

1. NOȚIUNI DE FIZICA SEMICONDUCTOARELOR

1.1. INTRODUCERE

Electronica s-a impus definitiv în cele mai diverse domenii ale vieții contemporane, influențând profund dezvoltarea științei, a producției și chiar modul de viață al oamenilor. Ideea de bază în dezvoltarea electronicii a fost aceea de a găsi utilizări materialelor semiconductoare.

După cum le spune și numele, din punctul de vedere al conductivității electrice aceste materiale se situează între conductoare și izolatoare. Rezistivitatea electrică a acestor tipuri de materiale este după cum urmează:

- Conductoare: $\rho \in [10^{-8} \dots 10^{-6}] \Omega\text{m}$;
- Semiconductoare: $\rho \in [10^{-6} \dots 10^{12}] \Omega\text{m}$;
- Izolatoare: $\rho \in [10^{12} \dots 10^{22}] \Omega\text{m}$.

Conductivitatea este determinată de concentrația electronilor liberi din structura materialului. Aceasta variază între valori de ordinul a 10^{28} electroni liberi/ m^3 la materialele conductoare și 10^7 electroni liberi/ m^3 la materialele izolatoare.

Materialele semiconductoare de bază sunt Germaniul (Ge) și (mai ales) Siliciul (Si). Ambele sunt tetravalente, deci prezintă 4 electroni de valență (pe ultimul strat). De asemenea, trebuie subliniat faptul că semiconductoarele sunt solide cristaline, adică se caracterizează printr-un aranjament periodic și ordonat al atomilor (rețea cristalină).

Această rețea se obține prin repetarea pe 3 direcții a unei celule unitare, de forma unui corp geometric regulat (cub, tetraedru), având câte un atom în fiecare colț și unul în centru. Atomii vecini stabilesc legături covalente între ei prin punerea în comun a electronilor de valență (ultimul strat), după cum se sugerează în figura 1.1.

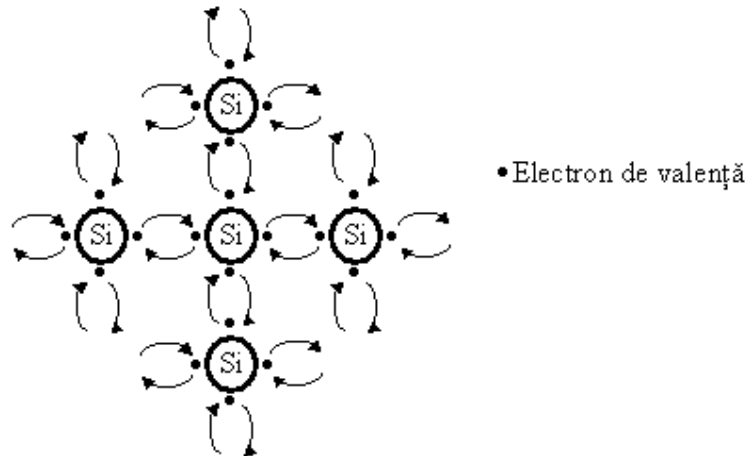


Fig. 1.1 Structura cristalină a semiconductoarelor intrinseci

La temperatura $T_0 = 0\text{K}$, toți electronii de valență ai semiconductorului sunt prinși în legături covalente (cea mai stabilă legătură chimică), astfel că fiecare atom dobândește o structură de gaz inert (cu 8 electroni pe ultimul strat, sau altfel spus, cu ultimul strat electronic ocupat complet). Rezultă că la această temperatură semiconductorul este izolator perfect, neexistând electroni liberi în structura sa.

Odată cu creșterea temperaturii, datorită energiei de agitație termică, unii electroni primesc suficientă energie pentru a se rupe din legătura covalentă pe care au format-o. Acesta devine astfel electron liber în rețea și va lăsa în urmă o legătură covalentă nesatisfăcută,

care poate fi refăcută prin captarea unui electron de la o legătură vecină. Rezultă că legătura covalentă nesatisfăcută se comportă ca un gol în rețea.

La aplicarea unui câmp electric va avea loc, pe de o parte deplasarea electronilor liberi sub acțiunea câmpului, iar pe de altă parte deplasarea electronilor de valență dintr-o legătură covalentă în alta (din aproape în aproape), câmpul electric fiind un agent energetic favorizant în acest sens. Deplasarea electronilor de valență descrisă mai sus poate fi privită ca o mișcare (în sens contrar deplasării electronilor) a unei particule (numită **gol**), având aceeași sarcină cu cea a electronului dar de semn contrar (deci pozitivă).

Materialele semiconductoare pure se mai numesc intrinseci. Rezultă că în cazul semiconductoarelor intrinseci există două tipuri de purtători de sarcină electrică ce participă la conducție și anume **electronii** liberi și **golurile**. Ținând cont de modul de formare a purtătorilor de sarcină, rezultă că aceștia vor avea concentrații egale:

$$n = p = n_i \quad (1.1)$$

unde:

- **n** – concentrația electronilor (sarcinilor **negative**);
- **p** – concentrația golurilor (sarcinilor **pozitive**);
- **n_i** – concentrația specifică semiconductorului intrinsec.

La temperatura $T = 300\text{K}$ ($\theta \cong 27^\circ\text{C}$) concentrațiile intrinseci au valorile:

$$\text{➤ } n_i = 2,4 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3} \text{ în cazul Ge (1 pereche electron-gol la } 5 \cdot 10^9 \text{ atomi); } \quad (1.2)$$

$$\text{➤ } n_i = 1,5 \cdot 10^{10} \text{ cm}^{-3} \text{ în cazul Si.} \quad (1.3)$$

După cum se vede, aceste concentrații sunt mici față de cele specifice materialelor conductoare, dar și față de concentrația molară a atomilor (numărul lui Avogadro): $N_A = 6,23 \cdot 10^{23} \text{ mol}^{-1}$. Rezultă că fenomenul de generare a perechilor electron – gol la semiconductorul intrinsec este foarte puțin probabil, adică numai un atom din aproximativ 10 miliarde are o legătură covalentă ruptă.

Pentru utilizarea semiconductoarelor la fabricarea componentelor electronice, în rețeaua lor cristalină se introduc impurități, obținându-se astfel semiconductoarele extrinseci, caracterizate de o conductivitate electrică mai bună decât a celor intrinseci.

Se folosesc impurități de două tipuri:

- Trivalente (acceptoare), ca de exemplu Al (aluminiu), B (Bohr), Ga (Galiu), In (Indiu);
- Pentavalente (donoare), ca de exemplu As (Arsen), P (Fosfor), Sb (Stibiu), Bi (Bismut).

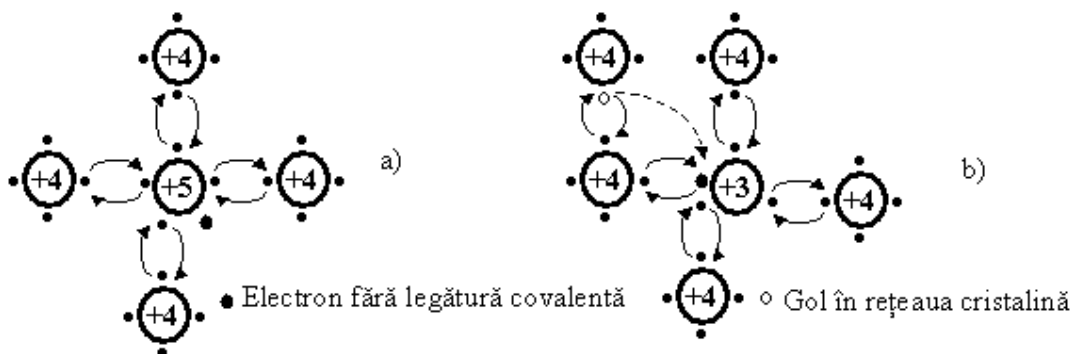


Fig. 1.2 Structura cristalină a semiconductoarelor extrinseci:
a) semiconductor de tip **n** ; b) semiconductor de tip **p**

În figura 1.2 este prezentată schematic structura cristalină a semiconductoarelor extrinseci. Astfel, dacă atomul de impuritate este pentavalent, rezultă că al-5-lea electron de valență al său rămâne fără legătură covalentă, fiind foarte slab legat de nucleul atomic (pozitiv).

Rezultă că este suficientă o energie foarte mică pentru a rupe acest electron de atomul pentavalent, obținându-se în acest fel electroni liberi în rețea. Din acest motiv impuritățile pentavalente se numesc donoare, iar materialul astfel obținut se numește semiconductor de tip **n**, deoarece purtătorii de sarcină electrică vor fi cu precădere electronii. Aceștia se mai numesc și purtători majoritari.

Dacă atomul de impuritate este trivalent, rezultă că va rămâne fără legătură covalentă un electron al semiconductorului. Atomul de impuritate acceptă un electron care poate veni (de obicei) dintr-o legătură covalentă vecină. Rezultă astfel un gol în rețea.

Din acest motiv impuritățile trivalente se mai numesc acceptoare iar materialul astfel obținut se numește semiconductor de tip **p**, deoarece purtătorii majoritari de sarcină electrică vor fi cu golurile.

Pentru a modifica semnificativ conductivitatea electrică a unui semiconductor este suficientă introducerea unui atom de impuritate la 10^8 atomi din cristalul de bază.

1.2. SEMICONDUCTOARELE DIN PERSPECTIVA STRUCTURII DE BENZI ENERGETICE A ENERGIEI ELECTRONILOR DIN SOLIDE

În mecanica cuantică se demonstrează că într-un corp solid electronii pot să se găsească numai în anumite stări de energie, grupate în așa-numitele benzi energetice. Aceste benzi provin din nivelele energetice discrete ale electronului în atomul liber.

În fizica solidului se demonstrează că fiecare nivel energetic discret al electronului din atomul liber, într-un cristal format din n atomi se transformă într-o bandă energetică formată din n subnivele. Se poate face observația că datorită numărului foarte mare de atomi rezultă un număr de asemenea foarte mare de subnivele. Banda energetică devine în aceste condiții o distribuție continuă de subnivele.

Ultimul nivel energetic ocupat se numește nivel de valență. În cristal acesta devine banda de valență, care poate fi parțial sau total ocupată.

În atomul liber (în cristal), deasupra nivelului (benzii) de valență există nivele (benzi) energetice libere. Prima bandă de acest tip este banda de conducție.

Structura de benzi a energiei electronilor în solide oferă următorul criteriu de clasificare a solidelor în funcție de gradul de ocupare cu electroni a benzilor energetice, la $T_0 = 0\text{K}$:

- Materiale care, la $T_0 = 0\text{K}$, deasupra ultimei benzi complet ocupate cu electroni au o bandă parțial ocupată.
O astfel de bandă (parțial ocupată) se obține fie atunci când nivelul de valență este parțial ocupat de electroni (cazul Na), fie atunci când banda de valență complet ocupată se suprapune parțial peste banda de conducție (cazul metalelor), după cum se poate urmări și în figura 1.3a), b).
- Materiale care, la $T_0 = 0\text{K}$, deasupra ultimei benzi complet ocupate cu electroni au o bandă liberă, cele două benzi fiind separate de un spațiu de energie numit bandă interzisă, după cum se poate urmări și în figura 1.3c).

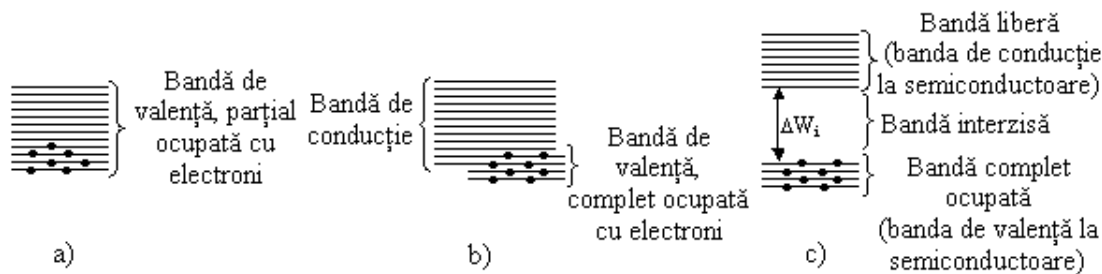


Fig. 1.3 Structura de benzi a energiei electronilor în solide:

a) metale ușoare; b) metale conductoare; c) semiconductoare și izolatoare

În funcție de lățimea benzii interzise, corpurile solide se împart în:

- 1) Semiconductoare, la care $\Delta W_i < 3\text{eV}$; Si: $\Delta W_i = 1,12\text{eV}$; Ge: $\Delta W_i = 0,67\text{eV}$

2) Izolatoare, la care $\Delta W_i > 3\text{eV}$

Concentrația intrinsecă a purtătorilor de sarcină, amintită în paragraful 1.1, depinde de temperatură și de lățimea benzii interzise, conform relației:

$$n_i = AT^{\frac{3}{2}} \exp\left(-\frac{\Delta W_i}{2kT}\right) \quad (1.4)$$

unde:

- T este temperatura absolută;
- $k \cong 1.381 \cdot 10^{-23} \frac{\text{J}}{\text{K}}$ este constanta lui Boltzmann;
- A este o constantă.

Observație:

Impuritățile donoare introduc un nivel energetic suplimentar, foarte apropiat de limita inferioară a benzii de conducție, iar impuritățile acceptoare introduc un nivel energetic suplimentar, foarte apropiat de limita superioară a benzii de valență.

Este necesară o energie foarte mică (cca 0,01 – 0,2 eV) pentru a determina ionizarea impurităților.

În funcție de natura conductivă a semiconductorului, acest proces se desfășoară după cum urmează:

- În cazul semiconductorului de tip **n**, nivelul suplimentar W_d este ocupat de electronii atomului de impuritate fără legătură covalentă. Datorită nivelului energetic scăzut (necesar pentru ionizarea atomului de impuritate), la temperatura ambiantă practic toți electronii de pe nivelul W_d sunt promovați în banda de conducție, impuritățile rămânând fixate în nodurile rețelei ca ioni pozitivi (nu participă la conducție).

Se observă că procesul de generare a purtătorilor de sarcină de tip n (electroni) nu a fost însoțit de generarea unora de tip p (goluri), astfel că la semiconductorul de tip n purtătorii de sarcină electrică majoritari sunt electronii.

- În cazul semiconductorului de tip **p**, nivelul suplimentar W_a este ocupat de electronii din banda de valență pentru satisfacerea celei de-a patra legături covalente a atomului de impuritate, acesta transformându-se astfel în ion negativ (care nu participă la conducție, fiind fixat în nodurile rețelei). În acest fel se formează goluri (sarcini pozitive) în banda de valență, care vor participa la conducție. Datorită nivelului energetic scăzut (necesar pentru ionizarea atomului de impuritate), la temperatura ambiantă nivelul W_a este complet ocupat.

Se observă că procesul de generare a purtătorilor de sarcină de tip p (goluri) nu a fost însoțit de generarea unora de tip n (electroni), astfel că la semiconductorul de tip p purtătorii de sarcină electrică majoritari sunt golurile.

Cele expuse pot fi urmărite și în figura 1.4.



Fig. 1.4 Structura de benzi a energiei electronilor în semiconductoarele extrinseci:

a) semiconductor de tip n; b) semiconductor de tip p

Se impune observația că, în afară de procesele specifice semiconductoarelor de tip n sau p, descrise mai sus, au loc și fenomenele de generare de perechi electron-gol, specifice semiconductorului intrinsec.

Acest fenomen este favorizat de creșterea temperaturii și este nefavorabil funcționării dispozitivelor electronice, deoarece modifică natura conductivă a semiconductorului prin

creșterea concentrației purtătorilor minoritari. Din acest motiv una din problemele esențiale în electronica cu semiconductoare este insensibilizarea termică a montajelor.

După cum sa văzut în paragraful anterior, în cazul semiconductorului intrinsec concentrațiile de purtători de sarcină sunt egale:

$$p_0 = n_0 = n_i \quad (1.5)$$

Rezultă:

$$p_0 n_0 = n_i^2 \quad (1.6)$$

Relația (1.6) rămâne valabilă și în cazul semiconductoarelor extrinseci (impurificate). De asemenea, semiconductorul (atât cel intrinsec cât și cel impurificat) la echilibru termic este neutru din punct de vedere electric, deoarece fenomenul de generare de purtători de electrică este unul intern (nu are loc un fenomen de ionizare). Starea de neutralitate electrică este descrisă de relația:

$$p_0 - N_A^* = n_0 - N_D^* \quad (1.7)$$

în care N_A^* și N_D^* reprezintă concentrațiile atomilor acceptori, respectiv donori. Aceste concentrații depind de temperatură; la temperatura ambiantă avem $N_A^* \cong N_A$ (concentrația de impurități trivalente, care și-au completat a patra legătură covalentă), respectiv $N_D^* \cong N_D$ (concentrația de impurități pentavalente, care au eliberat al cincilea electron).

Rezultă concentrațiile purtătorilor de sarcină în semiconductoarele extrinseci:

➤ de tip n ($N_D \gg n_i$; $N_A = 0$); din (1.6) și (1.7) rezultă

$$\begin{cases} n_{n0} = \frac{N_D}{1 - \frac{1}{n_i^2}} \approx N_D & \text{(purtători majoritari)} \\ p_{n0} = \frac{n_{n0}}{n_i^2} \approx \frac{N_D}{n_i^2} & \text{(purtători minoritari)} \end{cases} \quad (1.8)$$

➤ de tip p ($N_A \gg n_i$; $N_D = 0$); din (1.6) și (1.7) rezultă

$$\begin{cases} p_{p0} = \frac{N_A}{1 - \frac{1}{n_i^2}} \approx N_A & \text{(purtători majoritari)} \\ n_{p0} = \frac{p_{p0}}{n_i^2} \approx \frac{N_A}{n_i^2} & \text{(purtători minoritari)} \end{cases} \quad (1.9)$$

Observație:

Notațiile de tipul p_{n0} folosite în (1.8) și (1.9) se vor interpreta în modul următor:

Natura purtătorului de sarcină tipul semiconductorului la echilibru termic

1.3. FENOMENE DE TRANSPORT

Într-un semiconductor omogen, aflat în starea de echilibru termic, electronii și golurile suferă doar o mișcare de agitație termică (cu caracter haotic și însoțită de ciocniri cu rețeaua). Rezultă că nu există deplasare netă de sarcină electrică, adică nu există curenți electrici macroscopici de conducție.

Cauzele apariției curenților de conducție în semiconductoare sunt câmpul electric și gradientul (variația) concentrațiilor de purtători de sarcină.

Curenții determinați de câmpul electric se numesc curenți de câmp (de drift), iar cei determinați de variația concentrațiilor de purtători de sarcină se numesc curenți de difuzie.

1.3.1. Curenții de câmp

Dacă semiconductorul este sub influența unui câmp electric $\vec{E}$, atunci purtătorii de sarcină vor interacționa cu acesta, rezultând astfel forțele electrostatice (de tipul $\vec{F} = q\vec{E}$, unde $q = -e$ sau $q = +e$, funcție de natura purtătorului de sarcină: electron, respectiv gol; e este valoarea sarcinii elementare: $e = 1.6 \cdot 10^{-19} \text{ C}$), care îi deplasează în direcția câmpului.

Vitezele medii (de câmp sau de drift) ale purtătorilor de sarcină sunt:

$$\vec{v}_n = -\mu_n \vec{E} \quad (1.10)$$

$$\vec{v}_p = \mu_p \vec{E} \quad (1.11)$$

unde μ_n și μ_p se numesc mobilitățile purtătorilor (electron, respectiv gol).

Cu ajutorul vitezelor purtătorilor de sarcină se determină densitățile curenților de câmp:

$$\vec{j}_{nc} = -en\vec{v}_n \quad (1.12)$$

$$\vec{j}_{pc} = ep\vec{v}_p \quad (1.13)$$

Curentul de câmp total (legea lui Ohm) este:

$$\vec{j}_c = \vec{j}_{nc} + \vec{j}_{pc} = -en\vec{v}_n + ep\vec{v}_p = e(n\mu_n + p\mu_p)\vec{E} = \frac{1}{\rho}\vec{E} \quad (1.14)$$

în care s-a evidențiat rezistivitatea electrică a semiconductorului:

$$\rho = \frac{1}{e(n\mu_n + p\mu_p)} \quad (1.15)$$

Rezistivitatea este una dintre cele mai importante caracteristici ale semiconductoarelor. Controlul tehnologic al acesteia se realizează prin intermediul impurificării. Deoarece, conform relațiilor (1.10) și (1.11), concentrațiile de purtători de sarcină (**n** și **p**) sunt (puternic) dependente de temperatură, la fel se va comporta și rezistivitatea, prezentând un coeficient de variație termică negativ (se micșorează cu creșterea temperaturii). În principiu, explicația fizică a acestui fenomen constă în creșterea concentrației de purtători de sarcină pe seama creării de perechi electron-gol prin mecanismele specifice semiconductorului intrinsec (agentul energetic fiind tocmai creșterea temperaturii). Rezultă că la creșterea temperaturii, semiconductoarele își pierd caracterul (**n** sau **p**), apropiindu-se de comportarea unui material intrinsec (caracterizat de $n = p = n_i$).

Acesta este motivul pentru care, la proiectarea oricărui circuit cu dispozitive semiconductoare, insensibilizarea termică este una din problemele fundamentale ce trebuie analizată și (dacă este cazul) rezolvată.

1.3.2. Curenții de difuzie

În volumul semiconductorului concentrațiile de purtători de sarcină pot fi neuniforme. În aceste condiții va apare un fenomen (numit **difuzie**) de transport de purtători de sarcină, ca rezultat al tendinței (naturale) de uniformizare a concentrațiilor acestora.

Difuzia se caracterizează prin proporționalitatea dintre fluxul de particule, $\vec{F}$ (numărul de purtători ce traversează unitatea de suprafață, considerată perpendiculară pe direcția de transport) și gradientul concentrației de impurități, ∇C , unde C poate fi n sau p :

$$\vec{F} = -D \cdot \nabla C \quad (1.16)$$

unde D se numește coeficient de difuzie.

Rezultă expresiile densităților de curent de difuzie:

$$\vec{j}_{nd} = -e \cdot \vec{F}_n = e \cdot D_n \cdot \nabla n \quad (1.17)$$

$$\vec{j}_{pd} = e \cdot \vec{F}_p = -e \cdot D_p \cdot \nabla p \quad (1.18)$$

Coeficienții de difuzie sunt legați de mobilități prin relațiile lui Einstein:

$$\begin{cases} D_n = \frac{kT}{e} \mu_n \\ D_p = \frac{kT}{e} \mu_p \end{cases} \quad (1.19)$$

Expresia $V_T := \frac{kT}{e}$ are dimensiunile unei tensiuni și se numește tensiune termică.

Rezultă expresia densității de curent de difuzie:

$$\vec{J}_d = e \cdot \vec{F}_p = k \cdot T \cdot (\mu_n \cdot \nabla n - \mu_p \cdot \nabla p) \quad (1.20)$$

Se observă că densitatea de curent de difuziune depinde de gradientul concentrației, nu de valoarea sa absolută.

1.3.3. Generarea și recombinarea purtătorilor de sarcină

Generarea reprezintă trecerea unui electron în banda de conducție (din banda de valență, în cazul semiconductorului intrinsec, respectiv de pe nivelul intermediar W_D , în cazul semiconductorului extrinsec de tip p), sau de părăsire a benzii de valență (electronul trece în banda de conducție în cazul semiconductorului intrinsec, respectiv pe nivelul intermediar W_A , în cazul semiconductorului extrinsec de tip p). Se poate observa că, în cazul semiconductorului intrinsec, cele două modalități expuse mai sus sunt echivalente (trecerea electronului în banda de conducție înseamnă de fapt părăsirea benzii de valență).

Recombinarea reprezintă procesul invers.

Se fac următoarele observații:

- La echilibru termic: $p \cdot n = p_0 \cdot n_0 = n_i^2$. Rezultă că viteza netă de generare/recombinare este nulă;
- La neechilibru termic:
 - o În cazul excesului de purtători: $p \cdot n > n_i^2 \Rightarrow$ predomină recombinarea;
 - o În cazul deficitului de purtători: $p \cdot n < n_i^2 \Rightarrow$ predomină generarea.

Aceste considerații pot fi interpretate și ca o consecință a principiului al doilea al termodinamicii, care în esență afirmă că un sistem perturbat își dezvoltă mecanisme care să-l readucă în starea de echilibru.

În acest mod, vitezele nete de generare/recombinare se pot scrie ca:

$$R_n = \frac{n - n_0}{\tau_n} \quad (1.21)$$

$$R_p = \frac{p - p_0}{\tau_p} \quad (1.22)$$

Unde τ_n și τ_p reprezintă timpii de viață ai purtătorilor de sarcină, cu valori de ordinul ($10^{-3} \dots 10^{-9}$) s.

În cazul generării (injecției de purtători de sarcină) $R_n > 0; R_p > 0$, iar în cazul recombinării (extracției de purtători de sarcină), $R_n < 0; R_p < 0$.

Există trei cauze principale ale variației concentrațiilor de purtători de sarcină:

- Generarea sub acțiunea unor agenți energetici externi (temperatura, lumina, câmpuri electrice externe, etc);
- Generarea/recombinarea internă;
- Fenomene de transport de sarcină (prin intermediul curenților electrici).

1.3.4. Ecuațiile curenților în semiconductoare

Ca o concluzie a paragrafelor 1.3.1 – 1.3.3, se poate spune că într-un volum semiconductor pot apărea următoarele fenomene (de transport de sarcină electrică):

- Transportul purtătorilor datorită câmpului electric;
- Transportul purtătorilor datorită difuziei;
- Generarea și recombinarea purtătorilor de sarcină.

Aceste procese pot fi descrise cu ajutorul a trei ecuații diferențiale:

- Ecuațiile de densitate a curentului;
- Ecuațiile de continuitate;
- Ecuația lui Poisson (pentru potențialul electrostatic).

Grupul ecuațiilor de transport descrie transportul purtătorilor de sarcină datorită câmpului electric și difuziei, exprimând densitățile de curent:

$$\begin{aligned}\bar{j}_n &= en\mu_n \bar{E} + eD_n \nabla n \\ \bar{j}_p &= ep\mu_p \bar{E} - eD_p \nabla p\end{aligned}\quad (1.23)$$

Variația în timp a concentrațiilor purtătorilor de sarcină electrică este descrisă de grupul ecuațiilor de continuitate:

$$\begin{aligned}\frac{\partial n}{\partial t} &= g_{E_n} - R_n + \frac{1}{e} \nabla \bar{j}_n \\ \frac{\partial p}{\partial t} &= g_{E_p} - R_p - \frac{1}{e} \nabla \bar{j}_p\end{aligned}, \quad (1.24)$$

unde g_{E_n} și g_{E_p} reprezintă vitezele de generare pentru electroni, respectiv goluri, sub acțiunea unui agent extern.

În dispozitivele semiconductoare uzuale, dacă procesele au loc după o singură direcție iar efectul agenților externi poate fi neglijat, ecuațiile de continuitate pentru electroni și goluri se utilizează sub forma:

$$\begin{aligned}\frac{\partial n}{\partial t} &= -\frac{n - n_0}{\tau_n} + \frac{1}{e} \frac{dj_n}{dx} \\ \frac{\partial p}{\partial t} &= -\frac{p - p_0}{\tau_p} - \frac{1}{e} \frac{dj_p}{dx}\end{aligned}\quad (1.25)$$

Aceste ecuații caracterizează conservarea sarcinii electrice pentru electroni și goluri într-un volum semiconductor.

Potențialul electrostatic într-un semiconductor se determină cu ecuația lui Poisson:

$$\Delta u = -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad (1.26)$$

unde Δ este operatorul Laplace: $\Delta = \frac{\partial^2}{\partial x^2} + \frac{\partial^2}{\partial y^2} + \frac{\partial^2}{\partial z^2}$

În cazul în care u are o variație unidimensională, (1.26) devine:

$$\frac{d^2 u}{dx^2} = -\frac{\rho}{\varepsilon} \quad (1.27)$$

2. JONCTIUNEA pn

2.1. Introducere

Jonctiunea pn este regiunea din vecinătatea suprafeței de contact dintre două semiconductoare cu tip de conducție diferit, una de tip p și alta de tip n. Linia de demarcație dintre cele două regiuni se numește jonctiune metalurgică. În figura 2.1 este reprezentat, schematic, un model unidimensional al jonctiunii pn. De asemenea este reprezentat profilul concentrației nete de impurități $N_A - N_D$.

- Zona p ($x < 0$) corespunde concentrației de impurități pentru care $N_A > N_D$;
- Zona n ($x > 0$) corespunde concentrației de impurități pentru care $N_A < N_D$;

Jonctiunea metalurgică ($x = 0$) va corespunde unei concentrații nete nulă de impurități.

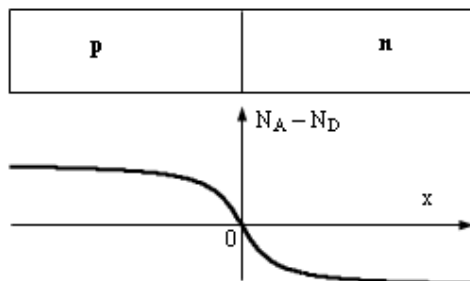


Fig. 2.1 Jonctiunea pn

2.2. Jonctiunea pn la echilibru termic

Pentru a ușura înțelegerea fenomenelor fizice și descrierea lor matematică, studiul jonctiunii pn se va realiza în următoarele cazuri particulare de impurificare a monocristalului semiconductor:

a) Se consideră *profilul abrupt* al concentrației de impurități, vezi figura 2.2.a.

Conform acestui profil:

- 1) în zona p se găsesc numai impurități acceptoare, în concentrație constantă N_A ;
- 2) în zona n se găsesc numai impurități donoare, în concentrație constantă N_D ;

Fenomenele fizice ce au loc într-o jonctiune sunt următoarele:

➤ Dacă cele două regiuni, p și n ar fi independente, concentrațiile de goluri, respectiv electroni ar fi date de (1.14) și (1.15). Se identifică:

- 1) purtători majoritari: electronii în zona n, respectiv golurile în zona p;
- 2) purtători minoritari: golurile în zona n, respectiv electronii în zona p;

➤ Difuzia purtătorilor majoritari de sarcină.

Fenomenul de difuzie are loc datorită diferenței de concentrație în care se găsesc purtătorii de sarcină într-o regiune, față de concentrația în care se găsesc (aceeași purtători de sarcină) în regiunea învecinată. Astfel:

- 1) Golurile din regiunea p (purtători majoritari aflați în concentrații mari), difuzează în regiunea n (unde concentrația lor este mică). Ca urmare a acestui fenomen de difuzie rezultă două consecințe:

- golurile ajunse în zona n se recombina (datorită tendinței semiconductorului de tip n de a restabili echilibrul);

- în zona p adiacentă joncțiunii metalurgice, prin plecarea golurilor apare un exces de sarcină negativă datorat ionilor acceptori;
- 2) Electronii din regiunea n (purători majoritari aflate în concentrații mari), difuzează în regiunea p (unde concentrația lor este mică). Ca urmare a acestui fenomen de difuzie rezultă două consecințe:
- electronii ajunși în zona p se recombina (datorită tendinței semiconductorului de tip p de a restabili echilibrul);
 - în zona n adiacentă joncțiunii metalurgice, prin plecarea electronilor apare un exces de sarcină pozitivă datorat ionilor donori;

În consecință, ca urmare a apariției sarcinilor electrice de o parte și alta a joncțiunii metalurgice apare un câmp electric intern orientat de la regiunea n spre regiunea p.

➤ Acțiunea câmpului electric intern asupra purătorilor minoritari de sarcină.

- 1) Golurile din regiunea n sunt transportate (de câmpul electric intern) spre regiunea p;
- 2) Electronii din regiunea p sunt transportați (de câmpul electric intern) spre regiunea n;

În concluzie, procesul de scădere a concentrațiilor de purători majoritari nu se desfășoară până la uniformizarea concentrațiilor (conform tendinței de difuzie), ci se **autolimitează** (prin generarea câmpului electric intern, sau **câmp de barieră** – denumit astfel tocmai datorită celor descrise mai sus) la valori care asigură echilibrul curenților de difuziune și de câmp. Această situație corespunde unui curent electric nul prin structură, rezultat compatibil cu condiția de echilibru termic.

b) A doua aproximare conform căreia se studiază fenomenele fizice în joncțiune este următoarea:

Joncțiunea este reprezentată aproximativ ca în figura 2.2.b. Această reprezentare aproximativă poartă numele de *aproximare de golire*.

Conform acestei aproximări, joncțiunea se împarte în trei regiuni:

- regiunea de trecere concentrată în jurul joncțiunii metalurgice ($-l_{p0} < x < +l_{n0}$);
- două regiuni neutre;

Toate fenomenele specifice joncțiunii la echilibru termic se petrec în regiunea de trecere. În acest caz concentrațiile de electroni, respectiv goluri sunt diferite față de cazul zonelor p și n considerate independente – vezi figura 2.2.c.

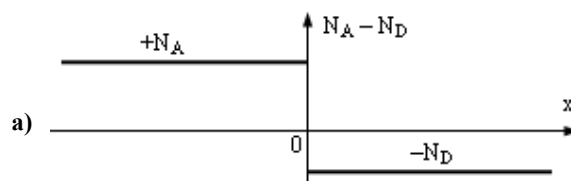
Conform aproximației de golire, în regiunea de trecere se neglijează concentrațiile de electroni și goluri față de concentrațiile de impurități.

În concluzie, densitatea de sarcină de volum, ρ_v , din regiunea de trecere - vezi figura 2.2.d are expresia:

$$\rho_v = \begin{cases} -eN_A & ; -l_{p0} < x < 0 \\ +eN_D & ; 0 < x < l_{n0} \end{cases} \quad (2.1)$$

Conform (2.1) se poate afirma că:

- regiunile p și n au o comportare identică cu aceea a două semiconductoare separate, fiind neutre din punct de vedere electric;
- regiunea de trecere poartă numele de regiune golită sau regiune de sarcină spațială.



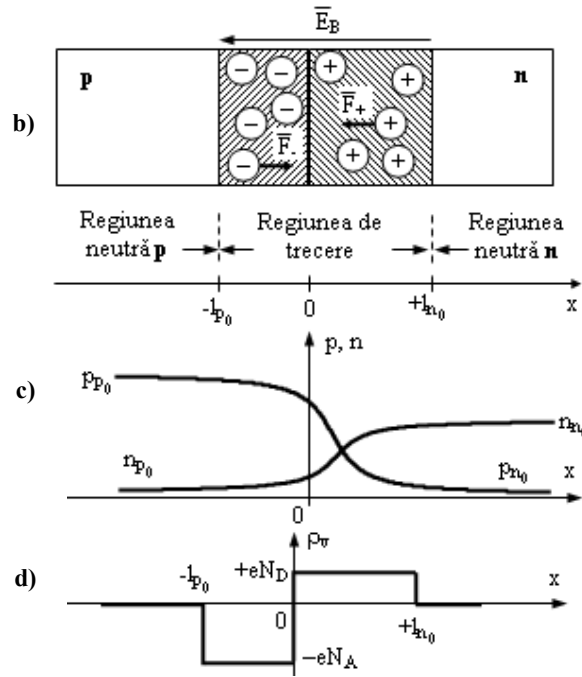


Fig. 2.2 Modelarea joncțiunii pn

Din (2.1), ținând cont de neutralitatea globală a semiconductorului, rezultă că:

$$N_A l_{p0} = N_D l_{n0} \quad (2.2)$$

Relația (2.2) exprimă faptul că regiunea de sarcină spațială are o întindere mai mare în zona mai slab dopată a joncțiunii (lungimea de difuziune într-o regiune este invers proporțională cu gradul ei de dopare).

Observând că lungimea de difuziune este $l_0 = l_{n0} + l_{p0}$ și ținând cont de (2.2), se obține:

$$\left. \begin{array}{l} N_A l_{p0} = N_D l_{n0} \\ l_0 = l_{n0} + l_{p0} \end{array} \right\} \Rightarrow \begin{cases} l_{n0} = \frac{N_A}{N_A + N_D} \cdot l_0 \\ l_{p0} = \frac{N_D}{N_A + N_D} \cdot l_0 \end{cases} \quad (2.3)$$

Se demonstrează că:

$$l_0 = l_{n0} + l_{p0} = \sqrt{\frac{2\epsilon}{e} \left(\frac{1}{N_A} + \frac{1}{N_D} \right) \Phi_{B0}}, \quad (2.4)$$

unde Φ_{B0} este valoarea potențialului electric ce apare în regiunea de difuziune ca o consecință a existenței câmpului electric de barieră:

$$\Phi_{B0} = \frac{e}{2\epsilon} (N_A l_{p0}^2 + N_D l_{n0}^2) = \frac{kT}{e} \ln \frac{N_A N_D}{n_i^2} \quad (2.5)$$

iar k este constanta lui Boltzmann.

Considerând că aria secțiunii transversale a joncțiunii este A_J , se poate calcula sarcina electrică stocată:

$$\begin{aligned} Q_{B0} &= \rho_V V = e N_D l_{n0} A_J = e N_D \frac{N_A}{N_A + N_D} l_0 A_J = \\ &= A_J \sqrt{2\epsilon e \frac{N_A N_D}{N_A + N_D} \Phi_{B0}} := K_a \sqrt{\Phi_{B0}} \end{aligned} \quad (2.6)$$

Observație:

În cazul particular al joncțiunii cu un profil abrupt și asimetric de dopare, în conformitate cu (2.3) și (2.4), regiunea de trecere se extinde, practic, doar în regiunea mai slab dopată. Astfel de joncțiuni se notează:

- p^+n dacă $N_A \gg N_D$; lungimea regiunii de sarcină spațială devine:

$$l_0 \approx l_{n0} \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon}{eN_D} \Phi_{B0}} \quad (2.7)$$

- pn^+ dacă $N_D \gg N_A$; lungimea regiunii de sarcină spațială devine:

$$l_0 \approx l_{p0} \approx \sqrt{\frac{2\varepsilon}{eN_A} \Phi_{B0}} \quad (2.8)$$

2.3. Polarizarea joncțiunii pn

Dispozitivele semiconductoare care conțin joncțiuni pn sunt utilizate ca element de circuit, atunci când la bornele joncțiunii se aplică o diferență de potențial V_A , prin intermediul unor contacte metalice. Convenția de notații este prezentată în figura 2.3.

Polarizarea electrică a joncțiunii pn se face în două situații:

- Polarizare directă: $V_A > 0$, de unde rezultă $I_A > 0$; în acest caz se vor utiliza următoarele notații: $V_A = V_F$ și $I_A = I_F$; (indicele **F**orward = înainte)
- Polarizare inversă: $V_A < 0$, de unde rezultă $I_A < 0$; în acest caz se vor utiliza următoarele notații: $V_A = -V_R$ și $I_A = -I_R$; (indicele **R**everse = invers)

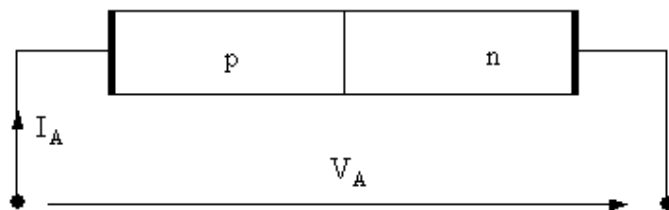


Fig. 2.3 Joncțiunea pn polarizată

2.3.1. Polarizarea directă a joncțiunii pn

În cazul joncțiunii pn polarizată direct câmpul electric în regiunea de trecere scade la valoarea $E_B - E_F$, bariera de potențial reducându-se la valoarea $\Phi_{B0} - V_F$. În consecință regiunea de trecere va fi mai îngustă – vezi figura 2.4.

Ținând cont de (2.4), expresia lungimii regiunii de trecere devine:

$$l = l_0 \sqrt{1 - \frac{V_F}{\Phi_{B0}}} \quad (2.9)$$

Scăderea câmpului electric intern (la valoarea $E - E_F$) duce la creșterea concentrației purtătorilor mobili de sarcină față de situația de echilibru termic. Acest proces poartă numele de *injecție de purtători minoritari*.

- golurile din regiunea p difuzează într-un număr mai mare în regiunea n (din punctul de vedere al regiunii n golurile sunt purtători minoritari);
- electronii din regiunea n difuzează într-un număr mai mare în regiunea p (din punctul de vedere al regiunii p electronii sunt purtători minoritari);

În consecință, prin joncțiune apare un curent I_F nenul; se mai spune că joncțiunea pn polarizată direct permite conducția electrică. Din acest motiv, regimul de polarizare directă a joncțiunii pn se mai numește și regim de conducție.

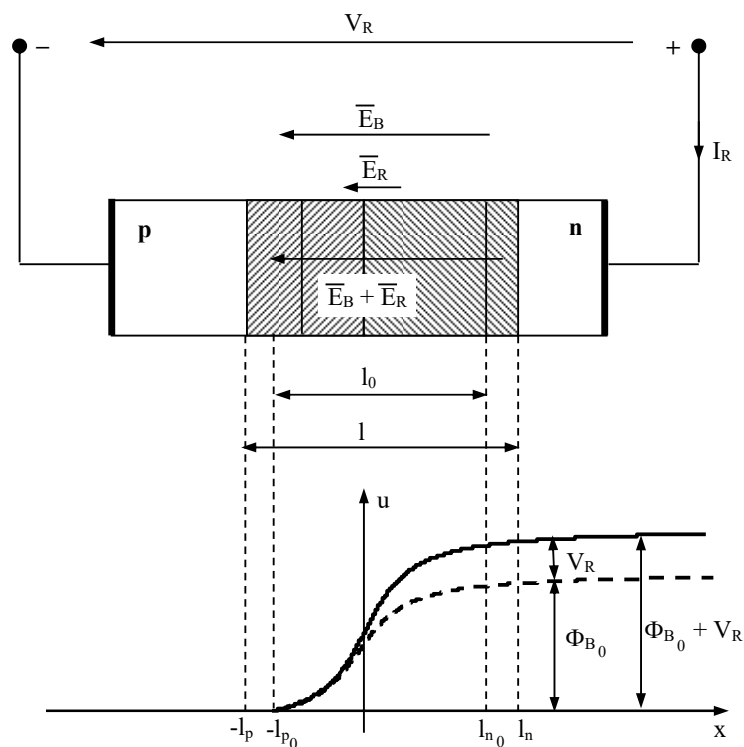


Fig. 2.4 Joncțiunea pn polarizată direct

2.3.2. Polarizarea inversă a joncțiunii pn

În cazul joncțiunii pn polarizată invers câmpul electric în regiunea de trecere crește la valoarea $E_B + E_R$, bariera de potențial mărindu-se la valoarea $\Phi_{B_0} + V_R$. În consecință regiunea de trecere va fi mai lată – vezi figura 2.5.

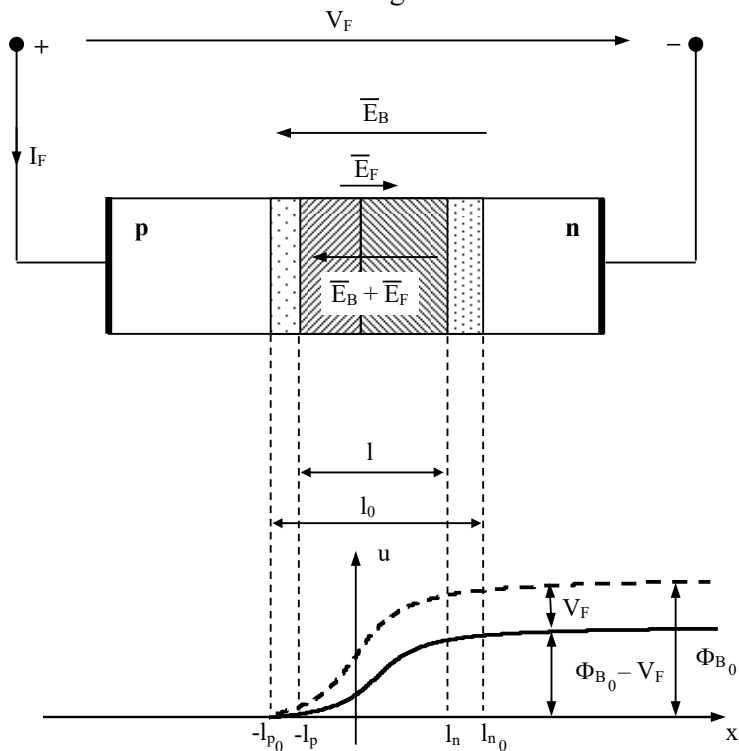


Fig. 2.5 Joncțiunea pn polarizată invers

Ținând cont de (2.4), expresia lungimii regiunii de trecere devine:

$$l = l_0 \sqrt{1 + \frac{V_R}{\Phi_{B0}}} \quad (2.10)$$

Mărirea câmpului electric intern are ca efecte directe:

- mărirea curenților de câmp;
- micșorarea curenților de difuzie.

Ca urmare, curentul I_R ce apare prin joncțiune va fi mult mai mic față de situația polarizării directe, și cvasiindependent de tensiunea inversă aplicată, V_R .

2.4. Diode semiconductoare

Diodele semiconductoare sunt dispozitive electronice formate dintr-o joncțiune pn și două contacte ohmice (metal-semiconductor).

2.4.1. Caracteristica statică a diodei

Caracteristica statică a diodei prezintă dependența curentului prin joncțiune i_A , funcție de tensiunea de polarizare aplicată acesteia v_A .

Pentru calculele referitoare la scheme electrice, caracteristica statică a diodei are expresia:

$$i_A = |I_0| \left[\exp\left(\frac{e v_A}{m k T}\right) - 1 \right] \quad (2.11)$$

unde:

- I_0 este curentul de saturație;
- k este constanta universală a lui Boltzman;
- T este temperatura absolută [K];
- $m \in [1; 2]$; pentru cazul ideal, coeficientul $m = 1$.

Caracteristica statică a diodei este prezentată în figura 2.6.

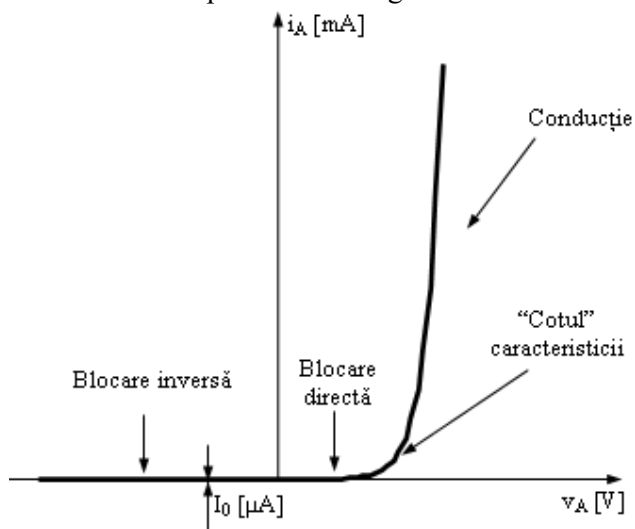


Fig. 2.6 Caracteristica statică a diodei

Funcție de valorile tensiunii de polarizare a diodei se identifică cele două regimuri de lucru ale diodei:

- Conducție:

Pentru tensiuni de polarizare directă $V_A \geq 4 \frac{kT}{e}$, la temperaturi în jur de $T = 300K$

(27°C), în relația (2.11) predomină termenul exponențial, curentul direct prin diodă (joncțiunea pn) se poate determina cu relația:

$$I_A \approx |I_0| \exp\left(\frac{eV_A}{kT}\right) \quad (2.18)$$

➤ Blocare:

Pentru tensiuni de polarizare $V_A < -4\frac{kT}{e}$, la temperaturi în jur de $T = 300K (27C^0)$, în relația (2.11) termenul exponențial poate fi ignorat, curentul invers prin diodă (joncțiunea pn) se poate determina cu relația:

$$I_A \approx -|I_0| \quad (2.19)$$

Valoarea mică a curentului de saturație în comparație cu curenții direcți tipici împreună cu dependența puternică de tensiune dată de ecuația exponențială (2.11) a diodei conduc la o aparentă tensiune de prag - V_γ - sub care există un curent direct foarte mic (zona de blocare directă-vezi figura 2.6) și peste care curentul direct crește rapid cu tensiunea.

Valorile caracteristice ale tensiunilor de prag sunt:

- $V_\gamma \approx 0.2V$ pentru diodele de germaniu;
- $V_\gamma \approx 0.7V$ pentru diodele de siliciu;

Valorile curentului de saturație pentru diodele de germaniu sunt mai mari decât cele corespunzătoare diodelor de siliciu.

- $I_0 \approx \mu A$ pentru diodele de germaniu;
- $I_0 \approx nA$ pentru diodele de siliciu;

2.4.2. Regimuri limită de funcționare

Fenomenul electric de străpungere a diodei (a joncțiunii pn) constă în creșterea puternică a curentului în polarizare inversă. Se definește tensiunea de străpungere V_{BR} , ca valoare a tensiunii inverse de la valoarea care curentul (invers) prin diodă crește foarte puternic (tinde spre infinit). Străpungerea joncțiunii poate fi explicată prin apariția multiplicării în avalanșă a purtătorilor de sarcină (efect tunel).

La valori mari ale tensiunii inverse, câmpul electric din regiunea de trecere (de sarcină spațială) atinge valori mari, imprimând o energie crescută purtătorilor de sarcină care îl străbat. În urma ciocnirii unui astfel de purtător de sarcină cu atomii rețelei cristaline, se poate produce ruperea unei legături covalente, creând astfel o pereche electron-gol. Acești noi purtători de sarcină sunt și ei antrenați de câmpul electric, putând crea la rândul lor o nouă pereche electron-gol. Acest fenomen poartă numele de multiplicare în avalanșă. Începând de la o anumită valoare a tensiunii inverse (V_{BR} , **BReakdown**), multiplicarea în avalanșă devine infinită, ceea ce duce la creșterea nelimitată a curentului.

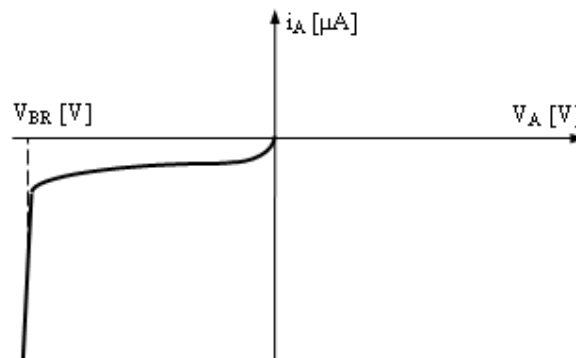


Fig. 2.7 Străpungerea diodei (joncțiunii pn)

Din punct de vedere cantitativ, creșterea curentului este luată în considerație prin înmulțirea valorii curentului invers I_0 cu un coeficient M – de multiplicare în avalanșă:

$$I_R = M \cdot |I_0| \quad (2.20)$$

Coeficientul M poate fi calculat cu o relație empirică:

$$M = \frac{1}{1 - \left(\frac{V_R}{V_{BR}} \right)^n}, \text{ unde coeficientul } n \in [3; 7]. \quad (2.21)$$

Fenomenul de multiplicare în avalanșă a purtătorilor de sarcină se poate produce și în regimul de conducție, cauza fiind căldura degajată prin efect Joule-Lenz în situația creșterii accentuate a curentului direct. Din acest motiv, valoarea acestuia trebuie să fie inferioară curentului maxim admisibil: $I_F < I_{F_{\max}}$. (2.22)

2.4.3. Dependența caracteristicii statice de variațiile temperaturii

Caracteristica diodei (joncțiunii pn) depinde puternic de variațiile temperaturii.

➤ Curentul direct crește o dată cu creșterea temperaturii.

În practică interesează scăderea tensiunii directe la un curent constant odată cu creșterea temperaturii (nu creșterea curentului pentru o tensiune precizată). O valoare medie a coeficientului de scădere a valorii tensiunii poate fi considerată: $\alpha_V = -2\text{mV}/^\circ\text{C}$

➤ Curentul invers (valoarea sa absolută) crește o dată cu creșterea temperaturii.

În intervalul $25^\circ\text{C} - 175^\circ\text{C}$, valoarea curentului se dublează la creșterea temperaturii cu 10°C .

➤ Tensiunea de străpungere crește o dată cu creșterea temperaturii.

Valoarea tensiunii de străpungere are o creștere de 1mV la fiecare creștere a temperaturii cu 1°C .

Dependența caracteristicii statice de variațiile temperaturii este prezentată în figura 2.8.

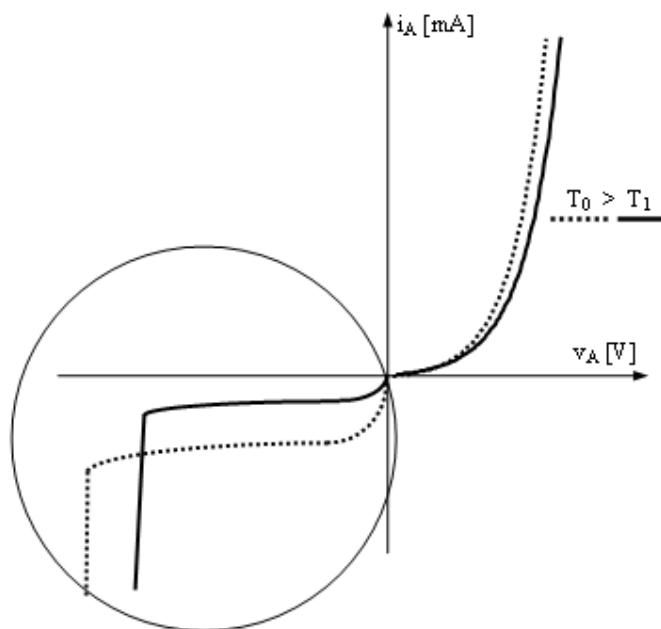


Fig. 2.8 Dependența caracteristicii statice a diodei la variațiile temperaturii

2.4.4. Modelarea diodei

La analiza comportării unei diode într-un circuit de c.c., se utilizează ecuația (2.11) sau se utilizează caracteristica statică prezentată în figura 2.6.

