delta V_A}{\Delta I_A} = \frac{1 - g_{m1}\beta_2 R_{div}}{g_{m1}}. \quad (6.13)$$

Așa cum am văzut sistemul este unul cu reacție pozitivă. Deoarece factorul $g_{m1}\beta_2 R_{div}$ nu schimbă semnul, reacția este pozitivă todeauna; totuși, relația precedentă arată că **semnul rezistenței dinamice este determinat de mărimea gradului de reacție**, existînd un prag la $g_{m1}\beta_2 R_{div} = 1$.

Factorul β este mic la curenți de colector foarte mici; în plus, transconductanța primului tranzistor este proporțională cu valoarea curentului de intrare $g_{m1} = I_A / 25 \text{ mV}$. Astfel, la deschiderea incipientă a tranzistoarelor, produsul $g_{m1}\beta_2 R_{div}$ este subunitar și **rezistența dinamică este pozitivă**.

La creșterea curentului, produsul crește și, la o anumită valoare, **rezistența dinamică schimbă semnul devenind negativă**. Aici este punctul de vîrf de pe caracteristică; curentul său poate fi estimat din condiția $g_{m1}\beta_2 R_{div} = \frac{I_P}{25 \text{ mV}} \beta_2 R_{div} = 1$ ca

$$I_P = \frac{25 \text{ mV}}{\beta_2 R_{div}}; \quad (6.15)$$

în această relație trebuie să utilizăm valoarea factorului de amplificare β_2 de la curenți foarte mici. În regiunea activă a tranzistoarelor, factorul $g_{m1}\beta_2 R_{div}$ este mult supraunitar și rezistența dinamică este negativă.

Creșterea în continuare a curenților aduce, însă, tranzistorul T_2 în saturație unde curentul de bază nu mai controlează pe cel de emitor. În consecință, relația $I_{C2} = \beta_2 I_{B2}$ nu se mai respectă și raportul $\Delta I_{C2} / \Delta I_{B2}$ devine aproape nul. Astfel, produsul $g_{m1}\beta_2 R_{div}$ ajunge mult mai mic decât unitatea, iar **rezistența dinamică devine din nou pozitivă**. În acest regim, intrarea în nodul A se comportă practic ca o diodă.

Putem estima, astfel, și coordonatele punctului de vale. Tensiunea sa este de 0.8 V (tensiunea de deschidere a tranzistorului 1 plus tensiunea colector-emitor de saturație a tranzistorului 2. La saturație,

tranzistorul 2 scurtcircuitează practic rezistența R_1 , astfel că valoarea curentului de saturație este aproximativ $I_{C2sat} = V_{\text{alim}}/R_2$. Ajungem, deci, la valoarea curentului de vale

$$I_V \cong V_{\text{alim}}/(\beta R_2). \quad (6.16)$$

Problemă rezolvată

Utilizînd un tranzistor unijonctiune cu $V_{BB\max} = 35\text{ V}$; $\eta = 0.5$; $I_P = 12\mu\text{A}$; $I_V = 8\text{ mA}$, să se proiecteze un oscilator de relaxare cu rezistor, care să oscileze pe frecvența de 10 kHz. Desenăm, mai întâi schema circuitului, ca în Fig. 6.26.

Rezolvare

1. Alegem tensiunea de alimentare a circuitului $V_{BB} = 12\text{ V}$. De aici rezultă imediat tensiunea de pic de aproximativ 6 V (nu are rost să lucrăm prea precis, nici raportul η nu este același la fiecare exemplar ci între 0.47 și 0.62).

2. Calculăm intervalul de valori ale rezistenței:

$$R_{\min} = \frac{12\text{ V}}{8\text{ mA}} = 1.5\text{ k}\Omega \text{ și } R_{\max} = \frac{6\text{ V}}{12\mu\text{A}} = 500\text{ k}\Omega$$

3. Alegem o valoare "sigură" de 20 k Ω și estimăm valoarea condensatorului

$$C = \frac{1}{10^4 \cdot 2 \cdot 10^4 \cdot 1\text{r}2} = 0.72 \cdot 10^{-8} = 7.2\text{ nF}$$

Ne hotărîm la o valoare un pic mai mare, și anume la 10 nF, din considerentele arătate anterior.