Simbolul electric al diodei este prezentat în figura 2.9.

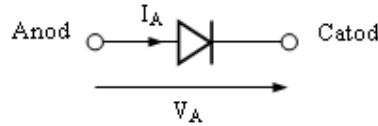


Fig. 2.9 Simbolul electric al diodei

Comportarea diodei poate fi descrisă (simplificat) în două moduri complementare. Se pun în evidență valoarea curentului și a tensiunii ce caracterizează dioda.

➤ Curenții ce străbat dioda:

O diodă permite ca într-un sens (polarizare directă sau conducție) să treacă un curent mare și un curent mic în sensul contrar (polarizare inversă sau blocare). Dacă valoarea curentului de conducție directă este situată în domeniul zecilor sau sutelor de miliamperi, curentul invers are o valoare situată în domeniul micro (nano) amperilor. Curentul invers (de saturație) este uzual cu șase ordine de mărime mai mic decât curentul direct. Datorită acestei proprietăți a diodei acesta poartă și numele de ventil (electric).

➤ Tensiunea la bornele diodei:

O diodă permite o cădere mare de tensiune la borne în cazul polarizării inverse și una foarte mică în cazul polarizării directe. Tensiunea inversă poate atinge valori de ordinul sutelor de volți, tensiunea directă are uzual valori de ordinul zecimilor de volt.

Având în vedere aceste diferențe foarte mari între comportarea în polarizarea directă și inversă, o caracterizare aproximativă a acesteia este suficientă în multe aplicații.

Pentru a realiza această caracterizare a comportării diodei se propun mai multe modele liniarizate a caracteristicii statice a acesteia.

Pentru toate modelele propuse se consideră că valoarea curentului invers (de saturație) este nul, deci în acest caz dioda poate fi echivalată printr-o rezistență cu valoare infinită.

$$R_i \rightarrow \infty \quad (2.23)$$

În realitate valoarea rezistenței inverse a diodei este de ordinul megaohmilor.

$$R_i \approx M\Omega \quad (2.24)$$

Se vor prezenta patru modele simplificate ale diodei. Criteriile după care vor fi prezentate sunt următoarele:

➤ Tensiunea de prag V_γ . Tensiunea de prag este o valoare a tensiunii de polarizare directă a diodei de la care curentul prin dispozitiv are o valoare “semnificativă”.

➤ Rezistența internă directă R_d a diodei. Această rezistență oferă informații asupra modului de variație (în condiții de polarizare directă) a curentului I_A , funcție de tensiunea aplicată la bornele dispozitivului V_A .

1) $V_\gamma = 0$. Dioda este blocată dacă $V_A < 0$

1a) Dioda este echivalată printr-un comutator ideal, fiind descrisă prin ecuațiile:

$$\begin{cases} V_A = 0, & \text{pentru } I_A > 0 \\ I_A = 0, & \text{pentru } V_A < 0 \end{cases} \quad (2.25)$$

Modelul definit prin ecuațiile (2.25) neglijează atât căderea de tensiune directă, cât și curentul invers al diodei. Caracteristica statică și simbolul diodei ideale, DI, sunt prezentate în figura 2.10 a. Dioda astfel modelată nu permite cădere de tensiune când curentul este pozitiv și nici scurgere de curent când tensiunea este negativă. În acest caz dioda se reduce la un scurtcircuit când curentul este pozitiv și la un circuit deschis când tensiunea este negativă.

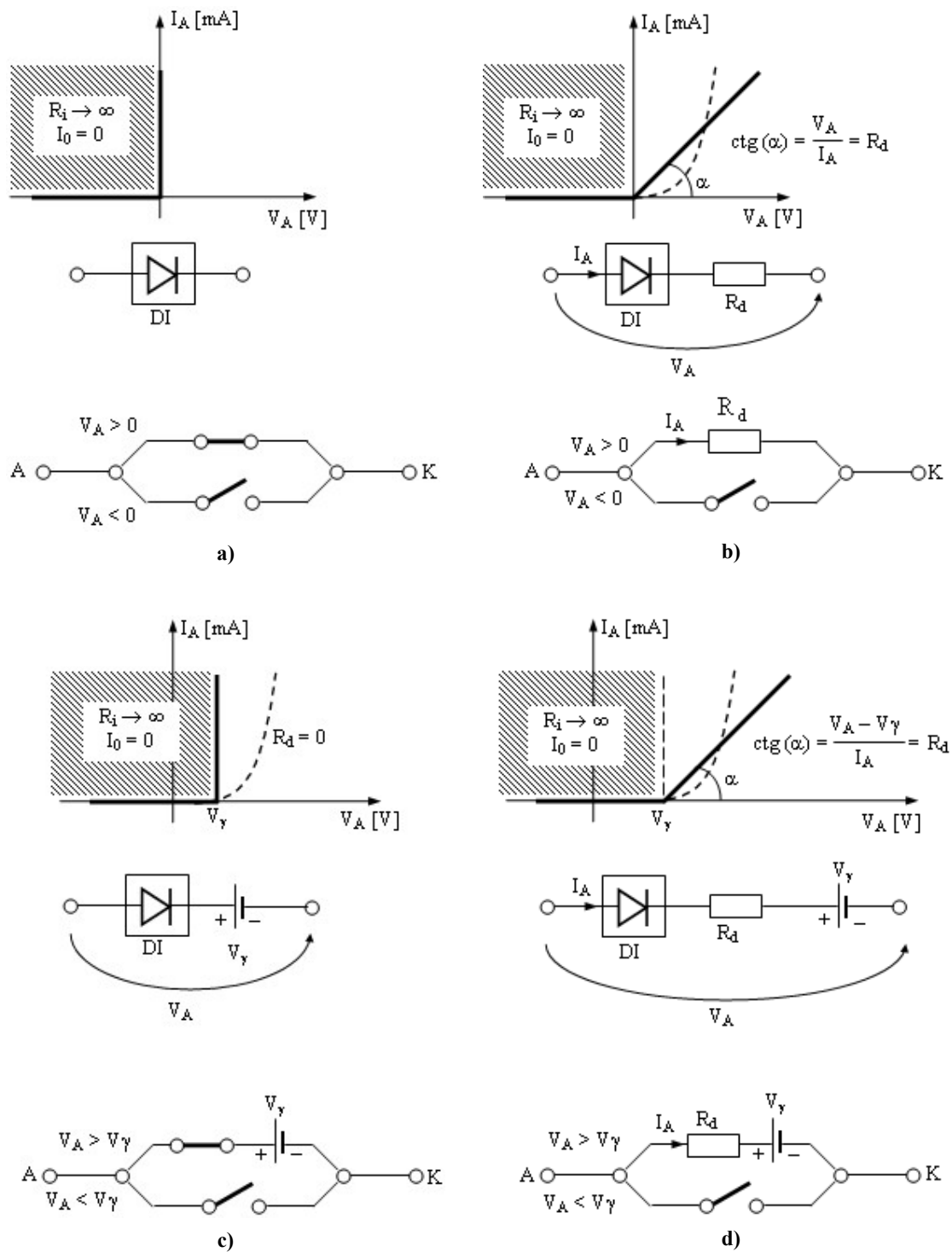


Fig. 2.10 Modele liniarizate pentru caracteristica statică a diodei

1b) În conducție, dioda este echivalată cu o rezistență echivalentă, de valoare constantă. Dioda este descrisă prin ecuațiile:

$$\begin{cases} I_A = \frac{V_A}{R_d} & , \text{ pentru } V_A > 0 \\ I_A = 0 & , \text{ pentru } V_A < 0 \end{cases} \quad (2.26)$$

Caracteristica statică și circuitul echivalent sunt prezentate în figura 2.10 b.

2) $V_A > 0$. Dioda este blocată dacă $V_A < V_\gamma$

2a) Dioda este echivalată pe durata de conducție printr-o sursă ideală de tensiune.

Dioda este descrisă prin ecuațiile:

$$\begin{cases} V_A = V_\gamma, & \text{pentru } I_A > 0 \\ I_A = 0, & \text{pentru } V_A < V_\gamma \end{cases} \quad (2.27)$$

Caracteristica statică și circuitul echivalent sunt prezentate în figura 2.10 c. Dioda astfel modelată nu permite cădere de tensiune când curentul este pozitiv și nici scurgere de curent când tensiunea este mai mică decât valoarea tensiunii de prag $V_A < V_\gamma$.

2b) În conducție, dioda este echivalată printr-o sursă ideală de tensiune, V_γ , în serie cu o rezistență echivalentă, de valoare constantă, fiind descrisă de ecuațiile:

$$\begin{cases} I_A = \frac{V_A - V_\gamma}{R_d}, & \text{pentru } V_A > V_\gamma \\ I_A = 0, & \text{pentru } V_A < V_\gamma \end{cases} \quad (2.28)$$

Caracteristica statică și circuitul echivalent sunt prezentate în figura 2.10 d.

2.4.5. Comportarea diodei în regim dinamic, la semnal mic

În cazul în care la bornele diodei se aplică atât o tensiune continuă (numită și tensiune de polarizare) cât și una alternativă (numită și semnal), se spune că joncțiunea lucrează în regim dinamic (sau variabil, sau de c.a.). În acest caz, în afară de componenta continuă, apare și o componentă alternativă a curentului. În acontinuare se va prezenta regimul dinamic de joasă frecvență (JF) sau **quasistaționar**

Dacă în regim staționar (de c.c) dioda era caracterizată de un punct static de funcționare PSF- vezi figura 2.11a – $P(U_A, I_A)$, în cazul regimului dinamic quasistaționar funcționarea diodei este caracterizată printr-o zonă de lucru ce este situată pe caracteristica statică. Cu alte cuvinte, PSF-ul se “mișcă” permanent pe caracteristica statică (regimul dinamic este o “succesiune” de regimuri statice). Acest lucru poate fi observat în figura 2.11a, în care PSF-ul, pentru cazul analizat, ocupă succesiv o zonă de pe caracteristica statică situată între punctele P_1 , respectiv P_2 . Datorită faptului că forma caracteristicii este neliniară, conform (2.11), studiul de față se referă doar la un cazul particular al tensiunii variabile aplicată la bornele diodei, adică îndeplinind condiția de semnal mic.

Tensiunea ce se aplică la bornele diodei are expresia:

$$u_A(t) = V_A + u_a(t) \quad (2.29)$$

Componenta variabilă are expresia: $u_a(t) = U_a \sin(\omega t)$.

Funcționarea diodei în regim dinamic este quasistaționară dacă semnalul alternativ este de joasă frecvență (JF).

În prezența componentei variabile $u_a(t)$, joncțiunea își modifică starea staționară prin modificarea dimensiunilor regiunii de trecere, a barierei de potențial și a distribuției purtătorilor minoritari în regiunile neutre. Aceste procese sunt legate de variația unor sarcini electrice și necesită un anumit interval de timp, care în cazul de față se neglijează.

Condiția de semnal mic impune ca amplitudinea componentei variabile să aibă o valoare mică, pentru a nu introduce neliniarități asupra răspunsului diodei (în acest caz curentul prin diodă). Conform figurii 2.11.a se observă că forma componentei variabile a curentului $i_a(t)$ este sinusoidală. Acest lucru este posibil pentru că regiunea de pe caracteristica statică parcursă de PSF se poate considera ca fiind aproximativ liniară (arcul de curbă P_1PP_2 poate fi aproximat cu segmentul de dreaptă P_1P_2). Condiția de semnal mic este îndeplinită, dacă restricția asupra amplitudinii este de forma:

$$U_a \ll V_T \quad (2.30)$$

unde $V_T = \frac{k \cdot T}{e}$ este tensiunea termică.

În practică, la valoarea $T = 300 \text{ K}$ este necesar ca $U_a < 26 \text{ mV}$.

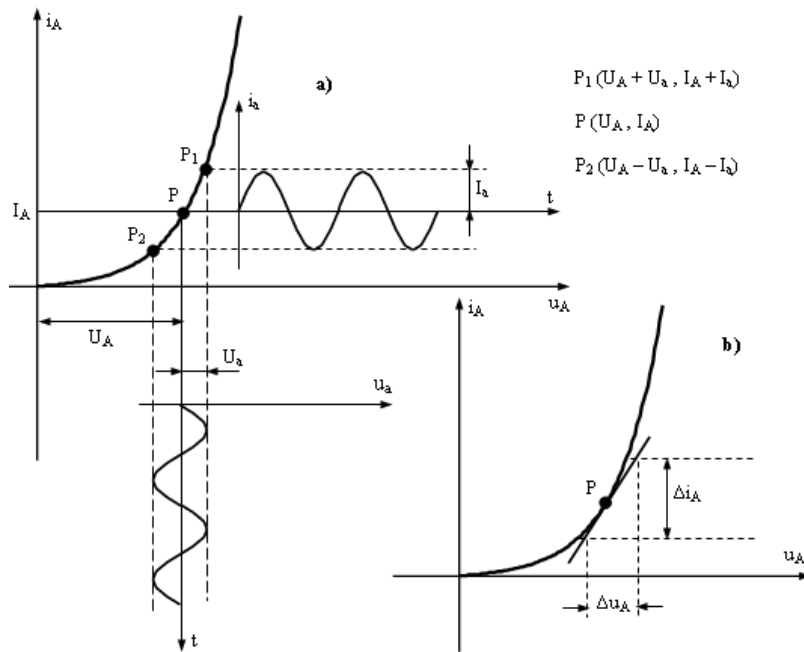


Fig. 2.11 Comportarea diodei (joncțiunea pn) în regim cvasistaționar, la semnal mic

În regim variabil cvasistaționar de semnal mic, dioda (joncțiunea pn) poate fi modelată printr-o rezistență internă.

În cazul polarizării directe rezistența internă r_d are semnificația grafică a pantei tangentei în P.S.F. – vezi figura 2.11.b – fiind denumită rezistență internă sau dinamică sau diferențială. Matematic aceasta se definește astfel:

$$r_i = r_d = \frac{d u_A}{d i_A} = \frac{V_T}{I_A + |I_0|} \approx \frac{\Delta u_A}{\Delta i_A} \quad (2.31)$$

În cazul polarizării inverse ($I_A \cong -|I_0|$), valoarea rezistenței interne are teoretic o valoare infinită. Practic, valoarea acesteia este de ordinul megaohmilor.

2.4.6. Disiparea căldurii

Joncțiunile pn sunt “montate” în interiorul unui dispozitiv numit capsulă. Rolul acesteia este atât cel de protecție mecanică cât și de evacuare a căldurii acumulate de joncțiune în timpul procesului de conducție. Astfel, capsula este caracterizată de un parametru numit rezistență termică ce caracterizează evacuarea căldurii dinspre joncțiune spre mediul

exterior, a cărei valoare tipică este $R_{thj-a} = 350 \frac{^\circ\text{C}}{\text{W}}$. Calculul termic se face pe un circuit

analog cu circuitele electrice, numit circuit termic, prezentat în figura 2.12.

Se poate observa relația (asemănătoare cu teorema a doua a lui Kirchoff):

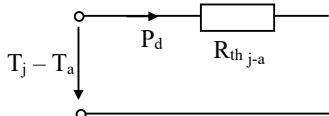


Fig. 2.12

Circuitul termic al joncțiunii pn

$$T_j - T_a = P_d R_{thj-a} \quad (2.32)$$

unde T_a este temperatura ambiantă, iar P_d puterea disipată:

$$P_d = U_A I_A \quad (2.33)$$

2.5. APLICAȚII

2.5.1. În circuitul din figura 2.13.a, dioda (cu caracteristica exponențială prezentată în figura 2.13.b), are parametrii: $|I_0| = 1\text{pA}$; $\frac{kT}{e} = 26\text{mV}$.

- Se cere P.S.F.-ul diodei, știind că $E_A = 10\text{V}_{cc}$; $R = 1\text{k}\Omega$;
- Să se determine parametrii caracteristicii statice liniarizate, V_γ și R_d – vezi figura 2.13.c, considerând că dioda este în conducție dacă $I_F \geq 1\mu\text{A}$ și că pentru $I_F = 10\text{mA}$, cele două caracteristici coincid (figura 2.13.d);
- Să se calculeze P.S.F.-ul considerând caracteristica statică liniarizată cu V_γ și R_d determinate la punctul b și să se compare rezultatele obținute la punctul a;
- Care sunt diferențele între tensiunile pe diodă obținute prin aproximarea liniară a caracteristicii statice, față de valorile lor reale (caracteristica statică exponențială), pentru curenții $I_F = 0,1\text{mA}; 1\text{mA}; 5\text{mA}$;
- Să se calculeze valorile maxime ale diferențelor discutate la punctul d.

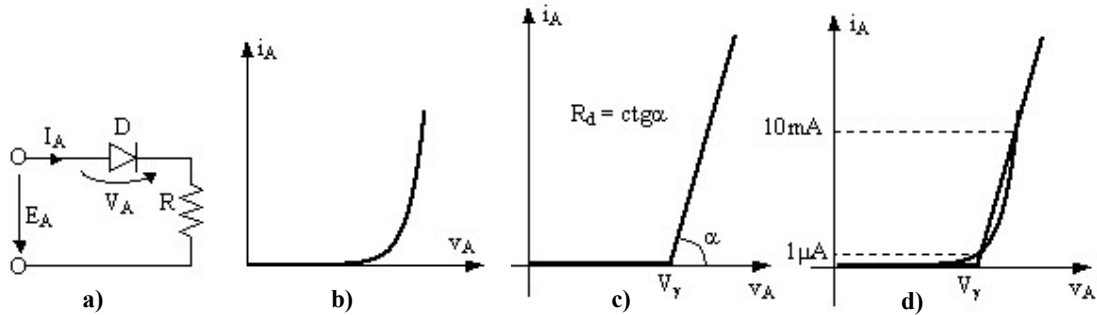


Fig. 2.13

Rezolvare

a) Dioda este polarizată direct. Rezultă că P.S.F.-ul (V_F, I_F) este soluția următorului sistem de ecuații:

$$\begin{cases} V_F + RI_F = E_A \\ I_F = |I_0| \left[\exp\left(\frac{eV_F}{kT}\right) - 1 \right] \end{cases} \quad (2.34)$$

Rezolvarea analitică a sistemului (2.34) conduce la o ecuație transcendentă, din acest motiv soluția nu poate fi decât una aproximativă.

Varianta I

O primă metodă constă în aproximarea tensiunii V_F cu V_γ căderea tipică de tensiune (tensiunea de deschidere) la bornele joncțiunii pn polarizate direct. Ordinul de mărime al curentului I_0 (pA) este specific diodelor cu Si, deci:

$$V_F = V_\gamma \cong 0,6\text{V} \Rightarrow I_F = \frac{E_A - V_\gamma}{R} = 9,4\text{mA}; \Rightarrow \text{P.S.F.} = P(0,6\text{V}; 9,4\text{mA})$$

Observație:

Într-adevăr, rezultatul obținut satisface condiția $I_F \gg |I_0|$. Ca urmare, este

justificată aproximarea $V_F \cong 0,6\text{V} \cong \text{constant}$.

Pentru o mai bună înțelegere a fenomenului, se prezintă (tabelul 2.1) variația curentului I_F al unei diode cu Si, în funcție de tensiunea aplicată, V_F , rezultate obținute conform (2.34).

Tabelul 2.1. Valori ale perechilor (V_F, I_F), în cazul polarizării directe, a unei diode cu Si

V_F	0	0,1V	0,2V	0,3V	0,4V	0,5V	0,6V	0,7V	0,8V
I_F	0	46pA	2,2nA	0,1μA	4,8μA	0,224mA	10mA	490mA	23A

Blocare directă
"Cotul" caracteristicii
Conducție

Observație:

În conducție, $V_F > V_\gamma$, o variație relativ mică a tensiunii directe (0,6V la 0,8V) are ca efect o variație relativ pronunțată a curentului direct (de la 10mA la 23A). Altfel spus, caracteristica statică este cvasiverticală în această regiune sau dioda prezintă o rezistență internă foarte mică:

$$R_d = \frac{dV_F}{dI_F} \approx \frac{\Delta V_F}{\Delta I_F} = \frac{(0,8 - 0,2)V}{(23 - 0,01)A} = 8,7m\Omega.$$

Concluzie:

Pentru aflarea P.S.F.-ului prin aproximarea căderii de tensiune V_F pe diodă, se estimează

ordinul de mărime al curentului, conform $I_F \approx \frac{E_A}{R}$.

- 1) Dacă $I_F \approx mA$, se poate aproxima $V_F \approx V_\gamma \approx 0.6...0.7V$ rezultând $I_F \approx \frac{E_A - V_\gamma}{R}$.
- 2) Dacă $I_F \ll mA$, atunci P.S.F.-ul este fie în zona cotului fie în zona de blocare directă a caracteristicii statice. Coordonatele P.S.F.-ului în acest caz se află fie prin refacerea tabelului 2.1, fie printr-o metodă iterativă de tipul celei ce va fi prezentată în continuare.

Deocamdată se va semnală că și pe zona blocării directe apare o creștere pronunțată a curentului la variații mici ale tensiunii (firește: este aceeași caracteristică), după cum se poate urmări în figura 2.14 unde este reprezentată caracteristica statică în polarizare directă a aceleiași diode pe domenii diferite ale tensiunii V_F . Între curenții de pe cele două caracteristici există însă o diferență de 3 ordine de mărime.

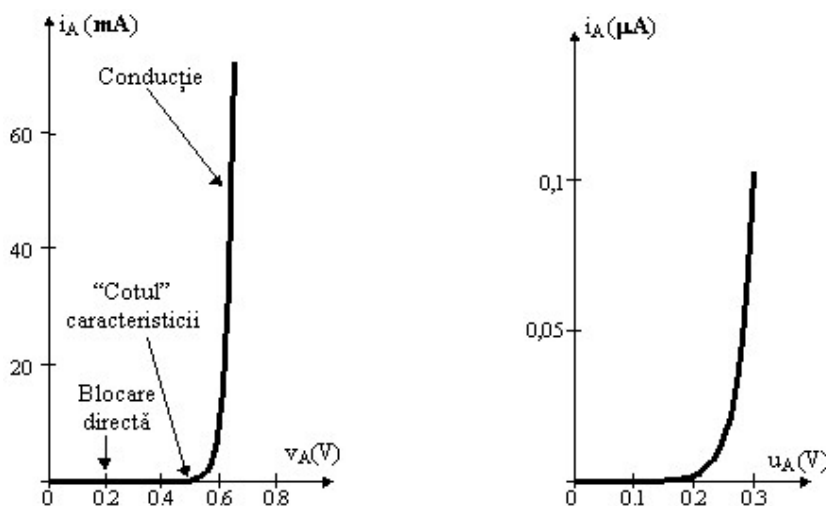


Fig. 2.14

Observație:

Dacă se fac calculele pe caracteristica statică în polarizare inversă, rezultă o variație foarte mică a curentului față de tensiunea aplicată (caracteristică statică cvasiorizontală în polarizare inversă sau rezistența internă a diodei foarte mare) – tabelul 2.2.

Tabelul 2.2. Valori ale perechilor (V_R, I_R), în cazul polarizării inverse, a unei diode cu Si

V_R (V)	0,05	-0,25	-0,5	-1	-2	-5	-10
I_R (pA)	-0,85	-0,99	≈ -1	≈ -1	≈ -1	≈ -1	≈ -1

Varianta II

Sistemul de ecuații (2.34) poate fi rezolvat mai exact (adică se poate obține soluția cu o precizie ε , oricât de bună) prin metoda (iterativă) a aproximațiilor succesive. Pentru a ușura urmărirea expunerii, procedeul va fi explicat grafic în figura 2.15.

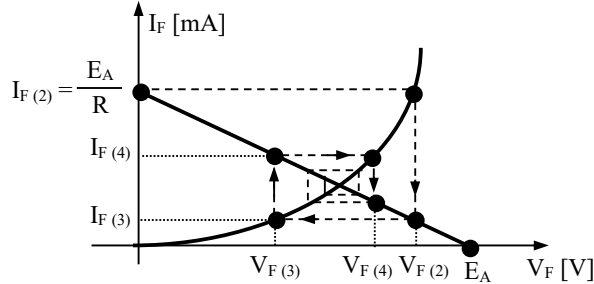


Fig. 2.15

➤ Pasul 1

- 1) Se inițializează $I_{F(1)} = 0$
- 2) Se calculează valoarea corespunzătoare a tensiunii pe diodă, $V_{F(1)}$, pe caracteristica

$$\text{statică, obținându-se } V_{F(1)} = \frac{kT}{e} \ln \left(1 + \frac{I_{F(1)}}{|I_0|} \right) = 0$$

Se obține următorul P.S.F.: $P_1(V_{F(1)}, I_{F(1)}) = P_1(0V; 0mA) = 0$

➤ Pasul 2

- 1) Se menține constantă valoarea tensiunii $V_{F(2)} = V_{F(1)}$.
- 2) Se calculează valoarea corespunzătoare a curentului prin diodă, $I_{F(2)}$, pe dreapta de

$$\text{sarcină } V_F + RI_F = E_A \text{ rezultând } I_{F(2)} = \frac{E_A - V_{F(1)}}{R} = 10mA.$$

Se obține următorul P.S.F.: $P_2(V_{F(2)}, I_{F(2)}) = P_2(0V; 10mA)$

➤ Pasul 3

- 1) Se menține constantă valoarea curentului $I_{F(3)} = I_{F(2)}$.
- 2) Se calculează valoarea corespunzătoare a tensiunii pe diodă, $V_{F(3)}$, pe caracteristica

$$\text{statică, obținându-se } V_{F(3)} = \frac{kT}{e} \ln \left(1 + \frac{I_{F(2)}}{|I_0|} \right) = 0,539V$$

Se obține următorul P.S.F.: $P_3(V_{F(3)}, I_{F(3)}) = P_3(0,539V; 10mA)$

➤ Pasul 4

- 1) Se menține constantă valoarea tensiunii $V_{F(4)} = V_{F(3)}$.
- 2) Se calculează valoarea corespunzătoare a curentului prin diodă, $I_{F(4)}$, pe dreapta de

$$\text{sarcină, rezultând } I_{F(4)} = \frac{E_A - V_{F(3)}}{R} = 9,461mA.$$

Se obține următorul P.S.F.: $P_4(V_{F(4)}, I_{F(4)}) = P_4(0,539V; 9,461mA)$

Dacă $|I_{F(4)} - I_{F(3)}| < \varepsilon$ și $|V_{F(4)} - V_{F(3)}| < \varepsilon$, atunci calculul P.S.F.-ului se poate considera încheiat și se pot reține ca soluții oricare din cele două valori P_4 sau P_3 . Altfel, se continuă până la obținerea preciziei dorite, ε .

Rezultă că, în general:

- La pasul j se vor face calculele:

$$V_{F(j)} = \frac{kT}{e} \ln \left(1 + \frac{I_{F(j)}}{|I_0|} \right);$$

- La pasul $(j+1)$ se vor face calculele:

$$I_{F(j+1)} = \frac{E_A - V_{F(j+1)}}{R}$$

- Evaluările: $\begin{cases} |I_{F(j+1)} - I_{F(j)}| < \varepsilon \\ |V_{F(j+1)} - V_{F(j)}| < \varepsilon \end{cases}$

Se poate observa că, datorită faptului că dioda semiconductoră prezintă o caracteristică statică *cvasiverticală*, procesul de calcul converge foarte rapid către soluție (cel mult 4 – 5 iterații). După cum se vede, valorile calculate la pasul 4 sunt deja foarte apropiate de cele obținute prin prima metodă.

b) Dacă $I_F = |I_0| \left[\exp \left(\frac{eV_F}{kT} \right) - 1 \right]$, atunci rezultă că: $V_F = \frac{kT}{e} \ln \left(1 + \frac{I_F}{|I_0|} \right)$

Tensiunea pe diodă pentru cele două valori ale curentului $I_F = 1\mu A$; $I_F = 10mA$ devine:

$$\begin{cases} V_\gamma = V_F(I_F = 1\mu A) = 0,026 \cdot \ln \left(1 + \frac{10^{-6}}{10^{-12}} \right) \cong 0,36V \\ V_F = V_F(I_F = 10mA) = 0,026 \cdot \ln \left(1 + \frac{10^{-2}}{10^{-12}} \right) \cong 0,6V \end{cases}$$

Pentru $V_F \geq V_\gamma$, conform (2.28) ecuația caracteristicii statice liniarizate se va scrie:

$$V_F = V_\gamma + R_d I_F \Rightarrow R_d = \frac{V_F - V_\gamma}{I_F} \approx \frac{0,6V - 0,36V}{10mA} \approx 24\Omega$$

Circuitul echivalent al diodei este reprezentat în figura 2.16.

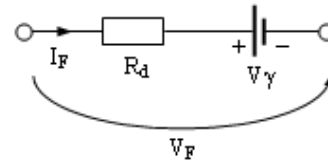


Fig. 2.16

c) Prin liniarizarea diodei se obține circuitul din figura 2.17. echivalent cu schema reală prezentată în figura 2.13a.

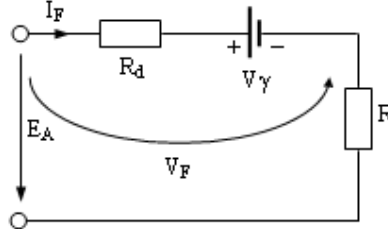


Fig. 2.17

Circuitul (liniar) din figura 2.17 este descris de ecuațiile:

$$\begin{cases} I_F = \frac{E_A - V_\gamma}{R_d + R} = \frac{10 - 0,36}{1 + 0,024} = 9,414mA \\ V_F = V_\gamma + R_d I_F = \frac{R_d E_A + R V_\gamma}{R_d + R} = 0,586V \end{cases}$$

de unde rezultă că: $P.S.F._{liniarizat} = P(0,586V; 9,414mA)$.

Comparând aceste valori cu cele obținute la punctual a), $P.S.F. = P(0,6V; 9,4mA)$, rezultă:

$$\begin{cases} \Delta I_F = |9,4mA - 9,414mA| = 0,014mA \\ V_F = |0,6V - 0,586V| = 0,014V \end{cases}$$

d) Se calculează valorile corespunzătoare celor 3 curenți, cu ajutorul celor două caracteristici.

$$I_F = 10^{-4} A \Rightarrow \begin{cases} V_{Freal} = \frac{kT}{e} \ln \left(1 + \frac{I_F}{|I_0|} \right) = 0,026 \cdot \ln \left(1 + \frac{10^{-4}}{10^{-12}} \right) = 0,479V \\ V_{Fliniar} = V_\gamma + R_d I_F = 0,36 + 24 \cdot 10^{-4} = 0,362V \end{cases} \Rightarrow \Delta V_F \cong 0,12V$$

$$I_F = 10^{-3} A \Rightarrow \begin{cases} V_{Freal} = \frac{kT}{e} \ln \left(1 + \frac{I_F}{|I_0|} \right) = 0,026 \cdot \ln \left(1 + \frac{10^{-3}}{10^{-12}} \right) = 0,539V \\ V_{Fliniar} = V_\gamma + R_d I_F = 0,36 + 24 \cdot 10^{-3} = 0,38V \end{cases} \Rightarrow \Delta V_F \cong 0,16V$$

$$I_F = 5 \cdot 10^{-3} A \Rightarrow \begin{cases} V_{Freal} = \frac{kT}{e} \ln \left(1 + \frac{I_F}{|I_0|} \right) = 0,026 \cdot \ln \left(1 + \frac{5 \cdot 10^{-3}}{10^{-12}} \right) = 0,58V \\ V_{Fliniar} = V_\gamma + R_d I_F = 0,36 + 24 \cdot 5 \cdot 10^{-3} = 0,48V \end{cases} \Rightarrow \Delta V_F \cong 0,1V$$

e) Conform punctului d rezultă că:

$$\Delta V_F = \frac{kT}{e} \ln \left(1 + \frac{I_F}{|I_0|} \right) - R_d I_F - V_\gamma$$

obținându-se o relație de tipul: $\Delta V_F = \Delta V_F(I_F)$.

Pentru a afla abaterea maximă, se calculează derivata funcției ΔV_F și apoi se rezolvă

ecuația $\frac{d(\Delta V_F)}{dI_F} = 0$

$$\left. \begin{aligned} \frac{d(\Delta V_F)}{dI_F} &= \frac{kT}{e} \cdot \frac{1}{1 + \frac{I_F}{|I_0|}} \cdot \frac{1}{|I_0|} - R_d \\ \frac{d^2(\Delta V_F)}{dI_F^2} &= -\frac{kT}{e} \cdot \frac{1}{(I_F + |I_0|)^2} < 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \text{soluțiile ecuației } \frac{d(\Delta V_F)}{dI_F} = 0 \text{ vor fi}$$

coordonatele maximului funcției $\Delta V_F = \Delta V_F(I_F)$.

$$\frac{d(\Delta V_F)}{dI_F} = 0 \Rightarrow \frac{kT}{e} \cdot \frac{1}{I_F + |I_0|} = R_d \Rightarrow I_F = \frac{kT}{e} \cdot \frac{1}{R_d} - |I_0| = \frac{0,026}{24} - 10^{-12} \cong 1,08mA$$

Valoarea corespunzătoare (maximă) a abaterii va fi:

$$\Delta V_{Fmax} = 0,026 \cdot \ln \frac{1,08 \cdot 10^{-3} + 10^{-12}}{10^{-12}} - 24 \cdot 1,08 \cdot 10^{-3} - 0,36 \cong 0,16V.$$

2.5.2. În circuitul din figura 2.18 diodele respectă legea exponențială ideală și sunt caracterizate de curenții inverși $I_{01} = -1\mu A, I_{02} = -9\mu A$. Să se calculeze tensiunile la bornele celor două diode.

Se dau: $R = 2k\Omega, U = 200V, \frac{kT}{e} = 26mV$.

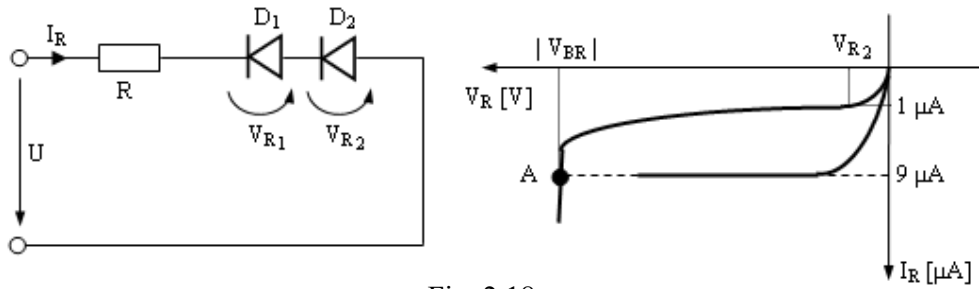


Fig. 2.18

Rezolvare

Diodele sunt polarizate invers. Deoarece curentul invers nu depinde de tensiunea aplicată, admitând că diodele nu se străpung, urmează că prin circuit se va stabili curentul (invers) cel mai mic ($I_R = -I_{01} = 1 \mu A$). (Altfel, dioda D_1 s-ar străpunge, deoarece dacă $I_R = 9 \mu A$, se observă, pe caracteristicile statice ale diodelor – vezi figura 2.17b, că această valoare corespunde zonei de străpungere inversă a acestei diode – punctul A).

Se calculează valoarea tensiunii pe cele două diode.

$$I_A = |I_0| \left[\exp\left(\frac{eV_A}{kT}\right) - 1 \right] \Leftrightarrow V_A = \frac{kT}{e} \ln\left(\frac{I_A}{|I_0|} + 1\right) = -V_R$$

și cum $I_{R2} = -I_{01}$ rezultă că:

$$-V_{R2} = \frac{kT}{e} \ln\left(1 - \frac{I_{01}}{|I_{02}|}\right) \cong -0,003V$$

$$V_{R1} = U - RI_R - V_{R2} = 200 - 2 \cdot 10^3 \cdot 10^{-6} - 0,003 = 199,995V$$

Se observă că tensiunea de alimentare se distribuie inegal pe cele două diode. Acest proces poate fi urmărit și în figura 2.18b).

În concluzie, conectarea în serie a diodelor nu are ca efect obținerea unei diode echivalente cu tensiunea de străpungere mai mare decât a fiecărei diode în parte.

2.5.3. Să se calculeze tensiunile la bornele diodelor din circuitul prezentat în figura 2.19.

Se dau: $I_{01} = -1 \mu A$, $I_{02} = -9 \mu A$, $R = 2k\Omega$, $\frac{kT}{e} = 26mV$, $R_1 = R_2 = 1M\Omega$.

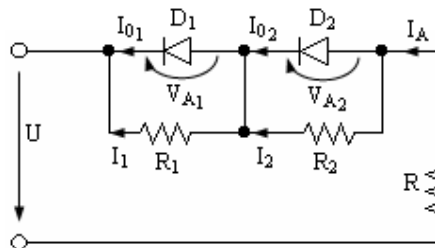


Fig. 2.19

Rezolvare

Deoarece curentul invers al diodelor este independent de tensiunea aplicată, înseamnă că prin diode vor circula curenții lor inverși. Se pot scrie relațiile:

$$\begin{cases} I_A = I_{01} + I_1 \\ I_A = I_{02} + I_2 \\ U = -RI_A - R_1I_1 - R_2I_2 \end{cases}$$

Din rezolvarea sistemului de ecuații (cu necunoscutele I_A , I_1 , I_2) se pot calcula tensiunile la bornele diodelor: $V_{A1} = R_1I_1$; $V_{A2} = R_2I_2$.

Observație:

În figura 2.19, sensurile adoptate pentru curenți și tensiuni au fost consecința convenției de notare a acestora la diode – vezi figura 2.20a.

➤ Polarizare directă: $V_A > 0, I_A > 0$

➤ Polarizare inversă: $V_A < 0, I_A < 0$

Este evident că sistemul poate fi rezolvat cu ajutorul notațiilor făcute, obținându-se valori negative pentru curenții și tensiunile la bornele diodelor. Problema este că acest mod de notare, în situația de față, contravine oarecum convenției sensurilor pozitive asociată circuitelor receptoare – vezi figura 2.20b, cu care lucrează marea majoritate a specialiștilor în electrotehnică și electronică.



Fig. 2.20

Dacă notațiile din figura 2.19 nu convin, atunci:

➤ Se pot schimba toate sensurile tensiunilor și curenților (mai puțin U), eventual renotând I_A cu I_R și tensiunile V_A cu V_R , pentru a sublinia o dată în plus că se discută despre curenți și tensiuni inverse aplicate diodelor;

➤ Pentru a evita notații complicate de genul $|I_{01}|$ și $|I_{02}|$ - vezi figura 2.21, curenții I_{01} și I_{02} se vor înlocui cu valorile lor **pozitive** (ei fiind negativi **numai** în raport cu sensurile adoptate în figura 2.19 sau 2.20).

➤ Desigur, nu trebuie omis faptul că se calculează mărimi specifice (tensiuni și curenți) polarizării inverse a diodelor, deci dacă s-ar pune problema localizării acestor puncte pe caracteristicile statice, ele vor trebui plasate "la locul lor", adică pe caracteristica statică în polarizare inversă.

În conformitate cu cele expuse, se obține schema din figura 2.21.

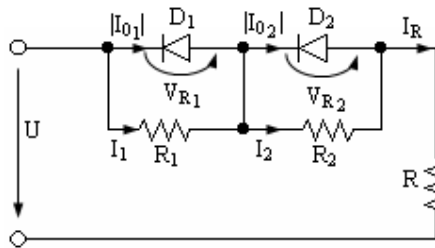


Fig. 2.21

Sistemul de ecuații ce caracterizează circuitul din schema din figura 2.21, precum și rezolvarea lui este următoarea:

$$\begin{cases} I_R = I_{01} + I_1 \\ I_R = I_{02} + I_2 \\ U = RI_R + R_1 I_1 + R_2 I_2 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} I_1 = I_2 + I_{02} - I_{01} \\ I_R = I_{02} + I_2 \\ U = R(I_{02} + I_2) + R_1(I_2 + I_{02} - I_{01}) + R_2 I_2 \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} I_2 = \frac{U + I_{01} R_1 - I_{02} (R + R_1)}{R + R_1 + R_2} \\ I_1 = \frac{U + I_{02} R_2 - I_{01} (R + R_2)}{R + R_1 + R_2} \\ I_R = \frac{U + I_{01} R_1 + I_{02} R_2}{R + R_1 + R_2} \end{cases}$$

Deci:

$$V_{R_1} = R_1 I_1 = \frac{R_1}{R + R_1 + R_2} [U + I_{02} R_2 - I_{01} (R + R_2)]$$

$$V_{R_2} = R_2 I_2 = \frac{R_2}{R + R_1 + R_2} [U + I_{01} R_1 - I_{02} (R + R_1)]$$

Înlocuind valorile din enunț, se obține:

$$V_{R_1} = \frac{10^6}{2 \cdot 10^3 + 10^6 + 10^6} (200 + 9 \cdot 10^{-6} \cdot 10^6 - 10^{-6} (2 \cdot 10^3 + 10^6)) \cong 104V$$

$$V_{R_2} = \frac{10^6}{2 \cdot 10^3 + 10^6 + 10^6} (200 + 10^{-6} \cdot 10^6 - 9 \cdot 10^{-6} (2 \cdot 10^3 + 10^6)) \cong 96V$$

Se poate observa că acest circuit asigură o mai bună distribuție a tensiunii U (tensiune inversă aplicată diodelor) pe cele două diode.

Rezistențele R_1 și R_2 se numesc rezistențe de egalizare a tensiunilor inverse.

Observație:

Curenții inversi ai diodelor au o influență redusă asupra curenților I_R , I_1 , I_2 și în consecință asupra tensiunilor V_{R_1} , V_{R_2} . Această afirmație este echivalentă cu a spune că rezistențele interne ale diodelor în polarizare inversă sunt mult superioare valorilor rezistențelor R_1 și

R_2 (se poate proba acest lucru, considerând $r_i = \frac{V_R}{I_0}$), adică rezistența echivalentă a

fiecărui grup paralel R_k , D_k ($k = 1, 2$) este aproximativ R_k . Cu alte cuvinte, condițiile de funcționare ale circuitului sunt fixate mai puțin de către diode și mai mult de cele două rezistențe R_1 , R_2 .

Se poate trage concluzia că fiecare grup R , D paralel este practic echivalent cu o diodă D , având însă curentul invers fixat cu precădere de R , deci mult mai mare decât curentul invers al diodei D . În acest fel se pot obține "diode" (echivalente) cu curenți inversi aproximativi egali, care pot, în bună măsură, să-și egalizeze tensiunile inverse aplicate.

Din cele expuse se pot deduce algoritmi de calcul a rezistențelor de egalizare:

a) Pornind de la dispersia curenților inversi (în cataloage se indică de obicei, valoarea maximă a curentului invers $I_{R_{Max}}$), se poate adopta o rezistență paralel prin care să rezulte, la tensiunea inversă dorită, un curent $I \gg I_R$.

De exemplu, în cazul problemei de față, $I_{R_{Max}} = 9\mu A$ și se propune $V_R \cong 100V$ (pe fiecare diodă). Se poate observa că un calcul "simplificat" (fără a ține cont de prezența diodelor în circuit) nu conduce la erori foarte mari.

➤ Dacă se adoptă (acceptă) valoarea curentului prin rezistențele de egalizare

$$I = 10 \cdot I_{R_{Max}} = 100\mu A, \text{ atunci se obține valoarea: } R_1 = R_2 = \frac{100V}{100\mu A} = 1M\Omega.$$

Efectul de egalizare este cel obținut în problemă.

➤ Dacă se adoptă o valoare mai mare a curentului prin rezistențele de egalizare (de ex. $I = 100 \cdot I_{R_{Max}}$) s-ar fi obținut o egalizare mult mai bună a tensiunilor inverse

aplicate, cu prețul măririi curentului invers absorbit de rezistența de sarcină a circuitului ($2k\Omega$). Evident că la o proiectare trebuie să se țină cont și de acest lucru, un curent invers prea mare putând aduce prejudicii sarcinii.

În concluzie, la adoptarea valorii rezistențelor de egalizare trebuie acceptat un compromis între următoarele două cerințe contradictorii:

- O valoare mică a lor conduce la o mai bună egalizare a tensiunilor inverse, cu prețul măririi curentului invers ce parcurge sarcina;
- O valoare mare a lor conduce la o mai slabă egalizare a tensiunilor, obținând în sarcină un curent invers mai mic.

b) Dacă se cunosc valorile minime și maxime ale curenților inverși ai diodelor, se pot determina rezistențele de egalizare impunând condiția ca tensiunile inverse aplicate

diodelor să fie $V_{R1,\dots,n} \in \left[\frac{U}{n} - \frac{p}{100} U; \frac{U}{n} + \frac{p}{100} U \right]$ unde:

n = numărul de diode legate în serie;

p = precizia

De exemplu, în cazul problemei de față, s-ar putea impune condiția:

$$V_{R1,2} \in \left[\frac{U}{2} - 5\%U; \frac{U}{2} + 5\%U \right] \Rightarrow V_R \in [95V, 105V]$$

Deoarece dioda cu curentul invers cel mai mic va prelua tensiunea inversă cea mai mare, se poate trage concluzia că: $V_{R2} > V_{R1}$.

Se adoptă valori pentru V_{R1}, V_{R2} care să fie în interiorul intervalului cerut.

Fie $V_{R1} = 96V; V_{R2} = 103V$

Rezultă - vezi figura 2.21:

$$\begin{cases} I_R = \frac{V_{R1}}{I_1} + I_{01} = \frac{V_{R2}}{I_2} + I_{02} \\ U = V_{R1} + V_{R2} + RI_R \end{cases}$$

(același sistem de ecuații, scris într-o formă echivalentă). Necunoscutele sunt I_R, I_1, I_2 .

După rezolvarea sistemului, se determină $R_1 = \frac{V_{R1}}{I_1}, R_2 = \frac{V_{R2}}{I_2}$, apoi se adoptă valori

standardizate pentru acestea și se reia calculul pentru a verifica faptul că tensiunile V_{R1} și V_{R2} , (recalculate cu valorile standardizate pentru rezistoarele R_1 și R_2) se încadrează în intervalul impus.

2.5.4. În circuitul din figura 2.22, diodele D_1 și D_2 au caracteristica statică exponențială ideală ($m = 1$) și $|I_{01}| = 2pA, |I_{02}| = 8pA$. Să se calculeze curenții prin cele două diode, dacă $U = 100V$ și $R = 1k\Omega$.

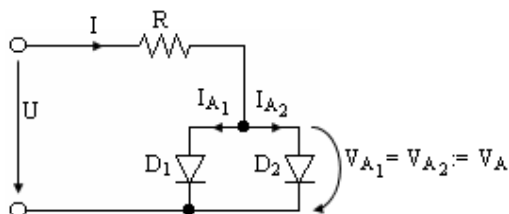


Fig. 2.22

Rezolvare

Diodele sunt polarizate direct; deoarece sunt conectate în paralel, rezultă că:

$$\begin{cases} V_{A_1} = V_{A_2} = V_A \\ I_{A_1} + I_{A_2} = I_A \end{cases} \Rightarrow$$

$$I_A = |I_{01}| \left[\exp\left(\frac{eV_A}{kT}\right) - 1 \right] + |I_{02}| \left[\exp\left(\frac{eV_A}{kT}\right) - 1 \right] = (|I_{01}| + |I_{02}|) \left[\exp\left(\frac{eV_A}{kT}\right) - 1 \right]$$

Se poate considera că cele două diode în paralel sunt echivalente cu o diodă D, având curentul invers: $|I_0| = |I_{01}| + |I_{02}|$.

Efectuând un calcul iterativ sau considerând $V_A \cong V_D = 0,6V$, se obține:
 $V_A \cong 0,6V$; $I = 99,4mA$

Rezultă următorul sistem de ecuații, cu necunoscutele I_{A_1} și I_{A_2} :

$$\begin{cases} I = I_{A_1} + I_{A_2} \\ I_{A_1} = \frac{|I_{01}| \cdot \left[\exp\left(\frac{eV_A}{kT}\right) - 1 \right]}{|I_{02}| \cdot \left[\exp\left(\frac{eV_A}{kT}\right) - 1 \right]} = \frac{|I_{01}|}{|I_{02}|} \Leftrightarrow \begin{cases} I_{A_1} = I \frac{|I_{01}|}{|I_{01}| + |I_{02}|} = 99,4 \frac{2}{2+8} \cong 19,9mA \\ I_{A_2} = I \frac{|I_{02}|}{|I_{01}| + |I_{02}|} = 99,4 \frac{8}{2+8} \cong 79,5mA \end{cases} \end{cases}$$

Se observă o distribuție inegală a curenților prin cele două diode. Acest fenomen este nefavorabil, deoarece diodele se conectează în paralel tocmai pentru a nu fi suprasolicitate de curenți prea mari. Cauza este *inegalitatea curenților inverși*.

2.5.5. În circuitul din figura 2.23, valoarea tensiunii de alimentare este $U = 100V$, iar diodele au următorii parametri:

$$\frac{kT}{e} = 26mV, |I_{01}| = 2pA, |I_{02}| = 8pA, m = 1; R = 1k\Omega, R_1 = R_2 = 20\Omega.$$

Să se calculeze P.S.F.-urile celor două diode.

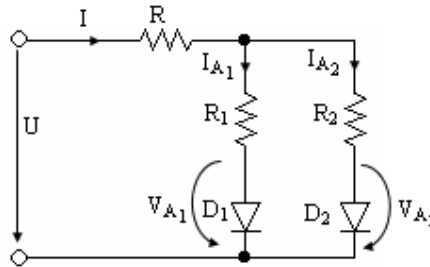


Fig. 2.23

Rezolvare

Aplicând circuitului propus teoremele lui Kirchhoff și scriind expresiile analitice ale caracteristicilor statice corespunzătoare celor două diode, se obține sistemul de 5 ecuații cu

5 necunoscute: $I_{A_1}, I_{A_2}, V_{A_1}, V_{A_2}, I$:

$$\begin{cases} I = I_{A_1} + I_{A_2} \\ U = RI + R_1 I_{A_1} + V_{A_1} \\ R_1 I_{A_1} + V_{A_1} = R_2 I_{A_2} + V_{A_2} \\ I_{A_1} = |I_{01}| \cdot \left[\exp\left(\frac{eV_{A_1}}{kT}\right) - 1 \right] \\ I_{A_2} = |I_{02}| \cdot \left[\exp\left(\frac{eV_{A_2}}{kT}\right) - 1 \right] \end{cases}$$

Deoarece ultimele 2 ecuații ale sistemului sunt transcendente, rezultă că acesta nu poate fi rezolvat analitic, ci numai iterativ:

➤ Pasul 1

Se inițializează $V_{A1(1)} = 0; V_{A2(1)} = 0$. Se calculează valorile curenților prin diode:

$$I_{(1)} = \frac{U}{R + \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \cong 99 \text{mA}$$

$$I_{A1(1)} = I_{A2(1)} = \frac{I}{2} = 49,5 \text{mA}$$

➤ Pasul 2

Cu valorile curenților determinate anterior, $I_{A1(2)} = I_{A1(1)}$; $I_{A2(2)} = I_{A2(1)}$ se calculează valorile tensiunilor pe diodă:

$$V_{A1(2)} = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{I_{A1(2)}}{|I_{01}|} + 1 \right) \cong 0,622 \text{V}$$

$$V_{A2(2)} = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{I_{A2(2)}}{|I_{02}|} + 1 \right) \cong 0,586 \text{V}$$

➤ Pasul 3

Cu valorile tensiunilor determinate anterior, $V_{A1(3)} = V_{A1(2)}$; $V_{A2(3)} = V_{A2(2)}$ se calculează valorile curenților prin diode, utilizând schema echivalentă din figura 2.24.

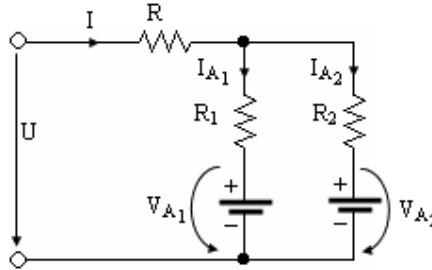


Fig. 2.24

În urma aplicării teoremelor lui Kirchhoff, se obține sistemul:

$$\begin{cases} I = I_{A1} + I_{A2} \\ R_1 I_{A1} + V_{A1} = R_2 I_{A2} + V_{A2} \\ U = RI + R_1 I_{A1} + V_{A1} \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} I_{A1} = \frac{UR_2 + V_{A2}R - V_{A1}(R + R_2)}{R_2 R_1 + RR_1 + RR_2} \\ I_{A2} = \frac{UR_1 + V_{A1}R - V_{A2}(R + R_1)}{R_2 R_1 + RR_1 + RR_2} \end{cases}$$

Deci:

$$\begin{cases} I_{A1(3)} = \frac{UR_2 + V_{A2(3)}R - V_{A1(3)}(R + R_2)}{R_2 R_1 + RR_1 + RR_2} \\ I_{A2(3)} = \frac{UR_1 + V_{A1(3)}R - V_{A2(3)}(R + R_1)}{R_2 R_1 + RR_1 + RR_2} \end{cases}$$

Înlocuind valorile numerice (cu rezistențele în $k\Omega$) se obține:

$$\begin{cases} I_{A1(3)} \cong 48,3 \text{mA} \\ I_{A2(3)} \cong 50,1 \text{mA} \end{cases}$$

➤ Pasul 4

Cu valorile curenților determinate anterior, $I_{A1(4)} = I_{A1(3)}$; $I_{A2(4)} = I_{A2(3)}$ se calculează valorile tensiunilor pe diodă:

$$V_{A1(4)} = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{I_{A1(4)}}{|I_{01}|} + 1 \right) \cong V_{A1(3)}$$

$$V_{A2(4)} = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{I_{A2(4)}}{|I_{02}|} + 1 \right) \cong V_{A2(3)}$$

Deoarece tensiunile pe diode se modifică nesemnificativ față de cele calculate la pasul 3, calculul se poate considera încheiat și se rețin ca soluții ale problemei rezultatele pasului 3 (în general, condiția de oprire a calculelor este $|V_{A(k+1)} - V_{A(k)}| < \varepsilon$, adică diferența a două valori calculate succesiv este inferioară preciziei impuse).

Se observă că prezența rezistențelor R_1 , R_2 are efectul favorabil al apropierii valorii curenților prin cele două diode.

Rezistențele R_1 și R_2 se numesc rezistențe de egalizare a curenților prin cele două ramuri ale circuitului tensiunilor inverse.

Observație:

Cele două rezistențe au și un efect nefavorabil asupra circuitului, în sensul că prezența lor micșorează curentul I și deci căderea de tensiune la bornele rezistenței (de sarcină) R_S . De asemenea, ele consumă putere.

În cazul aplicației de față, rezultă: $U_R = RI = R(I_{A1} + I_{A2})$, adică $U_R = 98,4V$.

Față de situația diodelor fără rezistențe serie (**problema 4**), când $U_R = 99,4V$, se constată o scădere a tensiunii aplicate rezistenței (de sarcină) R cu $1V$.

Evident că efectul de egalizare a curenților crește odată cu creșterea valorilor rezistențelor serie cu diodele, pe seama reducerii tensiunii aplicate pe R . Acest fenomen poate fi dedus și pe cale intuitivă, printr-o analiză calitativă a circuitului: grupul serie R_1 , D este practic echivalent cu o diodă D' , având tensiunea de deschidere mai mare – vezi figura 2.25.

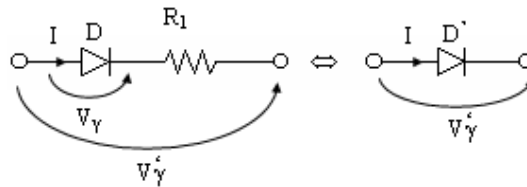


Fig. 2.25

$$V_{\gamma}' = V_{\gamma} + R_1 I, \text{ unde: } \begin{cases} V_{\gamma} \cong 0,6V(\text{Si}) \\ \text{sau} \\ V_{\gamma} \cong 0,2V(\text{Ge}) \end{cases}$$

Desigur, cu cât R_1 este mai mare, V_{γ}' va fi mai mare, depinzând într-o mai mică măsură de căderea de tensiune pe diodă.

Într-o exprimare echivalentă: rezistența echivalentă serie a 2 rezistențe, una foarte mare în comparație cu cealaltă, este foarte apropiată de valoarea rezistenței mari. În cazul de față, rezistența mare este R_1 iar cea mică rezistența internă a diodei în polarizare directă, R_d . Evident, dacă $R_1 \gg R_d$, influența acesteia din urmă va fi mică și în consecință condițiile de funcționare ale circuitului vor fi fixate, cu precădere, de R_1 .

Din cele expuse se poate trage concluzia că, pentru egalizarea curenților pe cele două ramuri cu diode, trebuie acceptat un compromis între două cerințe contradictorii:

- O valoare mare a rezistențelor asigură o egalizare mai bună a curenților, pe seama scăderii tensiunii aplicate sarcinii R.
- O valoare mică a rezistențelor asigură o tensiune mai mare pe sarcină, pe seama unei egalizări mai slabe a curenților prin cele două ramuri.

De aici se pot deduce algoritmi de proiectare a rezistențelor de egalizare:

a) Ca dată de proiectare, se poate indica valoarea minimă a tensiunii pe sarcină. De exemplu, în cazul problemei de față, se presupune că se cere egalizarea curenților cu condiția ca $U_R \geq 95V$. Conform figurii 2.25, rezultă că:

$$R_1 I_{A_1} + V_{\gamma_1} = R_2 I_{A_2} + V_{\gamma_2} \leq U - U_R = 5V$$

Se poate adopta o valoare pentru U_R (de exemplu $U_R = 96V$), de unde rezultă că:

$$\begin{cases} R_1 I_{A_1} + V_{\gamma_1} = R_2 I_{A_2} + V_{\gamma_2} = 4V \\ I_{A_1} + I_{A_2} = \frac{U_R}{R} = 96mA \end{cases}$$

Deoarece $V_{\gamma_1} \cong V_{\gamma_2} \cong V_{\gamma} = 0,6V$, într-o primă aproximație, se pot calcula rapid cele două rezistențe:

$$R_1 = R_2 = \frac{4V - V_D}{\frac{I_{A_1} + I_{A_2}}{2}} = \frac{3,6V}{48mA} \cong 75\Omega, \text{ care este o valoare standardizată.}$$

În continuare, se pot calcula curenții și valorile exacte ale tensiunilor pe diode, la fel cum au fost prezentate în rezolvarea problemei.

b) Ca dată de proiectare, se poate indica abaterea maximă a celor doi curenți față de

$$\text{valoarea totală a curentului } I_{A_{1,\dots,n}} \in \left[\frac{I}{n} - \frac{p}{100} \frac{I}{n}; \frac{I}{n} + \frac{p}{100} \frac{I}{n} \right]$$

unde:

I este valoarea totală a curentului ($I = I_{A_1} + I_{A_2} + \dots + I_{A_n}$), unde:

n este numărul de diode legate în paralel

p este precizia impusă.

În cazul de față, $n = 2$, fie $p = 5\%$ iar I se calculează conform relației:

$$I = \frac{U - V_D}{R} = \frac{100 - 0,6}{1} = 99,4mA, \text{ iar}$$

$$I_{A_{1,2}} \in [49,7 - 5\% \cdot 49,7; 49,7 + 5\% \cdot 49,7] mA$$

$$I_{A_{1,2}} \in [47,2; 52,2] mA$$

Se poate observa că dioda cu $|I_0|$ mai mic va avea curentul mai mic. Se pot deci adopta pentru curenți valorile: $I_{A_1} = 48mA$; $I_{A_2} = 50mA$.

Cu aceste valori adoptate pentru curenți, se calculează:

$$V_{A_1} = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{I_{A_1}}{|I_{01}|} + 1 \right)$$

$$V_{A_2} = \frac{kT}{e} \ln \left(\frac{I_{A_2}}{|I_{02}|} + 1 \right)$$

$$I = I_{A_1} + I_{A_2}$$

$$R_1 = \frac{U - RI - V_{A1}}{I_{A1}}$$

$$R_2 = \frac{U - RI - V_{A2}}{I_{A2}}$$

Se vor adopta apoi rezistențele R_1 și R_2 , de preferință egale, având valoarea standardizată cât mai apropiată de cele două valori găsite. Apoi se vor recalcula curenții și tensiunile pe diode, cu valorile standardizate ale rezistențelor.

2.5.6. O diodă cu $|I_0| = 10^{-12}$ A și $m = 2$ este montată în circuitul din figura 2.26. Să se determine amplitudinea ce trebuie să o aibă semnalul v_g pentru ca la bornele diodei să se obțină o tensiune cu amplitudinea $V_d = 2$ mV.

Se dau: $E = 100V_{CC}$, $R_1 = 1k\Omega$, $R_2 = 100k\Omega$, $C \rightarrow \infty$, $f = 1kHz$, $\frac{kT}{e} = 25$ mV.

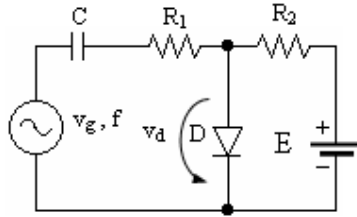


Fig. 2.26

Rezolvare

În regim de joasă frecvență și semnal mic, dioda este modelată prin rezistența ei internă:

- în polarizare directă $r_d = m \frac{V_T}{I_A + |I_0|} = m \frac{kT}{e(I_A + |I_0|)}$
- în polarizare inversă $r_i = m \frac{V_T}{|I_0|} = m \frac{kT}{e \cdot |I_0|}$

În cazul de față, dioda fiind polarizată direct, se obține:

$$I_A = \frac{E - v_D}{R_2} = \frac{E - V_d}{R_2} \cong \frac{E}{R_2} = 1 \text{ mA}$$

de unde rezultă că:

$$r_d = \frac{2 \cdot 0,025}{10^{-3}} = 50 \Omega$$

Circuitul echivalent în regim dinamic este prezentat în figura 2.27.

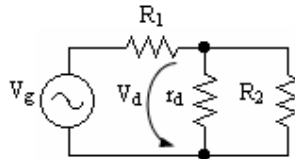


Fig. 2.27

$$V_d = V_g \frac{R}{R + R_1}, \text{ unde}$$

$$R = r_d \parallel R_2 = \frac{r_d R_2}{R_d + R_2} \cong r_d = 50 \Omega$$

$$V_d = V_g \frac{R}{R + R_1} \Leftrightarrow V_g = V_d \frac{R + R_1}{R}$$

de unde rezultă că:

$$V_g = 2 \cdot \frac{50 + 10^3}{10^3} \cong 42 \text{ mV}$$

2.5.7. Dioda din circuitul din figura 2.28a are tensiunea de străpungere $V_{BR} = -100 \text{ V}$ și curentul rezidual $|I_0| = 10 \mu\text{A}$. Să se determine tensiunea și curentul la bornele ei (P.S.F.-ul), știind că în regimul de multiplicare în avalanșă, expresia caracteristica statică este:

$$I_A = -\frac{|I_0|}{1 - \left(\frac{V_A}{V_{BR}}\right)^3}.$$

Se dau: $U = 200 \text{ V}_{CC}$, $R = 100 \text{ k}\Omega$.

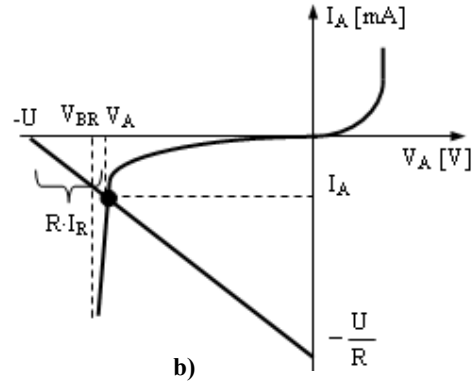
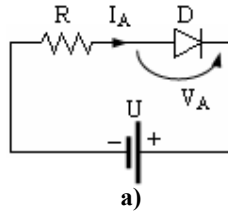


Fig. 2.28

Rezolvare

Caracteristica statică a diodei este prezentată în figura 2.28b. Dioda este polarizată invers, deci se vor nota mărimile caracteristice P.S.F.-ului:

$$V_R = -V_A \text{ și } I_R = -I_A.$$

Conform acestor notații, caracteristica statică se rotește în cadranul I, ca în figura 2.41. În consecință, rezultă că P.S.F.-ul este soluția sistemului de ecuații:

$$\begin{cases} RI_R + V_R = U & (\text{d.s.}) \\ I_R = -\frac{|I_0|}{1 - \left(\frac{V_R}{|V_{BR}|}\right)^3} & (\text{c.s.}) \end{cases}$$

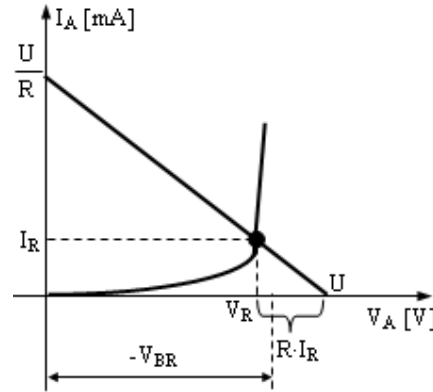


Fig. 2.29

Sistemul poate fi rezolvat rapid prin metoda (iterativă a) aproximațiilor succesive, observând că $V_R \cong -V_{BR}$, datorită faptului că dioda lucrează în regiunea de multiplicare în avalanșă. În consecință, inițializând $V_R = -V_{BR} = 100 \text{ V}$, se obține:

$$I_{R(1)} = \frac{U - V_{R(1)}}{R} = 1 \text{ mA}$$

Recalculând tensiunea V_R se obține:

$$V_{R(2)} = |V_{BR}| \cdot \sqrt[3]{1 - \frac{|I_0|}{I_R}} = 100 \cdot \sqrt[3]{1 - \frac{10^{-5}}{10^{-3}}} = 99,67 \text{ V}$$

Se poate verifica faptul că, la o nouă recalculare, rezultatele obținute la pasul 2 se modifică nesemnificativ.

Rezultă că P.S.F.-ul este punctul $P(-V_R, -I_R) = P(-99,67V; -1,003mA)$

Observații:

- Dacă tensiunea de alimentare satisface condiția $|U| = |V_{BR}|$, atunci se poate considera, cu o bună aproximație, că la bornele diodei se regăsește tensiunea de străpungeră $V_A = V_{BR}$, iar curentul se determină imediat din ecuația dreptei de sarcină;
 - Pentru o diodă obișnuită, regimul de lucru studiat în această problemă trebuie evitat, deoarece străpungera inversă este ireversibilă și în consecință dioda va fi distrusă;
 - Un caz particular al acestei probleme este polarizarea inversă a diodei Zener (stabilizatoare de tensiune), pentru care fenomenul străpungerii inverse este reversibil, cu condiția păstrării curentului între limitele specificate în catalog. Este evident că valoarea tensiunii stabilizate este foarte apropiată de V_{BR} , iar variația acesteia (datorată variației curentului) este mică. Se poate remarca alura cvasiverticală a caracteristicii statice în zona de străpungeră, sau, într-o exprimare echivalentă, valoarea foarte mică a rezistenței interne (specifică generatoarelor de tensiune);
 - dioda Zener ideală are, în zona de străpungeră inversă, rezistența internă nulă: $r_Z = 0$. În consecință, caracteristica statică a diodei Zener ideale este verticală: tensiunea la bornele sale este constantă (valoarea sa fiind V_{BR}), independent de valoarea curentului. Rezultă că dioda Zener ideală se comportă ca un generator ideal de tensiune;
- În practică, există multe aplicații în care se poate neglija rezistența internă a diodei Zener (adică dioda este ideală din punctul de vedere al tensiunii la bornele sale). Variația curentului însă este obligatoriu să fie în intervalul $[I_{Z_{min}}, I_{Z_{max}}]$, specificat în catalog. Valoarea minimă, $I_{Z_{min}}$, asigură funcționarea diodei în zona de străpungeră inversă, iar cea maximă, $I_{Z_{max}}$, asigură nedepășirea valorii maxim admisibile a puterii disipate pe diodă.

3. TRANZISTORUL BIPOLAR

3.1. NOȚIUNI INTRODUCTIVE

3.1.1. Definiție

Tranzistorul bipolar este un dispozitiv electronic *activ* cu trei terminale: emitorul (E), baza (B) și colectorul (C). Aceste trei terminale sunt plasate pe trei regiuni semiconductoare de conductibilitate diferită (p sau n) ale aceluiași cristal semiconductor (în general germaniu – Ge sau siliciu – Si). Denumirea de tranzistor **bipolar** provine de la următoarea caracteristică: conducția este asigurată de două tipuri de purtători de sarcină de polaritate diferită (electroni și goluri). Tranzistorul bipolar se mai notează prescurtat **TB**.

Observație:

Prin comparație, tranzistorul cu efect de câmp (TEC) face parte din clasa dispozitivelor unipolare (funcționarea lor se bazează pe un singur tip de purtători de sarcină – fie electroni, fie goluri).

Datorită faptului că există 2 tipuri de regiuni cu conductibilitate diferită (n sau p) care trebuie să alterneze, iar TB este format din trei regiuni vor exista tranzistoare cu structură **npn** sau **pnp**, după cum se poate observa din figura 3.1 și 3.2.

3.1.2. Simboluri

Simbolurile celor două structuri sunt prezentate în figura 3.1 (pnp) și figura 3.2 (npn).

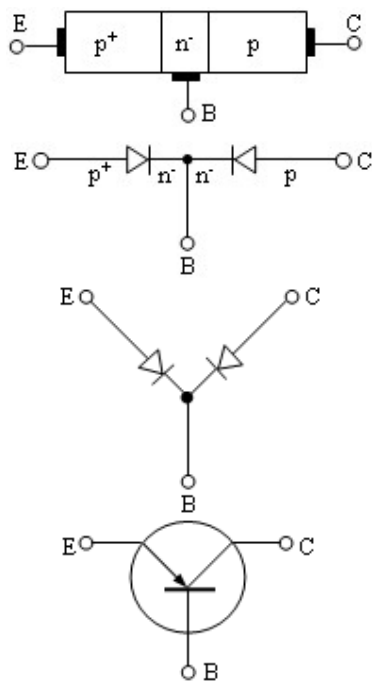


Fig. 3.1 Simbolul tranzistorului pnp

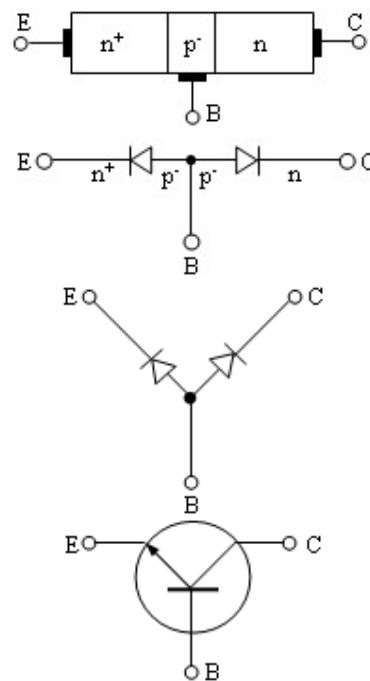


Fig. 3.2 Simbolul tranzistorului npn

Se observă că prin alăturarea celor trei regiuni dopate diferit se formează două joncțiuni ce pot fi asemănate cu două diode. Săgeata din simbol corespunde joncțiunii pn (emitor – bază). Sensul săgeții (întotdeauna de la zona p spre zona n) arată sensul normal, pozitiv al curentului prin joncțiunea bază – emitor polarizată direct.

3.1.3. Mărimile electrice ce caracterizează un TB

Mărimile electrice ce caracterizează un TB sunt trei curenți și trei tensiuni, convenția de asociere a sensurilor pozitive ale acestora fiind prezentată în figura 3.3.

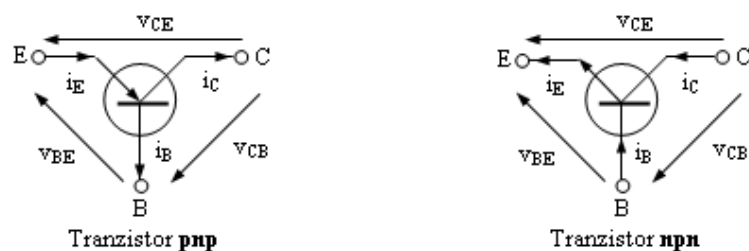


Fig.3.3 Sensurile pozitive ale tensiunilor și curenților

Observație:

Sensul convențional ales pentru curenți este același cu sensul curențului la funcționarea normală a tranzistorului. Tensiunea este prezentată ca o diferență de potențial între două borne, în ordinea indicilor.

Asimilând tranzistorul cu un nod de circuit, se poate scrie că:

$$i_E = i_C + i_B \quad (3.1)$$

și de asemenea:

$$V_{CE} = V_{BE} + V_{CB} \quad (3.2)$$

Ținând cont de relațiile (3.1) și (3.2) ce există între cele șase mărimi electrice ce caracterizează un TB va rezulta că doar patru dintre ele sunt independente (doi curenți și două tensiuni).

Pentru a alege cele patru mărimi independente este nevoie de un criteriu acesta fiind oferit de tipul conexiunii în care se află TB privit ca un cuadripol.

3.1.4. Conexiunile tranzistorului. Tipuri de caracteristici

Un diport (cuadripol) este caracterizat de patru mărimi, două de intrare și două de ieșire. Sensul convențional al curenților și al tensiunilor este prezentat în figura 3.4.

Cum diportul (care poate fi văzut ca o “cutie neagră”, în care se poate imagina că se află orice dispozitiv sau circuit electric, cu o schemă oricât de complexă) este caracterizat prin patru borne iar tranzistorul are doar trei, una din ele trebuie să fie comună atât intrării cât și ieșirii.



Fig.3.4 Schema electrică a unui diport

Borna comună definește conexiunea TB.

În figura 3.5 sunt prezentate cele trei tipuri de conexiuni ale tranzistorului, precum și echivalența dintre mărimile electrice ce caracterizează diportul și cele ce caracterizează tranzistorul.

Descrierea funcționării cuadripolului constă în determinarea curenților atunci când se cunosc valorile tensiunilor. Curenții de la intrarea, respectiv de la ieșirea cuadripolului, se vor exprima fiecare în funcție de cele două tensiuni, adică:

$$\begin{cases} i_1 = i_1(v_1, v_2) \\ i_2 = i_2(v_1, v_2) \end{cases} \quad (3.3)$$

Mărimile de ieșire (curenții i_1 și i_2) sunt funcții de două variabile, adică din punct de vedere grafic cuadripolul (deci și tranzistorul) este descris de două familii de caracteristici, sub forma unor suprafețe. În practică se folosesc trei dintre caracteristicile posibile descrise de (3.3) (curbe de nivel pe suprafețele respective), și anume:

➤ Caracteristica de intrare

$$i_1 = i_1(v_1); v_2 = \text{parametru} \quad (3.4)$$

Reprezintă dependența curențului de intrare funcție de tensiunea de intrare, pentru diverse valori constante ale tensiunii de ieșire.

➤ Caracteristica de transfer

$$i_2 = i_2(v_1); v_2 = \text{parametru} \quad (3.5)$$

Reprezintă dependența curentului de ieșire funcție de tensiunea de intrare, pentru diverse valori constante ale tensiunii de ieșire.

➤ Caracteristica de ieșire

$$i_2 = i_2(v_2); v_1 \text{ sau } i_1 = \text{parametru} \quad (3.6)$$

Reprezintă dependența curentului de ieșire funcție de tensiunea de ieșire, pentru diverse valori constante ale curentului (tensiunii) de intrare.

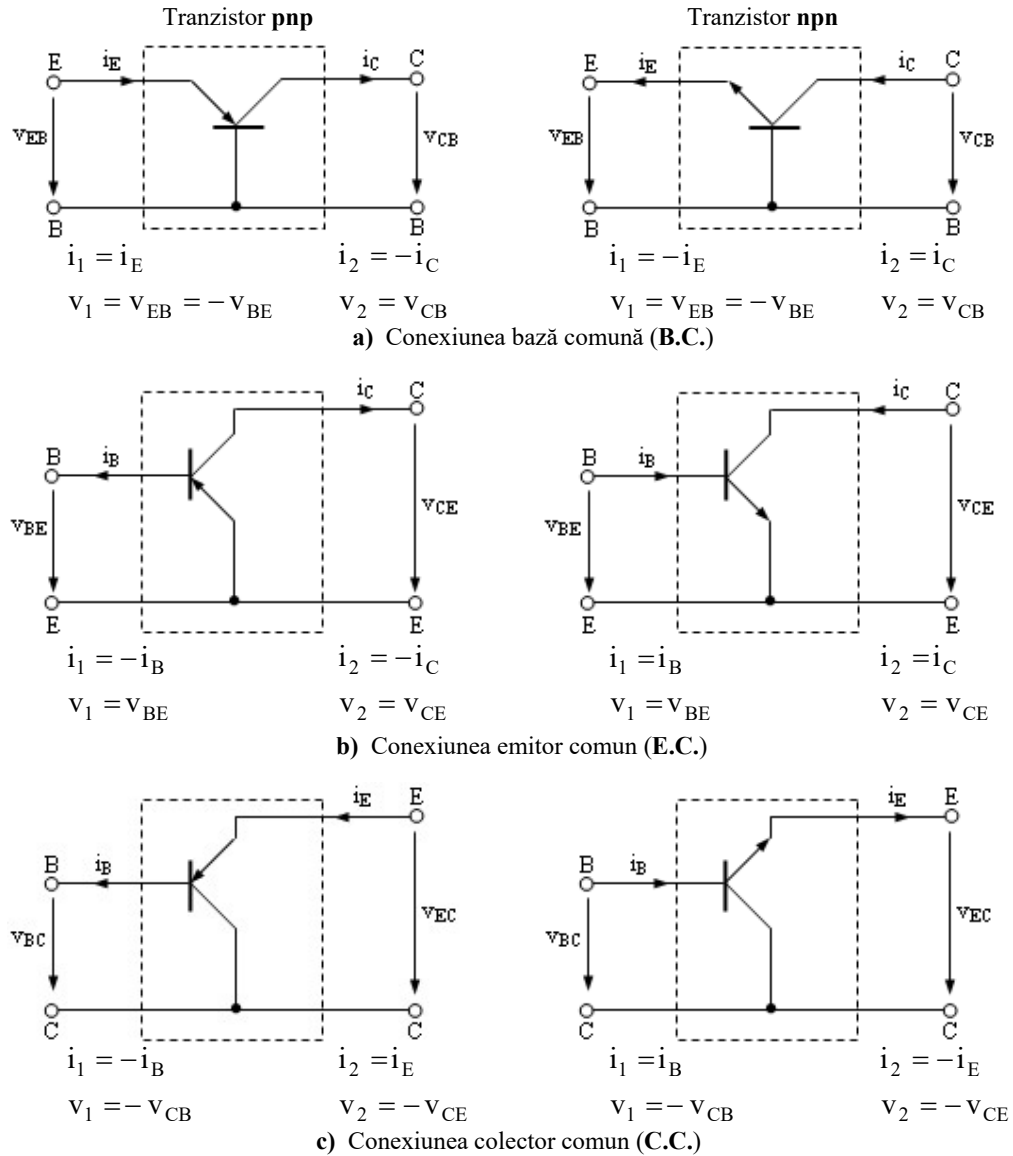


Fig 3.5 Conexiunile tranzistorului bipolar

Corespunzător celor trei conexiuni posibile, ecuațiile (expresiile) caracteristicilor tranzistorului sunt următoarele:

➤ Conexiunea B.C.

- Caracteristica de intrare: $i_E = i_E(v_{BE})_{V_{CB}=ct.}$ (3.7)

- Caracteristica de transfer: $i_C = i_C(v_{BE})_{V_{CB}=ct.}$ (3.8)

- Caracteristica de ieșire: $i_C = i_C(v_{CB})_{i_E=ct.}$ (3.9)

➤ Conexiunea E.C.

- Caracteristica de intrare: $i_B = i_B(v_{BE})|_{V_{CE}=ct.}$ (3.10)

- Caracteristica de transfer: $i_C = i_C(v_{BE})|_{V_{CE}=ct.}$ (3.11)

- Caracteristica de ieșire: $i_C = i_C(v_{CE})|_{i_B=ct.}$ (3.12)

➤ Conexiunea C.C.

- Caracteristica de intrare: $i_B = i_B(v_{CB})|_{V_{CE}=ct.}$ (3.13)

- Caracteristica de transfer: $i_E = i_E(v_{CB})|_{V_{CE}=ct.}$ (3.14)

- Caracteristica de ieșire: $i_E = i_E(v_{CE})|_{i_B=ct.}$ (3.15)

Observație:

Tranzistorul va fi complet descris prin specificarea a doar două caracteristici, deoarece a treia se poate deduce din celelalte.

3.2. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE

3.2.1. Generalități

Funcționarea unui tranzistor (într-un circuit oarecare) poate fi înțeleasă doar dacă este foarte clară comportarea acestuia:

- în regim static (la bornele tranzistorului se aplică tensiuni continue);
- în regim dinamic (la intrarea tranzistorului văzut ca un diport apare un semnal de comandă (sinusoidal sau impuls), sub forma unui curent sau a unei tensiuni, semnal ce se suprapune peste o tensiune continuă preexistentă).

Pentru a înțelege principiul de funcționare se vor face câteva afirmații ce vor fi demonstrate pe parcursul acestui capitol.

➤ Curentul de emitor și cel de colector sunt aproximativ egali:

- $I_E = I_C$ - în regim static (3.16)

- $i_E = i_C$ - în regim dinamic (3.17)

unde $i_E = I_E + i_e$ și $i_C = I_C + i_c$ (3.18)

➤ În regim static, curentul de bază este mult mai mic decât curentul de colector:

- $I_C = \beta_F I_B$, cu $\beta_F \gg 1$ (3.19)

unde β_F este amplificarea în curent la semnale mari, fiind o mărime ce depinde de tranzistor.

- Tranzistoarele de mică putere sunt caracterizate de valori mari ale lui β_F (de ordinul sutelor), iar cele de putere medie sau mare prezintă valori mai mici (de ordinul zecilor) ale acestui parametru.

- Trebuie subliniată dispersia mare a parametrului β_F , chiar pentru tranzistoare făcând parte din aceeași familie.

➤ În regim dinamic, variația curentului de bază este mult mai mică decât variația curentului de colector:

- $i_e = h_{21} i_b$, cu $h_{21} \gg 1$ (3.20)

- h_{21} (sau h_{fe}) este amplificarea în curent la semnale mici cu ieșirea în scurtcircuit.

- $\beta_F \approx h_{21}$ (3.21)

Această relație înțeleasă profund poate explica funcționarea unui tranzistor.

➤ Un tranzistor amplifică în putere.

Toate aceste afirmații vor fi pe larg explicate. Prezența lor aici, la începutul capitolului, nu are rolul de a face inutilă parcurgerea lui, ci oferă permanent posibilitatea de a ști care este scopul tuturor abordărilor ulterioare.

În funcționarea normală a unui tranzistor joncțiunea emitor-bază este polarizată direct, iar cea colector-bază polarizată invers. Specificitatea tranzistorului este cuplarea electrică a acestor două joncțiuni pn.

Constructiv, trebuie îndeplinite două condiții:

- Joncțiunea emitor-bază trebuie să fie puternic asimetrică: p^+n în cazul tranzistoarelor pnp și n^+p în cazul tranzistoarelor npn (adică zona puternic dopată este emitorul).
- Baza trebuie să fie subțire (îngustă) în comparație cu lungimea de difuzie L_p a purtătorilor majoritari din emitor ce ajung în bază, astfel încât cea mai mare parte dintre ei să fie captați de colector.

Se vor explica fenomenele specifice tranzistorului pe modelul pnp.

3.2.2. Funcționarea tranzistorului pnp

Datorită structurii asimetrice a celor două joncțiuni pn ale tranzistorului, conform (2.6), difuzia purtătorilor de sarcină va avea loc preponderent în regiunea cea mai slab dopată (adică în bază), după cum se poate vedea și în figura 3.6a.

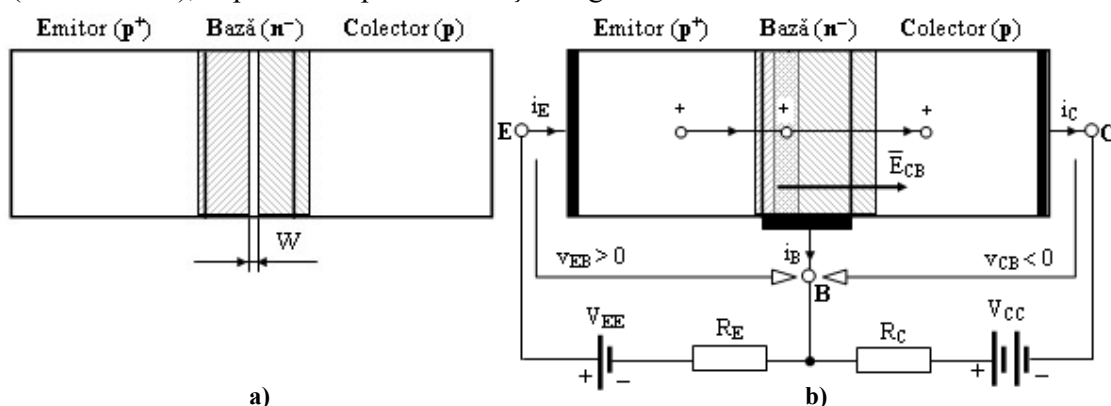


Fig. 3.6 Fenomene fizice în tranzistorul pnp

- a) Nepolarizat
b) Polarizat în RAN

Corespunzător polarizării celor două joncțiuni, există patru regimuri de funcționare a tranzistorului bipolar.

3.2.2.1. Regimul activ normal (RAN)

Un TB se află în acest regim de funcționare dacă joncțiunea EB este polarizată direct, iar joncțiunea CB este polarizată invers. În cazul TB de tip pnp rezultă:

$$v_{EB} > 0 ; v_{CB} < 0 \quad (3.22)$$

Datorită polarizării directe a joncțiunii EB, lungimea de difuzie corespunzătoare acesteia se va micșora, conform (2.10). De asemenea, datorită polarizării inverse a joncțiunii CB, lungimea de difuzie corespunzătoare acesteia se va mări (paragraful 2.3.2.), rezultând astfel suprapunerea lor pe o anumită zonă (figura 3.6b). Aceasta este semnificația noțiunii de bază subțire, menționată în paragraful anterior.

În acest mod, purtătorii majoritari de sarcină electrică injectați în bază din emitor datorită polarizării directe a joncțiunii EB (goluri în cazul TB de tip pnp) ajung sub influența câmpului electric $\vec{E}_{CB}$ ce se produce în joncțiunea CB de către tensiunea v_{CB} , ce o polarizează invers (figura 3.6b). Acest câmp electric acționează asupra purtătorilor de sarcină cu forțe electrostatice $\vec{F} = q\vec{E}_{CB}$, unde $q = e$ în cazul golurilor, respectiv $q = -e$ în

cazul electronilor. Aceste forțe sunt orientate astfel încât să imprime purtătorilor de sarcină o deplasare spre colector.

Traversarea bazei (de fapt a joncțiunii CB, polarizată invers) de către purtătorii de sarcină electrică dintr-un TB funcționând în RAN se numește efect de tranzistor.

De asemenea, manifestarea acestui efect a sugerat și denumirea dispozitivului: transistor = **transfer resistor** (în limba engleză) = transfer de rezistență, adică un transfer al curentului din circuitul de intrare, caracterizat de rezistență mică (specifică joncțiunii EB polarizată direct), în circuitul de ieșire, caracterizat de rezistență mare (specifică joncțiunii CB polarizată invers). Cantitativ, acest transfer este controlat de către valoarea tensiunii v_{EB} .

După cum se poate constata cu ușurință, manifestarea acestui efect este o consecință a construcției tranzistorului, în special a faptului că baza este “subțire”.

Datorită faptului că regiunea emitorului este mai puternic dopată (p^+) față de cea a bazei, în curentul i_E predomină purtătorii majoritari injectați (prin difuzie) din emitor în bază (golurile în cazul TB de tip pnp). Purtătorii minoritari din bază (în cazul TB de tip pnp, atât golurile existente înaintea polarizării cât și golurile ce au difuzat din emitor) se vor deplasa spre colector, generându-se astfel un curent i_C (curent de colector), care este aproximativ egal cu cel de emitor: $i_C \approx i_E$ (3.23)

Observații:

- 1) Joncțiunea EB (polarizată direct) poate fi asemănată cu o diodă polarizată direct. În schimb joncțiunea CB nu poate fi comparată cu o diodă polarizată invers, deoarece într-o astfel de situație prin diodă ar circula un curent (invers) de valoare foarte mică, în nici un caz $i_C \approx i_E$. Din această cauză reprezentările din figurile 3.1 și 3.2 (unde apăreau două diode legate în serie) oferă doar o explicație a modului de simbolizare a unui TB.
- 2) De asemenea, din figurile 3.1 și 3.2 rezultă metoda statică de verificare a unui TB: se controlează cele două joncțiuni, folosind metoda descrisă în capitolul anterior.
- 3) Important! Un TB nu este echivalent cu două diode legate ca în figurile 3.1 sau 3.2!
- 4) La definirea TB s-a amintit faptul că două tipuri de purtători asigură conducția (goluri și electroni). Explicația de mai sus accentuează doar faptul că în cazul tranzistorului de tip pnp curentul este în majoritate format din goluri. Din comparația joncțiunii emitor bază cu o diodă polarizată direct rezultă că:

$$v_{EB} \approx \text{ct.} \quad (3.24)$$

cu valori tipice de ordinul 0,6 – 0,7V pentru Si și 0,2 – 0,3V pentru Ge.

Din (3.23) și (3.24) se obțin caracteristicile ideale ale unui TB pnp prezentate în figura 3.7.

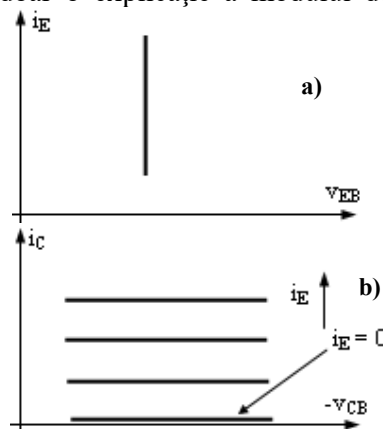


Fig. 3.7

Caracteristici ideale ale tranzistorului pnp

- a) Caracteristica ideală de intrare
- b) Caracteristica ideală de ieșire

3.2.2.2. Regimul activ invers (RAI)

Un T.B se află în acest regim de funcționare dacă joncțiunea CB este polarizată direct, iar joncțiunea EB este polarizată invers. În cazul TB de tip pnp rezultă:

$$v_{EB} < 0 ; v_{CB} > 0 \quad (3.25)$$

În această situație, din punct de vedere calitativ, fenomenele vor fi asemănătoare cu cele descrise la funcționarea TB în RAN, joncțiunile CB și EB schimbându-și rolurile între ele. Rezultă că prin TB va circula un curent în sens opus față de funcționarea în RAN, datorat purtătorilor de sarcină injectați în bază prin difuzie din colector și transportați în emitor datorită câmpului electric ce polarizează invers joncțiunea EB.

Din punct de vedere cantitativ însă, fenomenele diferă sensibil.

- Astfel, datorită modului de dopare specific celor două joncțiuni (regiunea colectorului are dopare medie), curentul ar fi mult mai mic față de cel obținut la funcționarea în RAN, în aceleași condiții de polarizare.
- În al doilea rând, datorită modului de dopare, joncțiunea EB nu suportă tensiuni inverse mari (majoritatea TB au tensiunea de străpungere a joncțiunii EB de ordinul 5 – 6V), astfel că acest regim de lucru este posibil numai în cazul funcționării cu tensiuni de alimentare de valori mici.

În consecință, regimul activ invers nu este utilizat în aplicații practice.

Observație:

Tranzistorul este un dispozitiv ce a fost gândit și construit în scopul de a asigura o conducție controlată și unidirecțională. Din acest motiv, nu funcționarea în regimul activ invers a constituit preocuparea proiectanților. Posibilitatea existenței acestui regim de lucru este o consecință a structurii constructive a TB și are o semnificație pur teoretică. El a fost prezentat în încercarea de a da expunerii un caracter cât mai unitar și, în definitiv, pentru că (la fel ca și muntele Everest) există!

3.2.2.3. Regimul de saturație

Un TB funcționează în regim de saturație dacă ambele joncțiuni sunt polarizate direct. În cazul TB de tip pnp rezultă:

$$v_{EB} > 0 ; v_{CB} \geq 0 \quad (3.26)$$

Ca urmare a polarizării directe a ambelor joncțiuni, va fi favorizată difuzia. În acest mod, în bază va avea loc o injecție masivă de purtători majoritari de sarcină (goluri în cazul de față), atât din emitor cât și din colector.

Acești purtători de sarcină intră sub influența câmpului electric.

$$\vec{E}_{EC} = \vec{E}_{EB} + \vec{E}_{BC} \quad (3.27)$$

ce rezultă între colector și emitor ca urmare a polarizării joncțiunilor.

Deoarece, după cum se poate observa din figura 3.6b, căderea de tensiune între emitor și colector este $E_{EC} = E_{EB} - E_{BC} < 0$ $E_{EC} = E_{EB} - E_{BC} > 0$

$$v_{EC} = v_{EB} - v_{BC} \quad (3.28)$$

și ținând cont de (3.26), câmpurile electrice $\vec{E}_{EB}$ și $\vec{E}_{BC}$ vor avea sensuri opuse, astfel că în principiu câmpul $\vec{E}_{EC}$ poate avea orice orientare, imprimând purtătorilor de sarcină din bază deplasări corespunzătoare.

Rezultă că printr-un TB ce funcționează în acest regim de lucru curentul ($i_C \approx i_E$) poate avea oricare din cele două sensuri posibile.

Totuși, se impun următoarele precizări:

- Tensiunea v_{EC} , conform (3.28), are o valoare mică, astfel că valoarea curentului prin tranzistor va fi stabilită de rezistența de sarcină conectată în colector (și/sau în emitor). Nu toți purtătorii de sarcină din bază vor participa la acest curent (a nu se uita faptul că față de RAN există mai mulți purtători în bază, iar valoarea curentului nu crește semnificativ), astfel că vor exista purtători de sarcină ce staționează în bază (așa numiții purtători în exces sau sarcina stocată). Aceștia creează probleme la blocarea TB, deoarece trebuie evacuați din bază, fenomen ce nu se desfășoară instantaneu. Rezultă o creștere a timpului de blocare, ceea ce este inacceptabil în cele mai multe aplicații.
- Cea mai simplă metodă de a micșora timpul de evacuare a sarcinii stocate în bază este de a micșora numărul de purtători ce stagnează în bază. Acest lucru este obținabil prin polarizarea joncțiunii CB la limita intrării în conducție, de obicei cu

$v_{BC} = 0$ sau chiar ușor pozitivă, ceea ce limitează substanțial difuzia purtătorilor de sarcină din colector în bază.

- În aceste condiții, este evident că purtătorii de sarcină se vor deplasa spre colector (ca și la funcționarea în RAN). Sensul curentului va fi același, deoarece purtătorii de sarcină sunt golurile, adică sarcini pozitive.

Observație:

Și în cazul funcționării TB în RAN câmpul electric ce deplasează purtătorii de sarcină este dat de relația (3.27). Deosebirea constă în faptul că datorită polarizării inverse a joncțiunii CB, mărimea câmpului $\bar{E}_{BC}$ este mult mai mare decât mărimea câmpului $\bar{E}_{EB}$, astfel că ponderea acestuia din urmă în câmpul total, $\bar{E}_{EC}$ devine neglijabilă.

Acesta este motivul pentru care în paragraful 3.2.2.1. s-a făcut afirmația că purtătorii de sarcină se deplasează spre colector datorită câmpului $\bar{E}_{BC}$.

3.2.2.4. Regimul de blocare (tăiere)

Un TB “funcționează” în regim de blocare (este blocat sau tăiat) dacă ambele joncțiuni sunt polarizate invers. În cazul TB de tip pnp rezultă:

$$v_{EB} < 0 ; v_{CB} < 0 \quad (3.29)$$

Ca urmare a polarizării inverse a ambelor joncțiuni, nu va avea loc difuzia de purtători de sarcină în bază. Fenomenele sunt asemănătoare cu cele specifice unei joncțiuni pn în regim de polarizare inversă, astfel că prin structură va circula un curent neglijabil, cu (cel puțin 3) ordine de mărime mai mic decât în regimurile de conducție (RAN sau saturație).

3.3. RELAȚII ÎNTRE CURENȚII PRIN TRANZISTOR

3.3.1. Generalități

Relațiile între curenți se vor determina considerând tranzistorul polarizat în RAN, adică joncțiunea EB polarizată direct, iar joncțiunea CB polarizată invers.

Se consideră că în circuit există două surse independente de tensiune continuă ce polarizează corespunzător cele două joncțiuni ale TB.

În paragraful 3.2. s-a prezentat pe scurt fenomenul fizic al trecerii curentului prin două regiuni cu rezistență diferită, ajungându-se la concluzia că valoarea curentului este practic constantă $i_C \approx i_E$.

În acest paragraf se va analiza mai amănunțit acest fenomen, arătându-se totodată care este legătura între curentul ce circulă prin baza tranzistorului (i_B) și ceilalți doi curenți (i_C , i_E). De asemenea se va pune în evidență componența curenților ce curg prin tranzistor (curenții de electroni și de goluri). Pentru această analiză este suficient ca din cele trei conexiuni ale unui TB să se studieze doar două (E.C. și B.C.).

Observație:

De ce nu se vor studia toate cele trei conexiuni?

În studiul tranzistorului și apoi al amplificatoarelor se acordă o mare importanță modului în care curentul de la ieșire este “controlat” de curentul de la intrare. Sau, altfel spus cum se poate comanda curentul de la ieșire de către curentul de la intrare prin intermediul tranzistorului.

Din figura 3.5 se observă că în conexiunea C.C. curentul de ieșire este i_E iar cel de intrare este i_B . Ținând cont de faptul că $i_C \approx i_E$, legătura dintre curenții de intrare și de ieșire pentru această conexiune a fost rezolvată în studiul conexiunii E.C.

3.3.2. Componentele curenților prin tranzistor în conexiunea B.C., în RAN

Scopul acestui studiu este de a pune în evidență legătura dintre curentul de intrare I_E și cel de ieșire I_C . Schema unui TB de tip pnp în conexiunea B.C. polarizat normal este prezentată în figura 3.8.

Condițiile în care TB este polarizat în RAN sunt:

$$V_{EB} > 0; V_{EB} \gg \frac{kT}{e} \quad (3.30)$$

$$V_{CB} > 0; |V_{CB}| \gg \frac{kT}{e} \quad (3.31)$$

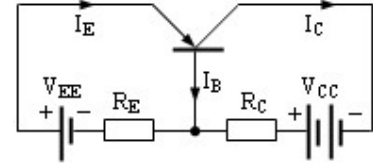


Fig. 3.8 T.B (pnp) în conexiune B.C.

Se reamintește valoarea tensiunii termice la temperatura ambiantă:

$$V_T = \frac{kT}{e} = 26\text{mV} \quad (T = 300\text{K})$$

Explicațiile fizice se pot urmări în figura 3.9, în care:

- $I_{E,p}$ – Curentul de goluri propriu joncțiunii EB;
- $I_{E,n}$ – Curentul de electroni propriu joncțiunii EB;
- I_r – Curentul de recombinare, datorat golurilor (care difuzează din emitor în bază) ce se recombină cu electronii (care difuzează din bază în emitor);
- $I_{C,p}$ – Curentul de goluri injectat de emitor și colectat de colector;
- I_{CB_0} – Curentul propriu joncțiunii CB polarizată invers, format atât din electronii minoritari injectați din colector în bază cât și din golurile minoritare injectate din bază în colector, adică:

$$I_{CB_0} = I_C|_{I_E=0} \quad (3.32)$$

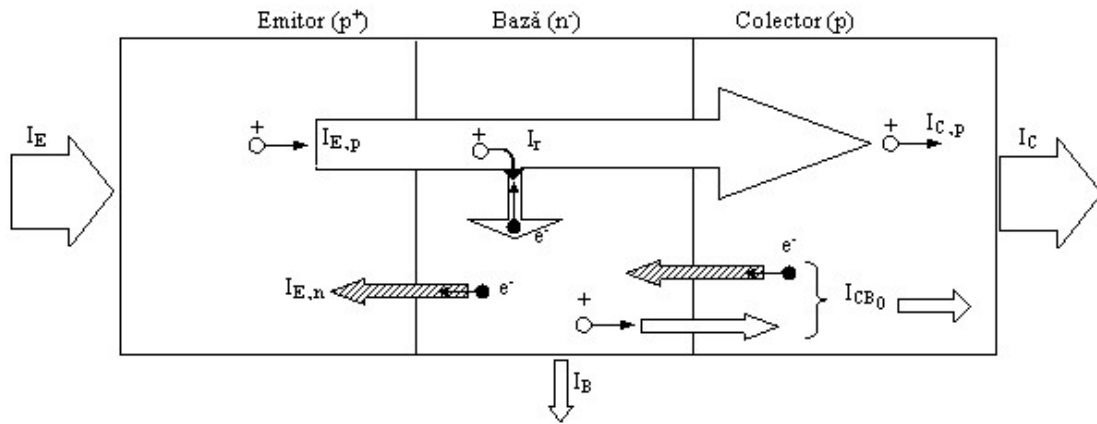


Fig. 3.9 Natura curenților printr-un tranzistor pnp în conexiune B.C.

I_{CB_0} se mai numește și curent rezidual, fiind practic curentul invers (de saturație) al joncțiunii CB.

Se măsoară în conexiunea B.C., fiind practic curentul de colector la funcționarea cu emitorul în gol.

În figura 3.10 se prezintă o modalitate de punere în evidență a curentului I_{CB_0} și o schemă cu ajutorul căreia se poate măsura valoarea. Se poate observa că s-a renunțat la convenția de semne specifică joncțiunii pn (I_{CB_0} este curentul invers al joncțiunii CB), atribuindu-i-se sensul său real. Rezultă că I_{CB_0} va avea o valoare pozitivă, valorile sale uzuale având ordinul de mărime $10^{-9} \dots 10^{-6}$ A (mai mici pentru TB cu siliciu).

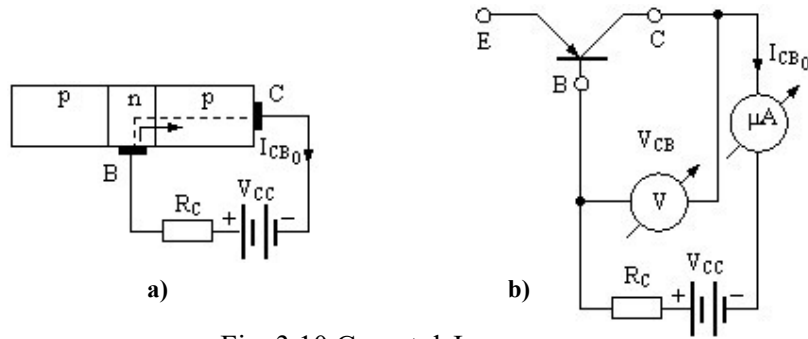


Fig. 3.10 Curentul I_{CB0}

a) Circuitul curentului I_{CB0} b) Schemă de măsurare

Din figura 3.9 rezultă curenții ce curg prin bornele tranzistorului:

➤ Curentul de emitor:

$$I_E = I_{E,p} + I_{E,n} \quad (3.33)$$

➤ Curentul de colector:

$$I_C = I_{C,p} + I_{CB0} \quad (3.34)$$

$$\text{unde } I_{C,p} = I_{E,p} - I_r \quad (3.35)$$

➤ Curentul de bază:

$$I_B = I_{E,n} + I_r - I_{CB0} \quad (3.36)$$

Se poate observa cu ușurință că $I_E = I_C + I_B$, ceea ce demonstrează că presupunerea făcută în relația (3.1) este corectă, deci TB poate fi considerat ca un nod în circuit.

Observație:

Pentru (3.33) – (3.36) s-a respectat sensul convențional (sensul de circulație a sarcinilor pozitive, adică a golurilor) al curentului. Cu alte cuvinte, fluxurile de electroni și de goluri, deși au sensuri de deplasare diferite, generează curenți în același sens.

În continuare se vor defini parametrii ce caracterizează funcționarea tranzistorului, precum și condițiile ce trebuie să le îndeplinească aceștia pentru a demonstra (3.23) adică $I_C \approx I_E$.

a) Eficiența emitorului (γ_E)

$$\gamma_E = \frac{I_{E,p}}{I_E} = \frac{I_{E,p}}{I_{E,p} + I_{E,n}} \quad (3.37)$$

Relația (3.37) spune că prima condiție este ca I_E (curentul de emitor) să fie în majoritate un curent de goluri, lucru realizabil dacă se îndeplinește condiția constructivă prezentată în paragraful 3.2.2. (dopare asimetrică a bazei respectiv emitorului).

În concluzie, în cazul ideal

$$\gamma_E = 1 \quad (3.38)$$

b) Factorul de transport (β_t)

$$\beta_t = \frac{I_{C,p}}{I_{E,p}} = \frac{I_{C,p}}{I_{C,p} + I_r} \quad (3.39)$$

Relația (3.39) spune că a doua condiție este ca majoritatea purtătorilor de sarcină (goluri în cazul de față) injectați de emitor să ajungă în colector. Acest lucru este realizabil în condițiile dopării asimetrice a joncțiunii EB și a îngustimii bazei comparativ cu lungimea de difuzie a purtătorilor majoritari injectați din emitor.

În cazul ideal

$$\beta_t = 1 \quad (3.40)$$

c) Factorul de amplificare în curent, în sens direct în conexiunea B.C. (α_F)

Din (3.33), (3.35), (3.37), (3.39) se poate scrie că:

$$\gamma_E \beta_t = \frac{I_{E,p}}{I_{E,p} + I_{E,n}} \cdot \frac{I_{C,p}}{I_{C,p} + I_r} = \frac{I_{C,p}}{I_E} := \alpha_F \quad (3.41)$$

În aceste condiții, relația (3.34) devine:

$$I_C = \alpha_F I_E + I_{CB_0} \quad (3.42)$$

unde $\alpha_F = \gamma_E \cdot \beta_t$ se numește factor de amplificarea în curent în sens direct (Forward, în limba engleză) în conexiunea B.C. (se mai numește și câștig în curent la semnal mare).

Condiția ca I_{CB_0} să fie neglijabil, rezultă imediat din (3.33), (3.34) și (3.35), presupunând îndeplinite (3.38) și (3.40)

În concluzie, se poate spune că $I_C \approx I_E$ și $I_B \ll I_C$; I_E dacă sunt îndeplinite cele două cerințe constructive ale unui TB:

- Joncțiunea EB este puternic asimetrică;
- Grosimea efectivă a bazei este mult mai mică decât lungimea de difuzie a purtătorilor majoritari din emitor.

3.3.3. Componentele curenților prin tranzistor în conexiunea E.C.

În această situație, curentul de intrare este I_B iar cel de ieșire I_C .

Schema electrică, cu două surse de tensiune, a unui tranzistor pnp în conexiunea E.C. pentru ca acesta să fie polarizat în RAN este prezentată în figura 3.11.

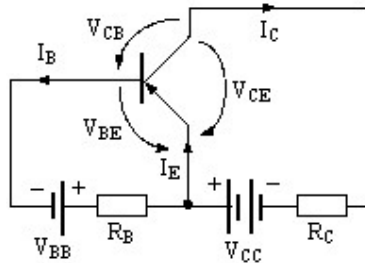


Fig. 3.11 TB (pnp) în conexiune E.C.