4. Calculăm, în final, valoarea rezistenței:

$$R = \frac{1}{10^4 \cdot 10^{-8} \cdot 1\text{r}2} = 1.4 \cdot 10^4 = 14\text{ k}\Omega. \text{ Dacă dorim să obținem o}$$

valoare precisă a frecvenței, realizăm această rezistență dintr-una fixă de 10 k Ω și un potențiomtru semireglabil de 10 k Ω , urmînd ca ajustarea potențiometrului să fie făcută "la cald" în timp ce frecvența de oscilație este monitorizată cu un **frecvențmetru**. Încheiem proiectarea cu desenarea schemei complete, cu valorile componentelor (Fig. 6.27).

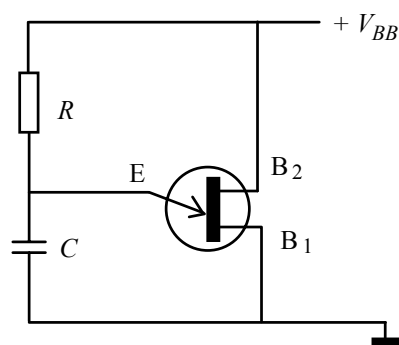


Fig. 6.26.

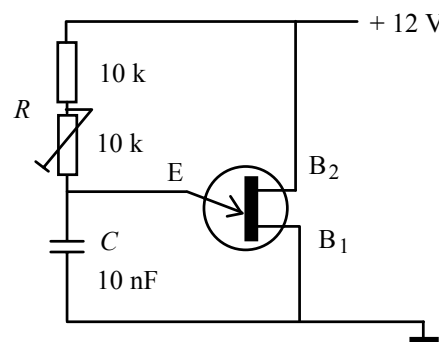


Fig. 6.27.

Probleme propuse

P 6.2.1. Pentru circuitul din Fig. 6.28, determinați :

- curentul I_0 furnizat de sursa de curent realizată cu tranzistorul bipolar T_1 ;
- perioada și frecvența oscilațiilor;
- cum trebuie să aibă tranzistorul unijoncțiune curenții de vîrf și de vale pentru ca circuitul să oscileze ?

P 6.2.2. Oscilatorul de relaxare din Fig. 6.29 este unul **sincronizat** cu rețeaua de alimentare.

- Desenați forma de undă a tensiunii produse de redresorul dublă alternanță **în absența diodei Zener Dz**.
- Determinați acum evoluția potențialului în punctul A în prezența diodei Zener. După cît timp de la trecerea prin zero a tensiunii de la rețea, potențialul punctului A atinge valoarea sa de palier ?
- Calculați perioada de oscilația a oscilatorului de relaxare cînd poziția rezistenței reglabile este stabilită la jumătate..
- Ce puteți spune despre momentul apariției **primului puls** pe rezistența de 100Ω (numărat de la trecerea prin zero a tensiunii rețelei) ?
- Dar dacă în locul diodei Zener am fi montat un condensator de filtrare care ar fi menținut practic constant potențialul nodului A ?

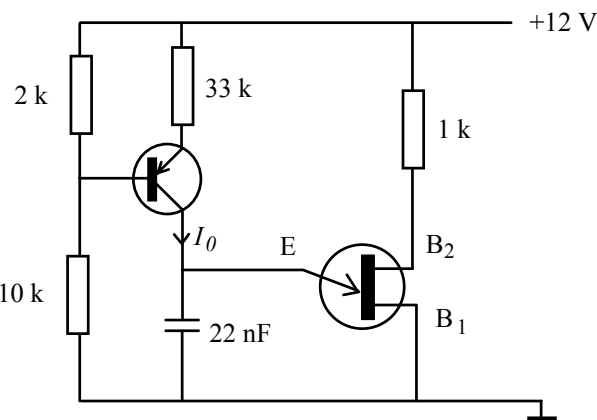


Fig. 6.28.