Din (3.2), (3.30), (3.31) se obțin condițiile de polarizare normală a tranzistorului.

$$V_{EB} > 0 ; V_{EB} \gg \frac{kT}{e} \quad (3.43)$$

$$V_{CE} < 0 ; |V_{CE}| \gg \frac{kT}{e} ; |V_{CE}| > |V_{EB}| \quad (3.44)$$

Observație:

Joncțiunea CB este polarizată invers deoarece

$$V_{CB} = V_{EB} + V_{CE} < 0$$

În acest caz curenții prin joncțiuni sunt cei din figura 3.9.

Cum $I_E = I_C + I_B$ și $I_C = \alpha_F I_E + I_{CB_0}$ se obține:

$$I_C = \alpha_F (I_C + I_B) + I_{CB_0} \Rightarrow I_C = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} I_B + \frac{1}{1 - \alpha_F} I_{CB_0}$$

$$\text{Notând } \beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \quad (3.45)$$

unde β_F este factorul de amplificarea în sens direct curent în conexiunea E.C., și

$$I_{CE_0} = \frac{1}{1 - \alpha_F} I_{CB_0} = (\beta_F + 1) I_{CB_0} = I_C|_{I_B=0} \quad (3.46)$$

unde I_{CE_0} se mai numește și curentul rezidual (de saturație) de colector, în conexiunea E.C. măsurat cu baza în gol.

Se obține:

$$I_C = \beta_F I_B + I_{CE_0} \quad (3.47)$$

Observații:

- $\beta_F \gg 1$; Exemple:

$$\alpha_F = 0,98 \Rightarrow \beta_F = 49$$

$$\alpha_F = 0,99 \Rightarrow \beta_F = 99$$

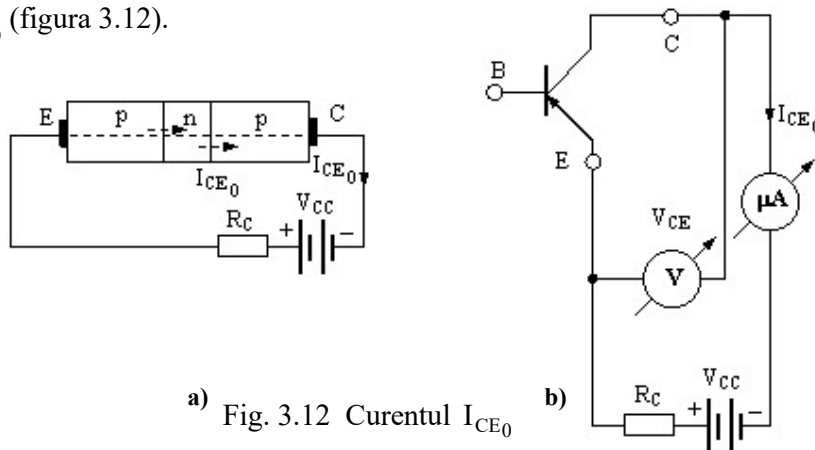
$$\alpha_F \rightarrow 1 \Rightarrow \beta_F \rightarrow \infty$$

Rezultă că se obține un curent de colector (implicit și cel de emitor) mult mai mare decât cel de bază.

Important: Relația $I_C \approx I_E \gg I_B$ este valabilă în oricare din conexiunile în care lucrează tranzistorul.

- În conexiunea E.C. (ca și în C.C.) curentul de ieșire este mult mai mare decât curentul de intrare. Acest lucru oferă o perspectivă generoasă în ideea de a controla un curent de valoare mare, prin intermediul unui curent de valoare mică.
- $I_{CE0} \gg I_{CB0}$ deoarece $I_{CE0} = (\beta_F + 1) \cdot I_{CB0}$. Acest curent rezidual devine important pentru tranzistoarele cu Si la temperaturi mai ridicate, iar pentru cele cu Ge chiar la temperatura camerei.

Cu ajutorul relației (3.46) se poate construi o schemă electrică de măsurare a valorii curentului I_{CE0} (figura 3.12).



a) Fig. 3.12 Curentul I_{CE0} b) Schemă de măsurare

Analizând cu atenție figura 3.12, se poate explica faptul că I_{CE0} are o valoare mai mare decât I_{CB0} : deoarece joncțiunea EB este polarizată direct, în componența lui I_{CE0} intră și curentul de goluri ce difuzează din emitor în bază, fiind apoi preluate de colector.

Concluzii:

- Prin dependența foarte puternică a lui β_F de α_F , se pune în evidență de fapt dependența lui β_F față de parametrii constructivi (lărgimea bazei) și de material (gradul de dopare cu impurități, lungimea de difuzie...).
- Tranzistorul bipolar oferă un câștig mare în curent, dar din motivele de mai sus plus altele (mediu, temperatură) nu se poate cunoaște valoarea exactă a acestuia. De aceea circuitele electronice ce utilizează tranzistoare în vederea amplificării unui semnal trebuie să se folosească de această calitate ($\beta_F \gg 1$) dar să se protejeze în fața dispersiei acesteia. Un circuit electronic nu se va proiecta niciodată pentru un tranzistor (implicit pentru o valoare fixă și constantă a lui β_F) ci pentru un anumit tip de tranzistor care este caracterizat de o anumită plajă de valori ale lui β_F .

Observații:

- 1) Ținând cont de rezultatele obținute în paragraful 3.2.1, adică de faptul că legătura dintre I_E și I_C este aceeași indiferent de tipul tranzistorului (npn sau pnp), funcționarea și relațiile între curenți în cazul unui TB de tip npn sunt asemănătoare cu cele prezentate pentru TB de tip pnp. În cazul principiului de funcționare, purtătorii majoritari devin electronii în locul golorilor (iar cei minoritari invers), iar ecuațiile curenților sunt aceleași, cu observația că trebuie schimbate sensurile lor. În acest context, autorii

consideră că cea mai sigură metodă pentru înțelegerea corectă a funcționării TB este reluarea (de către cititor) a paragrafelor 3.2 și 3.3 pentru varianta npn.

- 2) Funcționarea TB în conexiunea E.C. sugerează posibilitatea trecerii în regiunea de saturație. Astfel, la funcționarea în RAN, mărimii-se valoarea curentului I_B , curentul I_C va crește, conform relației (3.47), iar valoarea absolută a tensiunii între colector și emitor:

$$V_{CE} = |V_{CC} + R_C I_C| \quad (3.48)$$

se va micșora. Conform (3.2), acest fapt atrage după sine micșorarea tensiunii V_{CB} :

$$V_{CB} = V_{CE} - V_{BE} \quad (3.49)$$

în care tensiunea V_{BE} este practic constantă, joncțiunea EB fiind polarizată direct.

Altfel spus, creșterea curentului I_C înseamnă apropierea TB de funcționarea în saturație. Rezultă că valoarea tensiunii V_{CE} se poate folosi pentru a defini limita între RAN și regimul de saturație:

- Dacă $|V_{CE}| > |V_{BE}|$ atunci TB funcționează în RAN;
- Dacă $|V_{CE}| \leq |V_{BE}|$ atunci TB funcționează în regimul de saturație.

Corespunzător relațiilor (3.47) și (3.48) va exista o valoare a curentului I_B , ce va fi notată $I_{B_{sat}}$ ce va produce curentul $I_{C_{sat}}$, astfel încât:

$$V_{BE} = V_{CE_{sat}} = V_{CC} + R_C I_{C_{sat}} \quad (3.50)$$

Creșterea curentului I_B peste valoarea $I_{B_{sat}}$ nu va avea corespondent în variația corespunzătoare relației (3.47) a curentului I_C , acesta fiind limitat la valoarea (teoretică),

$$I_{C_{max}} := -\frac{V_{CC}}{R_C} \quad (3.51)$$

ce rezultă din (3.48) presupunând $V_{CE} = 0$.

Cu alte cuvinte, la funcționarea în saturație, neglijând valoarea curentului I_{CE0} , relația (3.47) se transformă în inegalitate:

$$I_C \leq \beta_F I_B \quad (3.52)$$

Observând valoarea redusă a tensiunii V_{CE} la funcționarea în regim de saturație, se poate spune că un TB saturat este echivalentul (aproximarea) electronic(ă) unui comutator închis. Din acest motiv, funcționarea TB în acest regim de lucru stă la baza schemelor de comutație electronică.

- 3) Din cele spuse se pot observa cele două mari categorii de aplicații ale TB:
- Aplicații liniare, în care TB funcționează în RAN (amplificatoare, oscilatoare armonice, etc.)
 - Aplicații de comutație, în care TB funcționează prin treceri rapide din regimul de saturație (comutator închis) în regimul de blocare (comutator deschis). Aplicațiile clasice ale acestui regim de lucru sunt sursele de alimentare în comutație (chopper sau Sample Mode Power Supply - SMPS).

3.4 CARACTERISTICILE STATICE ALE TRANZISTOARELOR BIPOLARE

Caracteristicile statice ale unui TB sunt reprezentările grafice ale dependențelor dintre mărimile ce caracterizează funcționarea sa. Acestea se reprezintă sub forma unor curbe ce descriu dependențele între două mărimi, o a treia fiind constantă (parametru).

Convențiile de notare ale mărimilor sunt prezentate în figura 3.3. Se poate observa că, indiferent de tipul TB (pnp sau npn), tensiunile se consideră în același sens (V_{CE} , V_{CE} , V_{CB}), spre deosebire de curenți, care sunt în conformitate cu sensurile săgeților din simboluri. De

exemplu, la funcționarea în RAN, tensiunile vor fi pozitive pentru TB de tip npn și negative pentru TB de tip pnp.

Există trei tipuri de caracteristici statice ale TB:

- Caracteristica statică de ieșire, ce reprezintă dependența dintre două mărimi de ieșire, ca parametru fiind o mărime de intrare (este cea mai utilizată caracteristică);
- Caracteristica statică de intrare, ce reprezintă dependența dintre două mărimi de intrare, ca parametru fiind o mărime de ieșire;
- Caracteristica statică de transfer, ce reprezintă dependența dintre o mărime de ieșire și una de intrare, ca parametru fiind o mărime din oricare din cele două circuite.

Mărimile specifice celor trei tipuri de caracteristici sunt diferite la cele trei conexiuni (B.C., E.C., C.C.) ale TB, astfel că vor exista caracteristici statice specifice fiecăreia.

3.4.1. Caracteristici statice în conexiunea B.C.

Mărimile de ieșire și cele de intrare ale unui TB de tip **pnp** în conexiune B.C. pot fi urmărite în reprezentarea din figura 3.5a.

3.4.1.1. Caracteristica statică de ieșire

În cazul conexiunii B.C., caracteristica de ieșire reprezintă dependența:

$$i_C = i_C(v_{CB}) \Big|_{i_E = \text{const}} \quad (3.53)$$

Pentru un TB de tip pnp ce lucrează în RAN, dependența (3.53) este descrisă de relația (3.42). Conform acesteia, curentul i_C este independent de valoarea tensiunii v_{CB} , astfel încât, teoretic, caracteristica de ieșire ar trebui să fie o familie de linii paralele cu axa tensiunilor, la nivele fixate de valoarea parametrului i_E ($i_C \approx i_E$). În realitate, datorită simplificărilor introduse de modelul matematic, pot apărea abateri de la forma ideală, cu precădere sub forma alurii ușor crescătoare a dreptelor, în special la valori mai mari ale curentului i_E .

Caracteristicile sunt prezentate în figura 3.13a.

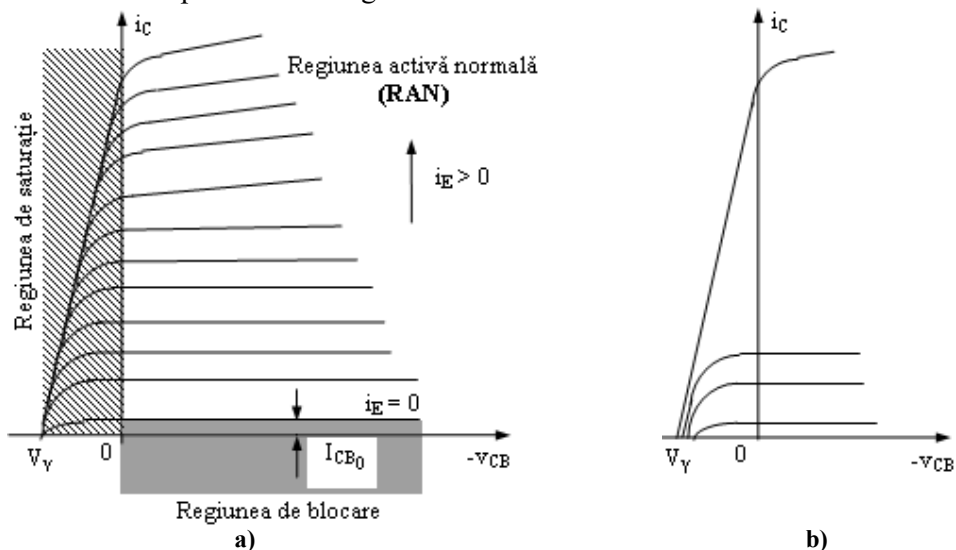


Fig. 3.13 Caracteristici de ieșire ale TB de tip pnp în conexiunea BC

- Caracteristica de ieșire, cu specificarea regimurilor de funcționare
- Detaliu al regiunii de saturație

Pe caracteristica statică se pot observa trei din cele patru regimuri de lucru posibile ale TB și anume:

- Regiunea activă normală (RAN), corespunzătoare polarizării directe a joncțiunii EB și polarizării inverse a joncțiunii CB.

- Regiunea de blocare (tăiere), corespunzătoare polarizării inverse a ambelor joncțiuni. Deoarece în acest caz curentul i_E este negativ (curentul de saturație al joncțiunii EB), curentul i_C poate deveni mai mic decât I_{CB0} .
- Regiunea de saturație, corespunzătoare polarizării directe a ambelor joncțiuni. În această situație, rezistența internă (dinamică) a joncțiunii CB, $r_d := \frac{dv_{CB}}{di_C}$ se va

micșora, fapt ce explică panta mare a caracteristicilor.

În figura 3.13b se prezintă un detaliu al caracteristicilor corespunzătoare regimului de saturație, în care se poate observa că polarizarea directă a joncțiunii CB atrage după sine modificarea (mică) a tensiunilor v_{CB} care anulează curentul i_C (caracteristicile nu se suprapun perfect, după cum sugerează figura 3.13a).

Altfel spus, apare o mică variație a tensiunii de deschidere a joncțiunii CB.

O explicație ar putea fi dependența lungimii de difuzie a unei joncțiuni polarizate invers de tensiunea aplicată. În cazul de față, această influență se traduce în variația lungimii efective a bazei funcție de tensiunea v_{CB} ce polarizează invers joncțiunea CB în timpul funcționării în RAN (efect Early).

Cum potențialul intern al joncțiunii depinde de lungimile de difuzie (2.6), rezultă alura din figura 3.13b a caracteristicilor statice.

3.4.1.2. Caracteristica statică de transfer

În cazul conexiunii B.C., caracteristica de transfer reprezintă dependența:

$$i_C = i_C(i_E) \Big|_{v_{CB}=\text{const}} \quad (3.54)$$

Relevanța acestei caracteristici se reduce exclusiv la funcționarea TB în RAN, deoarece numai în această situație există o dependență funcțională între curenții i_C și i_E , dată de relația (3.42). Conform acesteia, (în cazul ideal $\alpha_F = 1$) i_C depinde liniar de i_E , independent de valoarea tensiunii v_{CB} , rezultând astfel o singură caracteristică de transfer sub forma unei drepte paralele cu prima bisectoare, ca în figura 3.14a.

Caracteristica de transfer reală poate fi dedusă din caracteristica de ieșire prin construcția grafică prezentată în figura 3.14b.

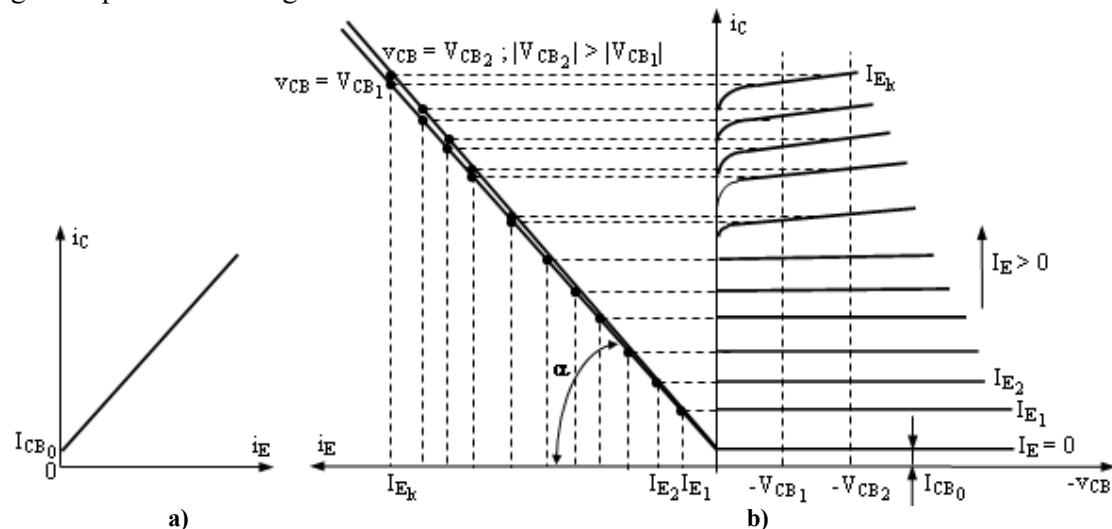


Fig. 3.14 Caracteristici de transfer ale TB de tip pnp în conexiunea B.C.

- caracteristica ideală de transfer
- deducerea caracteristicii reale din caracteristica de ieșire corespunzătoare funcționării în RAN

În principiu, este vorba despre fixarea nivelelor dorite ale tensiunii v_{CB} (V_{CB1} și V_{CB2} în exemplificare) și plasarea pe axa curenților i_E a valorilor corespunzătoare ale acestora

(valorile parametrilor i_E ale caracteristicilor de ieșire). Datorită faptului că în cazul unui TB real caracteristicile de ieșire nu sunt riguros paralele și nici orizontale, vor rezulta caracteristici de transfer sub forma unor curbe (în locul dreptelor ideale) și, respectiv, distincte pentru valorile tensiunii v_{CB} .

În concluzie, un TB real va prezenta o caracteristică statică de transfer sub forma unui fascicol de curbe (“aproape” drepte), a cărei origine este punctul de ordonată I_{CB_0} , pe axa curenților i_C . Curbele sunt foarte apropiate între ele, după cum sugerează și figura 3.14b.

Evident, $\tan(\alpha) = \frac{i_C}{i_E} \approx \alpha_F$.

3.4.1.3. Caracteristica statică de intrare

În cazul conexiunii B.C., caracteristica de intrare reprezintă dependența:

$$i_E = i_E(v_{BE}) \Big|_{v_{CB}=\text{const}} \quad (3.55)$$

Rezultă că practic este vorba despre caracteristica diodei EB, cu influența asupra acesteia a tensiunii v_{CB} .

Ținând cont de faptul că în relația (3.42) termenul I_{CB_0} reprezintă curentul joncțiunii CB, se poate scrie:

$$I_C = \alpha_F I_E + I_{CB_0} \left(\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right) - 1 \right) \quad (3.56)$$

sau

$$I_E = \frac{I_C - I_{CB_0} \left(\exp\left(\frac{V_{CB}}{V_T}\right) - 1 \right)}{\alpha_F} \quad (3.57)$$

Rezultă următoarele aspecte calitative:

- La funcționarea în RAN ($v_{CB} < 0$ în cazul TB de tip pnp): o ușoară creștere a curentului i_E față de variația v_{CB} ;
- La funcționarea în saturație ($v_{CB} \geq 0$ în cazul TB de tip pnp): micșorarea curentului i_E față de variația v_{CB} ;

Aceste variații au loc la aceeași tensiune v_{BE} .

În aceste condiții, aspectul caracteristicii de intrare este cel prezentat în figura 3.15.a.

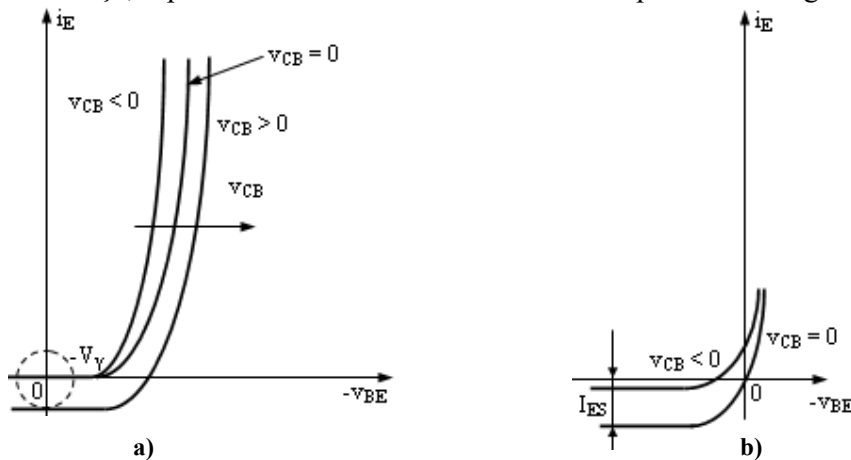


Fig. 3.15 Caracteristica de intrare a unui tranzistor pnp în conexiunea B.C.

- a) familia caracteristicilor de intrare
- b) detaliu în zona originii

Deplasarea în jos a caracteristicii în cazul funcționării în saturație poate fi explicată prin micșorarea curentului i_E în cazul polarizării directe a joncțiunii CB, datorită injectiei de goluri din colector în bază, ce generează un curent invers față de curentul i_E .

În figura 3.15b se prezintă un detaliu în zona originii al caracteristicii din figura 3.15a, din care se poate observa că la funcționarea în RAN apare și o ușoară variație a curentului de saturație al joncțiunii EB, I_{ES} , odată cu variația tensiunii V_{CB} . Variația este descrescătoare (adică I_{ES} scade față de valoarea sa corespunzătoare la $V_{CB} = 0$), explicația fiind efectul Early (curentul invers al unei joncțiuni pn depinde și de lungimile de difuzie ale purtătorilor de sarcină, care la rândul lor sunt dependente de tensiunea de polarizare a joncțiunii, în cazul de față, V_{CB})

3.4.2. Caracteristici statice în conexiunea E.C.

Mărimile de ieșire și cele de intrare ale unui TB de tip **pnp** în conexiune E.C. pot fi urmărite în reprezentarea din figura 3.5b.

3.4.2.1. Caracteristica statică de ieșire

În cazul conexiunii E.C., caracteristica de ieșire reprezintă dependența:

$$i_C = i_C(v_{CE})_{i_B = \text{const}} \quad (3.58)$$

Pentru un TB de tip pnp ce lucrează în RAN, dependența (3.58) este descrisă de relația (3.47), conform căreia curentul i_C este independent de valoarea tensiunii v_{CE} , astfel încât, teoretic, caracteristica de ieșire ar trebui să fie o familie de linii paralele cu axa tensiunilor, la nivele fixate de valoarea parametrului i_B . Prin urmare, familia de caracteristici va fi asemănătoare cu cele corespunzătoare conexiunii B.C.

Ținând cont de relația între tensiunile la terminalele TB, $V_{CE} = V_{CB} + V_{BE}$, și de faptul că la funcționarea în RAN sau în saturație $V_{BE} \approx ct \approx -V_\gamma$, se poate observa că se pot obține caracteristicile de ieșire în conexiunea E.C. din cele în conexiunea B.C. printr-o translație a axei curentului i_C .

Ca și la conexiunea B.C., datorită simplificărilor introduse de modelul matematic, caracteristicile reale prezintă abateri de la forma ideală, cu precădere sub forma alurii ușor crescătoare a dreptelor, în special la valori mai mari ale curentului i_B și ale tensiunii v_{CE} .

Caracteristicile sunt prezentate în figura 3.16.

Pe caracteristica statică se pot observa trei din cele patru regimuri de lucru posibile ale TB, și anume:

- Regiunea activă normală (RAN), corespunzătoare polarizării directe a joncțiunii EB și polarizării inverse a joncțiunii CB.
- Regiunea de blocare (tăiere), corespunzătoare polarizării inverse a ambelor joncțiuni. Limita de tăiere este $i_B = 0$, caz în care, conform (3.47), valoarea curentului de colector va fi I_{CE0} . Dacă joncțiunea EB se polarizează invers, curentul i_B devine negativ (curentul de saturație al joncțiunii EB), astfel încât curentul i_C poate deveni mai mic decât I_{CE0} . Se definește limita blocării profunde $i_B = -I_{CB0}$, caz în care, conform (3.47), $i_C = I_{CB0}$.

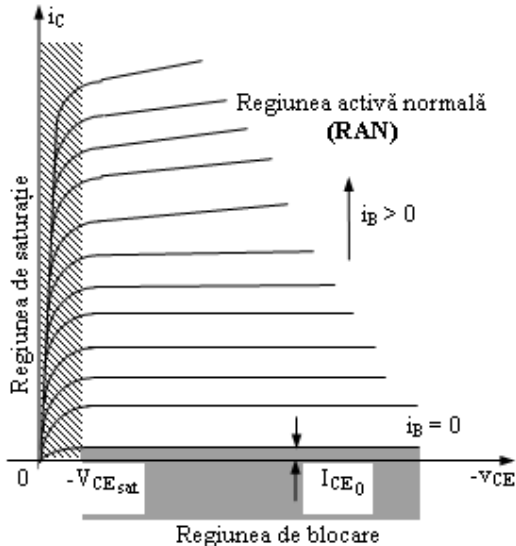


Fig. 3.16

Caracteristici de ieșire ale TB de tip pnp în conexiunea E.C.

- Regiunea de saturație, corespunzătoare polarizării directe a ambelor joncțiuni. În această situație, rezistența internă (dinamică) a joncțiunii CB, $r_d := \frac{dv_{CB}}{di_C}$ se va micșora, fapt ce explică panta mare a caracteristicilor. Limita regiunii de saturație este $V_{BC} = 0$ (joncțiunea CB la limita polarizării directe), deși în practică se lucrează cu valori ușor negative, pentru a preîntâmpina saturarea profundă. În acest caz, valoarea tensiunii $-V_{CEsat}$ va fi cu puțin mai mare decât $-V_\gamma$.

3.4.2.2. Caracteristica statică de transfer

În cazul conexiunii E.C., caracteristica de transfer reprezintă dependența:

$$i_C = i_C(i_B)_{V_{CE}=const} \quad (3.59)$$

Toate considerațiile prezentate pentru conexiunea B.C. sunt valabile și în noul context, astfel că nu vor fi reluate. Se precizează doar faptul că, datorită valorii mari a factorului de amplificare β_F , caracteristica nu va mai fi paralelă cu prima bisectoare.

În figura 3.17 se prezintă aspectul caracteristicii ideale de transfer, iar în figura 3.17b deducerea acesteia din caracteristica de ieșire.

Evident, în acest caz, $\tan(\alpha) = \frac{i_C}{i_E} \approx \beta_F$.

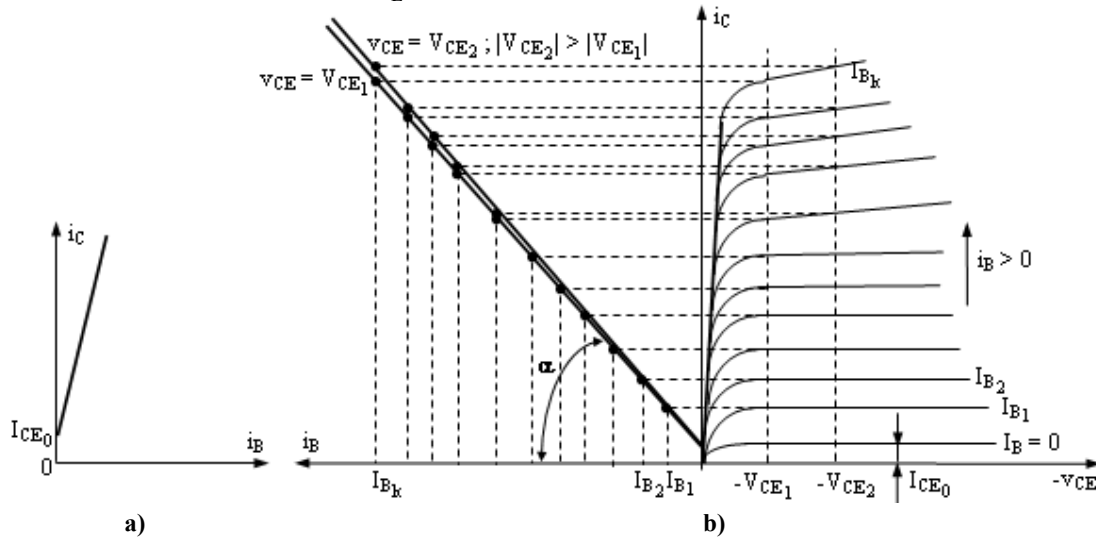


Fig. 3.17 Caracteristici de transfer ale TB de tip pnp în conexiunea E.C.

- a) caracteristica ideală de transfer
b) deducerea caracteristicii reale din caracteristica de ieșire corespunzătoare funcționării în RAN

3.4.2.3. Caracteristica statică de intrare

În cazul conexiunii E.C., caracteristica de intrare reprezintă dependența:

$$i_B = i_B(v_{BE})_{V_{CE}=const} \quad (3.60)$$

Ca și la conexiunea B.C., rezultă că practic este vorba despre caracteristica diodei EB, cu influența asupra acesteia a tensiunii v_{CE} .

Din relația (3.56), rezultă:

$$I_B = I_E - I_C = (1 - \alpha_F) I_E - I_{CB0} \left(\exp\left(\frac{V_{CE} - V_{BE}}{V_T}\right) - 1 \right) \quad (3.61)$$

În urma unor observații calitative asemănătoare cu cele corespunzătoare conexiunii B.C., rezultă următoarele:

- La funcționarea în RAN ($v_{CE} < 0; -v_{BE} > 0$ în cazul TB de tip pnp): termenul exponențial devine neglijabil, astfel încât se obține practic o caracteristică unică;
- La funcționarea în saturatie ($v_{CE} \cong 0$ în cazul TB de tip pnp): micșorarea curentului i_B față de variația v_{CE} ;

În aceste condiții, aspectul caracteristicii de intrare este cel prezentat în figura 3.18.

În unele cataloage, caracteristicile statice se prezintă compact, fiecare dintre ele într-unul din cele patru cadrane ale unui sistem de axe rectangulare.

Evident că în acest tip de reprezentare nu se mai poate vedea regimul de tăiere, presupunându-se că cititorul este familiarizat cu funcționarea tranzistorului (în regimul de tăiere curenții sunt nuli sau, cel mult, neglijabili).

În figura 3.19 se prezintă o astfel de caracteristică, pentru conexiunea E.C.

- în cadranul 1 este desenată caracteristica de ieșire (se poate observa că a fost evidențiat separat începutul zonei de blocare profundă);
- în cadranul 2 caracteristica de transfer;
- în cadranul 3 caracteristica de intrare;
- în cadranul 4 o altă caracteristică de transfer, $v_{CE} = v_{CE}(v_{BE})_{i_B=ct.}$.

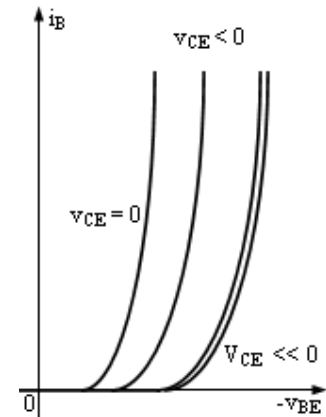


Fig. 3.18
Caracteristica de intrare a unui tranzistor pnp în conexiunea E.C.

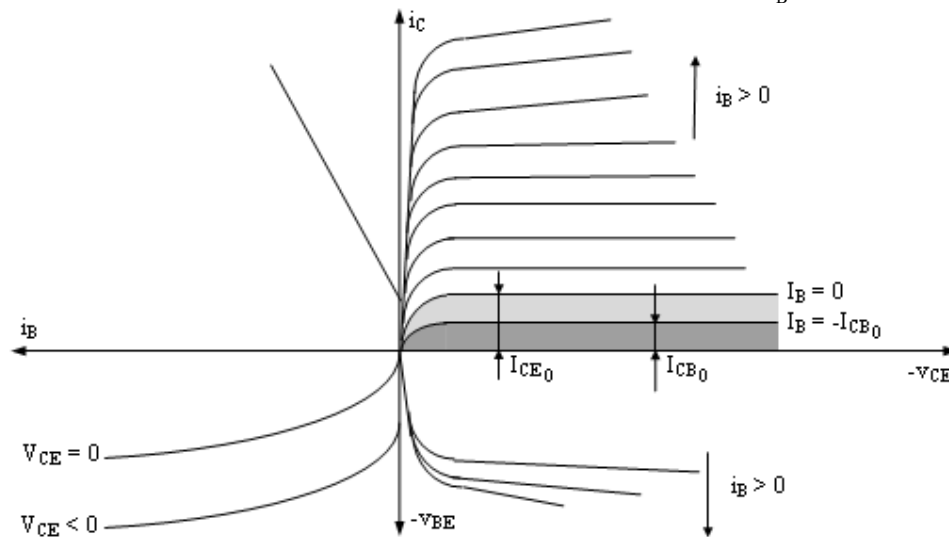


Figura 3.19
Caracteristicile statice ale unui TB de tip pnp în conexiunea E.C.

3.5. APLICAȚII

3.5.1. La un TB de tip npn, având $U_{CB} = 6V$, se măsoară $i_C = 0,99mA$ la $i_E = 1mA$ și $i_C = 0,745mA$ la $i_E = 0,75mA$. Calculați parametrii α_F , I_{CB0} , β și i_B la valoarea specificată a tensiunii U_{CB} , în ipoteza că α_F este independent de valoarea curentului i_C .

Rezolvare

Punctele determinate experimental trebuie să verifice relația:

$$i_C = \alpha_F \cdot i_E + I_{CB0}$$

Înlocuind valorile măsurate se obține sistemul de ecuații:

$$\begin{cases} I_{C_1} = \alpha_F \cdot I_{E_1} + I_{CB_0} \\ I_{C_2} = \alpha_F \cdot I_{E_2} + I_{CB_0} \end{cases}$$

Soluția sistemului este:

$$\begin{cases} \alpha_F = \frac{I_{C_1} - I_{C_2}}{I_{E_1} - I_{E_2}} = \frac{0,99 - 0,745}{1 - 0,75} = 0,98 \\ I_{CB_0} = \frac{I_{C_2} \cdot I_{E_1} - I_{C_1} \cdot I_{E_2}}{I_{E_1} - I_{E_2}} = \frac{0,745 \cdot 1 - 0,99 \cdot 0,75}{1 - 0,75} = 0,01\text{mA} = 10\mu\text{A} \end{cases}$$

Factorul de amplificare este:

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} = 49$$

Datorită relației $i_C = \beta \cdot i_B + (\beta + 1) \cdot I_{CB_0}$, rezultă:

$$I_{B_1} = \frac{I_{C_1} - (\beta + 1) \cdot I_{CB_0}}{\beta_F} = \frac{0,99 - 50 \cdot 0,01}{49} = 0,01\text{mA} = 10\mu\text{A}$$

$$I_{B_2} = \frac{I_{C_2} - (\beta + 1) \cdot I_{CB_0}}{\beta} = \frac{0,745 - 50 \cdot 0,01}{49} = 0,005\text{mA} = 5\mu\text{A}$$

3.5.2. Un TB de tip pnp, la $U_{CB} = -6\text{V}$ are $\alpha_F = 0,98$ și $I_{CB_0} = 10\mu\text{A}$. Să se determine valoarea curentului i_E pentru care $i_E = i_C$ la $U_{CB} = -6\text{V}$, valoarea factorului de amplificare β și curentul i_B în acest caz, în ipoteza că α_F este independent de valoarea curentului i_C . Comentați valoarea obținută pentru curentul i_B .

Rezolvare

Între curenții i_E și i_C există relația:

$$i_C = \alpha_F \cdot i_E + I_{CB_0}$$

Rezultă că:

$$i_E = \alpha_F \cdot i_E + I_{CB_0} \Leftrightarrow i_E = \frac{I_{CB_0}}{1 - \alpha_F} = \frac{10}{0,02} = 500\mu\text{A}$$

Factorul de amplificare este:

$$\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} = 49$$

Datorită relației $i_C = \beta \cdot i_B + (\beta + 1) \cdot I_{CB_0}$, rezultă:

$$i_B = \frac{i_C - (\beta + 1) \cdot I_{CB_0}}{\beta_F} = \frac{500 - 50 \cdot 10}{49} = 0$$

S-a obținut pentru curentul de bază valoarea $i_B = 0$, adică $i_C = i_E = (\beta + 1)I_{CB_0} = I_{CE_0}$, care este tocmai curentul rezidual al TB în absența comenzi în bază ($i_B = 0$), curent ce poate fi observat (și) în figurile 3.14, 3.16, 3.17 sau 3.19.

Cu alte cuvinte, dacă $\beta \gg 1$ și TB lucrează în RAN, atunci s-a stabilit că $i_E \approx i_C$ (adică $(\beta + 1)I_{CB_0} = I_{CE_0}$ este neglijabil). Cei doi curenți sunt riguros egali numai în cazul $i_B = 0$, când prin tranzistor se stabilește curentul rezidual I_{CE_0} .

4. POLARIZAREA TRANZISTOARELOR BIPOLARE

Circuitul de polarizare are rolul de a poziționa T.B. într-un punct de pe caracteristica statică, numit **Punct Static de Funcționare (PSF)**. Rezultă că circuitul de polarizare trebuie să asigure polarizarea directă a joncțiunii EB și polarizarea inversă sau directă a joncțiunii CB, după cum T.B. trebuie să lucreze în RAN, respectiv în saturație. În general, circuitele de polarizare sunt concepute pentru funcționarea în RAN.

Trebuie remarcat de la început faptul că parametrii TB au dispersii mari (chiar și în cadrul exemplarelor de același tip, după cum s-a arătat în paragraful 3.2.1), ceea ce reduce rolul caracteristicilor statice la unul mai degrabă calitativ decât cantitativ.

În special în conexiunea E.C., dispersia mărimilor V_{BE} (relativ puțin importantă), β_F și I_{CB0} (cu dispersii foarte mari) face practic inutilizabile caracteristicile statice.

Studiul polarizării TB cuprinde două probleme:

- Analiza circuitului, în care se pornește de la un circuit de polarizare și se cere stabilirea (calculul) P.S.F. – lui;
- Proiectarea circuitului, care este problema inversă: se precizează PSF – ul și se cere un circuit de polarizare care să-l realizeze. Eventual, se poate impune și structura schemei circuitului, dar în cele mai multe cazuri aceasta este aleasă de proiectant, în funcție de cerințele suplimentare în legătură cu stabilitatea sau abaterea termică.

În general, oricare din cele două probleme se abordează cu același algoritm:

- 1) Se desenează schema circuitului;
- 2) Se notează tensiunile la bornele TB (de obicei V_{BE} și V_{CE}) și curenții, folosind de obicei convenția de stabilire a sensurilor pozitive de la receptoare;
- 3) Se scriu teoremele lui Kirchhoff și ecuațiile specifice TB, de obicei (3.42) sau (3.47), obținându-se astfel un sistem de ecuații;
- 4) Se rezolvă sistemul, ale cărui soluții vor fi mărimile cerute în problemă.

4.1. CIRCUIT DE POLARIZARE CU REZISTOR ÎN BAZĂ

Schema circuitului este prezentată în figura 4.1a. Rezistorul R_B asigură polarizarea directă a joncțiunii EB. Circuitul poate funcționa atât în RAN, cât și în saturație. Joncțiunea EB fiind polarizată direct, se poate aproxima $V_{BE} \approx -V_\gamma \cong \text{ct.}$

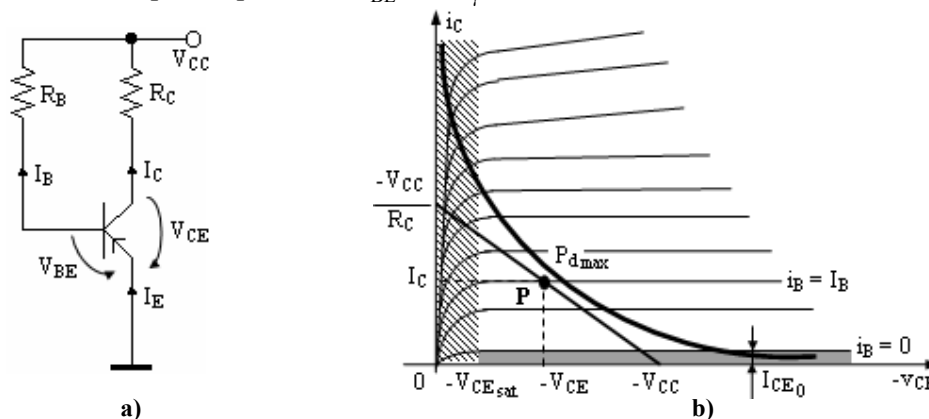


Fig. 4.1 Polarizarea TB cu rezistor în bază

- a) Schema circuitului de polarizare cu rezistor în bază
- b) Poziționarea PSF-lui pe caracteristica statică de ieșire

Aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff pe ochiul V_{CC} , R_B , B, E, masă, rezultă curenții I_B :

$$V_{CC} = -R_B I_B + V_{BE} \Leftrightarrow I_B = \frac{-V_{CC} + V_{BE}}{R_B} \quad (4.1)$$

Regimul de lucru al T.B. se poate stabili în urma calculului curentului corespunzător saturației:

$$I_{C_{sat}} = \frac{-V_{CC} + V_{CE_{sat}}}{R_C} \approx \frac{-V_{CC}}{R_C} \quad (4.2)$$

În funcție de valorile calculate ale curenților I_B , $I_{C_{sat}}$ și de valoarea β_F , pot exista două situații:

- Dacă $\beta_F I_B \geq I_{C_{sat}}$, atunci T.B. va lucra în saturație, curentul de colector putând fi aproximat cu valoarea calculată anterior (în care s-a neglijat valoarea tensiunii $V_{CE_{sat}}$, presupusă de valoare mult mai mică față de tensiunea de alimentare).
- Dacă $\beta_F I_B < I_{C_{sat}}$, atunci T.B. va lucra în RAN, curentul de colector putând fi calculat cu ajutorul relației (3.42) sau (3.47).

Rezultă ecuațiile circuitului, conform funcționării în RAN:

$$\begin{cases} I_B = \frac{-V_{CC} + V_{BE}}{R_B} \\ I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1) I_{CB_0} \approx \beta_F I_B \\ V_{CE} = V_{CC} + R_C I_C \\ I_E = I_C + I_B \end{cases} \quad (4.3)$$

Sistemul de ecuații (4.3) poate fi folosit în ambele tipuri de probleme. Astfel, la proiectare se cunosc valorile mărimilor ce caracterizează PSF-ul (V_{CE} , I_C , I_B), de obicei și tensiunea de alimentare V_{CC} , și se determină valorile rezistențelor de polarizare, R_B și R_C . În prealabil însă se alege un tranzistor, adică o valoare a factorului de amplificare, β_F .

Se impune precizarea că principalul criteriu în alegerea T.B. îl constituie puterea disipată, ce nu poate depăși valoarea maximală $P_{d_{max}}$, indicată în catalog.

Puterea disipată în montaj este:

$$P_D = -V_{CE} \cdot I_C \quad (4.4)$$

și trebuie îndeplinită condiția:

$$P_D \leq P_{d_{max}} \quad (4.5)$$

Din punct de vedere grafic, dependența (4.4) reprezintă o hiperbolă în planul v_{CE} , i_C , astfel că intuitiv se poate spune că P.S.F.-ul trebuie să fie situat “sub” hiperbola de disipație maximă, după cum se poate urmări și în figura 4.1b.

În cazul problemei de analiză, se cunosc valorile elementelor schemei (rezistoare, parametrii T.B., tensiunea de alimentare V_{CC} – observație: negativă!), soluțiile sistemului (4.3) fiind coordonatele P.S.F.-ului $P(V_{CE}, I_C, I_B)$. Acesta poate fi plasat pe caracteristica statică de ieșire, după cum se prezintă în figura 4.1b. Din punct de vedere geometric, rezultă că P.S.F.-ul este intersecția dintre caracteristica statică pentru curentul I_B determinat cu (3.64₁) și dreapta de sarcină, (3.64₃). Dreapta de sarcină reprezintă teorema a doua a lui Kirchhoff pentru ochiul de ieșire: V_{CC} , R_C , C, E, masă.

Analizând expresiile (3.64₂) și (3.64₃) prin prisma dispersiilor parametrilor, se poate observa că P.S.F.-ul prezintă o accentuată instabilitate. Astfel, curentul I_C fiind proporțional cu β_F , va prezenta o dispersie asemănătoare cu acesta, iar tensiunea V_{CE} , proporțională cu $-I_C$, va fi caracterizată și ea de o dispersie, însă în sens contrar celei a curentului de colector. Adică, dacă I_C crește datorită creșterii lui β_F , V_{CE} se va micșora. În figura 4.1b, acesta se traduce într-o “urcare” a P.S.F.-ului P, adică o evoluție către zona de saturație.

În concluzie, schema este foarte simplă, dar prezintă câteva inconveniente majore:

- Dificultăți la punerea în funcțiune, deoarece trebuie ales (sortat) un T.B. cu β_F cât mai apropiat de valoarea ce a fost considerată la calcule.
- Dificultăți la depanare: dacă trebuie înlocuit T.B., atunci acesta trebuie de asemenea să fie sortat după β_F . În plus, este puțin probabil ca depanatorul să cunoască valoarea ce trebuie să o caute.
- Instabilitate a P.S.F.-ului, datorită variației lui β_F (de exemplu creșterea β_F cu creșterea temperaturii).

Aceste dezavantaje majore se impun categoric în fața avantajului simplității, astfel că acest circuit de polarizare practic nu este folosit pentru funcționarea în RAN.

În cazul funcționării în saturație, ecuațiile ce descriu funcționarea circuitului sunt:

$$\begin{cases} I_B = \frac{-V_{CC} + V_{BE}}{R_B} \\ I_C = I_{C_{sat}} = \frac{-V_{CC} + V_{CE_{sat}}}{R_C} \approx \frac{-V_{CC}}{R_C} \\ V_{CE} = V_{CE_{sat}} \approx 0 \\ I_E = I_C + I_B \end{cases} \quad (4.6)$$

Tensiunea $V_{CE_{sat}}$, ce nu depășește $-1V$, poate fi neglijată dacă tensiunea de alimentare este suficient de mare, de obicei pentru $|V_{CC}| > 10V$ ($V_{CC} < -10V$).

- În cazul problemei de proiectare, știindu-se valoarea curentului $I_C = I_{C_{sat}}$ și a tensiunii de alimentare, se alege un T.B. și se va determina R_B din (3.67₁), astfel încât condiția $\beta_F I_B \geq I_{C_{sat}}$ să fie îndeplinită în cazul cel mai defavorabil (pentru valoarea minimă din catalog a lui β_F) cât mai aproape de egalitate. În acest fel, valoarea reală fiind cel mai probabil mai mare, efectul asupra funcționării va fi favorabil, micșorându-se tensiunea V_{CE} . Trebuie totuși subliniat faptul că o valoare foarte mare a lui β_F poate avea (și) efecte defavorabile, deoarece poate provoca “saturarea profundă” a T.B., ceea ce crește considerabil durata de blocare, limitând astfel frecvența semnalului de comandă ce se aplică în bază. Practic, o astfel de schemă poate fi folosită în aplicații de comutație la frecvență mică.

Următoarea etapă ar fi determinarea valorii R_C , dar de regulă aceasta este rezistența echivalentă a elementului comutat cu ajutorul T.B., astfel că este cunoscută.

Rezultă că, practic, “proiectarea” se reduce la alegerea T.B. și calculul rezistorului R_B .

- Problema de analiză este la fel de simplă: valoarea curenților I_B și I_C au fost determinate în momentul deciziei asupra regimului de lucru, deci în acel context s-a stabilit și P.S.F.-ul.

Se impune precizarea că în cazul unui T.B. saturat, relația $i_E \approx i_C$ își pierde consistența, întrucât curentul de bază poate crește. După cum s-a precizat mai sus, din considerente ce țin de timpul de blocare al T.B., este recomandabil ca relația $\beta_F I_B \geq I_{C_{sat}}$ să fie satisfăcută cât mai aproape de egalitate. În acest caz, curenții i_C și i_E pot fi aproximați ca fiind egali și în cazul funcționării în regimul de saturație.

În concluzie, determinarea PSF-ului se face cu ajutorul următorului algoritm:

- 1) Se determină I_B cu ajutorul relației (4.1);
- 2) Se determină valoarea curentului de saturație cu ajutorul relației (4.2) și se decide regimul de lucru al schemei;
- 3) În funcție de regimul de lucru, se rezolvă sistemul (4.3) sau (4.6).

Trebuie remarcat faptul că determinarea regimului de lucru este aplicabil oricărei scheme de polarizare. Se modifică numai structura relației de tip (4.2).

După cum se poate remarca, circuitul prezentat nu este deosebit de util în aplicații practice, având un domeniu relativ restrâns în care poate fi folosit cu succes. Din acest motiv s-au căutat soluții pentru îmbunătățirea funcționării, câteva dintre ele fiind prezentate în continuare.

4.2. CIRCUIT DE POLARIZARE CU DOUĂ SURSE

Schema circuitului este prezentată în figura 4.2. Sursa de tensiune V_{BB} , împreună cu rezistorul R_B asigură polarizarea directă a joncțiunii EB. Circuitul poate funcționa atât în RAN, cât și în saturație. Joncțiunea EB fiind polarizată direct, se poate aproxima $V_{BE} \approx -V_\gamma \cong \text{ct.}$

Prezența în circuit a rezistenței R_E poate avea un efect favorabil din punctul de vedere al stabilității curentului I_C , la funcționarea în RAN. Calitativ, această influență poate fi explicată prin faptul că tensiunea în bază, V_B este practic constantă, iar cea din emitor, V_E , proporțională cu curentul $i_E \approx i_C$. Prin urmare, variația curentului I_C va produce o variație în sens contrar a tensiunii $V_{BE} = V_B - V_E$, ceea ce va determina revenirea curentului I_C către valoarea inițială.

Considerând TB în RAN, rezultă că este valabilă (3.47).

Aplicând teoremele lui Kirchhoff: a doua pe ochiul V_{BB} , R_B , B, E, R_E , masă (“ochiul de intrare”) și prima în conformitate cu (4.24), se obțin expresiile curenților:

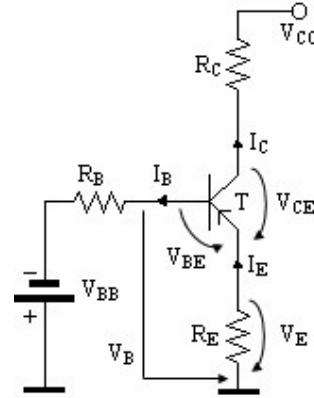


Fig. 4.2

Polarizarea TB cu două surse

$$\left. \begin{aligned} I_C &= \beta_F I_B + (\beta_F + 1) I_{CB0} \\ -V_{BB} &= -R_B I_B + V_{BE} - R_E I_E \\ I_E &= I_B + I_C \end{aligned} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{aligned} I_B &= \frac{V_{BB} + V_{BE} - (\beta_F + 1) R_E I_{CB0}}{R_B + (\beta_F + 1) R_E} \\ I_C &= \frac{\beta_F (V_{BB} + V_{BE} - (\beta_F + 1) R_E I_{CB0})}{R_B + (\beta_F + 1) R_E} + (\beta_F + 1) I_{CB0} \end{aligned} \right.$$

A treia componentă a P.S.F.-ului se obține cu ajutorul dreptei de sarcină (teorema a doua a lui Kirchhoff pe „ochiul de ieșire”: V_{CC} , R_C , C, E, masă):

$$V_{CE} = V_{CC} + R_C I_C + R_E I_E \approx V_{CC} + (R_C + R_E) I_C \quad (4.7)$$

De obicei se poate neglija curentul I_{CB0} , astfel că se obțin expresiile:

$$\left\{ \begin{aligned} I_B &= \frac{V_{BB} + V_{BE}}{R_B + (\beta_F + 1) R_E} \\ I_C &= \frac{\beta_F (V_{BB} + V_{BE})}{R_B + (\beta_F + 1) R_E} \end{aligned} \right. \quad (4.8)$$

Analizând expresia curentului I_C (4.8₂) și ținând cont că $\beta_F \gg 1$ se pot constata următoarele:

- $\beta_F \approx \beta_F + 1$, aproximație cu atât mai bună cu cât β_F are o valoare mai mare;
- Dacă $R_B \ll (\beta_F + 1) R_E$,

atunci se poate folosi aproximarea:

$$I_C \approx \frac{\beta_F (V_{BB} + V_{BE})}{(\beta_F + 1) R_E} \approx \frac{V_{BB} + V_{BE}}{R_E} \quad (4.10)$$

Prin urmare, printr-o proiectare judicioasă, circuitul din figura 4.2 poate asigura o valoare a curentului I_C dependentă practic numai de componentele pasive ale circuitului (deci reproductibil în cazul schimbării tranzistorului). Cu alte cuvinte, I_C este independent de parametrii T.B. (în special de β_F). Dacă la proiectare se asigură îndeplinirea condiției (4.9)

în cazul cel mai defavorabil, adică la valoarea minimă a lui β_F specificată în catalog, rezultă că o valoare mai mare a acestui parametru va avea un efect favorabil, asigurând aproximări mai bune în relațiile (4.9) și (4.10).

De asemenea, din (4.10) rezultă că, la funcționarea în RAN, curentul nu depinde de R_C .

Circuitul poate fi interpretat ca un generator de curent constant în rezistența (de sarcină) R_C , valoarea curentului fiind stabilită de R_E , conform (4.10). Trebuie subliniat încă o dată că funcționarea ca generator de curent constant nu este posibilă decât cu condiția funcționării în RAN, adică pentru valori ale curentului:

$$I_C < I_{C_{sat}} = \frac{-V_{CC} + V_{CE_{sat}}}{R_C + R_E} \approx -\frac{V_{CC}}{R_C + R_E} \quad (4.11)$$

Relația (4.11) trebuie însă privită cu anumite rezerve, nu numai datorită neglijării tensiunii $V_{CE_{sat}}$, ci mai ales datorită posibilității curentului I_B de a crește, astfel încât condiția de cvasiegalitate între i_C și i_E să nu mai fie întru totul acceptabilă, cu excepția funcționării la limita saturației.

Totuși, se impune precizarea că circuitul în discuție este destinat funcționării în RAN. Din acest motiv, relația (4.11) trebuie privită mai degrabă ca furnizând valoarea limită a rezistenței R_C ce asigură funcționarea în RAN, adică funcționarea ca generator de curent constant, cu valoarea dată de (4.10):

$$V_{CE} < 0 \Leftrightarrow_{(4.7)} R_C + R_E < -\frac{V_{CC}}{I_C} \Leftrightarrow_{(4.10)} R_C < R_E \left(-\frac{V_{CC}}{V_{BB} + V_{BE}} - 1 \right) \quad (4.12)$$

Întrucât în (4.12) s-a neglijat valoarea $V_{CE_{sat}}$, este bine ca aceasta să fie cât mai bine realizată (nu la limita egalității).

Cu ajutorul expresiei curentului de bază (4.8₁) se poate calcula tensiunea în bază, V_B :

$$V_B = -V_{BB} + R_B I_B \stackrel{(4.8_1)}{=} \frac{V_{BE}}{1 + \frac{(\beta_F + 1)R_E}{R_B}} - \frac{V_{BB}}{1 + \frac{R_B}{(\beta_F + 1)R_E}} \quad (4.13)$$

Ținând cont de (4.9) și de valoarea redusă a tensiunii V_{BE} , rezultă că primul termen din (4.13) poate fi neglijat, având numitorul mare și numărătorul mic, iar pentru al doilea termen numitorul poate fi aproximat cu unitatea.

Rezultă o valoare cvasiconstantă a tensiunii în baza T.B.:

$$V_B \approx -V_{BB} \quad (4.14)$$

Procesul de limitare a variației curentului I_C poate fi demonstrat și calitativ.

Se notează:

$$V_E := -R_E I_E \quad (4.15)$$

În ipoteza creșterii curentului I_C (de exemplu, datorită variației parametrului β_F), rezultă:

$$I_C \uparrow \xrightarrow{I_E \approx I_C} I_E \uparrow \xrightarrow{(4.15)} |V_E| \uparrow \xrightarrow{(4.14)} |V_{BE}| \downarrow \longrightarrow I_C \downarrow \quad (4.16)$$

În cazul scăderii curentului I_C , se obține un șir asemănător de deducții calitative, sensurile de variație fiind schimbate.

Rezultă că la tendința de variație a curentului într-un sens oarecare, circuitul răspunde printr-o “comandă” ce-l face să varieze în sens contrar.

Acest mecanism se numește reacție negativă. În cazul de față, rezistența R_E se spune că realizează o reacție negativă (serie, de curent) în c.c.

4.3. CIRCUIT DE POLARIZARE CU DIVIZOR REZISTIV ÎN BAZĂ

Din analiza prezentată în paragraful 4.2. se pot observa efectele favorabile ale introducerii în circuitul emitorului a rezistenței R_E . Schema ca atare prezintă însă inconvenientul

folosirii a două surse de tensiune, V_{CC} și V_{BB} , astfel că nu se folosește în practică (poate doar în montaje experimentale). Din acest motiv s-a și renunțat la prezentarea problemei de proiectare.

Un circuit de polarizare ce este utilizat în multe aplicații practice este cel cu divizor rezistiv în bază și rezistență în emitor și are schema prezentată în figura 4.3.

Baza este polarizată de la sursa V_{CC} prin intermediul divizorului rezistiv de tensiune format din rezistoarele R_1 și R_2 , în rest schema fiind identică cu ce prezentată în paragraful precedent. Se poate spune că sursa de tensiune V_{BB} a fost înlocuită de divizorul rezistiv, lucru pe deplin justificat, după cum se va vedea în continuare. Circuitul este conceput pentru a funcționa în RAN. Joncțiunea EB fiind polarizată direct, se poate aproxima $V_{BE} \approx -V_\gamma \cong \text{ct.}$

Curentul I_B poate fi aflat rapid utilizând teorema lui Thevenin (teorema generatorului echivalent de tensiune):

$$I_{PQ} = \frac{V_{PQ0}}{Z_{PQ} + Z_{PQ0}} \quad (4.17)$$

în care:

- I_{PQ} este curentul prin ramura conectată între bornele P și Q ale circuitului;
- Z_{PQ} este impedanța conectată pe ramura dintre bornele P și Q (ramura prin care circula curentul I_{PQ});
- V_{PQ0} este tensiunea în gol (tensiunea între bornele P și Q ale circuitului, fără sarcina Z_{PQ});
- Z_{PQ0} este impedanța echivalentă a circuitului în gol și pasivizat, calculată față de bornele P și Q.

În cazul de față, nodul P este baza B a tranzistorului, iar nodul Q este masa. Tensiunea V_{PQ0} și impedanța Z_{PQ0} se calculează pe circuitul în gol, respectiv în gol și pasivizat.

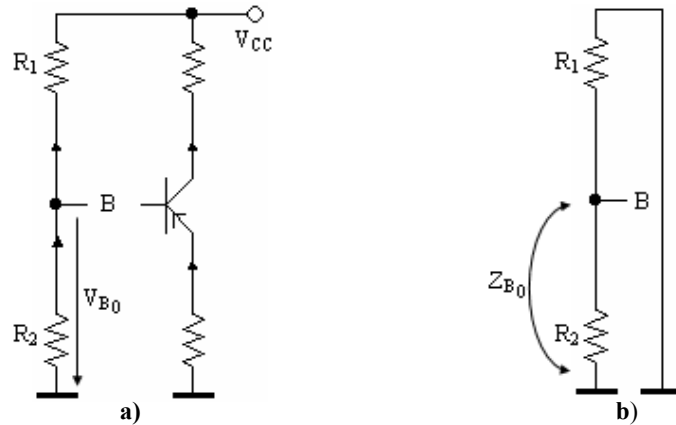


Fig. 4.4 Circuite pentru calculul mărimilor Thevenin

- a) Circuitul în gol
- b) Circuitul în gol și pasivizat

Circuitul în gol se obține prin întreruperea legăturii între bază și divizorul de tensiune, iar cel în gol și pasivizat prin scurtcircuitarea la masă a tensiunii de alimentare V_{CC} , după cum se poate observa și din figura 4.4. Rezultă:

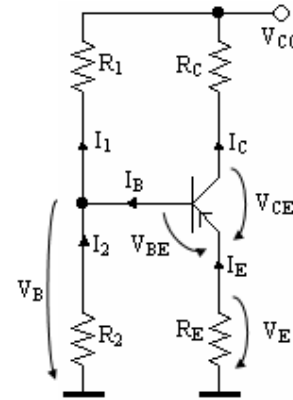


Fig. 4.3

Polarizarea TB cu divizor în bază

Tensiunea în gol (figura 4.4a) – tensiunea pe rezistența R_2 :

$$V_{B_0} = \frac{R_2 V_{CC}}{R_1 + R_2} \quad (4.18)$$

Impedanța rețelei în gol și pasivizate (figura 4.4b) – se poate observa că în această situație rezistențele R_1 și R_2 sunt în paralel față de bază și masă:

$$R_{B_0} = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.19)$$

Conform (4.18), este evident că rețeaua (divizorul rezistiv de tensiune) R_1, R_2 poate fi echivalat în bază cu o sursă de tensiune cu valoarea V_{B_0} , având rezistența internă R_{B_0} . Cu alte cuvinte, schema de polarizare din figura 4.3 este **echivalentă** cu cea din figura 4.2, valorile sursei V_{BB} și a rezistenței R_B fiind V_{B_0} , respectiv R_{B_0} .

În aceste condiții, problema analizei circuitului se poate considera încheiată, toate considerațiile prezentate în paragraful 4.2 fiind valabile și în contextul de față.

În continuare se va trata problema proiectării circuitului.

Funcționarea schemei de polarizare (a unui T.B. în RAN) cu divizor în bază și rezistență în emitor poate fi înțeleasă intuitiv în modul următor: rețeaua R_1, R_2 trebuie să fie divizor de tensiune, adică tensiunea V_B trebuie să fie practic constantă.

Deoarece în nodul bazei (figura 4.3) se scriu relațiile:

$$\begin{cases} I_1 = I_2 + I_B \\ V_B = -R_2 I_2 \end{cases} \quad (4.20)$$

rezultă că trebuie îndeplinită condiția:

$$I_1 \approx I_2 := I_{\text{divizor}} \gg I_B \quad (4.21)$$

Altfel spus, “sursa de tensiune” V_B trebuie să fie cât mai puțin influențată de consum (să nu “simtă” curentul I_B). În aceste condiții potențialul bazei poate fi considerat constant, fiind determinat de valorile rezistențelor și de tensiunea de alimentare, V_{CC} conform relației (4.18).

În acest caz, curentul emitorului, I_E (care este cvasiegal cu I_C , curentul colectorului) este determinat de potențialul bazei (tensiunea V_B) și de R_E , conform (4.10), fiind practic independent de parametrii tranzistorului.

Curentul de bază este $I_B = \frac{I_C}{\beta_F}$ și va fi dependent de valoarea lui β_F .

Se poate observa că din acest punct de vedere, circuitul de polarizare cu rezistor în bază și cel cu divizor în bază au comportări opuse: la primul I_B era independent și I_C dependent de β_F , la al doilea situația fiind inversată.

Schema funcționează corect dacă în cazul cel mai defavorabil (β_F are valoarea minimă specificată în catalog), condiția $I_{\text{divizor}} \gg I_B$ încă este satisfăcută.

Se spune că tranzistorul își extrage din "sursa de tensiune" V_B curentul de bază necesar producerii curentului de colector (cu valoarea stabilită de circuitul exterior).

Îndeplinirea condiției (4.9) este echivalentă cu îndeplinirea condiției (4.21), deoarece teorema lui Thevenin reprezintă practic legea lui Ohm pe întregul circuit, în care Z_{PQ_0} este rezistența internă a sursei V_{PQ_0} .

După cum se știe, tensiunea electromotoare a unei surse de tensiune este aproximativ egală cu tensiunea la borne dacă rezistența sa internă este neglijabilă față de rezistența consumatorului (sursa nu “simte” consumatorul conectat la ieșire), deci (4.21) reprezintă tocmai această condiție. Ținând cont de faptul că rezistența internă a sursei V_B este (4.19)

și de echivalența între schemele din figurile 4.2 și 4.3, devine evidentă și echivalența între (4.9) și (4.21).

Orice calcul de proiectare începe cu alegerea tranzistorului. Aceasta se face astfel încât tranzistorul ales să suporte condițiile de lucru impuse de P.S.F.:

$$\begin{cases} I_C < I_{C_{\max}} \\ |V_{CE}| < |V_{CE_{\max}}| \\ P_D = I_C |V_{CE}| < P_{d_{\max}} \end{cases} \quad (4.22)$$

unde $I_{C_{\max}}$, $V_{CE_{\max}}$, $P_{d_{\max}}$ reprezintă valorile maxime ale mărimilor respective și sunt specificate în catalog.

În aceste condiții, considerând relațiile (4.7), (4.8), (4.9), (4.10), (4.18), (4.19) și echivalența între schemele din figurile 4.2 și 4.3, se obțin următoarele relații:

$$\begin{cases} V_{CE} = V_{CC} + (R_C + R_E)I_C \\ V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ I_C = \beta_F \frac{V_{BB} + V_{BE}}{R_B + (\beta_F + 1)R_E} \\ R_B = R_1 \parallel R_2 \\ R_B \ll (\beta_F + 1)R_E \end{cases} \quad (4.23)$$

Cu ajutorul primelor patru se formează un sistem de 4 ecuații cu 6 necunoscute (R_1 , R_2 , R_B , R_C , R_E , V_{BB}).

Pentru rezolvare trebuie să se adopte valori pentru două dintre rezistențe. De regulă, se aleg rezistențele R_E și R_B , astfel încât să fie satisfăcută inecuația (4.23₅), considerând cazul cel mai defavorabil, adică pentru valoarea minimă a factorului β_F , specificată în catalog pentru tranzistorul ales.

Așa cum s-a arătat, îndeplinirea condiției respective este echivalentă cu faptul că rețeaua R_1 , R_2 este divizor în bază.

Rezultă că circuitul se poate dimensiona utilizând următorul algoritm:

- 1) Se alege R_E , de regulă astfel încât $R_E I_C \cong V_E \approx 10\% \cdot V_{CC}$.
- 2) Se alege o valoare pentru R_B astfel încât $R_B \leq \frac{(\beta_{F_{\min}} + 1)R_E}{10}$.

- 3) Se calculează tensiunea V_{BB} , din ecuația (4.23₃):

$$V_{BB} = \frac{I_C [R_B + (\beta_F + 1)R_E]}{\beta_F} - V_{BE}$$

- 4) Se calculează rezistențele R_1 și R_2 din sistemul de ecuații, dedus din (4.23):

$$\begin{cases} V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} R_1 = R_B \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \\ R_2 = \frac{R_1 R_B}{R_1 - R_B} \end{cases}$$

- 5) Se calculează R_C , din ecuația (4.23₁):

$$R_C = \frac{V_{CC} + U_{CE} + R_E I_C}{I_C}$$

- 6) Se calculează puterile rezistențelor;
- 7) Se aleg valori standardizate pentru rezistențe (cele mai apropiate de valorile calculate);

- 8) Se reface calculul PSF-ului utilizând valorile standardizate ale rezistențelor adoptate la pasul anterior;
- 9) În cazul apariției unor erori inacceptabile, se adoptă alte valori pentru rezistențe și se reia pasul anterior.

4.4. INFLUENȚA TEMPERATURII ASUPRA FUNCȚIONĂRII TRANZISTOARELOR

4.4.1. Variația PSF-ului cu temperatura

Din studiul circuitelor de polarizare prezentate în paragraful anterior, se poate observa că în general curentul de colector, I_C se poate scrie:

$$I_C = I_C(I_{CB_0}, V_{BE}, \beta_F) \quad (4.24)$$

Toate variabilele din (4.24) sunt influențate de temperatură. Astfel, după cum s-a prezentat la studiul joncțiunii pn, tensiunea V_{BE} și curentul I_{CB_0} variază cu temperatura.

Pentru un T.B., variațiile acestor parametri sunt după cum urmează:

- Tensiunea $|V_{BE}|$ scade cu creșterea temperaturii, o valoare medie a coeficientului de variație termică putând fi considerată:

$$\frac{dV_{BE}}{dT} := \alpha_v = \begin{cases} 2\text{mV}/^\circ\text{C} & \text{pentru TB pnp} \\ -2\text{mV}/^\circ\text{C} & \text{pentru TB npn} \end{cases} \quad (4.25)$$

- Curentul $|I_{CB_0}|$ crește o dată cu creșterea temperaturii: în intervalul $25^\circ\text{C} - 100^\circ\text{C}$, valoarea curentului $|I_{CB_0}|$ se dublează:

- la creșterea temperaturii cu 10°C în cazul TB cu Si;
- la creșterea temperaturii cu 12°C în cazul TB cu Ge.

Pentru TB cu Si lucrând la temperaturi sub 100°C se poate neglija influența I_{CB_0} .

- Dacă nu se specifică în catalog, coeficientul de variație termică al factorului de amplificare β_F poate fi estimat cu ajutorul relației empirice:

$$\alpha_\beta := \frac{d\beta_F}{dT} = \frac{\beta_F(T_0)}{K} \Rightarrow \beta_F(T) = \beta_F(T_0) \left[1 + \frac{T - T_0}{K} \right] \quad (4.26)$$

$$\text{unde } T_0 = 25^\circ\text{C} \text{ și } K = \begin{cases} 100^\circ\text{C} & \text{pentru TB cu Si} \\ 50^\circ\text{C} & \text{pentru TB cu Ge} \end{cases}$$

Variația curentului I_C cu temperatura se obține diferențiind expresia (4.24):

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CB_0}} \cdot \frac{\partial I_{CB_0}}{\partial T} dT + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \cdot \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} dT + \frac{\partial I_C}{\partial \beta_F} \cdot \frac{\partial \beta_F}{\partial T} dT \quad (4.27)$$

În relația (4.27) derivatele parțiale în raport cu temperatura reprezintă sau se pot calcula cu ajutorul variațiilor mărimilor respective (prezentate mai sus), iar derivatele parțiale ale curentului I_C , care se mai numesc și sensibilități, se calculează cu ajutorul expresiei (4.24), specifică fiecărui circuit de polarizare în parte.

Astfel, mărimea:

$$S_I = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CB_0}} \quad (4.28)$$

este sensibilitatea curentului de colector în raport cu I_{CB_0} și se mai numește și factor de stabilizare. Evident, S_I este o mărime adimensională.

Similar, mărimea:

$$S_U = \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \quad (4.29)$$

este sensibilitatea curentului I_C în raport cu V_{BE} și se măsoară în $\frac{mA}{V}$,

iar mărimea:

$$S_{\beta} = \frac{\partial I_C}{\partial \beta_F} \quad (4.30)$$

este sensibilitatea curentului I_C în raport cu β_F și se măsoară în mA.

În practică, variația infinitesimală a curentului din (4.27) se aproximează cu una finită, deriva termică fiind calculată cu relația:

$$\Delta I_C = \left(S_I \frac{\partial I_{CB_0}}{\partial T} + S_U \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} + S_{\beta} \frac{\partial \beta_F}{\partial T} \right) \Delta T \quad (4.31)$$

Evident, în (4.31) s-a ținut cont și de definițiile sensibilităților (4.28), (4.29) și (4.30).

Relația (4.31) este adevărată cu condiția unei variații liniare a curentului I_C cu temperatura, lucru ce nu este adevărat. Rezultă că această formulă se poate aplica numai dacă intervalul ΔT este suficient de mic, astfel încât aproximația liniară să introducă erori minime.

Experimental se constată că pentru circuitele uzuale de polarizare, (4.31) dă rezultate satisfăcătoare pentru $\Delta T = 10 \dots 20^\circ C$, limita inferioară corespunzând circuitelor mai instabile, iar cea superioară circuitelor mai stabile la variația temperaturii.

Dacă trebuie studiată deriva termică pentru un interval ΔT mai mare, este bine să se lucreze succesiv pe mai multe subintervale mai mici.

4.4.2. Metode de stabilizare termică a PSF-ului

Problema stabilizării (insensibilizării) termice a P.S.F.-ului este una din problemele critice care apar la circuitele cu dispozitive semiconductoare. Se subînțelege că cea care variază este temperatura joncțiunilor.

Două sunt cauzele ce provoacă variația temperaturii joncțiunilor și anume:

- Încălzirea tranzistorului datorită curentului ce-l parcurge (efect Joule - Lenz);
- Variația temperaturii ambiante.

Pentru stabilizarea termică a PSF-ului este suficientă minimizarea variației curentului I_C , aceasta atrăgând după sine și stabilizarea tensiunii V_{CE} , deoarece cele două mărimi sunt legate între ele prin teorema a doua a lui Kirchhoff scrisă pe ochiul de ieșire (dreapta de sarcină).

În principiu, sunt două tipuri de metode de stabilizare termică, liniare și neliniare.

4.4.2.1. Metode liniare de stabilizare

Aceste metode constau în introducerea unor rezistențe convenabile în circuitul de polarizare.

După cum s-a arătat în (4.16), introducerea rezistenței R_E în schema din figura 4.2 (ca și în schema cu divizor rezistiv în bază, din figura 4.3 cele două scheme fiind echivalente) face ca circuitul să se opună variației curentului de emitor.

Rezultă că R_E va avea un efect favorabil și în contextul limitării variației termice a curentului I_C (aditional efectului favorabil față de dispersia, inclusiv deriva termică, a parametrului β_F).

În toate circuitele ce vor fi prezentate, mecanismul de reglare (stabilizare termică) va fi bazat pe același principiu, adică realizează o reacție negativă.

- 1) Un prim exemplu de circuit de polarizare care asigură o stabilizare termică este prezentat în figura 4.5.

După cum se poate observa, tensiunea de polarizare a bazei este V_{CE} .

Se pot scrie relațiile:

$$\begin{cases} V_{CC} = -R_C I_E + V_{CE} \\ -I_B = \frac{V_{CE} - V_{BE}}{R_B} \\ I_E = I_C + I_B \\ I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1) I_{CB0} \end{cases} \quad (4.32)$$

În relația (4.32₁) se poate observa că $I_E \approx I_C$ și V_{CE} variază în sensuri opuse (creșterea uneia provoacă scăderea celeilalte).

Rezultă că:

$$T \uparrow \Rightarrow I_C \uparrow \xRightarrow{(4.32_1)} |V_{CE}| \downarrow \xRightarrow{(4.32_2)} I_B \downarrow \xRightarrow{(4.32_4)} I_C \downarrow \quad (4.33)$$

În (4.33) au fost considerate valorile absolute ale tensiunilor întrucât la un TB pnp toate tensiunile sunt negative. Reacția negativă (de tensiune) este realizată de rezistența R_B , care are și rolul de a asigura curentul I_B .

Neglijând curentul I_{CB0} și aproximând $I_E \approx I_C$, din (4.32) rezultă:

$$\begin{cases} I_C = \frac{V_{BE} - V_{CC}}{R_C + \frac{R_B}{\beta_F}} \\ V_{CE} = \frac{V_{BE} - \frac{R_B}{\beta_F R_C} V_{CC}}{1 + \frac{R_B}{\beta_F R_C}} \end{cases} \quad (4.34)$$

Din (4.34) rezultă că dacă:

$$R_B \ll \beta_F R_C \quad (4.35)$$

atunci schema realizează și stabilizarea P.S.F.-ului în raport cu variațiile lui β_F . În această situație însă, ținând cont și de faptul că tensiunea de alimentare în mod uzual nu depășește valori de ordinul $-15 \dots -20 V_{CC}$, tensiunea V_{CE} este mică (în jurul valorii V_{BE}), ceea ce constituie (sau poate constitui) un dezavantaj al schemei din figura 4.5. Rezultă că schema este recomandabilă cu precădere aplicațiilor de comutație.

- 2) În figura 4.6 se prezintă o variantă a circuitului anterior, diferența între ele fiind introducerea rezistenței R_E în emitorul TB. În acest sens, este de așteptat ca circuitul să acționeze asupra curentului I_C din două direcții, adică atât prin mecanismul descris în (4.16), cât și prin cel descris de (4.33).

Astfel, ținând cont de ecuațiile:

$$\begin{cases} V_{CE} = V_{CC} + (R_C + R_E) \cdot I_E \\ V_{CE} = V_{BE} - R_B I_B \\ V_E = V_{BE} - R_E I_E - R_B I_B \\ V_C = V_{CC} + R_C I_E \end{cases} \quad (4.36)$$

și că, la creșterea temperaturii va avea loc mărirea curentului $I_C \approx I_E$, tensiunea $|V_{CE}|$ se micșorează atât ca urmare a micșorării tensiunii $|V_C|$, conform (4.36₄), cât și ca urmare a mării tensiunii $|V_E| = R_E I_E$, conform (4.36₃).

Micșorarea tensiunii $|V_{CE}|$ provoacă micșorarea tensiunii $|V_{BE}|$, conform (4.36₂) ceea ce atrage după sine micșorarea curentului I_C . Deoarece există într-adevăr două constrângeri

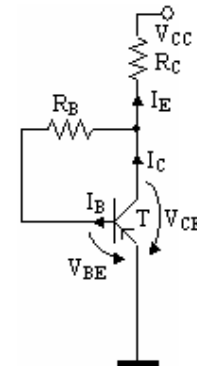


Fig. 4.5

Circuit de polarizare cu reacție negativă de tensiune

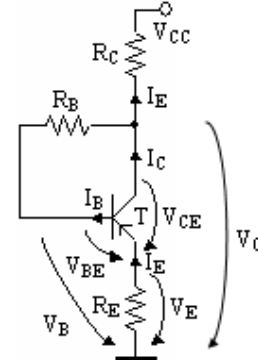


Fig. 4.6

Circuit de polarizare cu dublă reacție negativă (de tensiune și de curent)

asupra curentului I_C , schema prezentată este mai eficientă din punctul de vedere al compensării termice față de schema din figura 4.5.

4.4.2.2. Metode neliniare de stabilizare

Aceste metode constau în introducerea în circuitul de polarizare a unor elemente neliniare (diodă, diode Zener, termistoare), urmărindu-se ca prin variația cu temperatura a unui parametru caracteristic să se compenseze tendința de variație a curentului I_C .

- 1) Un prim exemplu de circuit este prezentat în figura 4.7. În circuitul de polarizare s-a introdus dioda D, confecționată din același material ca și TB, și caracterizată de curentul rezidual I_0 .

La creșterea temperaturii ambiante, circuitul acționează în felul următor:

$$T \uparrow \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} I_C \uparrow \Rightarrow |V_E| \uparrow \\ |I_0| \uparrow \Rightarrow |V_B| \downarrow \end{array} \right\} \Rightarrow V_{BE} = V_B - V_E \Rightarrow |V_{BE}| \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow \quad (4.37)$$

Alegerea diodei se face ținând cont de ecuațiile:

$$\begin{cases} V_{CC} = -R_1(I_B + |I_0|) + V_{BE} - R_E I_E \\ I_C \approx I_E = (\beta_F + 1)(I_C + I_{CB0}) \approx (\beta_F + 1)I_B \end{cases} \quad (4.38)$$

Rezultă valoarea curentului rezidual al diodei:

$$|I_0| = \frac{V_{BE} - V_{CC} - I_C \left(\frac{R_1}{\beta_F + 1} + R_E \right)}{R_1} \quad (4.39)$$

Derivând (4.39) în raport cu temperatura, se obține și valoarea necesară pentru $\frac{\partial I_0}{\partial T}$ al diodei, astfel încât se poate alege din catalog o diodă (sau mai multe, ce pot fi legate în paralel) cu parametrii cât mai apropiați de cei calculați. La derivare se vor considera ca variabile doar V_{BE} și β_F , întrucât scopul este menținerea constantă a lui I_C , deci $\frac{\partial I_C}{\partial T} = 0$.

Dacă în (4.38) nu se neglijează I_{CB0} , atunci variația sa va apare și în calculul $\frac{\partial I_0}{\partial T}$.

- 2) O altă variantă de circuit este prezentată în figura 4.8, în care dioda s-a înlocuit cu un termistor de tip NTC (Negative Temperature Coefficient).

La creșterea temperaturii ambiante, circuitul acționează în felul următor:

$$T \uparrow \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} I_C \uparrow \Rightarrow |V_E| \uparrow \\ R_{Th} \downarrow \Rightarrow |V_B| \downarrow \end{array} \right\} \Rightarrow V_{BE} = V_B - V_E \Rightarrow |V_{BE}| \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow \quad (4.40)$$

Presupunând că rețeaua de polarizare a bazei este un divizor rezistiv de tensiune, expresia curentului de colector va fi (4.8₂):

$$I_C = \beta_F \cdot \frac{V_{BB} + V_{BE}}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E} \quad (4.41)$$

În (4.41), elementele ce depind de temperatură sunt V_{BE} și β_F , cu variații în conformitate cu (4.25) și (4.26), V_{BB} (prin intermediul rezistenței termistorului R_2): $V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC}$ și R_B (deoarece $R_B = R_1 \parallel R_2$).

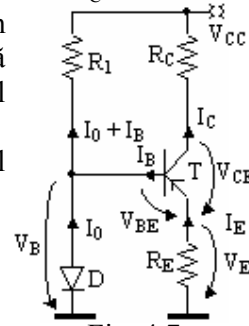


Fig. 4.7

Circuit de compensare termică cu diodă

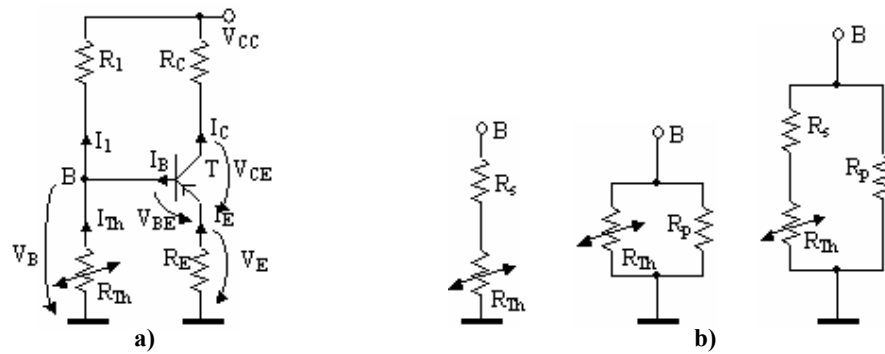


Fig. 4.8

Compensarea termică a variației curentului de colector cu ajutorul unui termistor

- a) schema circuitului
- b) variante de ajustare a rezistenței termistorului

Se pot face următoarele observații:

- Pentru a se obține cvasiindependența curentului I_C de β_F , la proiectare se impune condiția $R_B \ll (\beta_F + 1) \cdot R_E$. Creșterea temperaturii favorizează îndeplinirea acestei condiții, deoarece (termistorul fiind de tip NTC,) R_2 și în consecință R_B se micșorează, iar β_F se mărește.
- Creșterea β_F cu temperatura asigură micșorarea dependenței curentului I_C de acest parametru la creșterea temperaturii.

Rezultă că aproximarea (4.10) este favorizată de creșterea temperaturii, astfel încât R_2 trebuie să compenseze numai variația tensiunii V_{BE} .

Ținând cont de expresia tensiunii V_{BB} , (4.10) devine:

$$I_C = \frac{V_{CC} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} + V_{BE}}{R_E} \quad (4.42)$$

Impunând condiția de compensare,

$$dI_C = 0 \quad (4.43)$$

se obține:

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial T} dT = \frac{1}{R_E} \cdot \left(V_{CC} \cdot \frac{\frac{\partial R_2}{\partial T} \cdot (R_1 + R_2) - R_2 \cdot \frac{\partial R_2}{\partial T}}{(R_1 + R_2)^2} + \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \right) dT = 0$$

Rezultă coeficientul termic al termistorului:

$$\frac{\partial R_2}{\partial T} = - \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \cdot \frac{(R_1 + R_2)^2}{R_1 \cdot V_{CC}} \quad (4.44)$$

Asupra termistoarelor se impune precizarea că în cataloage nu se specifică valoarea coeficientului de variație termică.

Rezultă că acesta trebuie estimat, cel mai bine prin ridicarea curbei $R_2 = R_2(T)$ într-un domeniu de temperaturi semnificativ pentru aplicația ce se proiectează. În scopul asigurării îndeplinirii condiției de compensare (4.44), termistorul se poate înlocui cu una din configurațiile din figura 4.8.b.

O variantă a circuitului poate fi cea fără rezistență în emitor ($R_E = 0$). În această situație nu poate fi compensată decât influența tensiunii V_{BE} asupra derivatei termice a curentului I_C . Din relația (teorema a doua a lui Kirchhoff):

$$V_{CC} = -R_1 \left(I_B + \frac{V_{BE}}{R_2} \right) + V_{BE} \quad (4.45)$$

rezultă prin diferențiere în raport cu temperatura (se neglijează variația curentului I_B):

$$0 = -\frac{\frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \cdot R_2 - V_{BE} \cdot \frac{\partial R_2}{\partial T}}{R_2^2} \cdot R_1 + \frac{\partial V_{BE}}{\partial T}$$

Rezultă condiția de compensare:

$$\frac{\partial R_2}{\partial T} = \frac{\partial V_{BE}}{\partial T} \cdot \frac{(R_1 - R_2) \cdot R_2}{V_{BE} \cdot R_1} \quad (4.46)$$

Circuitele din figurile 4.7 și 4.8 acționează cu precădere la variația temperaturii ambiante. Pentru a le face sensibile și la variația temperaturii joncțiunii trebuie asigurat cuplajul termic între elementele de compensare și T.B. Una din posibilitățile de realizare a acestui deziderat este de a se monta T.B. și elementul de compensare pe același radiator.

4.4.2.3 Comparație între metodele liniare și cele neliniare

După cum s-a văzut, metodele neliniare asigură compensarea derivei termice cu precădere la variația temperaturii ambiante. Din acest punct de vedere, metodele liniare sunt universale, ale acționând la efectul creșterii temperaturii (creșterea curentului I_C) indiferent de cauzele acesteia; în plus, se reduce considerabil și efectul dispersiei parametrului β_F .

Metodele liniare însă nu pot (nici măcar principial) să asigure compensarea totală a derivei termice, ci doar menținerea ei în limite (teoretic oricât de) rezonabile într-un interval ΔT specificat. În compensație, metodele liniare prezintă avantajul simplității calculului de proiectare. De asemenea, punerea în funcțiune și/sau depanarea unor astfel de montaje nu comportă reglaje foarte dificile.

Metodele neliniare pot (cel puțin principial) să asigure compensarea totală a derivei termice, indiferent de mărimea intervalului ΔT , cu prețul unui proces de calcul mai complicat și mai ales a necesității unor reglaje meticuloase la punerea în funcțiune sau la depanarea montajului. Din acest motiv, aceste metode sunt în general evitate la producția de serie.

Totuși, posibilitatea compensării totale în ipoteza similitudinii caracteristicilor materialelor semiconductoare folosite la construcția dispozitivelor face ca metodele neliniare să fie deosebit de eficiente în cazul circuitelor integrate.

4.5. APLICAȚII

4.5.1. Se dă montajul din figura 4.9a, TB având caracteristicile statice de ieșire și de intrare prezentate în figura 4.9b, respectiv 4.9c. Să se determine PSF-ul.

Se dau: $V_{CC} = -10V$; $R_C = 2k\Omega$; $R_B = 10M\Omega$; $I_{CB0} = 0$.

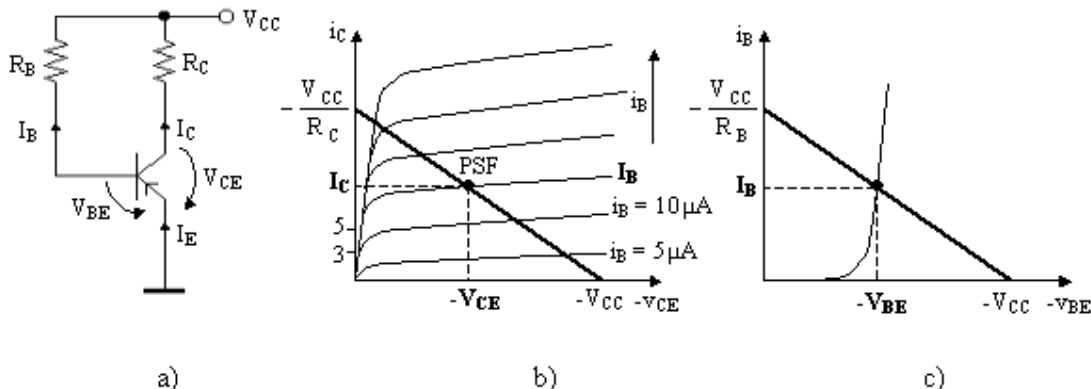


Fig. 4.9

$$I_C = \beta_F I_B + \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_F} = \beta_F I_B + (\beta_F + 1) I_{CB0}$$

$$\text{Cum } I_{CB0} \text{ se neglijează, rezultă: } \beta_F \cong \frac{I_C}{I_B} = \frac{4}{0,0095} \cong 421.$$

4.5.2. În circuitul din figura 4.10, TB are următorii parametrii: $V_{BE} \cong -0,6V$, $I_{CB0} \cong 0$ și $\beta_F \in [100; 200]$.

Să se determine poziția P.S.F.-ului în planul c.s. de ieșire $i_C = i_C(v_{CE})$

Presupunând R_C variabil, să se determine plaja de valori pe care le poate avea aceasta astfel încât TB să funcționeze în RAN.

Se dau: $R_1 = 20k\Omega$; $R_2 = 10k\Omega$; $R_C = R_E = 2k\Omega$; $V_{CC} = -18V$.

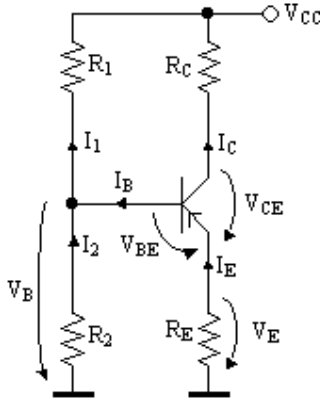


Fig. 4.10

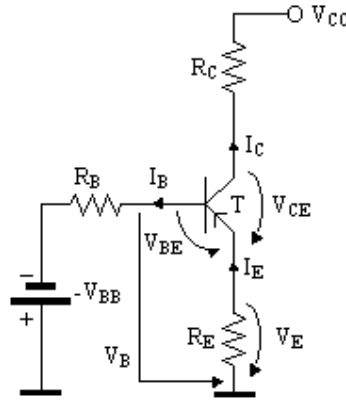


Fig. 4.11

Rezolvare

Varianta I

Se folosește echivalarea Thevenin, descrisă în paragraful 4.3.

Tensiunea în gol (cu baza deconectată) este:

$$V_{B0} := V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = \frac{10}{30} \cdot (-18) = -6V$$

Rezistența echivalentă a rețelei în gol și pasivizată ($V_{CC} = 0$, adică se poate considera că borna de alimentare este la masă), R_B este:

$$R_{B0} := R_B = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{10 \cdot 20}{30} = 6,67k\Omega$$

Se poate observa cu ușurință că dacă baza este deconectată și alimentarea este la masă, atunci între bază și masă se "văd" rezistențele R_1 și R_2 în paralel.

Prin urmare, divizorul rezistiv R_1 , R_2 este echivalent cu o sursă de tensiune V_{BB} având rezistența internă R_B . Se obține schema echivalentă din figura 4.11. Pentru această configurație, se poate scrie următorul sistem de ecuații:

$$\begin{cases} -V_{BB} = R_B I_B - V_{BE} + R_E I_E & (T_{2K} \text{ pe ochiul baza-emitor}) \\ V_{CC} = -R_C I_C + V_{CE} - R_E I_E & (T_{2K} \text{ pe ochiul colector-emitor}) \\ I_E = I_C + I_B \\ I_C = \beta_F I_B \end{cases} \quad (4.49)$$

Ecuația (4.49₂) reprezintă din punct de vedere grafic dreapta de sarcină în planul (i_C, v_{CE}) al c.s. de ieșire.

Se obține:

$$I_C = \frac{\beta_F (-V_{BB} + V_{BE})}{R_B + (\beta_F + 1)R_E}$$

Se poate observa independența curentului I_C de valoarea rezistenței R_C , dacă TB funcționează în RAN – este valabilă relația (4.49₄).

Numeric se obține:

$$I_C = 2,59\text{mA pentru } \beta_F = 100 \text{ și}$$

$$I_C = 2,64\text{mA pentru } \beta_F = 200 .$$

De asemenea, se poate observa slaba dependență (cvasiindependența) a curentului de colector, I_C , de valoarea factorului de amplificare, β_F .

Din punct de vedere matematic, această independență se asigură prin îndeplinirea condițiilor:

$$\begin{cases} \beta_F \gg 1 \\ (\beta_F + 1)R_E \gg R_B \end{cases} \quad (4.50)$$

Aceasta echivalează cu neglijarea căderii de tensiune pe R_B (rezistența internă a sursei de tensiune V_{BB}) și cu aproximarea $\frac{\beta_F}{\beta_F + 1} \cong 1$.

Deoarece $\beta_F \gg 1$ și $I_E = I_C + I_B = (\beta_F + 1)I_B \cong \beta_F I_B = I_C$ adică $I_C \cong I_E$, rezultă:

$$I_C \cong I_E \cong \frac{-V_{BB} + U_{BE}}{R_E} = \frac{6 - 0,6}{2} = 2,7\text{mA}$$

În concluzie, se poate spune că schema de polarizare (în RAN) a TB cu divizor rezistiv în bază și rezistență în emitor reprezintă practic un generator de curent constant, având ca sarcină rezistența R_C . Valoarea curentului este stabilită de elementele de polarizare a TB (R_1, R_2, R_E), fiind practic independentă de parametrii tranzistorului.

Dacă $I_C \cong I_E$, atunci ecuația dreptei de sarcină devine:

$$V_{CC} = V_{CE} - (R_C + R_E)I_C$$

Reprezentarea grafică a dreptei de sarcină se poate vedea în figura 4.12.

P.S.F.-ul se va găsi pe această dreaptă, la curenți cuprinși între 2,59 și 2,64mA. Cu $I_C \cong 2,6\text{mA}$, se obține:

$$V_{CE} = V_{CC} + (R_C + R_E)I_C = -7,6\text{V}$$

Limitele între care poate varia R_C se determină astfel: valoarea minimă este $R_C = 0$, iar valoarea maximă se calculează astfel încât TB să nu intre în saturație.

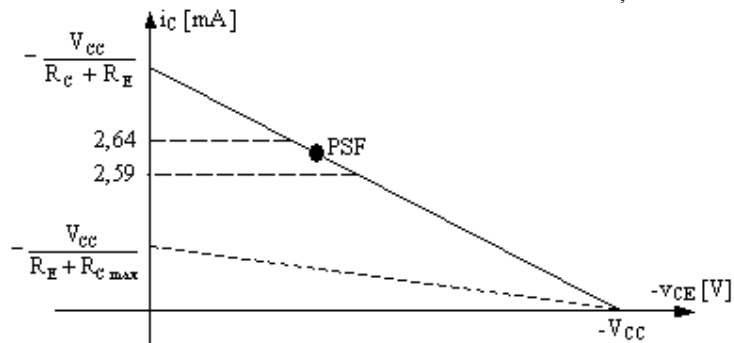


Fig. 4.12

Considerând $V_{CEsat} \cong -0,5\text{V}$, condiția $|U_{CE}| \geq |V_{CEsat}|$ conduce la:

$$R_C \leq \frac{-V_{CC} + U_{CEsat}}{I_C} - R_E = 4,63\text{k}\Omega$$

Pentru $R_C = R_{C_{\max}} = 4,63k\Omega$, se obține poziția extremă a dreptei de sarcină, figurată cu linie punctată în figura 4.12.

Varianta II

Se pornește de la presupunerea că rețeaua R_1, R_2 asigură un divizor de tensiune ce polarizează baza. Aceasta revine la a presupune că I_B este neglijabil față de curenții I_1, I_2 (figura 4.10) astfel încât $I_1 \cong I_2$

$$\left\{ \begin{array}{l} \text{deoarece } I_1 = I_2 + I_B \\ I_B \ll I_2; I_B \ll I_1 \end{array} \right\} \Rightarrow I_1 \cong I_2$$

Justețea acestei presupuneri urmează să fie verificată după calcularea curentului I_B .

$$\text{Dacă } I_1 \cong I_2 := I_{\text{divizor}} \Rightarrow V_B = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{CC} = V_{BB} = -6V$$

Circuitul este descris de sistemul de ecuații:

$$\left\{ \begin{array}{l} V_B = V_{BE} - R_E I_E \\ V_{CC} = -R_C I_C + U_{CE} - R_E I_E \\ I_E = I_C + I_B \\ I_C = \beta_F I_B \end{array} \right. \quad (4.51)$$

Se poate observa că ecuația (4.51₁) diferă de (4.49₁) doar prin absența termenului $R_B I_B$. Deoarece s-a arătat la prima metodă că neglijarea acestui termen se poate face dacă se îndeplinesc condițiile (4.50), se poate trage concluzia că îndeplinirea acestora este echivalentă cu a spune că polarizarea bazei se face printr-un divizor (rezistiv) de tensiune. Mai mult, se poate spune că I_C rezultă practic independent de parametrii tranzistorului (în special de β_F) dacă și numai dacă baza este polarizată printr-un divizor (rezistiv) de tensiune.

Sistemul fiind același cu cel obținut la prima metodă, soluția va fi:

$$I_C \cong I_E = \frac{-V_B + U_{BE}}{R_E} = 2,7mA; I_B = \frac{I_C}{\beta_F}$$

Se verifică îndeplinirea condiției $I_{\text{divizor}} \gg I_B$ în cazul cel mai defavorabil, adică atunci când I_B este maxim, deci pentru $\beta_F = \beta_{F_{\min}} = 100$:

$$I_{\text{divizor}} = \frac{-V_{CC}}{R_1 + R_2} = \frac{18}{30} = 0,6mA$$

Se observă că, într-adevăr $I_{\text{divizor}} \gg I_B$, deci calculele (făcute în această ipoteză) sunt corecte.

Observații:

- Funcționarea schemei de polarizare (a unui T.B. în RAN) cu divizor în bază și rezistență în emitor poate fi înțeleasă intuitiv în modul următor: Dacă rețeaua R_1, R_2 este divizor de tensiune (adică $I_{\text{divizor}} \gg I_B$), atunci potențialul bazei poate fi considerat constant și este determinat de valorile rezistențelor și de tensiunea de alimentare, V_{CC} . În acest caz, curentul emitorului, I_E (care este practic egal cu I_C , curentul colectorului) este determinat de potențialul bazei (tensiunea V_B) și de R_E , deci este practic independent de tranzistor.

Curentul de bază, i_B , este $I_B = \frac{I_C}{\beta_F}$ și va fi dependent de valoarea lui β_F . Schema

funcționează corect dacă în cazul cel mai defavorabil (β_F are valoarea minimă specificată în catalog), condiția $I_{\text{divizor}} \gg I_B$ încă este satisfăcută.

Se spune că tranzistorul își extrage din "sursa de tensiune" V_B curentul de bază necesar producerii curentului de colector stabilit de circuitul exterior.

- Valoarea curentului I_C fiind practic independentă de parametrii tranzistorului, rezultă că înlocuirea acestuia cu altul de același tip nu afectează P.S.F.-ul (I_C va rămâne practic nemodificat).
- Datorită avantajelor prezentate, cvasitotalitatea schemelor de polarizare de acest tip sunt proiectate astfel încât condiția (4.50) să fie îndeplinită (adică R_1, R_2 să fie divizor de tensiune). Se poate observa cu ușurință că neîndeplinirea condiției (4.50) conduce pe de o parte la calcule mai complicate și, pe de altă parte, la dezavantajul major al dependenței curentului I_C de parametrii tranzistorului.
- Independența curentului i_C de rezistența de sarcină R_C (în cazul funcționării tranzistorului în RAN) poate fi observată și astfel:

Se presupune că I_C crește dintr-o cauză oarecare, atunci:

$$I_C \uparrow \Rightarrow \begin{cases} |V_E| = R_E I_C \uparrow \\ V_B = \text{ct} \end{cases} \Rightarrow |V_{BE}| \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow$$

Se observă că tendinței de variație a curentului I_C într-un sens, schema îi răspunde cu o comandă de variație în sensul contrar, aducându-l astfel la valoarea inițială.

Este un exemplu de reglaj automat a valorii unei mărimi.

O cauză ce ar putea determina creșterea curentului I_C poate fi o creștere a temperaturii joncțiunilor tranzistorului. Rezultă că R_E are un efect favorabil și din acest punct de vedere, asigurând variații mici ale curentului într-un interval prestabilit de temperatură.

- Dacă R_C este întreruptă, atunci schema devine cea din figura 4.13.

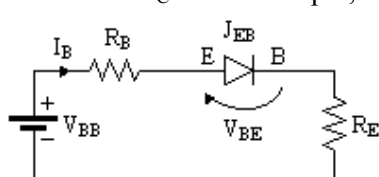


Fig. 4.13

$$\Rightarrow I_B = \frac{|V_{BB}| - |V_{BE}|}{R_B + R_E}$$

I_B crește față de valoarea corespunzătoare prezenței în schemă a rezistenței R_C . La proiectare trebuie avut în vedere acest fenomen; R_B și R_C se vor dimensiona astfel încât:

$$\frac{|V_{BB}| - |V_{BE}|}{R_B + R_E} < I_{B\text{maxim admisibil}}. \text{ Valoarea } I_{B\text{maxim admisibil}} \text{ este dată în cataloage.}$$

4.5.3.

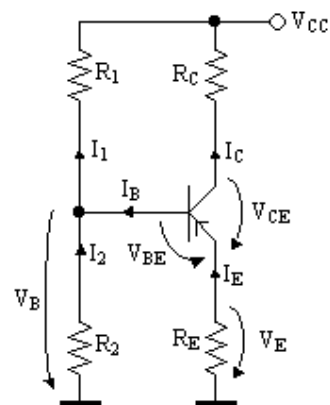


Fig. 4.14

⇔

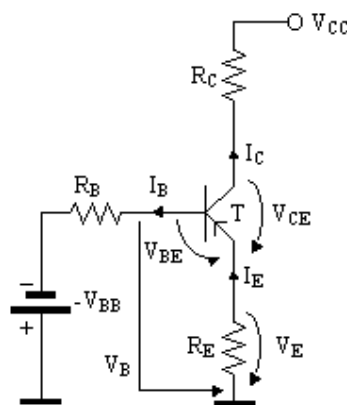


Fig. 4.15

Să se dimensioneze rezistențele circuitului din figura 4.14, astfel încât TB să lucreze la temperatura $\theta_0 = 25^\circ\text{C}$ în PSF-ul (1mA, -4V). Se admit variații ale I_C de maxim $\pm 10\%$ în

următoarele condiții: $V_{BE} = -0,6 \dots -0,7V$, $\beta_F = 100 \dots 200$, $I_{CB0} = 1 \dots 10nA$ (dispersia parametrilor), $\theta = \theta_0 \pm 30^\circ C$.

Se dau: $\frac{dV_{BE}}{d\theta} = 2 \frac{mV}{^\circ C}$; $\frac{d\beta_F}{d\theta} = \frac{\beta_F(\theta_0)}{100}$; I_{CB0} se dublează la fiecare creștere a temperaturii cu $10^\circ C$; $V_{CC} = -10V$

Rezolvare

Inițial se va rezolva problema într-un caz mai simplu: nu se iau în considerare efectele variației temperaturii.

Varianta I

Considerând rețeaua de polarizare a bazei (R_1 , R_2) un divizor de tensiune și folosind aproximarea $I_E \approx I_C$, se obține un sistem de 4 ecuații cu 6 necunoscute (R_1 , R_2 , R_B , R_C , R_E , V_{BB}):

$$\begin{cases} V_{CE} = V_{CC} + (R_C + R_E)I_C \\ V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ I_C = \beta_F \frac{-V_{BB} + V_{BE}}{R_B + (\beta_F + 1)R_E} \\ R_B = R_1 \parallel R_2 \\ R_B \ll (\beta_F + 1)R_E \end{cases} \quad (4.52)$$

S-a folosit echivalarea Thevenin în bază (figura 4.15).

Pentru rezolvare trebuie să se adopte valorile pentru două dintre rezistențe. De regulă, se aleg rezistențele R_E și R_B , astfel încât să fie satisfăcută inecuația (4.52₅). Așa cum s-a văzut la problema anterioară, îndeplinirea condiției respective este echivalentă cu faptul că rețeaua R_1 , R_2 este divizor în bază.

De regulă, R_E se adoptă astfel încât $V_E = 10\% \cdot V_{CC}$.

$$V_{CC} = -10V \Rightarrow V_E = -1V;$$

$$V_E = -R_E I_E = -R_E (I_C + I_B) \cong -R_E I_C \Rightarrow R_E = -\frac{V_E}{I_C} = \frac{1V}{1mA} = 1k\Omega$$

$$R_E = 1k\Omega$$

Condiția $R_B \ll (\beta_F + 1)R_E$ trebuie satisfăcută în cazul cel mai defavorabil, deci pentru $\beta_F = \beta_{Fmin} = 100$.

$$\Rightarrow R_B \ll 101 \cdot 1 = 101k\Omega \Leftrightarrow R_B \leq \frac{101}{10} \cong 10k\Omega$$

Se adoptă $R_B = 10k\Omega$

$$\Rightarrow \beta_F (-V_{BB} + V_{BE}) = I_C [R_B + (\beta_F + 1)R_E] \Leftrightarrow$$

$$\Leftrightarrow V_{BB} = V_{BE} - \frac{I_C [R_B + (\beta + 1)R_E]}{\beta} = -0,6 - \frac{1 \cdot (10 + 101)}{100} = -1,71V$$

Rezistențele R_1 și R_2 se află din sistemul de ecuații, dedus din (4.52):

$$\begin{cases} V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{V_{BB}}{R_B} = \frac{V_{CC}}{R_1} \\ R_2 = \frac{R(R_1 + R_2)}{R_1} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} R_1 = R_B \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \\ R_2 = \frac{R_1 R_B}{R_1 - R_B} \end{cases} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \begin{cases} R_1 \cong 57k\Omega \\ R_2 \cong 12k\Omega \end{cases}$$

Din ecuația (4.52₁) rezultă: $R_C = \frac{-V_{CC} + V_{CE} - R_E I_C}{I_C} = 5k\Omega$

Se vor alege valori standardizate pentru rezistențe:

$$R_C = 5,1k\Omega, R_E = 1k\Omega, R_1 = 56k\Omega, R_2 = 12k\Omega.$$

Puterile rezistențelor:

$$P_{R_C} = R_C I_C^2 = 5100 \cdot 10^{-6} = 5,1mW$$

$$P_{R_E} = \frac{V_E^2}{R_E} = \frac{(-1)^2}{1000} = 1mW$$

$$P_{R_2} = \frac{V_{R_2}^2}{R_2} = \frac{V_B^2}{R_2} = \frac{|V_E + V_{BE}|^2}{R_2} = \frac{1,6^2}{12000} \cong 0,2mW$$

$$P_{R_1} = \frac{V_{R_1}^2}{R_1} = \frac{|V_{CC} - U_B|^2}{R_1} = \frac{|-10 - 1,6|^2}{56000} \cong 1,25mW$$

În concluzie, se pot adopta rezistențe având puterea nominală $P_n = 0,25W$. Se obține:

$$R_C = 5,1k\Omega / 0,25W;$$

$$R_E = 1k\Omega / 0,25W;$$

$$R_1 = 56k\Omega / 0,25W; R_2 = 12k\Omega / 0,25W.$$

Deoarece unele valori standardizate adoptate diferă de valorile calculate ale rezistențelor, se recalculează PSF-ul:

$$R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = \frac{56 \cdot 12}{56 + 12} = 9,88k\Omega$$

$$V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = -10 \frac{12}{56 + 12} \cong -1,76V$$

$$I_C = \beta_F \frac{-V_{BB} + V_{BE}}{R_B + (\beta_F + 1)R_E} = 100 \frac{1,76 - 0,6}{9,88 + 101} \cong 1,04mA$$

$$V_{CE} = V_{CC} + (R_C + R_E)I_C = -10 + (5,1 + 1) \cdot 1,04 \cong -3,66V$$

Se observă o variație mai mică de 10% a valorilor mărimilor ce definesc PSF-ul. Considerând acceptabilă această situație, calculul este încheiat.