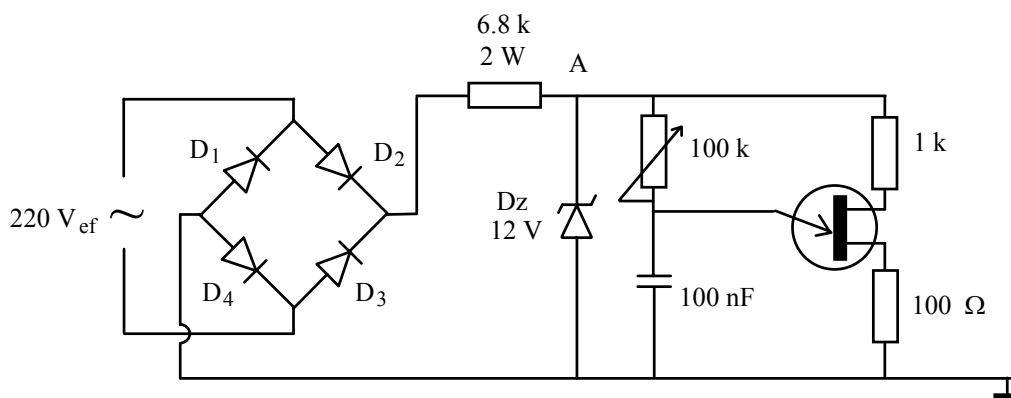


Fig. 6.29. Oscilator de relaxare sincronizat.

P 6.2.3. Circuitul prezentat în Fig. 6.30 este un circuit de temporizare. Rolul lui este ca, la aplicarea tensiunii de alimentare, să producă un puls de comandă, care să apară însă cu o întârziere τ .

- Presupunînd un raport de divizare intrinsec de 0.5, estimați această întârziere.
- Pulsul produs comandă intrarea în conducție a "întrerupătorului" K. Justificați de ce circuitul de temporizare nu a fost alimentat direct la V_{alim} (rezistența de sarcină este de valoare mică).

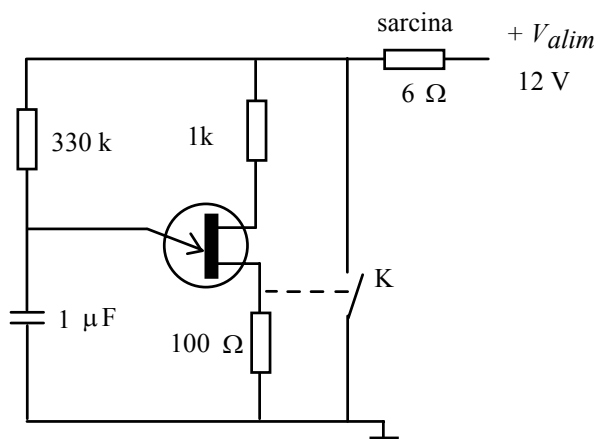


Fig. 6.30. Circuit de temporizare

(Indicație: considerați dioda un scurtcircuit și echivalați Thevenin divizorul rezistiv)

c) În sfîrșit, identificați calea prin care se descarcă condensatorul și calculați timpul cît durează această descărcare. Puteți face egale duratele de încărcare și descărcare ?

P 6.2.4. Circuitul din Fig. 6.31 este cunoscut sub numele de **multivibrator** sau **circuit astabil**. Principiul lui de funcționare nu este diferit de cel al oscilatorului de relaxare: diferă numai calea pe care se descarcă condensatorul.

a) Considerînd că raportul de divizare intrinsec este 0.5 și neglijînd căderea de tensiune pe diodă, calculați ce condiție trebuie să îndeplinească raportul R_2/R_1 pentru ca tranzistorul unijuncțiune să ajungă la amorsare.

b) Neglijînd valoarea tensiunii de vale, calculați timpul din perioadă cît tranzistorul rămîne blocat

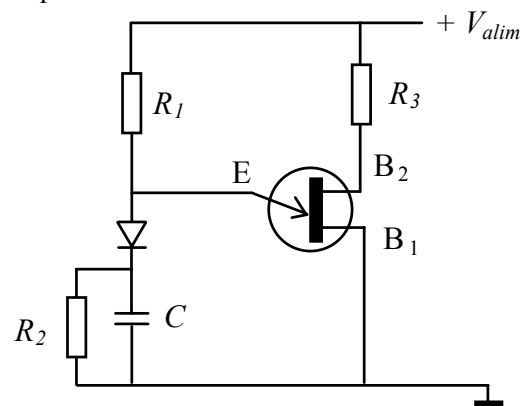


Fig. 6.31. Circuit astabil cu TUJ.