Dacă variația mărimilor caracteristice PSF-ului este inacceptabil de mare, atunci trebuie schimbate valorile standardizate adoptate pentru rezistențe.

Varianta II

Se poate considera că rețeaua R_1, R_2 este divizor în bază dacă $I_1 \gg I_B$.

Deoarece $I_1 = I_2 + I_B \Rightarrow I_1 \cong I_2$ (figura 4.14). Rezultă relațiile:

$$\begin{cases} V_B = -R_2 I_2 \\ I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1) I_{CB0} \cong \beta_F I_B \\ I_E = I_C + I_B \cong I_C \\ V_{CE} = V_{CC} + (R_C + R_E) I_C \\ V_B = V_{BE} - R_E I_C \\ I_1 = I_2 + I_B \cong I_2 \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} V_B = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ V_B = V_{BE} - R_E I_C \\ I_C = \beta_F I_B \\ I_1 = I_2 = -\frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} \end{cases}$$

Din nou s-a obținut un sistem de 4 ecuații cu 6 necunoscute ($R_1, R_2, R_C, R_E, I_1, U_B$).

Se vor adopta valori pentru R_E și I_1 . $R_E = 1k\Omega$, ca și la **varianta 1**.

$$I_B = \frac{I_C}{\beta_F} = \frac{1}{100} = 10^{-2} \text{ mA} = 10\mu\text{A}$$

Pentru I_1 se va adopta o valoare astfel încât $I_1 \gg I_B \Leftrightarrow I_1 \geq 10 \cdot I_B$.

Fie $I_1 = 100\mu\text{A}$.

$$\Rightarrow -\frac{V_{CC}}{R_1 + R_2} = I_1 \Leftrightarrow R_1 + R_2 = -\frac{V_{CC}}{I_1} = \frac{10\text{V}}{100\mu\text{A}} = 0,1 \text{ M}\Omega = 100 \text{ k}\Omega.$$

$$V_B = V_{BE} - R_E I_C = -0,6 - 1 \cdot 1 = -1,6\text{V}$$

Deoarece:
$$\begin{cases} V_B = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\ R_1 + R_2 = -\frac{V_{CC}}{I_1} \end{cases}, \text{ rezultă:}$$

$$R_2 = \frac{V_B(R_1 + R_2)}{V_{CC}} = \frac{-1,6 \cdot 100}{-10} = 16 \text{ k}\Omega$$

$$R_1 = 100 - 16 = 84 \text{ k}\Omega$$

$$R_C = \frac{V_{CE} - V_{CC} - R_E \cdot I_C}{I_C} = \frac{4 + 10 - 1}{1} = 5 \text{ k}\Omega$$

Printr-un calcul similar cu cel prezentat la **varianta 1**, se obțin puterile nominale ale rezistențelor.

Valorile standardizate ale rezistențelor:

$$R_C = 5,1k\Omega / 0,25\text{W};$$

$$R_E = 1k\Omega / 0,25\text{W};$$

$$R_1 = 82k\Omega / 0,25\text{W}; R_2 = 16k\Omega / 0,25\text{W}.$$

Ca și la **varianta 1**, urmează recalcularea PSF-ului cu valorile standardizate adoptate pentru rezistențe, în scopul determinării influenței asupra PSF-ului a abaterilor valorilor standardizate față de cele calculate.

Dacă abaterile vor fi prea mari, atunci trebuie adoptate alte valori standardizate pentru rezistențe.

În continuare, se va prezenta proiectarea circuitului în condițiile variației temperaturii în domeniul indicat.

Conform cerințelor problemei, trebuie ca $I_C \in [0,9; 1,1] \text{ mA}$;

Rezultă că:

$$I_{C_{\max}} := 1,1 \text{ mA}; I_{C_{\min}} := 0,9 \text{ mA}; \Delta I_C = 0,2 \text{ mA}.$$

Dispersiile parametrilor β_F , V_{BE} , I_{CB0} nu sunt corelate între ele. De aceea, se va face o proiectare bazată pe cazurile cele mai nefavorabile.

Conform schemei echivalente Thevenin (figura 4.15), există relațiile:

$$\begin{cases} V_{BB} = -R_B I_B + V_{BE} - R_E I_E \\ I_E = I_B + I_C \\ V_{CC} = -R_C I_C + U_{CE} - R_E I_E \\ I_C = \beta_F I_E + (\beta_F + 1) I_{CB0} \end{cases} \quad (4.53)$$

Se obțin expresiile:

$$\begin{cases} I_E = (\beta_F + 1)(I_B + I_{CB_0}) \\ I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1)I_{CB_0} \\ I_B = \frac{-V_{BB} + V_{BE} - (\beta_F + 1)R_E I_{CB_0}}{R_B + (\beta_F + 1)R_E} \\ V_{CE} = V_{CC} + R_C I_C + R_E I_E \end{cases}$$

Valorile extreme ale parametrilor TB sunt:

$$V_{BE_{\min}}(\theta) = V_{BE_{\min}}(\theta_0) + \frac{dV_{BE}}{dT}(\theta_{\max} - \theta_0) = -0,6 + 2 \cdot 30 \cdot 10^{-3} = -0,54V$$

$$U_{BE_{\max}}(\theta) = U_{BE_{\max}}(\theta_0) + \frac{dV_{BE}}{dT}(\theta_{\min} - \theta_0) = -0,7 + 2 \cdot (-30) \cdot 10^{-3} = -0,76V$$

$$\beta_{\min}(\theta) = \beta_{\min}(\theta_0) + \frac{d\beta}{d\theta}(\theta_{\min} - \theta_0) = 100 + \frac{100}{100}(-30) = 70$$

$$\beta_{\max}(\theta) = \beta_{\max}(\theta_0) + \frac{d\beta}{d\theta}(\theta_{\max} - \theta_0) = 200 + \frac{200}{100} \cdot 30 = 260$$

Dacă I_{CB_0} se dublează la fiecare creștere a temperaturii cu $10^\circ C$, atunci se poate scrie:

$$I_{CB_0}(\theta) = I_{CB_0}(\theta_0) \cdot 2^{\frac{\theta - \theta_0}{10}}$$

Rezultă:

$$\begin{cases} I_{CB_0 \min}(\theta) = I_{CB_0 \min}(\theta_0) \cdot 2^{\frac{\theta_{\min} - \theta_0}{10}} = 1 \cdot 2^{\frac{-30}{10}} = \frac{1}{8} nA = 0,125 nA \\ I_{CB_0 \max}(\theta) = I_{CB_0 \max}(\theta_0) \cdot 2^{\frac{\theta_{\max} - \theta_0}{10}} = 10 \cdot 2^{\frac{30}{10}} = 80 nA \end{cases}$$

În aceste condiții, se obțin următoarele valori extreme (cazuri cele mai defavorabile):

➤ pentru I_B :

$$I_B \text{ este minim pentru } |V_{BE}| = |V_{BE_{\max}}|, \beta_F = \beta_{F_{\max}}, I_{CB_0} = I_{CB_0_{\max}}$$

$$I_B \text{ este maxim pentru } |V_{BE}| = |V_{BE_{\min}}|, \beta_F = \beta_{F_{\min}}, I_{CB_0} = I_{CB_0_{\min}}$$

➤ pentru I_C și I_E :

$$I_C(I_E) \text{ este minim pentru } I_B = I_{B_{\min}}, \beta_F = \beta_{F_{\min}}, I_{CB_0} = I_{CB_0_{\min}}$$

$$I_C(I_E) \text{ este maxim pentru } I_B = I_{B_{\max}}, \beta_F = \beta_{F_{\max}}, I_{CB_0} = I_{CB_0_{\max}}$$

Se poate observa că s-au obținut condiții contradictorii: pentru ca I_C să fie minim trebuie ca β_F și I_B să fie minime dar I_B minim se obține pentru $\beta_{F_{\max}}$. Se pot observa și contradicții referitoare la I_{CB_0} .

Din acest motiv, un calcul riguros nu poate fi făcut decât prin metodele specifice analizei matematice.

Se va estima diferențiala curentului I_C , se vor aproxima mărimile infinitezimale prin diferențe finite, obținându-se astfel o relație suplimentară, ce va fi atașată sistemului de ecuații (4.53).

Din (4.53) rezultă:

$$I_C = \beta_F I_B + (\beta_F + 1) \cdot I_{CB0} = (\beta_F + 1) \cdot I_{CB0} + \beta_F \frac{V_{BE} - V_{BB} - (\beta_F + 1) \cdot R_E \cdot I_{CB0}}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E}$$

$$dI_C = \frac{\partial I_C}{\partial \beta_F} \cdot d\beta_F + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \cdot dV_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial I_{CB0}} \cdot dI_{CB0}$$

$$dI_C \cong \Delta I_C = \frac{\partial I_C}{\partial \beta_F} \cdot \Delta \beta_F + \frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} \cdot \Delta V_{BE} + \frac{\partial I_C}{\partial I_{CB0}} \cdot \Delta I_{CB0}$$

unde $\Delta I_C = 0,2\text{mA}$ (impus de tema de proiectare).

$$\left. \begin{aligned} \Delta \beta_F &= \beta_{F_{\max}} - \beta_{F_{\min}} = 260 - 70 = 190 \\ \Delta V_{BE} &= V_{BE_{\max}} - V_{BE_{\min}} = -0,76 + 0,54 = -0,22\text{V} \\ \Delta I_{CB0} &= 80 - 0,125 = 79,875\text{nA} \end{aligned} \right\}$$

(calculate din dispersiile parametrilor în urma variației temperaturii dată în tema de proiectare).

Se calculează sensibilitățile:

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_C}{\partial \beta_F} &= I_{CB0} + \frac{V_{BE} - V_{BB} - (\beta_F + 1) \cdot R_E \cdot I_{CB0}}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E} + \\ &+ \beta_F \frac{-R_E \cdot I_{CB0} \cdot [R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E] - R_E \cdot [V_{BE} - V_{BB} - (\beta_F + 1) \cdot R_E \cdot I_{CB0}]}{[R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E]^2} = \\ &= \frac{R_B I_{CB0} + V_{BE} - V_{BB}}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E} - \\ &- \beta_F \frac{R_E \cdot [V_{BE} - V_{BB} - (\beta_F + 1) \cdot R_E \cdot I_{CB0}] + R_B \cdot I_{CB0} + (\beta_F + 1) \cdot R_E \cdot I_{CB0}}{[R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E]^2} = \\ &= \frac{V_{BE} - V_{BB} + R_B I_{CB0}}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E} \cdot \left(1 - \frac{\beta_F \cdot R_E}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E} \right) = \\ &= \frac{(R_B + R_E) \cdot (V_{BE} - V_{BB} + R_B \cdot I_{CB0})}{[R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E]^2} \end{aligned}$$

$$\frac{\partial I_C}{\partial V_{BE}} = \frac{\beta_F}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E}$$

$$\begin{aligned} \frac{\partial I_C}{\partial I_{CB0}} &= (\beta_F + 1) - \beta_F \cdot (\beta_F + 1) \frac{R_E}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E} = \\ &= (\beta_F + 1) \cdot \left[1 - \frac{\beta_F \cdot R_E}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E} \right] = (\beta_F + 1) \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E} \end{aligned}$$

Din aceste relații rezultă variația curentului I_C :

$$\begin{aligned} \Delta I_C &= \frac{(R_B + R_E) \cdot (V_{BE} - V_{BB} + R_B \cdot I_{CB0})}{[R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E]^2} \Delta \beta_F + \frac{\beta_F}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E} \Delta V_{BE} + \\ &+ (\beta_F + 1) \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E} \Delta I_{CB0} \end{aligned}$$

Cu această condiție suplimentară, împreună cu condiția ca rețeaua R_1, R_2 să fie divizor de tensiune în baza tranzistorului ($R_B \ll (\beta_F + 1) \cdot R_E$), sistemul (4.53) devine:

$$\begin{cases}
V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\
R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \\
V_{BB} = -R_B I_B + V_{BE} - R_E I_E \\
I_B = \frac{I_C - (\beta_F + 1) \cdot I_{CB0}}{\beta_F} \\
I_E = \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} (I_C - I_{CB0}) \\
V_{CC} = -R_C I_C + V_{CE} - R_E I_E \\
\Delta I_C = \frac{(R_B + R_E) \cdot (V_{BE} - V_{BB} + R_B I_{CB0})}{[R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E]^2} \Delta \beta + \frac{\beta_F}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E} \Delta V_{BE} + \\
+ (\beta_F + 1) \frac{R_B + R_E}{R_B + (\beta_F + 1) \cdot R_E} \Delta I_{CB0} \\
R_B = \frac{(\beta_{Fmin} + 1) \cdot R_E}{10}
\end{cases} \quad (4.54)$$

S-a considerat că îndeplinirea condiției de divizor este îndeplinită pentru o valoare R_B de 10ori mai mică decât $(\beta_F + 1) \cdot R_E$ în cazul cel mai defavorabil, adică pentru $\beta_F = \beta_{Fmin}$.

Din ecuațiile (4.54₃), (4.54₄), (4.54₅), (4.54₇), (4.54₈), se obține următorul sistem de 2 ecuații, cu necunoscutele V_{BB} și R_E :

$$\begin{cases}
V_{BE} - V_{BB} = \frac{(\beta_{Fmin} + 1) \cdot R_E}{10} \left(\frac{11 \cdot I_C - (\beta_F + 11) \cdot I_{CB0}}{10} \right) \\
\Delta I_C = \frac{(\beta_{Fmin} + 11) \cdot [I_C - I_{CB0}] \cdot \Delta \beta}{11 \cdot (\beta_{Fmin} + 1) \cdot \beta_F} + \\
+ \frac{\beta_F \cdot \Delta V_{BE}}{R_E \cdot \frac{11}{10} \cdot (\beta_{Fmin} + 1)} + \frac{(\beta_{Fmin} + 11) \cdot \Delta I_{CB0}}{11}
\end{cases} \quad (4.55)$$

Soluția ecuației (4.55₂) este:

$$R_E = \frac{\frac{10 \cdot \beta_F \cdot \Delta V_{BE}}{(\beta_F + 1)}}{11 \cdot \Delta I_C - \frac{(\beta_{Fmin} + 11) \cdot [I_C - I_{CB0}] \cdot \Delta \beta_F}{(\beta_{Fmin} + 1) \cdot \beta_F} - (\beta_{Fmin} + 11) \cdot \Delta I_{CB0}} \quad (4.56)$$

După calculul rezistenței R_E , din ecuația (4.54₁), respectiv (4.54₈) se calculează valorile tensiunii V_{BB} și a rezistenței R_B .

În continuare se calculează valorile rezistențelor R_1 și R_2 din sistemul format din ecuațiile (4.54₁) și (4.54₂):

$$\begin{cases}
V_{BB} = V_{CC} \frac{R_2}{R_1 + R_2} \\
R_B = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}
\end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases}
R_1 = R_B \cdot \frac{V_{CC}}{V_{BB}} \\
R_2 = R_B \cdot \frac{V_{CC}}{V_{CC} - V_{BB}}
\end{cases}$$

În sfârșit, din ecuația (4.54₆) calculează valoarea rezistenței R_C :

$$R_C = \frac{V_{CE} - V_{CC} - R_E \frac{\beta_F + 1}{\beta_F} (I_C - I_{CB0})}{I_C}$$

Înlocuind datele numerice se obțin rezultatele:

$$R_E = 2,4k\Omega; V_{BB} = -3,28V; R_B = 17,05k\Omega$$

$$R_1 = 51,98k\Omega; R_2 = 25,37k\Omega$$

$$R_C = 2,564k\Omega$$

Printr-un calcul analog cu cel prezentat în partea întâi, se pot determina puterile nominale ale rezistențelor, obținându-se aceeași valoare: $P_n = 0,25W$.

Se adoptă valorile standardizate:

$$R_E = 2,4k\Omega / 0,25W$$

$$R_1 = 51k\Omega / 0,25W; R_2 = 25k\Omega / 0,25W$$

$$R_C = 2,5k\Omega / 0,25W$$

În continuare, se recalculează P.S.F.-ul (ca în partea întâi) și eventual se aleg alte valori ale rezistențelor.

Observații:

- Se poate observa că impunerea compensării termice într-un interval relativ mare de temperatură atrage după sine mărirea valorii rezistenței R_E (căderea de tensiune V_E se poate observa că devine aproximativ $20\%V_{CC}$).

- Calculul prezentat este unul exact (și în consecință suficient de complicat), deoarece nu s-a neglijat nicio influență asupra derivatei termice a curentului I_C . După cum s-a prezentat în paragraful 4.2.2.1, schema asigurând o cvasiindependență de β_F a P.S.F.-ului, influența acestui parametru poate fi neglijată, cu condiția considerării cazului cel mai nefavorabil, adică cea mai mică valoare β_F în domeniul de temperatură impus. În cazul de față, aceasta este $\beta_F = 70$. De asemenea, influența curentului I_{CB0} poate fi neglijată.

Justețea acestei afirmații poate fi probată calculându-se deriva termică a curentului I_C corespunzătoare variațiilor parametrilor β_F și I_{CB0} (coeficienții variabilelor $\Delta\beta_F$ și ΔI_{CB0} în expresia (4.56), sau, altfel spus, sensibilitățile respective).

- Ținând cont de acestea, calculul poate fi simplificat foarte mult, considerând numai influența tensiunii V_{BE} asupra derivatei termice.

Astfel, conform relației aproximative:

$$I_C = \frac{V_{BE} - V_{BB}}{R_E}$$

și ținând cont că $V_{BB} = \text{ct.}$, rezultă:

$$\Delta I_C = \frac{\Delta V_{BE}}{R_E} \Leftrightarrow R_E = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_C} = \frac{V_{BE}(T_{\max}) - V_{BE}(T_{\min})}{I_C(T_{\max}) - I_C(T_{\min})} = \frac{0,22}{0,1 \cdot 10^{-3}} = 2,2k\Omega$$

Se constată că s-a obținut o valoare R_E foarte apropiată de cea furnizată de calculul "exact".

- Expresia $R_E = \frac{\Delta V_{BE}}{\Delta I_C}$ poate fi obținută și direct din (4.56), neglijându-se influențele datorate dispersiei termice a parametrilor β_F și I_{CB0} (în conformitate cu cele arătate mai sus) și aproximând $\frac{10 \cdot \beta_F}{11 \cdot (\beta_F + 1)} \cong 1$.

4.5.4. Calculați PSF-ul și variația curentului I_C la o creștere a temperaturii cu $\Delta\theta = 50^\circ C$, pentru tranzistorul conectat în schema din figura 4.16. Se dau:

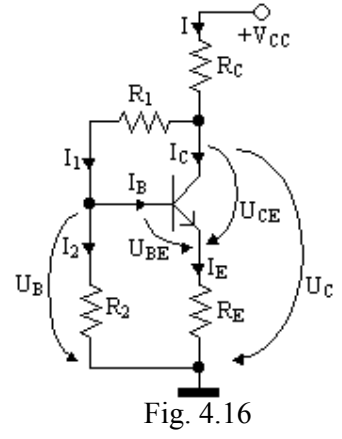
$$V_{CC} = 12V, R_C = 3,2k\Omega, R_E = 1k\Omega, R_1 = 22k\Omega, R_2 = 4,3k\Omega.$$

La temperatura ambiantă, TB are următorii parametri: $U_{BE} = 0.6V$, $\beta = 200$, $I_{CB0} = 4nA$.

Rezolvare

Metoda 1

Urmărind schema și notațiile din figura 4.16, dacă se aplică teoremele lui Kirchhoff rezultă următorul sistem de 7 ecuații cu 7 necunoscute (I_C , I_B , I_E , I , I_1 , I_2 , U_{CE}):



$$\begin{aligned}
 & \begin{cases} I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CB0} \\ I_E = I_C + I_B \\ I = I_1 + I_C \\ I_1 = I_2 + I_B \\ U_B := R_2 I_2 = U_{BE} + R_E I_E \\ U_C := U_{CE} + R_E I_E = R_1 I_1 + R_2 I_2 \\ V_{CC} = R_C I + U_{CE} + R_E I_E \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CB0} \\ I_E = (\beta + 1) (I_B + I_{CB0}) \\ I_1 = I_2 + I_B \\ I = I_2 + I_E \\ R_2 I_2 = U_{BE} + R_E (\beta + 1) (I_B + I_{CB0}) \\ U_{CE} + R_E (\beta + 1) (I_B + I_{CB0}) = R_1 (I_2 + I_B) + R_2 I_2 \\ V_{CC} = R_C (I_2 + I_E) + U_{CE} + R_E (\beta + 1) (I_B + I_{CB0}) \end{cases} \\
 & \Leftrightarrow \begin{cases} I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CB0} \\ I_E = (\beta + 1) (I_B + I_{CB0}) \\ I_1 = I_2 + I_B \\ I = I_2 + I_E \\ I_2 = \frac{U_{BE} + R_E (\beta + 1) (I_B + I_{CB0})}{R_2} \\ U_{CE} + R_E (\beta + 1) (I_B + I_{CB0}) - R_1 I_B = (R_1 + R_2) \frac{U_{BE} + R_E (\beta + 1) (I_B + I_{CB0})}{R_2} \\ V_{CC} = R_C \left[(\beta + 1) (I_B + I_{CB0}) + \frac{U_{BE} + R_E (\beta + 1) (I_B + I_{CB0})}{R_2} \right] + U_{CE} + R_E (\beta + 1) (I_B + I_{CB0}) \end{cases} \\
 & \Leftrightarrow \begin{cases} I_C = \beta I_B + (\beta + 1) I_{CB0} \\ I_E = (\beta + 1) (I_B + I_{CB0}) \\ I_1 = I_2 + I_B \\ I = I_2 + I_E \\ I_2 = \frac{U_{BE} + R_E (\beta + 1) (I_B + I_{CB0})}{R_2} \\ U_{CE} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) U_{BE} + \frac{R_1 R_E}{R_2} (\beta + 1) (I_B + I_{CB0}) + R_1 I_B \\ V_{CC} = (R_C + R_E) + \frac{R_1 R_E}{R_2} (\beta + 1) I_B + (R_C + R_E) \frac{R_C R_E}{R_2} (\beta + 1) I_{CB0} + \frac{R_C}{R_2} U_{BE} + \\ + \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) U_{BE} + R_1 \left(1 + \frac{R_E}{R_2} (\beta + 1) \right) I_B + \frac{R_1 R_E}{R_2} (\beta + 1) I_{CB0} \end{cases} \Leftrightarrow
 \end{aligned}$$

Din ecuațiile a-5-a și a-6-a rezultă expresia curentului I_B :

$$I_B = \frac{V_{CC} - \left(1 + \frac{R_1 + R_C}{R_2} \right) U_{BE} - \left[R_C + R_E \left(1 + \frac{R_1 + R_C}{R_2} \right) \right] (\beta + 1) I_{CB0}}{R_1 + \left[R_C + R_E \left(1 + \frac{R_1 + R_C}{R_2} \right) \right] (\beta + 1)} \quad (4.57)$$

Cu ajutorul acestora se pot determina toate celelalte necunoscute:

$$\begin{cases} I_C = \beta I_B + (\beta + 1)I_{CB0} \\ I_E = (\beta + 1)(I_B + I_{CB0}) \cong I_C \\ U_{CE} = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)U_{BE} + \frac{R_1 R_E}{R_2}(\beta + 1)(I_B + I_{CB0}) + R_1 I_B \\ I_2 = \frac{U_{BE} + R_E(\beta + 1)(I_B + I_{CB0})}{R_2} \\ I_1 = \frac{U_{BE} + R_E(\beta + 1)(I_B + I_{CB0})}{R_2} + I_B \\ I = \frac{U_{BE} + (R_E + R_2)(\beta + 1)(I_B + I_{CB0})}{R_2} \end{cases} \quad (4.58)$$

Metoda 2

Rezolvarea sistemului de ecuații din cadrul metodei precedente (aplicând teoremele lui Kirchoff) este laborioasă. O abordare mai elegantă constă în aplicarea unei echivalări Thevenin în baza tranzistorului. Schema circuitului în gol este prezentată în figura 4.17, iar cea a circuitului în gol și pasivizat în figura 4.18.

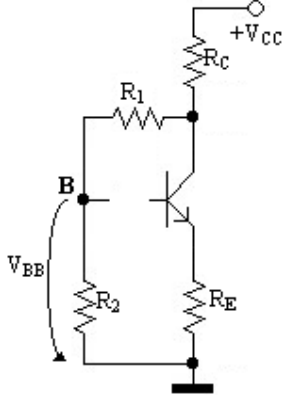


Fig. 4.17

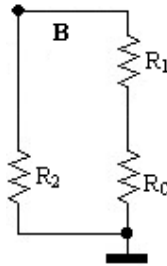


Fig. 4.18

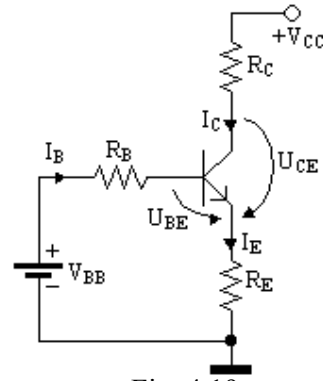


Fig. 4.19

Tensiunea în gol (cu baza deconectată) este:

$$V_{BB} = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + R_C} V_{CC} = \frac{4,3}{22 + 4,3 + 5,1} \cdot 12 = 1,75V \quad (4.59)$$

Rezistența echivalentă a rețelei în gol, pasivizată ($V_{CC} = 0$, adică se consideră că borna de alimentare este la masă), calculată între punctul B și masă este:

$$R_B = R_2 \parallel (R_1 + R_C) = \frac{R_2(R_1 + R_C)}{R_1 + R_2 + R_C} = \frac{4,3 \cdot 27,1}{31,4} = 3,67k\Omega \quad (4.60)$$

Cu acestea se obține un circuitul echivalent Thevenin din figura 4.19, asemănător cu cel din figura 4.15, dar corespunzător unui TB de tip *nnp*. Rezultă că se vor scrie relații asemănătoare cu (4.53):

$$\begin{cases} V_{BB} = R_B I_B + U_{BE} + R_E I_E \\ I_E = I_B + I_C \\ V_{CC} = R_C I_C + U_{CE} + R_E I_E \\ I_C = \beta_F I_E + (\beta_F + 1)I_{CB0} \end{cases} \Rightarrow I_B = \frac{V_{BB} - U_{BE} - R_E(\beta + 1)I_{CB0}}{R_B + (\beta + 1)R_E} \quad (4.61)$$

Se poate observa cu ușurință că, înlocuind V_{BB} și R_B cu expresiile lor din (4.59) și (4.60), se obține expresia curentului I_B din relația (4.57).

Expresia curentului de colector este:

$$I_C = \frac{\beta(V_{BB} - U_{BE}) + (\beta + 1)I_{CB0}(R_B + R_E)}{R_B + (\beta + 1)R_E} \quad (4.62)$$

iar a tensiunii U_{CE} :

$$U_{CE} = V_{CC} - R_C I - R_E I_E$$

unde curentul I trebuie calculat, fie cu ajutorul expresiei (4.58₆), fie cu ajutorul relației $I = I_2 + I_E$.

Numeric, se obțin valorile:

$$\left\{ \begin{array}{l} I_B = 5,61\mu A \\ I_C = 1,123mA \\ I_E = (\beta + 1)(I_B + I_{CB0}) = 1,129mA \\ I_2 = \frac{U_{BE} + R_E I_E}{R_2} = 402,17\mu A \\ I = I_2 + I_E = 1,53mA \\ U_{CE} = 5,97V \end{array} \right. \Rightarrow \text{PSF : } P(1,123mA; 5,97V)$$

Pentru calculul derivei termice, trebuie determinate mai întâi sensibilitățile S_U , S_β și S_I :

$$S_U = \frac{\partial I_C}{\partial U_{BE}} = \frac{-\beta}{R_B + (\beta + 1)R_E} = -9,77 \cdot 10^{-4} \frac{A}{V}$$

$$S_\beta = \frac{\partial I_C}{\partial \beta} = \frac{(R_B + R_E)(V_{BB} - U_{BE} + R_B I_{CB0})}{[R_B + (\beta + 1)R_E]^2} = 1,28 \cdot 10^{-7} A$$

$$S_I = \frac{\partial I_C}{\partial I_{CB0}} = \frac{(\beta + 1)(R_B + R_E)}{R_B + (\beta + 1)R_E} = 4,59$$

Valoarea derivei termice pentru $\Delta\theta = 1^\circ C$ este:

$$\Delta I_{C_{1^\circ C}} = S_I \cdot \frac{\partial I_{CB0}}{\partial T} + S_U \cdot \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} + S_\beta \cdot \frac{\partial \beta}{\partial T} =$$

$$= 4,59 \cdot 0,07 \cdot 10^{-9} + 9,77 \cdot 10^{-4} \cdot 1,8 \cdot 10^{-3} + 1,28 \cdot 10^{-7} \cdot \frac{200}{50} = 2,27 \frac{\mu A}{^\circ C}$$

Valoarea procentuală este:

$$\Delta I_{C_{1^\circ C}} = \frac{\Delta I_{C_{1^\circ C}}}{I_C} = \frac{2,27 \cdot 10^{-6}}{1,123 \cdot 10^{-3}} = 0,2 \frac{\%}{^\circ C}$$

Admițând variația liniară a derivei termice în domeniul de temperatură propus, rezultă abaterea totală:

$$\Delta I_{C_T} = \Delta I_{C_{1^\circ C}} \cdot \Delta\theta = 0,2 \frac{\%}{^\circ C} \cdot 50^\circ C = 10\%$$

Se poate observa mărimea cel puțin acceptabilă a derivei termice, obținută cu o valoare mică a căderii de tensiune $U_E = R_E I_E$ (mai mică decât $10\% \cdot V_{CC}$). Explicația constă în faptul că relația de quasi-independență a curentului I_C de parametrii tranzistorului, $R_B \ll (\beta + 1)R_E$ este bine îndeplinită de componentele schemei. De asemenea, se poate observa că în acest caz tendința de variație a curentului este contracarată prin două căi (reacții negative), micșorarea tensiunii în bază (U_B) și mărirea tensiunii emitorului (U_E):

$$I_C \uparrow \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} u_E = R_E \cdot I_C \uparrow \\ R_C \cdot I_C \uparrow \Rightarrow U_C \downarrow \Rightarrow U_B \downarrow \end{array} \right\} \xRightarrow{U_{BE} = U_B - U_E} u_{BE} \downarrow \Rightarrow I_B \downarrow \Rightarrow I_C \downarrow$$

Se poate spune că schema analizată reprezintă o îmbunătățire a celei din problema 4.5.3, soluția fiind simplă: realizarea unui divizor de polarizare a bazei alimentat de la U_C .

4.5.5. Schema din figura 4.20 corespunde unei surse standard de curent continuu folosită în structura internă a circuitelor integrate (C.I.) liniare ($I > 0,1\text{mA}$). Calculați curentul I_o , debitat de circuit (tranzistoarele sunt identice).

Aplicație numerică: $V_{CC} = 15\text{V}$, $R_1 = 0,3\text{k}\Omega$, $R_2 = 1\text{k}\Omega$, $R_3 = 3,3\text{k}\Omega$.

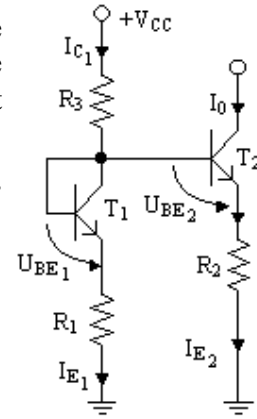


Fig. 4.20

Rezolvare

Dacă schema face parte din structura C.I. liniare, atunci cele două tranzistoare vor avea caracteristici quasi-identice (fiind realizate “la propriu” din același material) și, de asemenea, cuplajul termic între ele va fi quasi-perfect, oricum mult mai bun decât cel realizabil cu cel mai performant radiator ce s-ar putea imagina.

În aceste condiții, rezultă că $U_{BE1}(T) = U_{BE2}(T) := U_{BE}$, $\forall T$

Neglijând curenții din bazele celor două tranzistoare, rezultă relațiile evidente:

$$\begin{cases} U_{BE1} + R_1 I_{E1} = U_{BE2} + R_2 I_{E2} \\ I_{E2} = I_{C2} = I_o \end{cases} \Rightarrow \frac{I_{E1}}{I_o} = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.63)$$

Curentul I_{E1} rezultă imediat:

$$I_{E1} = I_{C1} = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_1 + R_3}$$

Cu acestea, expresia curentului de ieșire devine:

$$I_o = \frac{R_1}{R_2} \cdot I_{C1} = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_1 + R_3}$$

Dacă $V_{CC} \gg U_{BE}$, atunci aceasta din urmă poate fi neglijată (evident că în acest caz nici deriva termică a tensiunii U_{BE} nu va influența semnificativ valoarea curentului I_{E1}), astfel că expresia curentului de ieșire se va scrie sub forma:

$$I_o = \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{V_{CC}}{R_1 + R_3} = \frac{R_1}{R_2} \cdot I_{E1}$$

Datorită acestui fapt, circuitul se mai numește și oglindă de curent (curentul de ieșire este “ogindirea” celui de intrare, într-un raport fixat de cele două rezistențe).

Numeric:

$$I_o = \frac{0,3}{1} \cdot \frac{15}{0,3 + 3,3} = 1,25\text{mA}$$

Observație:

Dacă nu se acceptă aproximările prezentate, problema se poate rezolva mai exact, dar cu calcule mai complicate. Astfel, neglijând în continuare curenții I_{CB0} , se scriu relațiile:

$$\begin{cases} I_{C1} \cong \beta \cdot I_{B1} = \beta \cdot |I_o| \cdot \exp\left(\frac{U_{BE1}}{V_T}\right) = I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{U_{BE1}}{V_T}\right) \\ I_{C2} \cong \beta \cdot I_{B2} = \beta \cdot |I_o| \cdot \exp\left(\frac{U_{BE2}}{V_T}\right) = I_{ES} \cdot \exp\left(\frac{U_{BE2}}{V_T}\right) \end{cases}, \text{ unde s-au folosit notațiile:}$$

- $I_{ES} = \beta |I_o|$, I_o fiind curentul invers (de saturație al joncțiunii BE);

- $V_T = \frac{k \cdot T}{e}$, tensiunea termică.

De asemenea, s-au folosit expresiile dependenței curent – tensiune pentru joncțiuni pn (joncțiunile BE) aflate în conducție.

Rezultă:

$$\begin{cases} U_{BE1} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{ES}} \\ U_{BE2} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_{ES}} \end{cases}$$

Conform (4.63₁) și neglijând curentul I_{B2} , se obțin ecuațiile:

$$\begin{cases} V_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{ES}} + R_1 \cdot I_{C1} = V_T \cdot \ln \frac{I_{C2}}{I_{ES}} + R_2 \cdot I_{C2} \\ V_{CC} = (R_1 + R_3) \cdot I_{C1} + V_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{ES}} \end{cases}$$

Sistemul este format din două ecuații transcendente. Din a doua se poate determina curentul I_{C1} (de exemplu prin metoda aproximațiilor succesive), iar apoi din prima se determină valoarea curentului de ieșire, $I_o = I_{C2}$.

Se poate observa însă că prima ecuație se poate pune sub forma:

$$\begin{aligned} V_T \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} &= R_2 \cdot I_{C2} - R_1 \cdot I_{C1} = R_2 \cdot I_{C2} \cdot \left(1 - \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \right) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow \frac{V_T}{R_2 \cdot I_{C2}} \cdot \ln \frac{I_{C1}}{I_{C2}} &= 1 - \frac{R_1}{R_2} \cdot \frac{I_{C1}}{I_{C2}} \end{aligned}$$

Cum $V_T = \frac{kT}{e} \cong 26\text{mV} \Rightarrow \frac{V_T}{R_2 \cdot I_{C2}} \cong 0$ pentru $I_{C2} \geq 0,1\text{mA}$, obținându-se astfel aceeași

expresie a curentului de ieșire ca și prin metoda simplificată.

Este remarcabil însă că prin această metodă se poate determina valoarea curentului de ieșire să în cazuri limită ale circuitului, ca de exemplu $R_1 = 0$.

Soluțiile ecuațiilor menționate obținute în MathCAD, pentru valorile menționate în enunț și presupunând $I_o = 1\text{nA}$, $\beta = 200$ sunt:

- $R_1 = 0,3\text{k}\Omega \Rightarrow I_o = 1,259\text{mA}$
- $R_1 = 0 \Rightarrow I_o = 99\mu\text{A}$, dar cu o compensare termică mai slabă.

4.5.6. Determinați PSF-urile tranzistoarelor circuitului din figura 4.21 (etajul diferențial). Tranzistoarele sunt caracterizate de următorii parametri:

$\beta = 200$, $I_{CB0} = 0$; $U_{BE} = 0,6\text{V}$;

$I_{ES1} = 5 \cdot 10^{-11}\text{A}$; $I_{ES2} = 2 \cdot 10^{-10}\text{A}$.

Aplicație numerică: $R_{C1} = R_{C2} = 5\text{k}\Omega$;

$R_{B1} = R_{B2} = 5\text{k}\Omega$; $R_E = 4,7\text{k}\Omega$;

$V_{CC} = 25\text{V}$; $V_{BB1} = V_{BB2} = 10\text{V}$.

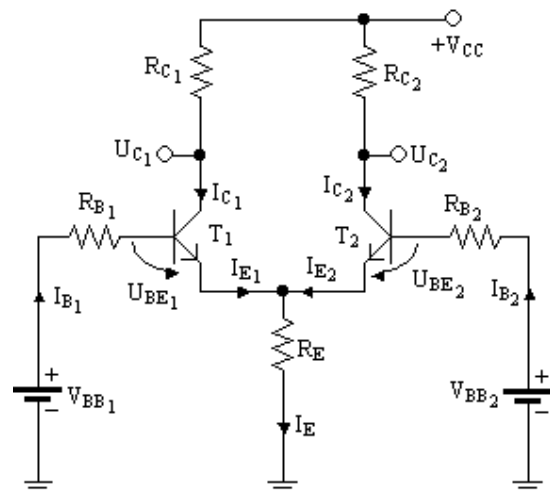


Fig. 4.21

Rezolvare

Montajul din figură se numește etaj (amplificator) diferențial. Se observă că cele două tranzistoare sunt cuplate în emitor. Neglijând curenții I_B , deoarece $I_E = I_{E1} + I_{E2} \cong I_{C1} + I_{C2}$, $U_{BE1} \cong V_{BB1} - R_E I_E$ și $U_{BE2} \cong V_{BB2} - R_E I_E$, se observă că o variație a uneia din tensiunile V_{BB} , de exemplu o creștere a tensiunii V_{BB1} , provoacă o creștere a curențului I_{C1} (sau echivalent o micșorare a tensiunii U_{C1}). Rezultă o tendință de creștere a curențului I_E , adică a tensiunii $U_E = R_E I_E$, ceea ce provoacă o micșorare a tensiunii U_{BE2} (considerându-se că V_{BB2} este constant sau eventual se micșorează), adică o micșorare a curențului I_{C2} (sau echivalent o creștere a tensiunii U_{C2}). Ca urmare, din punct de vedere calitativ, tensiunea $U_{C1} - U_{C2}$ este proporțională cu **diferența** $V_{BB1} - V_{BB2}$, ceea ce justifică denumirea etajului.

Afirmațiile de mai sus pot fi urmărite și pe algoritmul următor:

$$\left. \begin{array}{l} V_{BB1} \uparrow \\ V_{BB2} = \text{ct. sau } V_{BB2} \downarrow \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} U_{BE1} \uparrow \\ U_{BE2} \downarrow \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} I_{C1} \uparrow \\ I_{C2} \downarrow \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} U_{C1} \downarrow \\ U_{C2} \uparrow \end{array} \right\} \Rightarrow U_{C1} - U_{C2} \sim V_{BB1} - V_{BB2}$$

Dacă ambele tensiuni V_{BB} variază în același sens, atunci curenții I_C vor avea variații asemănătoare, astfel că variația tensiunii $U_{C1} - U_{C2}$ va fi nesemnificativă.

Se poate observa că, datorită domeniului mic de variație a tensiunii U_{BE} , pentru ca ambele tranzistoare să fie în conducție trebuie ca plaja de variație a diferenței $V_{BB1} - V_{BB2}$ să fie de asemenea redusă, deoarece în caz contrar unul dintre tranzistoare va fi blocat, iar celălalt saturat. Din acest motiv, un studiu cantitativ corect nu se poate face pornind de la premisa $U_{BE} = \text{ct.}$ Rezultă că circuitul va fi descris de un sistem de 4 ecuații, cu necunoscutele U_{BE1} , U_{BE2} , I_{E1} și I_{E2} :

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{BB1} = R_{B1} \cdot \frac{I_{E1}}{\beta_1 + 1} + U_{BE1} + R_E \cdot (I_{E1} + I_{E2}) \\ V_{BB2} = R_{B2} \cdot \frac{I_{E2}}{\beta_2 + 1} + U_{BE2} + R_E \cdot (I_{E1} + I_{E2}) \\ I_{E1} = I_{ES1} \cdot \exp\left(\frac{U_{BE1}}{V_T}\right) \\ I_{E2} = I_{ES2} \cdot \exp\left(\frac{U_{BE2}}{V_T}\right) \end{array} \right. \quad (4.64)$$

Sistemul fiind neliniar, nu se poate obține decât o soluție numerică.

Pentru a obține rezultate calitative, se pot face unele simplificări. Dacă se neglijează prezența rezistențelor R_B (sau, echivalent, neglijând curenții I_B) și, conform studiului calitativ al comportării circuitului, se consideră $I_{E1} + I_{E2} := I_E = \text{ct.}$, atunci se obține următorul sistem de ecuații cu necunoscutele I_{E1} și I_{E2} :

$$\left\{ \begin{array}{l} \frac{I_{E1}}{I_{E2}} = \frac{I_{ES1}}{I_{ES2}} \cdot \exp\left(\frac{V_{BB1} - V_{BB2}}{V_T}\right) \\ I_{E1} + I_{E2} = I_E \end{array} \right.$$

Deoarece $I_E = \text{ct.}$, valoarea acestuia se va determina în ipoteza tranzistoarelor identice:

$$I_E \cong \frac{V_{BB} - U_{BE}}{2 \cdot R_E} = 2\text{mA}$$

Cu notațiile:

$$\frac{I_{ES1}}{I_{ES2}} := k \text{ și } V_{BB1} - V_{BB2} := V_{id}$$

rezultă următoarele scrieri echivalente:

$$\begin{cases} \frac{I_{E1}}{I_{E2}} = k \cdot \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right) \\ I_{E1} = I_E - I_{E2} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{I_E}{I_{E2}} = 1 + k \cdot \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right) \\ I_{E1} = I_E - I_{E2} \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} I_{E2} = \frac{I_E}{1 + k \cdot \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right)} \\ I_{E1} = I_E \cdot \frac{k \cdot \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right)}{1 + k \cdot \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right)} \end{cases}$$

În final rezultă expresiile:

$$\begin{cases} I_{E1} = \frac{I_E}{1 + \frac{1}{k} \cdot \exp\left(-\frac{V_{id}}{V_T}\right)} \\ I_{E2} = \frac{I_E}{1 + k \cdot \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right)} \end{cases} \quad (3.2.17.2)$$

În figura 4.22 se prezintă variațiile celor doi curenți pentru o valoare dată a curentului I_E , în funcție de tensiunea de intrare diferențială, V_{id} .

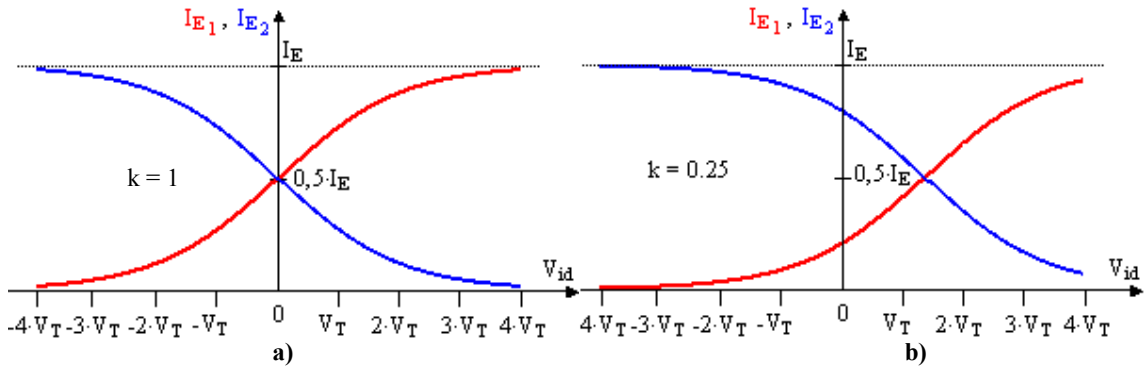


Fig. 4.22

Numeric, pentru $k = 0,25$ și $V_{id} = 0$, se obțin rezultatele:

$$\begin{aligned} T_1: & \begin{cases} I_{E1} \cong I_{C1} = \frac{I_E}{5} = 0,4\text{mA} \\ U_{CE1} = V_{CC} - R_C I_{C1} - R_C I_E = 13,6\text{V} \end{cases} \text{ și} \\ T_2: & \begin{cases} I_{E2} \cong I_{C2} = \frac{4}{5} I_E = 1,6\text{mA} \\ U_{CE2} = V_{CC} - R_C I_{C2} - R_C I_E = 7,6\text{V} \end{cases} \end{aligned}$$

În figura 4.23 se prezintă variațiile tensiunii de ieșire diferențiale: $V_{od} := U_{C1} - U_{C2}$, în funcție de tensiunea de intrare diferențială, V_{id} .

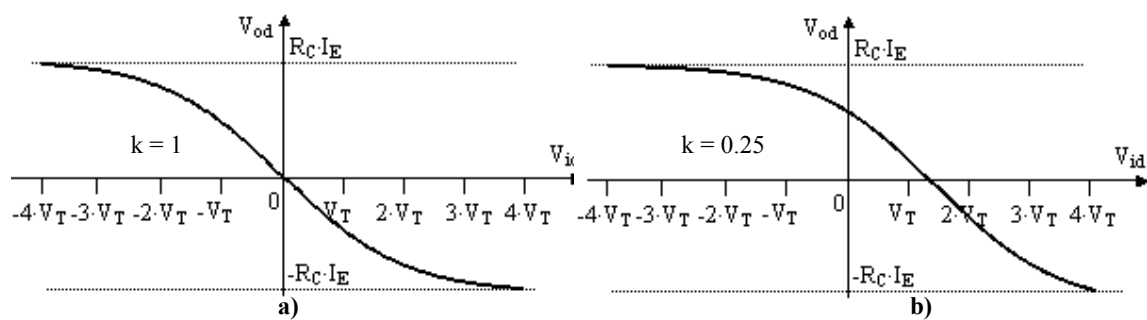


Fig. 4.23

Ținând cont de expresiile (4.64), tensiunea V_{od} se calculează astfel:

$$\begin{aligned}
 V_{od} = U_{C_1} - U_{C_2} &= R_C \cdot (I_{C_1} - I_{C_2}) = R_C \cdot I_E \cdot \frac{\frac{1}{k} \cdot \exp\left(-\frac{V_{id}}{V_T}\right) - k \cdot \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right)}{k \cdot \exp\left(\frac{V_{id}}{V_T}\right) + \frac{1}{k} \cdot \exp\left(-\frac{V_{id}}{V_T}\right) + 2} = \\
 &= R_C \cdot I_E \cdot \frac{\left[\frac{1}{\sqrt{k}} \cdot \exp\left(-\frac{V_{id}}{2V_T}\right) - \sqrt{k} \cdot \exp\left(\frac{V_{id}}{2V_T}\right)\right] \cdot \left[\frac{1}{\sqrt{k}} \cdot \exp\left(-\frac{V_{id}}{2V_T}\right) + \sqrt{k} \cdot \exp\left(\frac{V_{id}}{2V_T}\right)\right]}{\left[\frac{1}{\sqrt{k}} \cdot \exp\left(-\frac{V_{id}}{2V_T}\right) + \sqrt{k} \cdot \exp\left(\frac{V_{id}}{2V_T}\right)\right]^2}
 \end{aligned}$$

În final rezultă expresia:

$$V_{od} = R_C \cdot I_E \cdot \frac{\frac{1}{\sqrt{k}} \cdot \exp\left(-\frac{V_{id}}{2 \cdot V_T}\right) - \sqrt{k} \cdot \exp\left(\frac{V_{id}}{2 \cdot V_T}\right)}{\frac{1}{\sqrt{k}} \cdot \exp\left(-\frac{V_{id}}{2 \cdot V_T}\right) + \sqrt{k} \cdot \exp\left(\frac{V_{id}}{2 \cdot V_T}\right)}$$

5. TRANZISTOARE UNIPOLARE (cu efect de câmp)

5.1. NOȚIUNI INTRODUCTIVE

Apariția tranzistoarelor cu efect de câmp (al căror principiu de funcționare a fost propus de W. Shockley încă din 1952) a constituit la vremea respectivă o adevărată revoluție în tehnica dispozitivelor semiconductoare. Ele readuceau în marea familie a tranzistoarelor o calitate (parțial) pierdută prin înlocuirea tuburilor electronice: impedanța foarte mare de intrare, cu toate consecințele (avantajele) ei practice.

În literatura tehnică de specialitate, tranzistoarele cu efect de câmp sunt notate prescurtat prin inițialele TEC sau FET (din engleză – Field Effect Transistor).

În esență, TEC - ul este un rezistor a cărui secțiune sau rezistivitate este controlată de un câmp electric, de unde și denumirea (*efect de câmp*). Astfel, conducția electrică are loc într-un “canal” conductiv generat într-un material semiconductor, ale cărui dimensiuni geometrice sau concentrații de purtători de sarcină pot fi controlate cu ajutorul unui câmp electric (transversal pe direcția de curgere a curentului), creat între un electrod de comandă numit *grilă* sau *poartă* (câmpul electric fiind determinat de potențialul său), situat în vecinătatea canalului și masa semiconductorului în care este format sau indus acesta.

Se reamintește legea lui Ohm: $I = \frac{U}{R} = G \cdot U$, unde rezistența canalului este $R = \rho \cdot \frac{l}{S}$, „l”

fiind lungimea canalului, iar “S” secțiunea sa. Practic, câmpul electric acționează asupra secțiunii canalului sau asupra rezistivității, modificându-se R și în final I.

Curentul se închide printr-o zonă semiconductoare (care reprezintă canalul însuși) între doi electrozi, unul numit *sursă* - pentru că furnizează purtătorii de sarcină și celălalt numit *drenă* - care are rolul de a-i colecta.

Spre deosebire de tranzistorul bipolar, curentul prin TEC se obține numai prin deplasarea purtătorilor majoritari (electroni sau goluri), după cum canalul este de tip n, respectiv p. De aceea, TEC se mai numesc și **tranzistoare unipolare**. De notat că prin canal se deplasează și purtătorii minoritari, dar contribuția lor la curentul total se neglijează, fiind foarte mică în comparație cu cea a purtătorilor majoritari. Ca un prim avantaj al acestui fapt se poate menționa dependența mult mai redusă a curentului de temperatură.

În funcție de modul de realizare a grilei, există două tipuri de TEC-uri:

- TEC cu Joncțiune (sau cu grilă Joncțiune) – TECJ (JFET);
- TEC cu grilă izolată, sau TEC Metal-Izolator-Semiconductor – TECMIS (MISFET), de obicei sub forma TECMOS (MOSFET): Metal-Oxid-Semiconductor.

Comparativ cu cele bipolare, TEC prezintă avantajul unei rezistențe de intrare mai mare, comparabilă cu cea a tuburilor electronice, au deriva termică mult mai mică și o tehnologie de fabricație mai simplă, ocupând astfel o arie de siliciu redusă în structurile integrate. În același timp, ele prezintă însă inconvenientul unei pante mici a caracteristicilor statice.

5.2. PRINCIPIUL DE FUNCȚIONARE

5.2.1. Tranzistoare cu efect de câmp cu grilă joncțiune (TECJ)

Tranzistoarele TECJ au canalul conductor (cu o lungime de 10-100 ori mai mare decât grosimea sa) delimitat în volumul semiconductorului cu ajutorul a două joncțiuni pn, polarizate invers (figura 5.1a). Cele două capete ale sale sunt conectate la terminalele numite *drenă* (D) și *sursă* (S), iar zona centrală (puternic dopată) se numește *grilă* sau *poartă*, delimitând împreună cu *substratul* (de asemenea puternic dopat) canalul. În acest fel se creează două joncțiuni pn (asimetrice), una între grilă și canal, iar a doua între substrat și canal. În figura 5.1a s-a reprezentat un TECJ cu canal de tip n.

Substratul poate fi folosit ca grilă. Dacă se conectează galvanic cu grila propriu-zisă, cazul cel mai des întâlnit, atunci se obține un efect de câmp aproximativ simetric față de axa

longitudinală a dispozitivului. Substratul poate fi folosit însă și ca un al doilea electrod de comandă, caz în care se obține *tetroda cu efect de câmp*.

Joncțiunea pn grilă-canal este polarizată invers, iar lungimea de difuzie asociată acesteia, conform relației (2.16) face ca secțiunea conductivă a canalului (regiunea n neutră) să fie mai mică decât distanța dintre cele două joncțiuni. Rezultă că această secțiune este *controlabilă electric* prin diferența de potențial care există între grilă și canal. În procesul de conducție purtătorii de sarcină sunt generați de sursă și colectați de drenă.

Datorită asimetriei celor două joncțiuni pn, zona de difuzie se extinde preponderent în zona mai slab dopată, adică în zona canalului, conform relației (2.5).

Deoarece purtătorii de sarcină trebuie să se deplaseze de la sursă către drenă, câmpul electric din interiorul canalului trebuie să fie orientat astfel încât forțele electrostatice să asigure această deplasare (electronii, având sarcină negativă, se deplasează în sens contrar liniilor de câmp, iar golurile, asimilate unor sarcini pozitive, se deplasează în sensul liniilor de câmp). Această necesitate impune ca drenea să fie polarizată corespunzător față de sursă.

În figura 5.1b se prezintă simbolurile celor două tipuri de TECJ, precum și polaritățile tensiunilor între terminale.

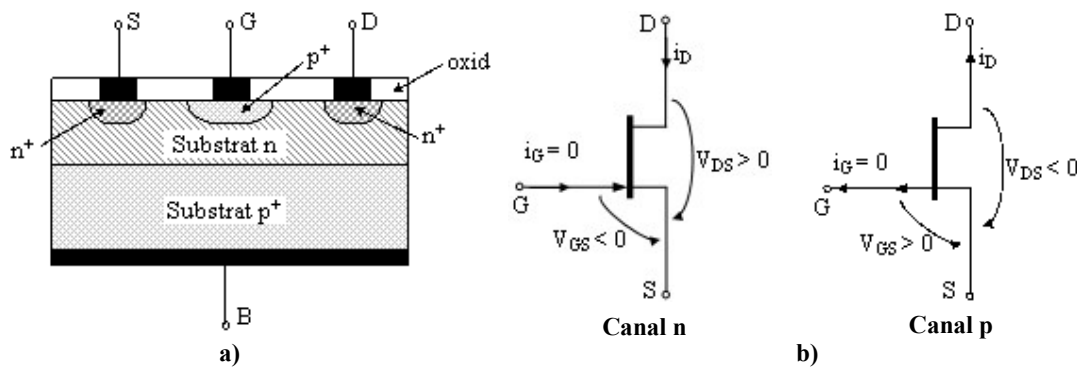


Fig. 5.1 TECJ

- a) Structura unui TECJ cu canal n
b) Simboluri

Se poate observa că se respectă convenția folosită la simbolurile dispozitivelor bazate pe joncțiunea pn: **săgeata reprezintă joncțiunea pn grilă-canal** (cu sensul: $p \rightarrow n$).

5.2.2. Tranzistoare cu efect de câmp cu grilă izolată

Tranzistoarele **TECMIS** (**Metal-Izolator-Semiconductor**) au grila izolată față de canalul conductor. Deoarece în cele mai multe cazuri izolatorul este SiO_2 (dioxid de siliciu) denumirea cea mai comună sub care se întâlnesc aceste tranzistoare este **TECMOS** (**Metal-Oxid-Semiconductor**). În figura 5.2 se prezintă o structură de TECMOS, precum și simbolurile acestora folosite în schemele electrice.

Structura prezintă două zone cu același tip de conductibilitate puternic dopate (n^+ în figura 5.2a), una fiind alocată Sursei și cealaltă Drenei, separate printr-o zonă cu conductibilitate de tip opus (p în figura 5.2a) numită substrat și care (de obicei) este conectat intern la sursă. Între această zonă și Grilă există un strat izolator din SiO_2 .

Conducția electrică va avea loc într-un canal conductor dispus între sursă și drenă. În funcție de natura acestuia, există două tipuri de TECMOS:

- cu canal indus;
- cu canal inițial.

Rezultă că în esență un TECMOS este un condensator ale cărui armături sunt grila și substratul, dielectricul fiind format din stratul izolator (**capacitorul MOS**).

În figura 5.2a este reprezentat un TECMOS cu canal indus. Se poate observa că, dacă se aplică între drenă și sursă o tensiune cu orice polaritate, una din joncțiunile pn va fi

blocată, astfel încât nu va circula curent în absența comenzii pe grilă. În condițiile aplicării unei tensiuni pe grilă pozitive în raport cu substratul, $V_{GS} > 0$, aceasta, (prin intermediul câmpului electric $\vec{E}_{GS}$ (orientat de la grilă către substrat) ce va acționa asupra purtătorilor de sarcină (golurile majoritare, respectiv electronii minoritari din zona p) cu forțe electrostatice), va atrage electronii spre suprafața de separație între izolator și substrat și va îndepărta golurile către interiorul substratului. În acest mod va apărea între cele două zone n^+ o acumulare de electroni minoritari care formează așa numitul **strat de inversiune** (a conducției).

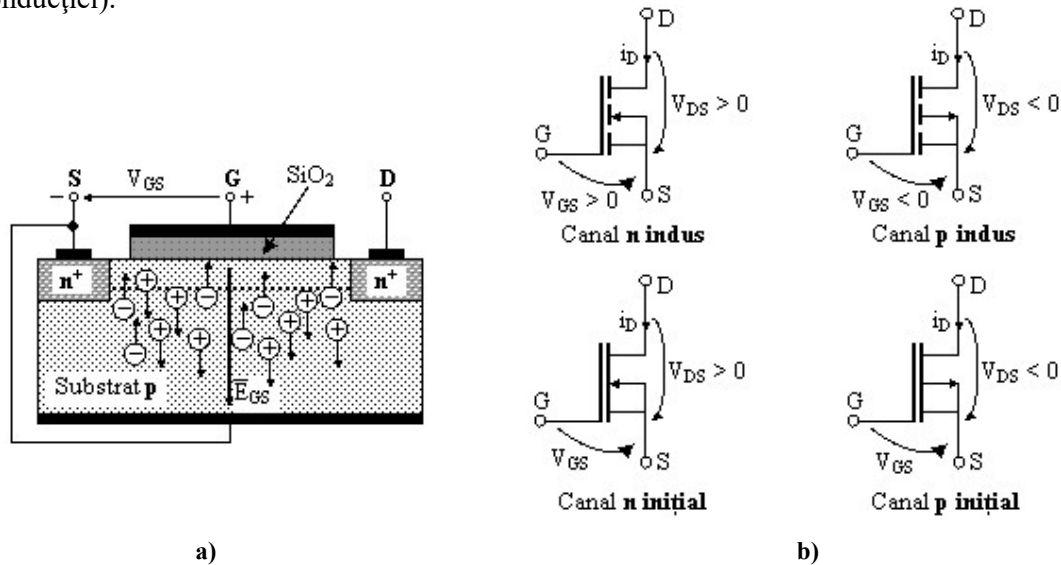


Fig. 5.2 TECMOS

- a) Structura unui TECMOS cu canal n indus
b) Simboluri

Mărimea potențialului grilei determină lățimea stratului de inversiune, adică rezistivitatea canalului conductor. Aplicând o diferență de potențial între drenă și sursă electronii din stratul de inversiune se vor deplasa pe calea n^+ (S) – canal format din stratul de inversiune – n^+ (D), determinând astfel curentul tranzistorului (curentul de drenă, i_D).

Diferența între TECMOS cu canal indus și cele cu canal inițial constă în existența unui mic canal conductiv între sursă și drenă, format prin doparea corespunzătoare a suprafeței substratului din vecinătatea izolatorului.

Din cele expuse rezultă că la TECMOS tensiunea V_{GS} va influența cu precădere concentrația purtătorilor de sarcină electrică ce vor asigura conducția, altfel spus rezistivitatea (sau îmbogățirea/sărăcirea) canalului și mai puțin dimensiunile sale.

În figura 5.2b sunt reprezentate simbolurile tranzistoarelor TECMOS.

După cum s-a precizat în paragraful 5.1, TEC au avantaje importante față de tranzistorul bipolar, dintre care se (re)amintesc:

- dependența de temperatură a caracteristicilor este mai redusă, deoarece în conducția TEC nu mai intervin purtătorii minoritari;
- rezistența de intrare (pe electrodul grilă) este foarte mare ($10^2 \div 10^3 M\Omega$), datorită joncțiunii grilei polarizate invers în cazul TECJ, respectiv a prezenței izolatorului în cazul TECMOS, lucru care este util în anumite aplicații;
- inexistența tensiunii de decalaj (tensiunea drenă–sursă nulă pentru curent de drenă zero);
- zgomot redus.

Ca dezavantaj se poate menționa că TEC nu amplifică în curent, iar amplificarea în tensiune este mică în raport cu cea a tranzistorului bipolar. În circuitele electronice cu componente discrete, dar și în anumite circuite integrate (de exemplu, în anumite

amplificatoare operaționale), TEC se utilizează împreună cu tranzistorul bipolar, exploatându-se astfel avantajele ambelor tipuri de tranzistoare.

5.3. CARACTERISTICI STATICE

TEC au următoarele (tipuri de) caracteristici statice:

- caracteristicile de ieșire (de drenă): $i_D = i_D(V_{DS})|_{V_{GS}=ct.}$;
- caracteristicile de transfer: $i_D = i_D(V_{GS})|_{V_{DS}=ct.}$.

În continuare se vor prezenta aceste caracteristici pentru cele două tipuri de TEC menționate anterior, TECJ și TECMOS. Se va considera cazul tranzistoarelor TEC cu canal n , deoarece acestea sunt cel mai des întâlnite în schemele electrice.

Din analiza schemelor structurale din figurile 5.1a și 5.2a se poate observa că tensiunea V_{DS} se aplică în lungul canalului, astfel că inevitabil va exista o distribuție spațială a acesteia. Altfel spus, zona canalului mai apropiată de drenă va avea un potențial diferit de cel al porțiunii canalului mai apropiată de sursă. Acest fapt determină variația lățimii canalului în cazul TECJ, respectiv concentrația de purtători de sarcină în cazul TECMOS, influențând astfel conductanța acestuia.

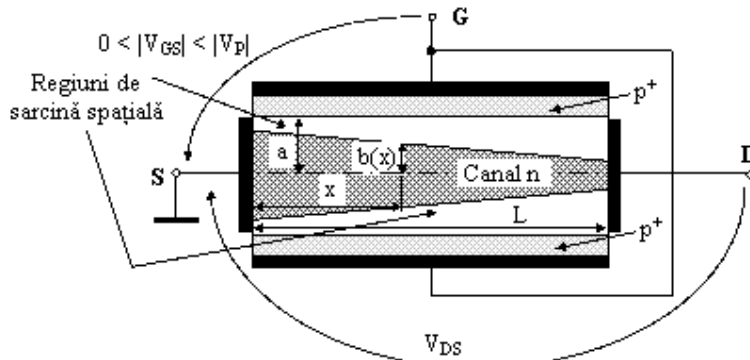


Fig. 5.3

Variația lățimii canalului conductiv al TECJ

În figura 5.3 s-a reprezentat un model simetric idealizat al TECJ cu canal n . Conform relației (2.16), lungimea de difuziune a joncțiunii p^+n grilă-canal este proporțională cu tensiunea de polarizare inversă, a cărei expresie este:

$$V_{GC}(x) = V_{GS} - V_{DS}(x) \quad (5.1)$$

Cum variația $V_{DS}(x)$ este descrescătoare, rezultă că $V_{GC}(x)$ și ca urmare lungimea de difuzie $a - b(x)$ vor fi crescătoare, obținându-se astfel situația din figura 5.3. De asemenea, se poate observa că la o polarizare inversă accentuată a joncțiunii grilă-canal, lungimea de difuziune crește, ceea ce atrage după sine micșorarea lățimii canalului, $b(x)$. Rezultă că există o **valoare de prag**, V_P (sau V_T) a tensiunii V_{GS} care anulează canalul ($b(L) = 0$). Conform (2.8) și (2.16) și ținând cont de asimetria joncțiunii ($N_A \gg N_D$), valoarea tensiunii de prag se poate determina după cum urmează:

$$a - b(L) = \sqrt{\frac{2 \cdot \epsilon}{e \cdot N_D} \cdot (\Phi_{B0} + |V_P|)} \xrightarrow{b(L)=0} |V_P| = \frac{a^2 \cdot e \cdot N_D}{2 \cdot \epsilon} - \Phi_{B0} \quad (5.2)$$

în care Φ_{B0} este valoarea barierei interne de potențial și este dată de (2.7).

În cazul TECJ cu canal n , $V_P < 0$, astfel că din (5.2) se deduce că $V_P = \Phi_{B0} - \frac{a^2 \cdot e \cdot N_D}{2 \cdot \epsilon}$.

În cazul TECMOS, situația este asemănătoare: tensiunea grilă-substrat care produce inversiunea conductivă menționată în paragraful 5.2 (în cazul TECMOS cu canal indus), respectiv îmbogățește/sărăcește canalul în purtători de sarcină electrică (în cazul TECMOS cu canal inițial) este dată tot de (5.1), astfel că variația ei (spațială) în lungul canalului va fi aceeași. Efectul acestei variații va fi micșorarea concentrației purtătorilor de sarcină electrică în zona canalului din vecinătatea drenei, adică aceeași mărire a rezistivității. De asemenea rezultă existența tensiunii de prag, înțeleasă în acest caz ca acea valoare V_{GS} care nu mai asigură formarea stratului de inversiune (respectiv sărăcește complet canalul) în vecinătatea drenei; pentru TECMOS cu canal n, conform modelului prezentat în figura 5.2a, rezultă $V_p > 0$.

5.3.1. Caracteristici de ieșire ale TEC în regim de funcționare quasiliniar

La valori mici ale tensiunii V_{DS} , fenomenul îngustării canalului (respectiv micșorarea concentrației de purtători de sarcină în cazul TECMOS) în vecinătatea drenei este neglijabil. În această situație, rezistivitatea canalului rezultă constantă; de exemplu, în cazul TECJ, ținând cont de (1.21) particularizată la cazul semiconductorului de tip n ($p = 0$), se pot scrie următoarele:

$$\rho = \frac{1}{e \cdot n \cdot \mu_n} \Rightarrow R = \frac{1}{e \cdot N_D \cdot \mu_n} \cdot \frac{L}{2 \cdot b(0) \cdot W} \quad (5.3)$$

unde L este lungimea canalului, iar W este dimensiunea radială (“adâncimea”) canalului; în cazul unei structuri cilindrice, $W = b(0)$ iar aria secțiunii transversale devine $\pi \cdot b(0)^2$.

Valoarea minimă a rezistenței se obține pentru $b(0) = a$:

$$R_{\min} = \frac{1}{e \cdot N_D \cdot \mu_n} \cdot \frac{L}{2 \cdot a \cdot W} \quad (5.4)$$

În aplicațiile practice este însă mult mai utilă o dependență a conductanței canalului de tensiunea de comandă V_{GS} . Expresiile aproximative ale acestor dependențe sunt:

- Pentru TECJ: $G \cong G_0 \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{V_{GS}}{V_p}}\right)$ (5.5)

$$\text{unde } G_0 = \frac{1}{R_{\min}} = G|_{V_{GS}=0};$$

- Pentru TECMOS: $G \cong \frac{W \cdot \mu_n \cdot C_0}{L} \cdot |V_{GS} - V_p|$ (5.6)

unde C_0 este capacitatea specifică (pe unitatea de arie) a stratului izolator (oxid).

În concluzie, pentru valori mici ale tensiunii V_{DS} (de obicei pentru $V_{DS} < 0,1V$), conductanța canalului se poate considera constantă, astfel că TEC se comportă quasiliniar:

$$i_D = G \cdot v_{DS} = \begin{cases} G_0 \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{V_{GS}}{V_p}}\right) \cdot v_{DS} & \text{pentru TECJ} \\ \frac{W \cdot \mu_n \cdot C_0}{L} \cdot |V_{GS} - V_p| \cdot \left(1 - \frac{v_{DS}}{|V_{GS} - V_p|}\right) \cdot v_{DS} & \text{pentru TECMOS} \end{cases}$$

De obicei, pentru TECMOS se folosește notația:

$$\beta = \frac{W \cdot \mu_n \cdot C_0}{2 \cdot L}, \quad (5.7)$$

astfel că expresiile curentului de drenă corespunzătoare regiunilor quasiliniare devin:

$$i_D = \begin{cases} G_0 \cdot \left(1 - \sqrt{\frac{V_{GS}}{V_P}}\right) \cdot v_{DS} & \text{pentru TECJ} \\ 2 \cdot \beta \cdot \left(|V_{GS} - V_P| \cdot v_{DS} - \frac{v_{DS}^2}{2}\right) & \text{pentru TECMOS} \end{cases}, \quad (5.8)$$

unde se poate neglija termenul pătratic din relația corespunzătoare TECMOS.

În aceste condiții, în zona quasilineară caracteristicile statice vor avea forma din figura 5.4.

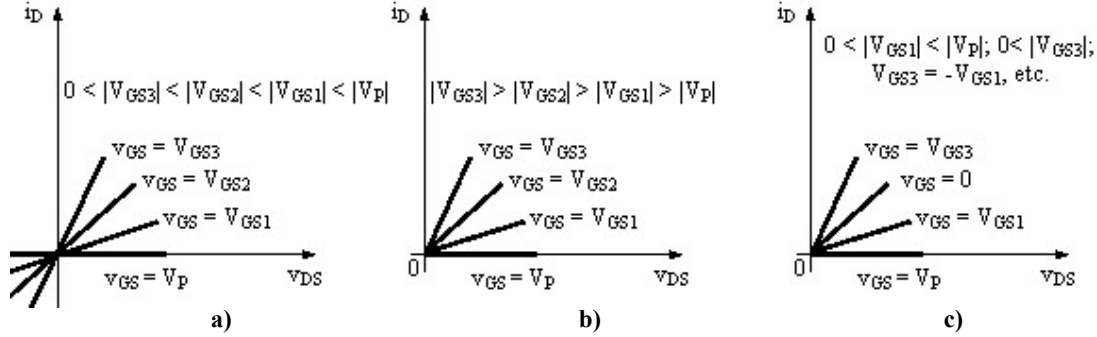


Fig. 5.4: Caracteristici statice de ieșire pentru TEC cu canal n în regim quasilinear

- a) TECJ
- b) TECMOS cu canal indus
- c) TECMOS cu canal inițial

Se poate observa că pentru TECJ tensiunea v_{DS} poate avea ambele sensuri (aceasta datorită simetriei structurii sale), ceea ce nu este posibil pentru TECMOS. Într-adevăr, analizând structura din figura 5.2a, se poate observa că orice valoare $v_{DS} < 0$ va polariza direct joncțiunea pn^+ substrat-drenă, ceea ce va avea ca efect scurtcircuitarea canalului, existând inclusiv posibilitatea distrugerii structurii în ipoteza că tensiunea aplicată depășește valoarea pragului de conducție ($|v_{DS}| > V_D$). De asemenea, se poate observa că în cazul TECMOS cu canal inițial există conducție și în absența comenzii pe grilă.

TEC sunt folosite în regiunea liniară ca *rezistență controlată în tensiune*. Conductanța drenă-sursă $g_d = g_d(V_{GS})$ este identică cu conductanța G a canalului în conformitate cu (5.5) și (5.6), unde V_{GS} este tensiunea continuă (de polarizare) grilă-sursă. Pentru calcule practice conductanța canalului g_d se poate aproxima cu expresia empirică:

$$g_d = G_0 \cdot (1 - k \cdot |V_{GS}|) \quad (5.9)$$

unde G_0 este conductanța pentru $V_{GS} = 0$, iar k o constantă a tranzistorului.

Unele aplicații ale acestui mod de lucru sunt: controlul automat al amplificării (cu ajutorul unui semnal redresat și filtrat) și atenuatorul comandat în tensiune.

5.3.2. Caracteristici de ieșire ale TEC în regim de funcționare neliniar

Pentru tensiuni V_{DS} mai mari, fenomenul îngustării canalului (respectiv micșorarea concentrației de purtători de sarcină) în vecinătatea drenei nu mai poate fi neglijat, astfel că rezistența (conductanța) canalului nu mai este constantă. Acesta va avea profilul indicat în figura 5.3, neuniformitatea lățimii sale indicând creșterea rezistenței (sau, echivalent, micșorarea conductanței) canalului în vecinătatea drenei. Ca urmare, caracteristicile statice quasilineare din figura 5.4 se vor “curba” în sensul micșorării ratei de creștere a curentului I_D odată cu creșterea tensiunii V_{DS} .

În figura 5.5 se prezintă aspectul calitativ al caracteristicilor statice de ieșire în regimul de funcționare neliniar. Se poate observa asemănarea care există între caracteristicile TECJ și cele ale TECMOS, acestea din urmă prezentând totuși particularitățile datorate celor două variante constructive:

pentru $V_{GS} = 0$ există curent de drenă în cazul TECMOS cu canal indus (figura 5.5b), respectiv nu există în cazul TECMOS cu canal inițial (figura 5.5b).

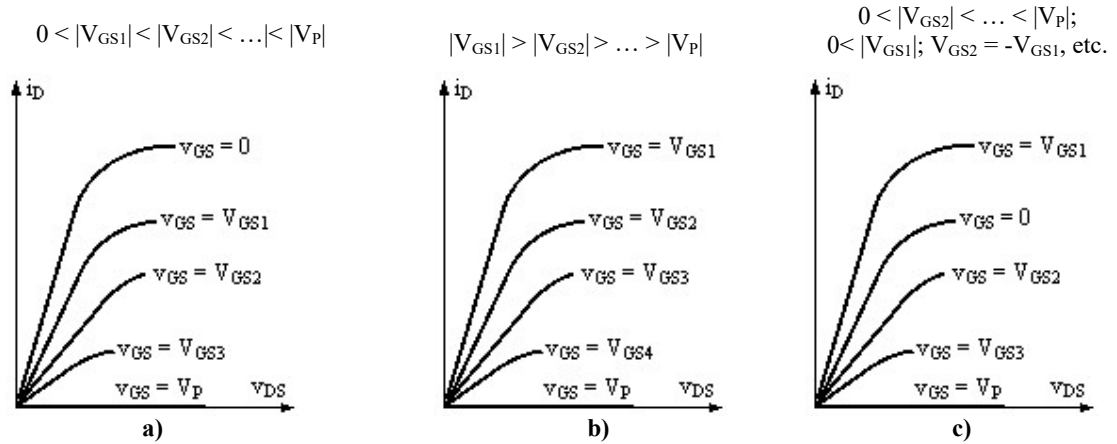


Fig. 5.5: Caracteristici statice de ieșire pentru TEC cu canal n în regim neliniar

- a) TECJ
- b) TECMOS cu canal indus
- c) TECMOS cu canal inițial

5.3.3. Caracteristici de ieșire ale TEC în regim de saturație

Creșterea tensiunii V_{DS} are ca efect micșorarea din ce în ce mai pronunțată a dimensiunii $b(x)$ din figura 5.3, ajungându-se astfel în situația limită $b(L) = 0$, ca în figura 5.6a. Această situație trebuie înțeleasă în cazul TECMOS ca o egalizare a concentrației purtătorilor de sarcină din stratul de inversiune cu cea a impurităților din substrat.

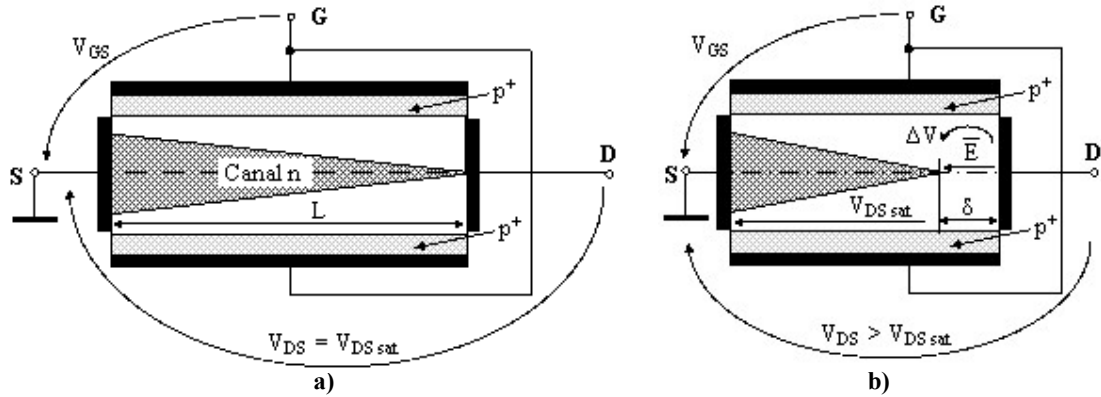


Fig. 5.6

Variația lățimii canalului conductiv al TECJ

- a) TECJ la limita intrării în saturație
- b) TECJ în zona de saturație a curentului

Conform reprezentării schematice din figura 5.6a, și ținând cont de (5.1) saturația apare atunci când $V_{GC}(L) = V_P$ (canalul se ștrangulează la drenă). Observând că $V_{DS}(L) = V_{DS}$, rezultă relația:

$$V_{DSsat} = V_{GS} - V_P \quad (5.10)$$

Creșterea în continuare a tensiunii V_{DS} conduce la situația reprezentată schematic în figura 5.6b, conform căreia lungimea canalului este mai mică decât L . Considerând că în lungul canalului căderea de tensiune este V_{DSsat} , rezultă că pe porțiunea în care canalul este ștrangulat apare diferența de potențial

$$\Delta V = V_{DS} - V_{DSsat} \quad (5.11)$$

ceea ce va atrage după sine apariția câmpului electric $\vec{E}$ (orientat ca în figura 5.6b în cazul TEC canal n), care transportă purtătorii de sarcină spre drenă, menținând astfel curentul prin structură.

Cu aceste observații, caracteristicile statice în regimul de funcționare liniară, neliniară și în cel de saturație vor avea alura celor prezentate în figura 5.7.

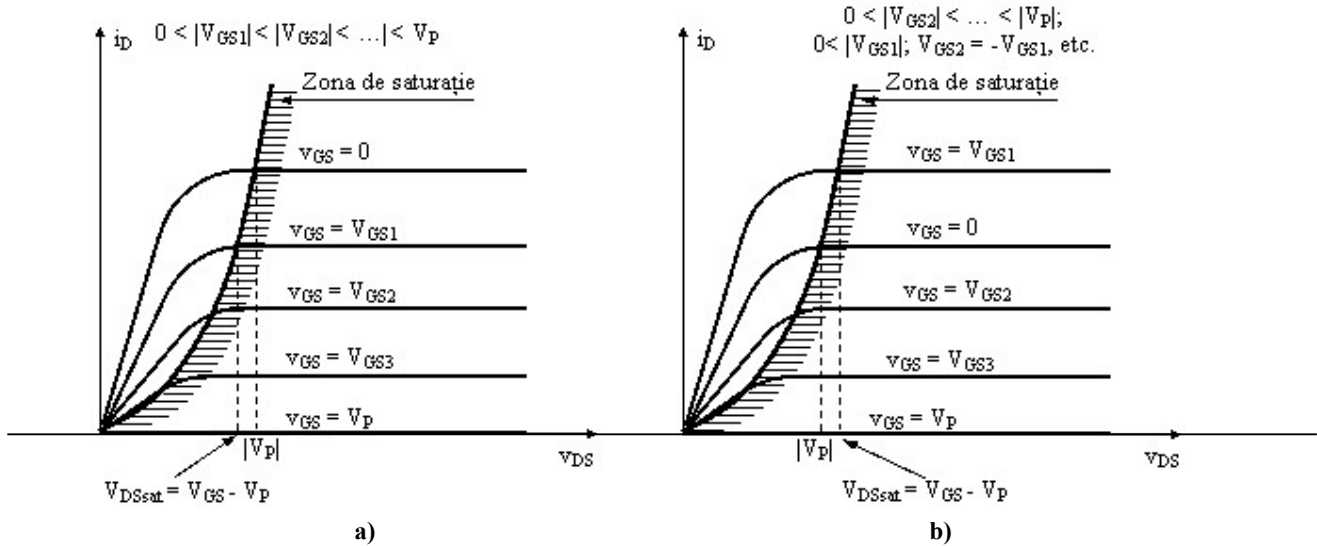


Fig. 5.7: Caracteristici statice de ieșire pentru TEC cu canal n

- a) TECJ
- b) TECMOS cu canal inițial

Întrucât caracteristicile statice în regim de saturație sunt prelungiri firești ale celor din regimul neliniar, în figura 5.7 s-au reprezentat numai caracteristicile corespunzătoare TECJ și TECMOS cu canal inițial. Se reia observația simetriei structurii TECJ, menționată în cazul regimului liniar, ce se menține și pentru caracteristica statică în regim neliniar sau în saturație, chiar dacă nu a mai fost sugerată ca atare în figurile 5.5 și 5.7.

Dacă tensiunea V_{DS} crește în continuare, atunci la capătul de lângă drenă se vor crea condiții pentru amorsarea fenomenului de multiplicare în avalanșă în joncțiunea pn grilă-canal. Acest fenomen apare atunci când diferența de potențial între drenă și grilă atinge valoarea v_a a tensiunii de multiplicare în avalanșă:

$$v_a = V_{DG} = V_{DSBR} - V_{GS} \Leftrightarrow V_{DSBR} = V_{GS} + v_a \quad (5.12)$$

În figura 5.8 este reprezentat un set de caracteristici experimentale de ieșire (numite și caracteristici de drenă) ale unui TECJ cu canal n. Se pot observa cele trei regiuni de funcționare deja menționate (liniară, neliniară și de saturație), precum și zona de străpungere, caracterizată printr-o creștere abruptă a curentului.

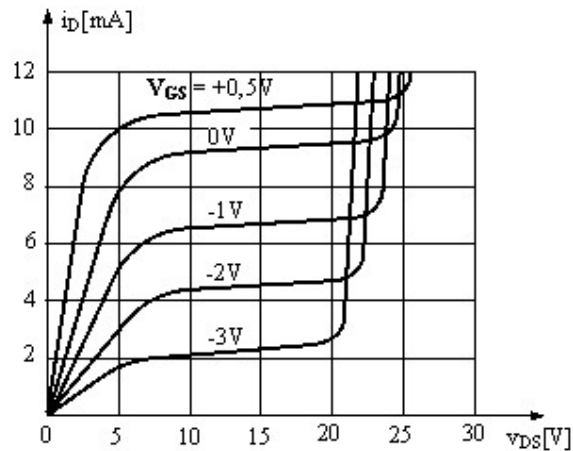


Fig. 5.8. Caracteristici experimentale de ieșire

5.3.4. Caracteristici statice de transfer

TEC este folosit ca amplificator în zona de saturație ($v_{DS} > V_{DSsat}$). În această situație, după cum s-a menționat anterior și se poate urmări în figura 5.7, $i_D = I_{Dsat}$, independent de v_{DS} . Ca urmare, tranzistorul, lucrând în zona de saturație a curentului, are o caracteristică de transfer unică, $i_D = i_D(v_{GS})$, independentă de v_{DS} . Pentru calcule de circuit se folosesc relațiile:

$$I_D = I_{Dsat} = \begin{cases} I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 & \text{pentru TECJ} \\ \beta \cdot (V_{GS} - V_P)^m, \quad m \in [1, 2] & \text{pentru TECMOS} \end{cases} \quad (5.13)$$

unde mărimile care apar sunt dependente de tipul tranzistorului și de modul de realizare practică a acestuia, fiind denumite după cum urmează:

- $I_{DSS} = I_{Dsat} \big|_{V_{GS}=0}$;
- β - coeficient specific tranzistorului cu dimensiunea $\Omega^{-1} \cdot V^{1-m}$,
- m - coeficient care teoretic are valoarea $m = 2$.

Aceste date, împreună cu tensiunea de prag V_P sunt specificate în cataloage.

În cazul $m = 2$, relațiile (5.13) sunt denumite aproximativ parabolice.

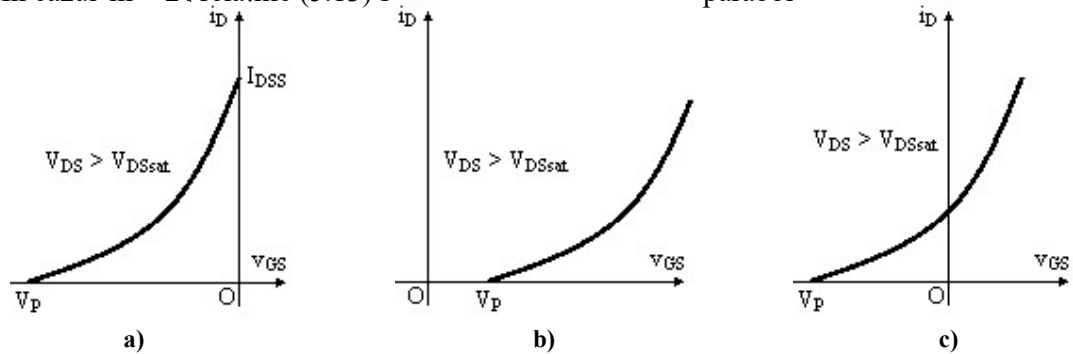


Fig. 5.9 Caracteristica de transfer a TEC cu canal n

- a) TECJ
- b) TECMOS cu canal indus
- c) TECMOS cu canal inițial

5.3.5. Efectul variației temperaturii

Odată cu creșterea temperaturii, tensiunea V_P se micșorează (datorită micșorării potențialului de barieră, Φ_{B_0}). De asemenea, se va micșora mobilitatea purtătorilor de sarcină (o variație relativ lentă), astfel că va apărea o micșorare a curentului i_D . În cazul TECJ, caracteristica de transfer va avea alura din figura 5.10.

Zona preferată de lucru a TEC în regim de amplificator este cea de la curenți mari, deoarece

panta tranzistorului $g_m = \frac{di_D}{dv_{GS}}$ este mai mare. Aici

curentul scade cu creșterea temperaturii (la $v_{GS} = ct$).

Problema ambalării termice nu se pune în cazul TEC.

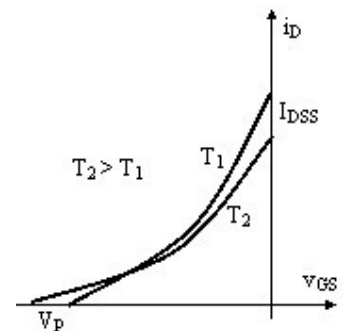


Fig. 5.10

Modificarea cu temperatura a caracteristicii de transfer TECJ

5.4. CIRCUITE DE POLARIZARE

După cum s-a putut constata în paragrafele anterioare, TECJ și TECMOS au principii de funcționare asemănătoare, astfel încât schemele lor de polarizare pot fi identice (din punct de vedere calitativ). Din acest motiv, în cadrul acestui paragraf se vor prezenta unele variante de circuite de polarizare în care se vor folosi aleatoriu atât TECJ cât și TECMOS. De asemenea, se face precizarea că se vor prezenta scheme de polarizare a TEC în regiunea de saturație a curentului.

5.4.1. Schema cu polarizare automată a grilei

În figura 5.11a este prezentat un astfel de circuit, ce folosește un TECJ cu canal n.

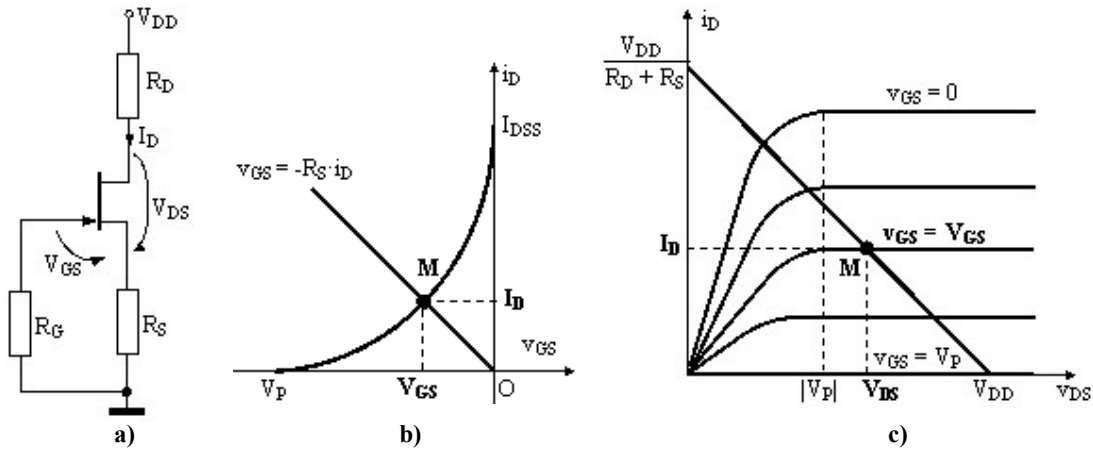


Fig. 5.11: Polarizarea automată a grilei

- a) Schema circuitului
- b) Determinarea grafo-analitică a PSF-ului folosind caracteristica statică de transfer a TECJ canal n
- c) Determinarea grafo-analitică a PSF-ului folosind caracteristica statică de ieșire a TECJ canal n

Polarizarea grilei față de sursă este asigurată de căderea de tensiune dată de curentul de sursă $I_S = I_D$ pe rezistența R_S : $V_{GS} = -R_G \cdot I_G - R_S \cdot I_D$. Deoarece curentul de grilă este $I_G = 0$, această tensiune este aplicată (integral) grilei prin rezistența R_G , care are valori de ordinul $M\Omega$. Punctul static de funcționare (PSF) poate fi determinat grafic prin intersecția caracteristicii de transfer cu **dreapta de polarizare** a cărei ecuație devine:

$$V_{GS} = -R_S \cdot I_D \quad (5.14)$$

asa cum se poate observa în figura 5.11b.

De asemenea, PSF poate fi determinat grafic folosind caracteristicile statice de ieșire (figura 5.11c), ca intersecție a caracteristicii corespunzătoare tensiunii V_{GS} dată de (5.14) cu **dreapta de sarcină**:

$$V_{DD} = R_D \cdot I_D + V_{DS} + R_S \cdot I_D \quad (5.15)$$

Caracteristicile statice au însă o dispersie. Din acest motiv, caracteristica de transfer $i_D = i_D(v_{GS})$ este nesigură. În figura 5.12 sunt reprezentate caracteristicile de transfer extreme, în care s-a ținut cont atât de dispersie, cât și de deriva termică.

Se presupune că variația curentului I_D corespunzător punctului static de funcționare nu este tolerată decât între I_A și I_B care determină punctele A și B pe caracteristicile limită. Ca urmare, dreapta de polarizare (care are originea O ca punct fix) trebuie să treacă printre A și B, ceea ce nu este posibil întotdeauna.

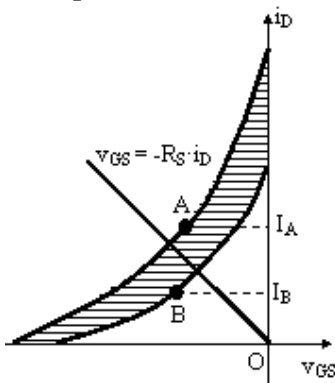


Fig. 5.12: Determinarea PSF în condițiile dispersiei caracteristicilor

Analitic, PSF-ul rezultă prin rezolvarea sistemului de ecuații obținut prin scrierea ecuațiilor circuitului și a expresiei caracteristicii statice de transfer:

$$\text{Pentru TECJ: } \begin{cases} V_{DD} = R_D \cdot I_D + V_{DS} + R_S \cdot I_D \\ I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \\ V_{GS} = -R_S \cdot I_D \end{cases} \quad (5.16)$$

$$\text{Pentru TECMOS: } \begin{cases} V_{DD} = R_D \cdot I_D + V_{DS} + R_S \cdot I_D \\ I_D = \beta \cdot (V_{GS} - V_P)^m \\ V_{GS} = -R_S \cdot I_D \end{cases} \quad (5.17)$$

La rezolvarea sistemelor (5.16) și (5.17) se va avea în vedere că vor rezulta două valori ale tensiunii V_{GS} . Se va alege ca soluție acea valoare care respectă condiția $0 < |V_{GS}| < |V_P|$ în cazul TECJ, respectiv $|V_{GS}| > |V_P|$ în cazul TECMOS.

5.4.1. Schema de polarizare cu divizor rezistiv în grilă

Atunci când variația $\Delta I_D = I_B - I_A$ impusă este prea mică și nu se poate găsi o dreaptă de polarizare care să treacă printre punctele A și B (figura 5.12) și în același timp prin origine, circuitul de polarizare automată a grilei se modifică în sensul că potențialul grilei se asigură cu ajutorul unui divizor rezistiv de tensiune.

În figura 5.13a este prezentat un astfel de circuit, ce folosește un TECMOS cu canal p indus. Se impune precizarea că tensiunile V_{DD} și V_{DS} sunt negative: $V_{DD} < 0$; $V_{DS} < 0$.

Ecuația dreptei de polarizare devine în acest caz:

$$V_{GS} = V_{GG} + I_D \cdot R_S \quad (5.18)$$

$$\text{unde: } V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{DD} \quad (5.19)$$

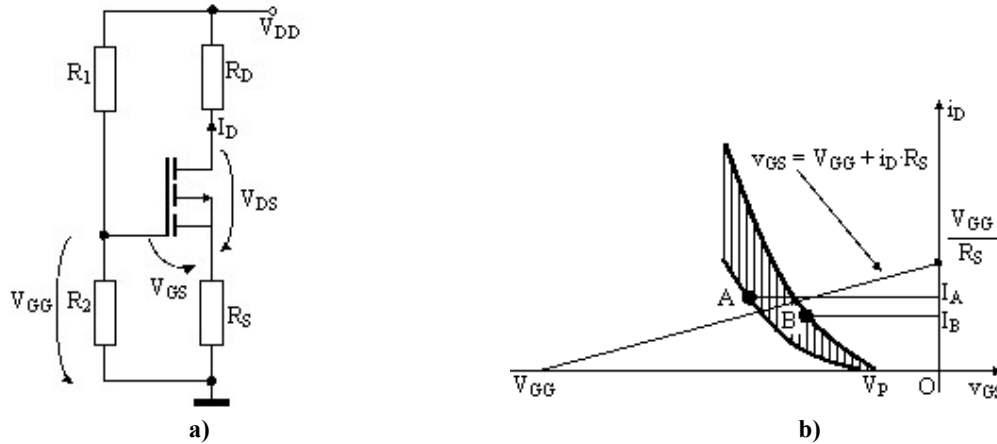


Fig. 5.13: Polarizarea cu divizor rezistiv a TEC

a) Schema circuitului

b) Determinarea grafo-analitică a PSF-ului folosind caracteristica statică de transfer a TECMOS canal p indus

Conform figurii 5.13b, polarizarea tranzistorului respectă condiția impusă asupra lui I_D al PSF și anume, ca aceasta să fie cuprins între I_A și I_B .

Se poate constata cu ușurință faptul că schema cu polarizare automată a grilei este cazul particular $V_{GG} = 0$ al schemei cu divizor rezistiv.

Analitic, PSF-ul rezultă prin rezolvarea sistemului de ecuații obținut prin scrierea ecuațiilor circuitului și a expresiei caracteristicii statice de transfer:

$$\text{Pentru TECJ: } \begin{cases} V_{DD} = -R_D \cdot I_D + V_{DS} - R_S \cdot I_D \\ I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \\ V_{GS} = V_{GG} + I_D \cdot R_S \end{cases} \quad (5.20)$$

$$\text{Pentru TECMOS: } \begin{cases} V_{DD} = -R_D \cdot I_D + V_{DS} - R_S \cdot I_D \\ I_D = \beta \cdot (V_{GS} - V_P)^m \\ V_{GS} = V_{GG} + I_D \cdot R_S \end{cases} \quad (5.21)$$

Desigur, și în acest caz se va avea în vedere că la rezolvarea sistemelor (5.20) și (5.21) vor rezulta două valori ale tensiunii V_{GS} . Se va alege ca soluție acea valoare care respectă condiția $0 < |V_{GS}| < |V_P|$ în cazul TECJ, respectiv $|V_{GS}| > |V_P|$ în cazul TECMOS.

5.5. APLICAȚII

5.5.1. Se dă circuitul din figura 5.14, în care parametrii TECJ sunt:
 $I_{DSS} = 9\text{mA}$; $V_P = 3\text{V}$. În regiunea de saturație a curentului se poate

folosi aproximația parabolică: $i_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_T}\right)^2$.

Între ce limite poate varia R_D astfel încât TECJ să funcționeze în regiunea de saturație a curentului?

Aplicație: $V_{DD} = -16\text{V}$, $R_S = 250\Omega$, $R_G = 1\text{M}\Omega$.

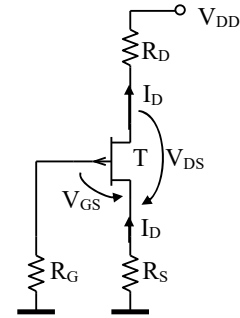


Fig. 5.14

Rezolvare

Schema din figura 5.14 este construită în jurul unui TECJ canal p , deci circuitul va fi descris de un sistem de ecuații asemănător cu (5.16):

$$\left. \begin{aligned} V_{GS} &= R_S \cdot I_D \\ I_D &= I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{R_S \cdot I_D}{V_P}\right)^2$$

Soluția sistemului de ecuații de mai sus se poate interpreta și geometric, ca intersecția dintre dreapta de polarizare (prima ecuație) și caracteristica statică (ecuația a doua), situație ilustrată în figura 5.15. Desigur că dreapta intersectează parabola în două puncte, soluția corectă fiind cea care corespunde funcționării TECJ: $|V_{GS}| < |V_P|$, adică punctul P.

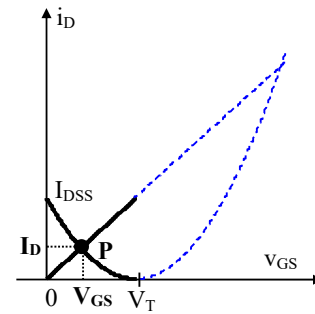


Fig. 5.15

$$\text{Numeric: } I_D = 9 \left(1 - \frac{0,25 \cdot I_D}{3}\right)^2 = 9 \left(1 - \frac{I_D}{12}\right)^2 \Rightarrow I_D = 4\text{mA} \text{ sau } I_D = 36\text{mA} .$$

Deoarece TECJ este blocat dacă $|V_{GS}| > |V_P|$, rezultă că soluția acceptabilă este:

$$I_D = 4\text{mA}; V_{GS} = 1\text{V} .$$

Se observă că $I_D \neq I_D(R_D)$ (I_D nu depinde de R_D), de unde se deduce că modificarea lui R_D nu are efect asupra lui I_D , dacă TECJ-ul rămâne în zona de saturație, când este adevărată aproximarea parabolică (adică se confirmă ipoteza care s-a folosit).

$$V_{DS} = V_{DD} + I_D(R_D + R_S) = V_{DD} + V_{GS} + I_D R_D$$

Se impune $|V_{DS}| > |V_{DS_{sat}}|$, unde $V_{DS_{sat}} = V_{GS} - V_P = 1\text{V} - 3\text{V} = -2\text{V}$

$$\Rightarrow R_D < R_{D_{\max}} = \frac{V_{DS_{\text{sat}}} - V_{DD} - V_{GS}}{I_D} = -\frac{V_{DD} + V_P}{I_D} = \frac{13}{4} \text{ k}\Omega.$$

5.5.2. Să se determine limitele în care variază PSF-ul schemei din figura 5.16 dacă $V_P \in [-4; -3] \text{ V}$; $I_{DSS} \in [9; 12] \text{ mA}$. Calculele se vor face pentru: $V_{DD} = 16 \text{ V}$, $R_S = 250 \Omega$, $R_D = 2 \text{ k}\Omega$ și $R_D = 2,7 \text{ k}\Omega$.

Rezolvare

Se poate observa că singura modificare față de schema din figura 5.15 este înlocuirea TECJ cu canal p cu unul (complementar, adică având aceeași parametri) cu canal n . În acest caz se cere analiza variației PSF-ului funcție de dispersia parametrilor TECJ.

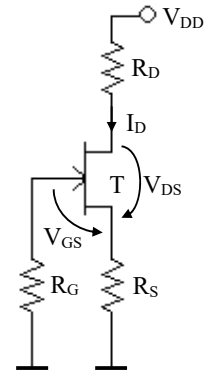


Fig. 5.16

Când V_P și I_{DSS} variază, PSF-ul se “mișcă” pe dreapta de polarizare: $V_{GS} = -R_S \cdot I_D$:

Pentru $V_P = -3 \text{ V}$ și $I_{DSS} = 9 \text{ mA}$, se pot prelua calculele făcute la problema 5.5.1, dar cu ecuațiile (5.16), obținându-se punctul P_1 în figura 5.17:

$$\begin{cases} V_{DD} = R_D \cdot I_D + V_{DS} + R_S \cdot I_D \\ I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2 \\ V_{GS} = -R_S \cdot I_D \end{cases} \Rightarrow I_D = 4 \text{ mA}; V_{GS} = 1 \text{ V}; V_{DS_{\text{sat}}} = 2 \text{ V}.$$

$$V_{DS} = V_{DD} - (R_S + R_D) \cdot I_D = \begin{cases} 7 \text{ V} & \text{pentru } R_D = 2 \text{ k}\Omega \\ 4,2 \text{ V} & \text{pentru } R_D = 2,7 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

Pentru ambele valori ale rezistenței R_D rezultă

$|V_{DS}| \geq |V_{DS_{\text{sat}}}|$, adică TECJ-ul lucrează în zona de saturație.

A doua poziție extremă a PSF-ului: $V_P = -4 \text{ V}$;

$I_{DSS} = 12 \text{ mA}$:

$$I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 + \frac{R_S \cdot I_D}{V_P}\right)^2 = 12 \cdot \left(1 - \frac{0,25 \cdot I_D}{4}\right)^2$$

$\Rightarrow I_D = 5,33 \text{ mA}$; $V_{GS} = -1,33 \text{ V}$ (punctul P_2 în figura 5.17);

$$V_{DS_{\text{sat}}} = V_{GS} - V_T = -1,33 + 4 = 2,67 \text{ V}$$

$$V_{DS} = V_{DD} - (R_S + R_D) \cdot I_D = \begin{cases} 4 \text{ V} & \text{pentru } R_D = 2 \text{ k}\Omega \\ 0,28 \text{ V} & \text{pentru } R_D = 2,7 \text{ k}\Omega \end{cases}$$

Se observă că dacă $R_D = 2,7 \text{ k}\Omega$, atunci rezultă $|V_{DS}| < |V_{DS_{\text{sat}}}|$, deci TECJ-ul nu funcționează în zona de saturație (calculele folosind aproximarea parabolică a caracteristicii statice nu sunt justificate).

Valoarea de $2,7 \text{ k}\Omega$ a rezistenței R_D nu asigură funcționarea în regimul de saturație a unui TEC-J cu dispersia caracteristicilor dată în enunț.

5.5.3. Să se proiecteze un circuit de polarizare a TECJ din figura 5.16 cu $V_P \in [-4; -3] \text{ V}$; $I_{DSS} \in [9; 12] \text{ mA}$ care să asigure $I_D \in [4; 4,5] \text{ mA}$, în regiunea de saturație a curentului.

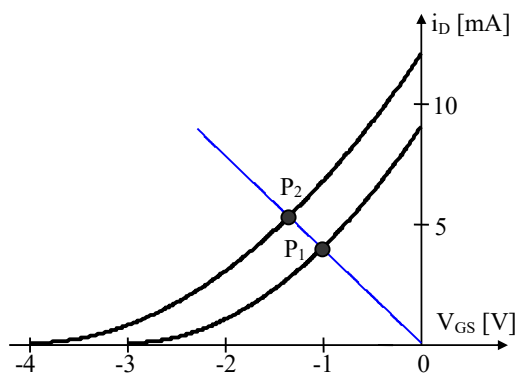


Fig. 5.17

Rezolvare

Din problema 5.5.2 rezultă că $I_{D_{\min}} = 4\text{mA}$ se obține pe caracteristica limită inferioară, adică pentru $V_p = -3\text{V}, I_{DSS} = 9\text{mA}$. Rezultă $R_S = 0,25\text{k}\Omega$.

Dar, în această situație, tot din problema 5.5.2 rezultă că pentru $V_p = -4\text{V}$ și $I_{DSS} = 12\text{mA}$, se obține $I_D = 5,33\text{mA} > I_{D_{\max}} = 4,5\text{mA}$.

În consecință, rezultă că nu există dreaptă de polarizare (negativare) care să treacă printre aceste puncte, deci trebuie adoptată schema cu divizor în grilă, reprezentată în figura 5.18. Rezultă:

$$V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}$$

$V_{GG} = V_{GS} + R_S I_D$ - dreapta de polarizare

Se poate face o proiectare care să asigure ca dreapta de polarizare să treacă exact prin cele două puncte, dar o asemenea situație e greu reproductibilă datorită toleranțelor rezistoarelor. De aceea se preferă o proiectare în urma căreia dreapta să treacă "printre" cele două puncte, luând rezistoare cu o toleranță oarecare (de exemplu 5%), situație reprezentată în figura 5.19. Rezultă că dreapta va trece prin punctele $2' (V_{GS_2}, < V_{GS_2}; 4,5\text{mA})$ și $1' (V_{GS_1}, > V_{GS_1}; 4\text{mA})$. Pentru V_{GS_1} și V_{GS_2} se adoptă, valori arbitrare (apropiate de V_{GS_1} și V_{GS_2}) urmând ca apoi să se verifice dacă pentru rezistoarele cu toleranțele alese este îndeplinită cerința impusă: $I_D \in [4; 4,5]\text{mA}$.