Pagină distractivă

După ce ai citit câteva cărți și manuale străine, ceea ce te uimește când revii la manualele scrise pe la noi este prețiozitatea limbajului, stilul "academic", pareă mai accentuat pe măsură ce vârsta cititorului căruia i se adresează este mai mică. Autorii respectivi nu ar scrie nici în ruptul capului "rezistorul R_2 trage în sus potențialul punctului M" sau "din circuitul integrat este absorbit un curent pe la borna 5". Complicarea inutilă a limbajului încearcă de multe ori să ascundă neștiința autorilor respectivi și conduce la afirmații false, ca să nu spunem aberante. Iată ce ne spun autorii unui manual de liceu¹ despre alimentatoarele electronice

"În practică, montajele electrice și electronice pot fi alimentate și de la surse (alimentatoare) electronice, a căror rezistență internă variază neliniar, deci nu putem aplica legea lui Ohm".

Care va să zică, pentru a putea aplica legea lui Ohm ar trebui ca rezistența internă să varieze liniar. Ne ajunge atât, nici nu ne mai întrebăm în raport cu ce variabilă.

La câteva pagini distanță, autorii își imaginează cum ar sta lucrurile cu adaptarea de impedanță, necesară transferului maxim de putere:

"În circuitele cu curenți de mică intensitate (în radiotehnică, telecomunicații), se spune că rezistența receptorului este adaptată la rezistența generatorului. Această condiție rămâne valabilă și în regim variabil (ai auzit, probabil, că "rezistența în regim variabil" a difuzoarelor sau a boxelor trebuie să fie egală cu cea a amplificatorului, deoarece, în caz contrar, puterea acustică reală este mai mică decât valoarea nominală înscrisă în prospectul amplificatorului de către firma constructoare)."

În ciuda limbajului foarte serios (puterea acustică reală, etc.), realitatea se încapățânează să fie altfel. În radiotehnică și telecomunicații "rezistențele" chiar sunt adaptate (nu numai "se spune" cum afirmă specialiștii noștri) nu pentru că avem "curenți de mică intensitate" ci pentru că **frecvențele sunt mari**, circuitele sunt cu parametri distribuiți iar adaptarea se face cu impedanța caracteristică a liniei de transmisie (a cablului). Cît despre exemplul din audiofrecvență cu egalitatea dintre impedanța difuzorului și cea a amplificatorului, suntem în plin suprarrealism. Puteți oricînd înlocui difuzorul de $8\ \Omega$ cu unul de $4\ \Omega$, puterea obținută va fi mai mare și în consecință vor crește **distorsiunile** și s-ar putea să distrugeți amplificatorul prin supraîncălzire. Nici vorbă de egalitatea impedanțelor, aceea a amplificatorului este mult mai mică.

Știm că prin consumatoare curentul circulă de la potențial ridicat la potențial coborît, pe cînd în generatoare curentul trece de la potențial coborît la potențial ridicat; putem să ținem minte ușor acest lucru prin analogie cu sistemele hidraulice. Iată cît de complicat apare aceasta în manualul citat mai sus:

"Tensiunea la borne (de la potențialul mai mare către potențialul mai mic) are același sens ca și intensitatea curentului prin dipolii pasivi (prin rezistorul R , de exemplu) și sens opus prin dipolii generatori, activi". Nu putem da vina numai pe autorii respectivi, aproape în toate textele de electrocinetică de pe la noi se definește un sens pentru tensiunea electrică în loc să se spună simplu că, de exemplu, potențialul punctului M este mai ridicat decît al punctului N. Se desenează, astfel, tot felul de săgeți, inclusiv pe sursele de tensiune, în loc să se scrie binecunoscutele semne + și - . De ce această opțiune ? Pentru a putea formula regulile mnemotehnice ce constituie în aceste texte "legea a II-a a lui Kirchhoff $\sum E_k = \sum I_k R_k$ ".

¹ ***, "Fizică - Manual pentru clasa a X-a, F1", Editura Teora Educațional, București, 2000, pag. 97.