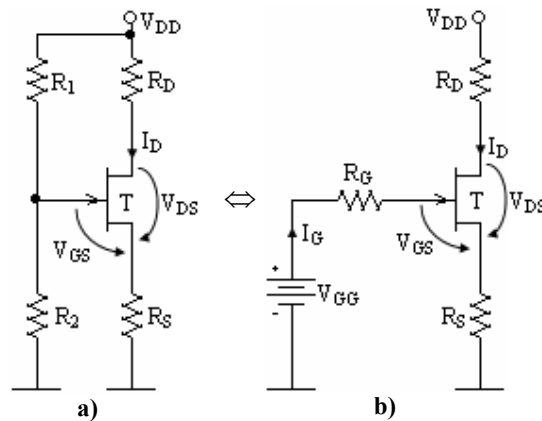


Fig. 5.18

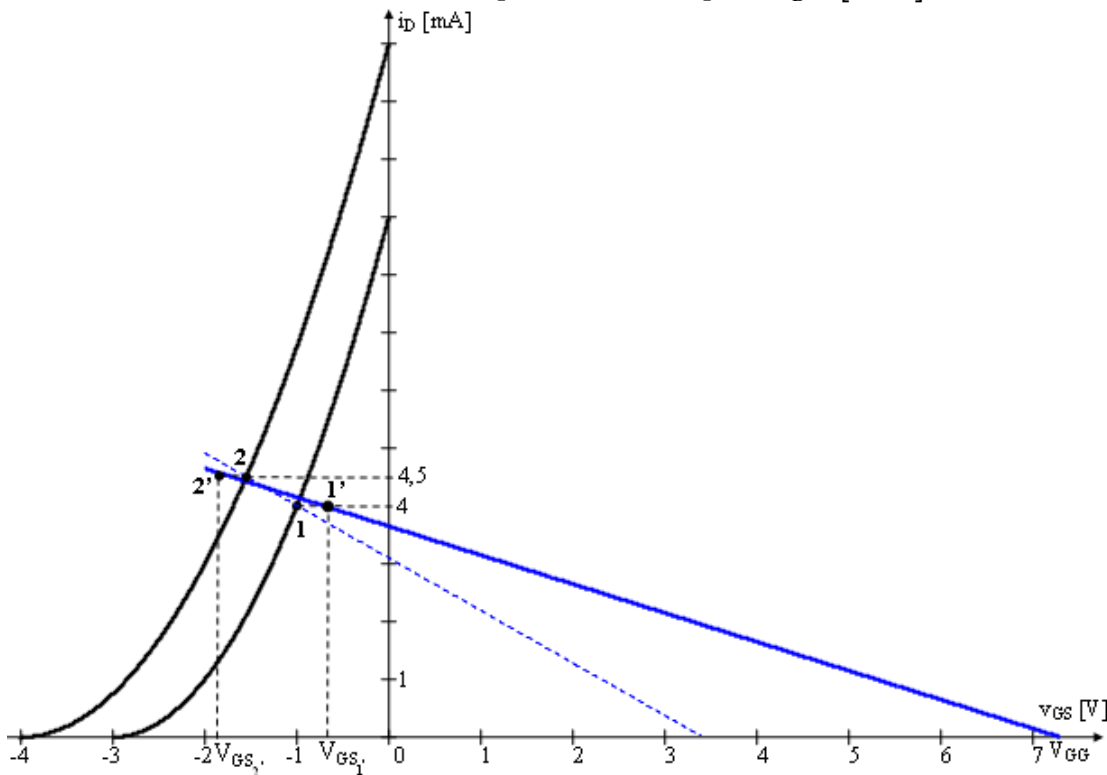


Fig. 5.19

Fie $V_{GS_1} = -0,7V > V_{GS_1} = -1V$ și $V_{GS_2} = -1,7V < V_{GS_2} = -1,33V$; acestea au fost calculate în problema 5.5.2.

Dreapta de polarizare trebuie să treacă prin punctele **1'** și **2'**, astfel că rezultă:

$$\begin{cases} V_{GG} = -0,7V + 4 \cdot R_S & (\text{pct.1'}) \\ V_{GG} = -1,7V + 4,5 \cdot R_S & (\text{pct.2'}) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} R_S = 2k\Omega \\ V_{GG} = 7,3V \end{cases}$$

$$\text{Dar } V_{GG} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} V_{DD}. \text{ Rezultă că } \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_{GG}}{V_{DD}} = \frac{7,3}{16} \Rightarrow \frac{R_1}{R_2} = 1,19$$

R_1 și R_2 se aleg suficient de mari pentru a asigura impedanța mare de intrare, dar și suficient de mici pentru a putea neglija curentul I_G (căderea de tensiune produsă de I_G pe $R_G = R_1 \parallel R_2$, din echivalarea Thevenin, reprezentată în figura 5.18b). Cum I_G este foarte mic (de ordinul de mărime al curentului invers al unei joncțiuni pn), rezultă că R_1 și R_2 se pot alege (foarte) mari, ceea ce constituie un avantaj cert față de montajul similar cu tranzistor bipolar, caracterizat de un curent de bază mult mai mare comparativ cu I_G .

Se aleg valorile: $R_2 = 1M\Omega$ și $R_1 = 1,2M\Omega$.

R_D se alege astfel încât TECJ să funcționeze în saturație în cazul cel mai nefavorabil, adică la $I_D = I_{D_{max}} = 4,5mA$.

Observație: Un calcul riguros corect ar cere calcularea punctului de intersecție al dreptei cu cele două parabole (adică valorile exacte ale $I_{D_{max,min}}$; $U_{GS_{max,min}}$)

Se va lua totuși punctul 2:

$$|V_{DS_{sat}}| = |V_{GS} - V_T| = -1,33 + 4 = 2,67V$$

$$R_D = 0,1k\Omega \Rightarrow V_{DS} = V_{DD} - I_D \cdot (R_D + R_S) = 6,25V > V_{DS_{sat}} = 2,67V$$

$$\Rightarrow \begin{cases} R_D = 100\Omega \\ R_S = 2k\Omega \\ R_1 = 1,2M\Omega \\ R_2 = 1M\Omega \end{cases}$$

5.5.4. Admițând aproximarea parabolică a caracteristicii de transfer, arătați că panta (transconductanța) unui TECJ este dată de relația: $g_m = -\frac{2}{V_P} \cdot \sqrt{I_{DSS} \cdot I_D}$

Rezolvare

$$I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right)^2$$

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial V_{GS}} = -\frac{2 \cdot I_{DSS}}{V_P} \cdot \left(1 - \frac{V_{GS}}{V_P}\right) = -2 \cdot \frac{I_{DSS}}{V_P} \cdot \sqrt{\frac{I_D}{I_{DSS}}} = -2 \cdot \frac{\sqrt{I_D \cdot I_{DSS}}}{V_P}$$

5.5.5. Se dau cele trei circuite din figura 5.20. Caracteristica de transfer a TECMOS este:

$I_D = \beta \cdot (V_{GS} - V_P)^2$ (în regimul de saturație a curentului). Se cere:

- Dacă $\beta = 2 \frac{mA}{V^2}$; $V_P = 4V$; $V_{DD} = 24V$, determinați rezistențele astfel încât toate cele 3 scheme să asigure $I_D = 8mA$.
- Determinați domeniul de variație al I_D datorită dispersiei parametrilor TECMOS în plaja: $\beta \in [1,7; 2,3] \frac{mA}{V^2}$; $V_P \in [3,5; 4,5]V$, rezistențele fiind cele de la punctul a).

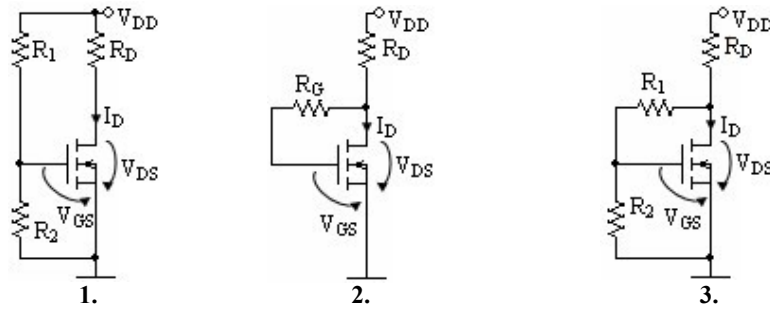


Fig. 5.20

Rezolvare

Deoarece pentru toate cele 3 scheme este valabilă caracteristica statică de transfer a TEC MOS-urilor, rezultă că:

$$I_D = \beta \cdot (V_{GS} - V_P)^2 \Rightarrow V_{GS} - V_P = \sqrt{\frac{I_D}{\beta}} = \sqrt{\frac{8}{2}} = 2V \Rightarrow V_{GS} = 6V$$

De asemenea, rezultă că toate cele 3 circuite vor fi caracterizate de aceeași tensiune $V_{DS_{sat}}$:

$$V_{DS_{sat}} = V_{GS} - V_P = 6 - 4 = 2V$$

$$a_1) V_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{DD} \Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_{GS}}{V_{DD}} = \frac{1}{4} \Rightarrow R_1 = 3R_2$$

Deoarece $I_G = 0$, nu există restricții în alegerea rezistențelor R_1 și R_2 . Rezultă că se adoptă valorile: $R_1 = 1M\Omega$; $R_2 = 3M\Omega$.

$$V_{DD} = R_{D1} \cdot I_D + V_{DS} \Leftrightarrow V_{DS} = V_{DD} - R_{D1} \cdot I_D \geq V_{DS_{sat}}$$

$$\Rightarrow R_{D1} \leq \frac{V_{DD} - V_{DS_{sat}}}{I_D} = \frac{24 - 2}{8} = \frac{11}{4} k\Omega$$

$$a_2) \text{ Cum } I_G = 0 \Rightarrow V_{DS} = V_{GS} \text{ (deoarece } V_{DS} = R_G I_G + V_{GS} = V_{GS} \text{)}$$

$$\Rightarrow V_{DS} = V_{GS} = 6V \Rightarrow R_{D2} = \frac{V_{DD} - V_{DS}}{I_D} = \frac{24 - 6}{8} = \frac{18}{8} k\Omega = \frac{9}{4} k\Omega$$

R_G se poate alege arbitrar, de exemplu $R_G = 1M\Omega$.

a3) Neglijând curentul prin rezistențele R_1 și R_2 , se pot scrie relațiile:

$$\begin{cases} V_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot V_{DS} \Rightarrow V_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (V_{DD} - R_{D3} \cdot I_D) \\ V_{DS} \cong V_{DD} - R_{D3} \cdot I_D \end{cases}$$

Se poate adopta de exemplu $R_{D3} = 1k\Omega \Rightarrow V_{DS} = V_{DD} - R_{D3} \cdot I_D = 16V > V_{DS_{sat}}$

$$\Rightarrow \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{V_{GS}}{V_{DD}} = \frac{3}{8} \Leftrightarrow \frac{R_1}{R_2} = \frac{5}{3}$$

De exemplu, se pot adopta $R_1 = 5M\Omega$ și $R_2 = 3M\Omega$.

b1) $V_{GS} = 6V$, indiferent de caracteristicile TEC

$$I_D = \beta \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \Rightarrow \begin{cases} I_{D_{Max}} = I_D \Big|_{\substack{\beta = \beta_{Max} \\ V_T = V_{Tmin}}} = 2,3 \cdot (6 - 3,5)^2 \cong 14,4mA \\ I_{D_{min}} = I_D \Big|_{\substack{\beta = \beta_{min} \\ V_T = V_{Tmax}}} = 1,7 \cdot (6 - 4,5)^2 \cong 3,8mA \end{cases}$$

Rezultă variația curentului: $\frac{I_{D_{Max}} - I_{D_{min}}}{I_D} = 1,32 = 132\%$

TECMOS trebuie să rămână în regiunea de saturație a curentului în orice situație, cazul cel mai nefavorabil fiind $I_D = I_{D_{Max}}$, când se obține:

$$V_{DS} = V_{DD} - R_{D1} \cdot I_{D_{Max}} \geq V_{DS_{sat}} = 2V \Rightarrow R_{D1} \leq \frac{V_{DD} - V_{DS_{sat}}}{I_{D_{Max}}} = 1,53k\Omega$$

$$\mathbf{b_2)} \begin{cases} I_D = \beta \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \\ V_{GS} = V_{DS} = V_{DD} - R_D \cdot I_D \end{cases} \Rightarrow I_D = \beta \cdot (V_{DD} - V_T - R_D \cdot I_D)^2$$

$$\Rightarrow \begin{cases} I_{D_{Max}} = I_D \Big|_{\substack{\beta=\beta_{Max} \\ V_T=V_{T_{min}}}} \Rightarrow I_{D_{Max}} = \beta_{max} \cdot (V_{DD} - V_{T_{min}} - R_{D2} \cdot I_{D_{Max}})^2 \Rightarrow I_{D_{Max}} \cong 8,27mA \\ I_{D_{min}} = I_D \Big|_{\substack{\beta=\beta_{min} \\ V_T=V_{T_{max}}}} \Rightarrow I_{D_{min}} = \beta_{min} \cdot (V_{DD} - V_{T_{max}} - R_{D2} \cdot I_{D_{min}})^2 \Rightarrow I_{D_{min}} \cong 7,72mA \end{cases}$$

Variația curentului este: $\frac{I_{D_{Max}} - I_{D_{min}}}{I_D} = 0,069 = 6,9\%$

TECMOS trebuie să rămână în regiunea de saturație a curentului în orice situație, cazul cel mai nefavorabil fiind $I_D = I_{D_{Max}}$, când se obține:

$$V_{DS} = V_{DD} - R_{D2} \cdot I_{D_{Max}} = 5.39V \geq V_{DS_{sat}} = 2V$$

b3) $R_{D3} = 1k\Omega$; $R_2 = 3M\Omega$; $R_1 = 5M\Omega$

$$\begin{cases} I_D = \beta \cdot (V_{GS} - V_T)^2 \\ V_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot (V_{DD} - R_{D3} \cdot I_D) = \frac{3}{8} \cdot (V_{DD} - R_{D3} \cdot \beta \cdot (V_{GS} - V_T)^2) \end{cases}$$

S-a obținut o ecuație de gradul 2 cu necunoscuta V_{GS} .

$$\Rightarrow \begin{cases} V_{GS_{Max}} = V_{GS} \Big|_{\substack{\beta=\beta_{min} \\ V_T=V_{T_{Max}}}} \Rightarrow V_{GS_{Max}} = 6,49V \\ V_{GS_{min}} = V_{GS} \Big|_{\substack{\beta=\beta_{Max} \\ V_T=V_{T_{min}}}} \Rightarrow V_{GS_{min}} = 5,51V \end{cases}$$

$$\Rightarrow \begin{cases} I_{D_{Max}} = I_D \Big|_{\substack{\beta=\beta_{Max} \\ V_T=V_{T_{min}}}} \Rightarrow I_{D_{Max}} = \beta_{Max} \cdot (V_{GS_{min}} - V_{T_{min}})^2 = 9,29mA \\ I_{D_{min}} = I_D \Big|_{\substack{\beta=\beta_{min} \\ V_T=V_{T_{max}}}} \Rightarrow I_{D_{min}} = \beta_{min} \cdot (V_{GS_{Max}} - V_{T_{Max}})^2 = 6,73mA \end{cases}$$

Variația curentului este: $\frac{I_{D_{Max}} - I_{D_{min}}}{I_D} = 0,32 = 32\%$

TECMOS trebuie să rămână în regiunea de saturație a curentului în orice situație, cazul cel mai nefavorabil fiind $I_D = I_{D_{Max}}$, când se obține:

$$V_{DS} = V_{DD} - R_{D3} \cdot I_{D_{Max}} = 14,71V \geq V_{DS_{sat}} = 2V$$

5.5.6. Să se determine limitele între care poate varia V_{DS} în circuitul din figura 5.21 astfel încât TECMOS-ul să se comporte ca o rezistență liniară controlată de V_{GG} .

Rezolvare

Cum R are valoare foarte mare, rezultă că $I \cong I_D$.

Pentru zona liniară ($|V_{DS}| < |V_{DS_{sat}}|$) expresia curentului I_D este:

$$I_D = 2 \cdot \beta \cdot \left[(V_{GS} - V_P) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right]$$

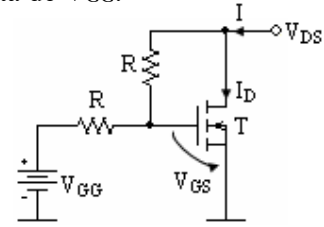


Fig. 5.21

Dar $V_{GS} = V_G = \frac{V_{DS} + V_{GG}}{2}$, după cum se poate observa în figura 5.22.

$$\Rightarrow I_D = 2 \cdot \beta \cdot \left[\left(\frac{V_{DS} + V_{GG}}{2} - V_P \right) \cdot V_{DS} - \frac{V_{DS}^2}{2} \right];$$

$$I_D = \beta \cdot V_{DS} \cdot (V_{GG} - 2V_P)$$

Dacă $V_{DS} \geq 0$, relația este valabilă pentru $V_{DS} \leq V_{DS_{sat}} = V_{GS} - V_P$

$$\Rightarrow V_{DS} \leq \frac{V_{DS} + V_{GG}}{2} - V_P \Leftrightarrow V_{DS} \leq V_{GG} - 2V_P$$

Cum $V_{DS} \geq 0$, rezultă că trebuie ca $V_{GG} \geq 2V_P$

Dacă $V_{DS} \leq 0$, se observă că $V_{GS} \leq \frac{V_{GG}}{2}$; rezultă că trebuie ca $V_{GS} \geq V_P$

$$\Rightarrow \frac{V_{DS} + V_{GG}}{2} \geq V_P \Rightarrow V_{DS} \geq 2 \cdot V_P - V_{GG} < 0$$

(deoarece $V_{GG} \geq 2 \cdot V_P \Rightarrow 2 \cdot V_P - V_{GG} \leq 0$).

$$\Rightarrow V_{DS} \in [-(V_{GG} - 2V_P); (V_{GG} - 2V_P)]$$

Observație: Ca urmare a aplicării reacției negative prin rezistențele R , caracteristicile $i_D = i_D(v_{DS})$ sunt liniarizate într-un domeniu mai mare de variație a tensiunii v_{DS} .

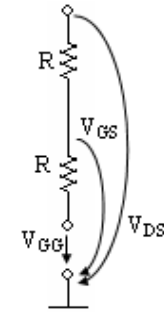


Fig. 5.22

6. REGIMUL DINAMIC AL DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE

6.1. NOȚIUNI INTRODUCTIVE

O funcție importantă pe care o poate îndeplini un tranzistor este cea de amplificare, sugerată intuitiv de însăși legătura între curenții i_C și i_B : $i_C \cong \beta_F \cdot i_B$. Cu ajutorul unui tranzistor se poate obține o amplificare atât în curent (după cum sugerează relația amintită), cât și în tensiune; ca urmare, rezultă o amplificare în putere. De cele mai multe ori, semnalele electrice (variabile în timp) au puterea prea mică pentru prelucrarea informațiilor pe care le poartă, de aceea este necesară în prealabil amplificarea acestora până la nivelul necesar aplicației.

În cazul general, un amplificator este un cuadripol activ prevăzut cu o poartă de intrare și una de ieșire, capabil să redea la ieșire semnale electrice identice ca formă cu cele aplicate la intrare, dar de putere mai mare.

Pentru a îndeplini această funcție, un amplificator trebuie prevăzut cu o sursă de energie electrică **de c.c.**, care asigură **regimul static** de funcționare, materializat în PSF și pe seama căreia se obține sporul de putere de la ieșire, cu o sursă de semnal variabil (excitația **regimului dinamic**) ce va fi amplificat și cu elemente active capabile să transforme în energie de curent alternativ **o parte** din energia absorbită de la sursa de alimentare în c.c.

Un tranzistor poate îndeplini funcția de amplificator dacă schema electrică în care este inclus îndeplinește următoarele cerințe:

- Polarizează tranzistorul în regiunea activă normală (PSF-ul în RAN);
- Funcționează corect în regimul dinamic pentru a se obține funcția dorită.

Pentru a îndeplini aceste cerințe, analiza respectiv proiectarea unui amplificator impune parcurgerea a două etape:

1) Analiza (Proiectarea) în curent continuu (c.c.)

Pentru analiza unei scheme electrice trebuie avută în vedere comportarea elementelor reactive în c.c.

- Condensatoarele, care au o reactanță foarte mare (infinită), se consideră că întrerup circuitul în care apar: $X_C = \frac{1}{\omega \cdot C}$; (c.c. $\Leftrightarrow \omega = 0$) $\rightarrow X_C = \infty$;
- Bobinele, care au o reactanță foarte mică (nulă), se consideră scurtcircuitate în c.c.: $X_L = \omega \cdot L$; (c.c. $\Leftrightarrow \omega = 0$) $\rightarrow X_L = 0$
- Dacă schema analizată este formată din mai multe etaje de amplificare legate între ele prin condensatoare de cuplaj, analiza (proiectarea) se va face pentru fiecare etaj în parte, adică se determină P.S.F.-urile (care - se subliniază încă o dată că - trebuie să situeze fiecare tranzistor în RAN).

2) Analiza (Proiectarea) în curent alternativ (c.a.)

Ținând cont de comportarea componentelor în c.a., schema electrică a amplificatorului se modifică. Astfel, într-o primă etapă se determină **schema echivalentă în c.a.**, înlocuind elementele reactive prin reactanțele lor, calculate la frecvența de lucru. În general, aceasta se face ținând cont de următoarele:

- deoarece în c.a. sursele de alimentare în c.c. sunt echivalate cu capacități de valori foarte mari, acestea se pasivizează, adică se înlocuiesc cu scurtcircuitate; în circuit rămâne rezistența internă (dacă i se precizează valoarea);
- condensatoarele și bobinele, dacă există, se înlocuiesc cu reactanțele lor calculate la frecvența de lucru; de regulă, reactanțele capacitive sunt neglijabile, condensatoarele devenind astfel scurtcircuitate în c.a. ($X_C \cong 0$).

În a doua etapă se înlocuiește și tranzistorul cu circuitul său în regim dinamic, (corespunzător frecvenței de lucru), obținându-se **schema de calcul în c.a.** (a regimului dinamic). De obicei, cele două „etape” se parcurg într-un singur pas.

Pe schema de calcul în c.a. se determină mărimile ce caracterizează un amplificator:

- $\underline{A}_U$ – amplificarea în tensiune (sau $\underline{A}_V$);
- $\underline{A}_I$ – amplificarea în curent;
- $\underline{Z}_i$ – rezistența (impedanța) de intrare;
- $\underline{Z}_o$ – rezistența (impedanța) de ieșire.

Observație

Din cele expuse se poate observa comportamentul condensatoarelor de valoare mare într-un circuit electric: izolează nodurile între care sunt conectate în c.c. și le scurtcircuitează în c.a. Bobinele cu inductanță mare (bobine de șoc) vor avea un comportament dual, adică scurtcircuitează nodurile între care sunt conectate în c.c. și le izolează în c.a., deoarece reactanța inductivă devine foarte mare: $X_L = \omega \cdot L \xrightarrow{L \rightarrow \infty} \infty$.

6.2. FUNCȚIONAREA TRANZISTORULUI CA AMPLIFICATOR

Schema fundamentală de funcționare a tranzistorului bipolar (de tip pnp) ca amplificator este prezentată în figura 6.1.

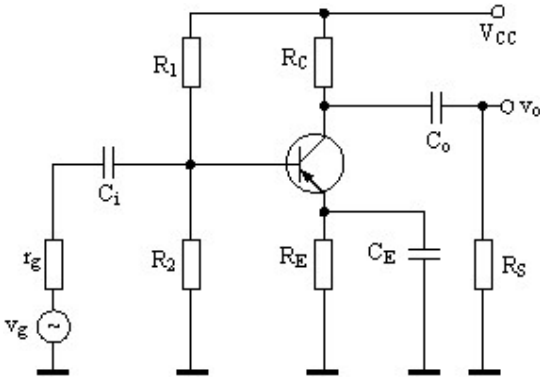


Fig. 6.1

Amplificator EC cu transistor pnp

Se poate recunoaște schema de polarizare cu divizor în bază (rețeaua R_1, R_2), completată cu rezistențele R_E și R_C , prezentată în paragraful 4.3. Apar în plus următoarele componente:

- v_g, r_g – sursa de semnal, respectiv rezistența sa internă;
- C_i – condensator de intrare (cuplare a semnalului la intrarea etajului);
- C_o – condensator de ieșire (cuplare a semnalului pe sarcina R_S);
- C_E – condensator de decuplare a emitorului în c.a. (scurtcircuitează emitorul la masă în c.a.)

Condensatoarele C_i și C_o izolează în regim static etajul de sursa de semnal, respectiv de sarcină, nepermițând circulația curentului continuu prin acestea. O astfel de chestiune ar putea fi chiar periculoasă dacă în componența sursei de semnal și/sau a sarcinii ar fi bobine (transformatoare).

Din punctul de vedere al regimului dinamic, considerând că semnalul de intrare este caracterizat de o frecvență situată într-un interval (**bandă**), $f \in [f_j; f_h]$, pentru a-și putea îndeplini rolul de a cupla semnalele corespunzătoare, C_i și C_o trebuie să prezinte reactanțe neglijabile față de elementele circuitului împreună cu care participă la conducție în cazul

cel defavorabil, adică pentru $f = f_j: \frac{1}{\omega_j \cdot C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_j \cdot C} \rightarrow 0$.

Rezultă că în cazul conectării în cascadă a mai multor etaje de amplificare (semnalele de ieșire – tensiune și curent – ale unuia vor fi semnale de intrare pentru următorul), acestea vor funcționa independent în c.c. (fiind izolate de condensatoarele C_i și C_o), componenta alternativă (dinamică) propagându-se de la unul la altul până la ieșire.

Condensatorul C_E prezintă reactanță mare (infinită) în c.c., astfel că nu va fi parcurs de curent, iar în c.a. reactanța sa va fi în paralel cu R_E . Rezultă că impedanța echivalentă a grupului R_E, C_E va trebui să fie foarte mică în același caz cel mai defavorabil, cea ce se

întâmplă dacă $X_{C_E} \ll R_E \Leftrightarrow \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_j \cdot C_E} \ll R_E$. În aceste condiții, emitorul va fi la

masă în c.a, asigurând astfel funcționarea tranzistorului în conexiunea EC. Se reamintește faptul că un tranzistor funcționează într-o anumită conexiune în regim dinamic, nu neapărat și în cel static. Este tocmai cazul de față, adică în regim static R_E este parcursă de curent (componenta continuă I_C a curentului total i_C), cu efectele favorabile descrise în paragraful 4.3 (insensibilizarea PSF-ului la valoarea lui β_F , respectiv la variația β_F și a temperaturii), iar componenta alternativă i_c (a aceluiași curent total $i_C = I_C + i_c$) va trece prin C_E direct la masă (care este terminal de referință atât pentru circuitul de intrare, cât și pentru cel de ieșire), asigurând astfel conexiunea EC în regim dinamic.

Descrierea calitativă a fenomenului amplificării poate fi urmărită în figura 6.2, în care este prezentată influența semnalului de intrare asupra PSF-ului.

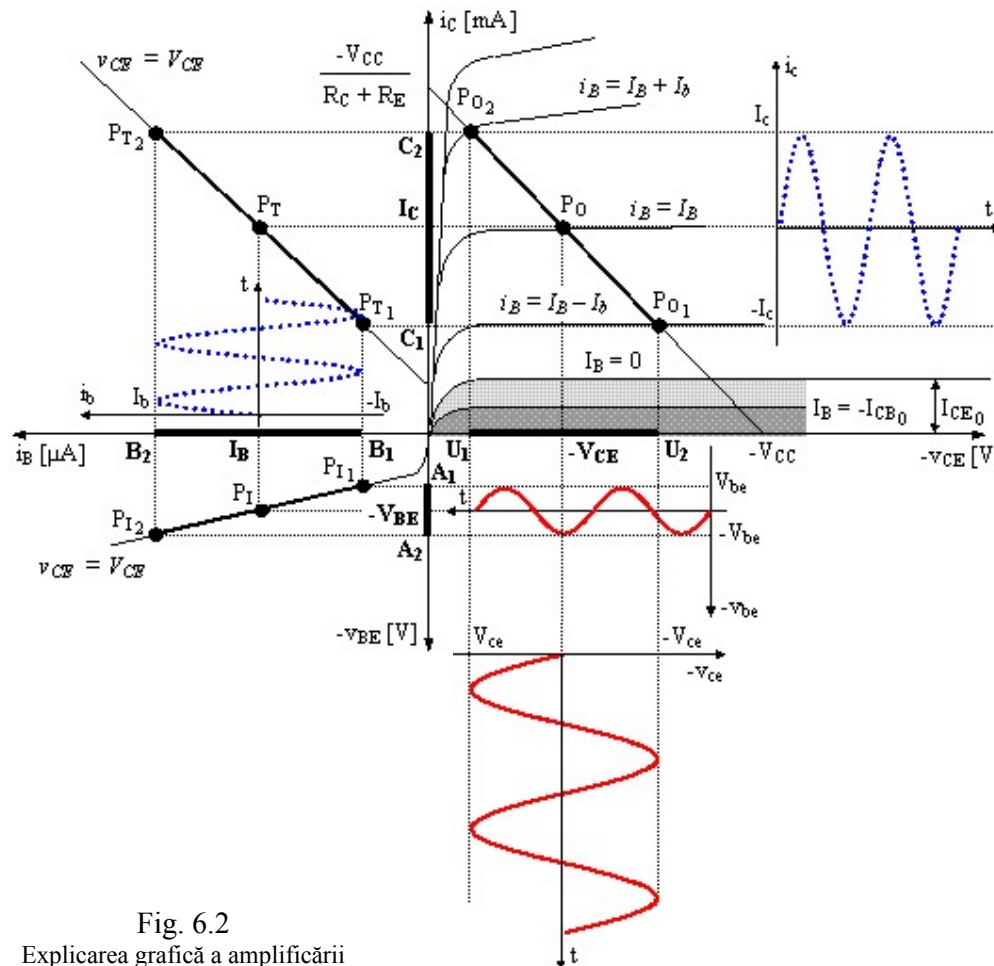


Fig. 6.2
Explicarea grafică a amplificării

Se presupune că sursa de polarizare V_{CC} ($V_{CC} < 0$) stabilește PSF-ul $P(I_C; -V_{CE}; I_B)$. Acest punct este reprezentat sub denumirile P_I , P_T , P_O respectiv pe caracteristicile de intrare, de transfer și de ieșire. Aplicarea semnalului v_g are ca efect apariția unei tensiuni variabile $-v_{be}$ în circuitul de intrare. Sub influența acesteia, PSF-ul se va deplasa:

- pe caracteristica statică de intrare între punctele $P_{I1}(-V_{BE} + V_{be}; I_B - I_b)$ și $P_{I2}(-V_{BE} - V_{be}; I_B + I_b)$, rezultând astfel variația i_b (în jurul componentei continue I_B a curentului de bază i_B);

- pe caracteristica statică de transfer, variația curentului de bază provoacă deplasarea PSF-ului între punctele $P_{T1}(I_B - I_b; I_C - I_c)$ și $P_{T2}(I_B + I_b; I_C + I_c)$, rezultând astfel variația i_c (în jurul componentei continue I_C a curentului de colector i_c);
- pe caracteristica statică de ieșire, variația curentului de colector provoacă deplasarea PSF-ului între punctele $P_{O1}(-V_{CE} - V_{ce}; I_C - I_c)$ și $P_{O2}(-V_{CE} + V_{ce}; I_C + I_c)$, rezultând astfel variația $-v_{ce}$ (în jurul componentei continue $-V_{CE}$ a tensiunii colector-emitor v_{ce}).

Variațiile i_b , i_c și $-v_{ce}$ obținute pentru un semnal de intrare $-v_{be}$ sinusoidal pot fi urmărite în figura 6.2. Se poate observa că variațiile curenților sunt în fază, iar variațiile tensiunilor în antifază. Cu alte cuvinte, ca amplificator de tensiune etajul EC este defazor, iar ca amplificator de curent (amplificarea curentului poate fi observată prin analiza ordinelor de mărime: i_b [μA] și i_c [mA]).

Din analiza formelor de undă prezentate în figura 6.2 rezultă două concluzii importante:

- Apariția semnalului variabil la ieșire se face pe seama sursei de alimentare V_{CC} , adică prin deplasarea PSF-ului pe o porțiune a drepte de sarcină (numită și **caracteristică dinamică** – segmentul $P_{O1}P_{O2}$ în planul caracteristicilor statice de ieșire), ceea ce se traduce într-o mărire/micșorare a puterii absorbite de circuit.
- Forma nedistorsionată a semnalului de ieșire este dependentă de polarizarea corectă a schemei, adică de poziționarea PSF-ului cât mai aproape de mijlocul drepte de sarcină $\left(V_{CE} \cong \frac{V_{CC}}{2}\right)$, rezultând astfel interdependența între regimul static și cel dinamic de funcționare a unui tranzistor.

Dacă PSF-ul nu este corect poziționat, atunci pot apare două situații, prezentate în figurile 6.3 și 6.4. În ambele situații efectul este același, adică se obțin la ieșire semnale – curent, tensiune – distorsionate (“tăiate”).

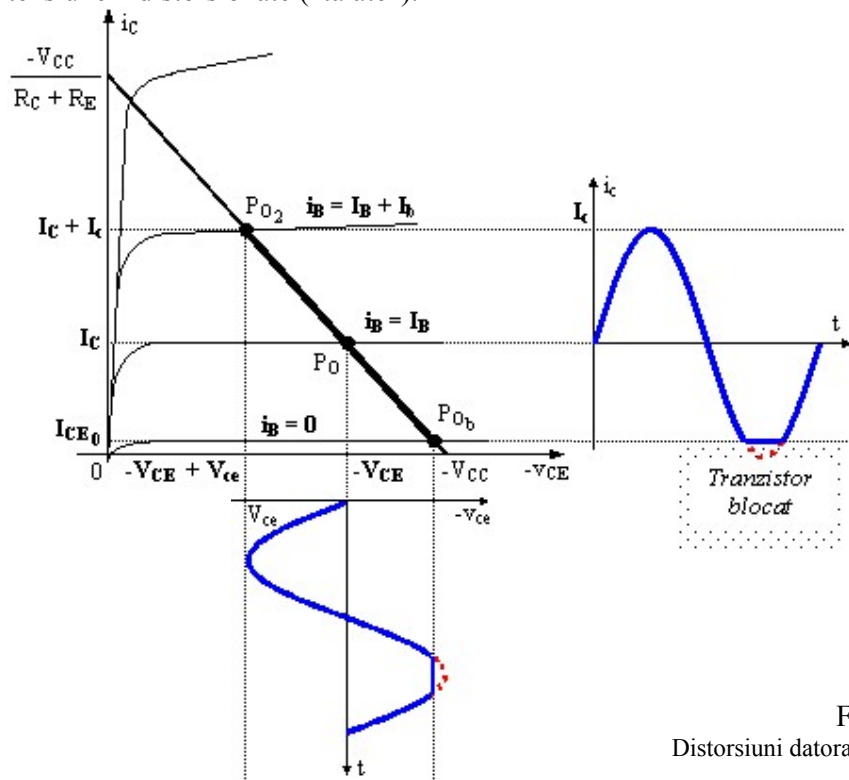


Fig. 6.3
Distorsiuni datorate blocării tranzistorului

Astfel, în figura 6.3, PSF-ul este caracterizat de $-V_{CE} > \frac{-V_{CC}}{2}$. Ca urmare, dacă semnalul de intrare este suficient de mare, rezultă că excursia PSF-ului pe dreapta de sarcină poate ajunge în punctul P_{O_b} , corespunzător curentului de bază $i_B = 0$, ceea ce atrage după sine blocarea tranzistorului. Ca urmare, este evident că în formele de undă ale mărimilor de ieșire (i_c , $-v_{ce}$) vor apare limitările („tăierile”) ce pot fi observate în figura 6.3.

Similar, în figura 6.4 se prezintă cazul în care PSF-ul este caracterizat de $-V_{CE} < \frac{-V_{CC}}{2}$.

Ca urmare, dacă semnalul de intrare este suficient de mare, rezultă că excursia PSF-ului pe dreapta de sarcină poate ajunge în punctul P_{O_s} , corespunzător curentului de bază $i_B = I_{B_{sat}}$, ceea ce atrage după sine saturarea tranzistorului. Ca urmare, este evident că în formele de undă ale mărimilor de ieșire (i_c , $-v_{ce}$) vor apare limitările („tăierile”) ce pot fi observate în figura 6.3.

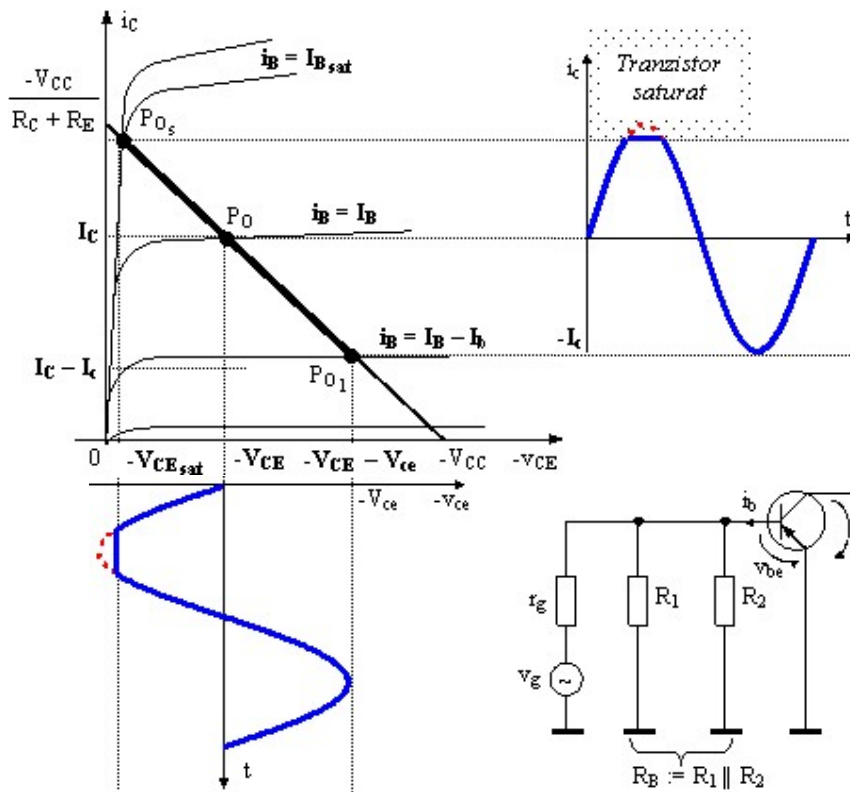


Fig. 6.4

Distorsiuni datorate saturării tranzistorului

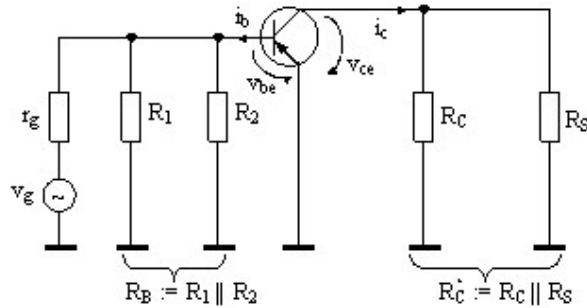


Fig. 6.5

Schema echivalentă în c.a.

6.3. METODE SIMPLIFICATE PENTRU CALCULUL AMPLIFICĂRII

În figura 6.5 este prezentată schema echivalentă în c.a. a circuitului din figura 6.1. Se poate observa că sursa de alimentare V_{CC} și toate capacitățile s-au considerat (tacit) scurtcircuitate, astfel că sursa de semnal este conectată direct în bază, rezistența de sarcină direct în colector, iar emitorul este la masă. Pe această schemă, amplificările pot fi calculate chiar și cantitativ:

$$i_C \cong \beta_F \cdot i_B \Rightarrow A_I := \frac{di_C}{di_B} \cong \beta_F \quad (6.1)$$

$$\left. \begin{aligned} v_{ce} &= R'_C \cdot i_c \\ i_c &\cong \beta_F \cdot i_b \\ i_b &\cong |I_0| \cdot \exp\left(\frac{-v_{be}}{V_T}\right) \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_{ce} = R'_C \cdot \beta_F \cdot |I_0| \cdot \exp\left(\frac{-v_{be}}{V_T}\right)$$

$$\Rightarrow A_U := \frac{dv_{ce}}{dv_{be}} = -R'_C \cdot \frac{I_C}{V_T} \quad (6.2)$$

unde $V_T = \frac{k \cdot T}{e}$ este tensiunea termică. Mărimea

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \frac{e \cdot I_C}{k \cdot T} \quad (6.3)$$

se numește **panta** sau **transconductanța** tranzistorului. După cum se vede, această mărime face legătura între regimul static și cel dinamic. Astfel, amplificarea în tensiune devine:

$$A_U = -g_m \cdot R'_C \quad (6.4)$$

Se poate observa defazajul de 180° între semnalul de intrare și cel de ieșire (semnul “minus”). Acest fapt devine evident dacă se consideră amplificarea ca un fazor (număr complex), caracterizat deci de o mărime (modul) și o fază (argument):

$$\underline{A}_U = g_m \cdot R'_C \cdot \exp(j \cdot \pi) = -g_m \cdot R'_C$$

unde $j^2 = -1$.

Rezistențele de intrare și de ieșire se pot calcula pe această schemă, rezultând însă expresii complicate. Este principalul motiv pentru care s-au adoptat modele (simplificate) ale tranzistorului, pentru diferitele domenii de frecvență în care poate lucra.

În încheiere, se face observația că în cazul existenței reacției negative în c.a., calculul amplificărilor se poate face (suficient de exact) pe schema dinamică a circuitului, considerând tranzistoarele ideale, adică:

$$\begin{cases} I_b = 0 \\ V_{be} = 0 \end{cases} \quad (6.5)$$

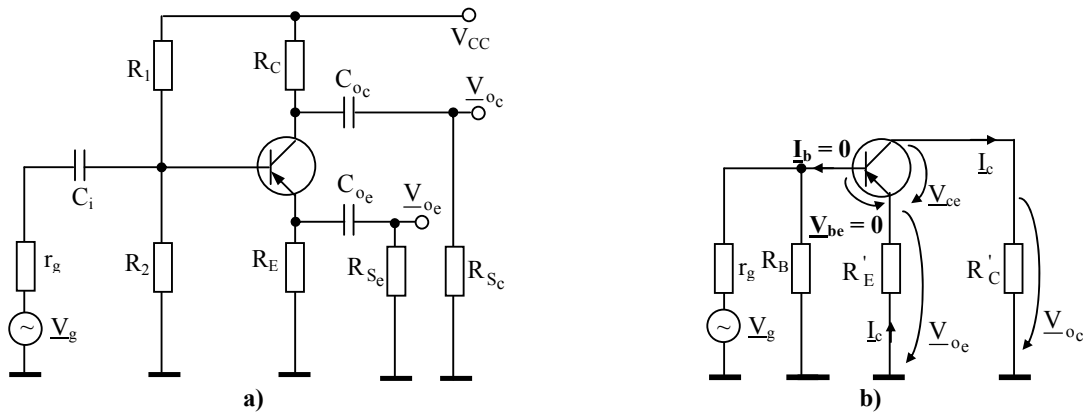


Fig. 6.6: Etaj cu sarcina distribuită

- a) Schema electrică;
- b) Schema echivalentă în c.a.

Ca exemplificare se va considera schema din figura 6.1, fără condensatorul C_E . Astfel rezistorul R_E care, după cum s-a menționat în paragrafele 4.2 și 4.3 introduce o reacție negativă în c.c. (cu efectele favorabile amintite în acele paragrafe – insensibilizarea PSF-

lui la variațiile temperaturii și a factorului de amplificare β_F), va realiza reacția negativă și în c.a., nemaifiind decuplat de capacitatea C_E .

În figura 6.6 sunt prezentate schemele circuitului. La schema din figura 6.6.b s-a ținut cont de notațiile R_B și R'_C din figura 6.5 și s-a mai folosit una suplimentară:

$R'_E = R_E \parallel R_{SE}$. După cum se vede, ieșirea acestui circuit se poate considera atât în colector, cât și în emitor, motiv pentru care se mai numește și **etaj cu sarcina distribuită** (adică rezistența de sarcină, uzual plasată în colector, a fost (re)distribuită: o parte în colector, R_C , și o alta în emitor, R_E).

Deoarece există reacție în c.a., comportamentul dinamic al circuitului se poate aproxima direct pe circuitul din figura 6.6b (schema echivalentă în c.a.). Considerând amplificatorul ideal, adică neglijând V_{be} și I_b , rezultă ecuațiile:

$$\underline{V}_{o_e} = \underline{V}_b = \frac{R_B}{R_B + r_g} \underline{V}_g \Rightarrow \underline{A}_{u_e} = \frac{\underline{V}_{o_e}}{\underline{V}_g} = \frac{R_B}{R_B + r_g} \underset{R_B \gg r_g}{\approx} 1 \quad (6.6)$$

$$\underline{I}_c = \underline{I}_e = -\frac{\underline{V}_{o_e}}{R'_E} = -\frac{\underline{V}_b}{R'_E} = -\frac{R_B}{R'_E(R_B + r_g)} \underline{V}_g$$

$$\underline{V}_{o_c} = R'_C \cdot \underline{I}_c = -\frac{R'_C}{R'_E} \cdot \frac{R_B}{R_B + r_g} \underline{V}_g \Rightarrow \underline{A}_{u_c} = -\frac{R'_C}{R'_E} \cdot \frac{R_B}{R_B + r_g} \underset{R_B \gg r_g}{\approx} -\frac{R'_C}{R'_E} \quad (6.7)$$

Observații:

- Prezența reacției negative asigurată de R_E are efectul favorabil al insensibilizării amplificării $\underline{A}_{u_c}$ (care, după cum se constată din (6.7), depinde numai de componentele externe) atât de parametrii tranzistorului, cât și de PSF. Prețul plătit pentru aceasta este micșorarea modului amplificării față de situația montajului EC. Spre exemplu, dacă se compară amplificările obținute cu schema din aplicația 4.5.3., considerând comportările ei dinamice ca amplificator EC, respectiv montaj cu sarcină distribuită, și fără impedanță de sarcină ($R'_C = R_C$; $R'_E = R_E$), rezultă:

o Amplificator EC:

$$\left. \begin{array}{l} I_C = 1\text{mA} \\ V_T = 25\text{mV} \end{array} \right\} \Rightarrow g_m = \frac{I_C}{V_T} = 40 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \left. \begin{array}{l} \\ R_C = 2,5\text{k}\Omega \end{array} \right\} \Rightarrow |\underline{A}_u| = g_m R_C = 100$$

o Montaj cu sarcina distribuită:

$$\left. \begin{array}{l} R_C = 2,5\text{k}\Omega \\ R_E = 2,4\text{k}\Omega \end{array} \right\} \Rightarrow |\underline{A}_u| = \frac{R_C}{R_E} \approx 1$$

Chiar admitând o mai slabă insensibilizare termică, adică o valoare mai mică a rezistenței R_E , de exemplu $R_E = 0,25\text{k}\Omega$, valoarea amplificării va fi tot considerabil mai mică:

$$\left. \begin{array}{l} R_C = 2,5\text{k}\Omega \\ R_E = 2,4\text{k}\Omega \end{array} \right\} \Rightarrow |\underline{A}_{u_c}| = \frac{R_C}{R_E} = 10$$

- De asemenea, trebuie ținut cont de faptul că, pentru a menține tranzistorul în RAN, există o valoare maximă a rezistenței R_C , după cum s-a arătat la aplicația 4.5.2. Altfel spus, valoarea amplificării $\underline{A}_{u_c}$ nu poate fi mărită prin adoptarea unei valori foarte mari a rezistenței R_C , iar o valoare R_E foarte mică are efecte defavorabile asupra derivei termice și a independenței PSF-lui de parametrii tranzistorului (în special de β_F).

- Dacă $R_C = R_E$, atunci amplificările $\underline{A}_{u_c}$ și $\underline{A}_{u_e}$ au același modul, deci la cele două ieșiri se obțin semnale cu aceeași amplitudine, în antifază.
- Se observă că valoarea $\underline{A}_{u_e}$ nu depinde de R_C . Rezultă că dacă în figura 6.6 se consideră $R_C = 0$, atunci etajul devine un montaj în conexiune “colector comun” (CC). Cum $\underline{A}_{u_e} = 1$, montajul CC se mai numește și repetor pe emitor.

6.4. APLICAȚII

6.4.1. În figura 6.7 este reprezentat un etaj de tip cascodă. Cele două tranzistoare sunt identice, cu $\beta = 100$, $U_{BE} = 0,6V$ și $I_{CB0} = 0$. Se dau: $R_1 = 200k\Omega$, $R_2 = 4k\Omega$, $R_3 = 1k\Omega$, $R_E = 1k\Omega$, $V_{CC} = 10V$. Condensatoarele se pot considera scurtcircuitate în c.a. Se cere:

- Să se determine PSF-rile celor două tranzistoare;
- Considerând etajul atacat în tensiune și apoi în curent, să se deseneze schemele echivalente în regim dinamic și să se estimeze amplificările în tensiune și în curent, considerând tranzistoarele ideale ($I_b = 0$; $V_{be} = 0$).

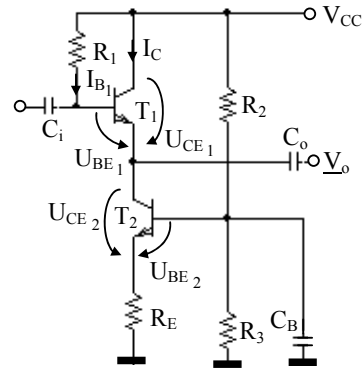


Fig. 6.7

Rezolvare

- Neglijând curentul I_{B2} , se scriu relațiile:

$$V_{BB} = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot V_{CC} = 2V$$

$$R_B = R_2 \parallel R_3 = \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3} = 0,8k\Omega$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \beta \cdot \frac{V_{BB} - U_{BE}}{R_B + (\beta + 1) \cdot R_E} \cong 1,4mA := I_C$$

$$I_{B1} = \frac{I_{C1}}{\beta} = 14\mu A$$

$$U_{CE1} = R_1 \cdot I_{B1} + U_{BE1} = 3,4V$$

$$U_{CE2} = V_{CC} - U_{CE1} - R_E \cdot I_C = 5,2V$$

- Considerând condensatoarele scurtcircuitate în c.a., se obțin schemele echivalente în regim dinamic din figurile 6.8a (cu atac în tensiune) și 6.8b (cu atac în curent).

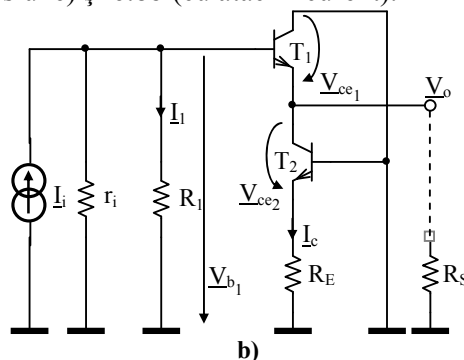
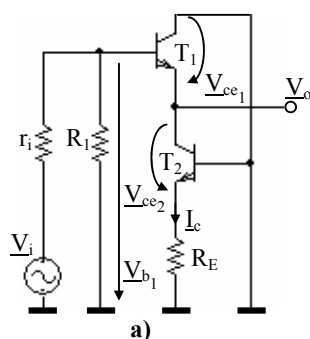


Fig. 6.8
6.8

În aproximația tranzistoarelor ideale, pe circuitul din figura 6.8a rezultă relațiile:

$$\left. \begin{array}{l} \underline{V}_{be_1} = \underline{V}_{be_2} = 0 \\ \underline{I}_{b_1} = \underline{I}_{b_2} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \underline{V}_o = \underline{V}_{b_1}$$

$$\underline{V}_{b_1} = \frac{R_1}{r_i + R_1} \cdot \underline{V}_i \approx \underline{V}_i, \text{ pentru că rezistența internă a generatorului de tensiune}$$

este foarte mică și deci $r_i \ll R_1$.

$$\underline{A}_v = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i} = \frac{\underline{V}_{b_1}}{\underline{V}_i} = \frac{R_1}{r_i + R_1} \cong 1$$

Procedând similar, pe circuitul din figura 6.8b rezultă relațiile:

$$\left. \begin{array}{l} \underline{V}_{be_1} = \underline{V}_{be_2} = 0 \\ \underline{I}_{b_1} = \underline{I}_{b_2} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \underline{V}_o = \underline{V}_{b_1}$$

$$\underline{I}_1 = \frac{r_i}{r_i + R_1} \cdot \underline{I}_i \approx \underline{I}_i, \text{ pentru că rezistența internă a generatorului de curent este}$$

foarte mare și deci $r_i \gg R_1$.

$$\underline{V}_o = \underline{V}_{b_1} = R_1 \cdot \underline{I}_1 \approx R_1 \cdot \underline{I}_i$$

Dar $\underline{V}_{be_2} + R_E \underline{I}_c = 0 \xrightarrow{\underline{V}_{be_2}=0} \underline{I}_c = 0$. Rezultă că, în regim dinamic, **etajul nu consumă**

curent (în aproximația tranzistoarelor ideale; în realitate, există un curent $\underline{I}_c$, de valoare foarte mică). Altfel spus, etajul are o impedanță de ieșire foarte mare (ideal infinită), adică ieșirea sa se comportă ca un generator de curent.

Curentul de ieșire și amplificarea în curent rezultă imediat:

$$\underline{I}_o = \frac{\underline{V}_o}{R_s} \approx \frac{R_1 \cdot \underline{I}_i}{R_s} \Rightarrow \underline{A}_I = \frac{\underline{I}_o}{\underline{I}_i} = \frac{R_1}{R_s}$$

6.4.2. În circuitul din figura 6.9, cele două tranzistoare sunt identice, cu $\beta = 100$, $U_{BE} = 0,6V$ și $I_{CB0} = 0$. Se dau:

$R_1 = 1M\Omega$, $R_2 = 1M\Omega$, $R_E = 4k\Omega$, $V_{CC} = 12V$.

Condensatoarele se pot considera scurtcircuitate în c.a. Se cere:

- Să se determine PSF-rile celor două tranzistoare;
- Considerând etajul atacat în tensiune și apoi în curent, să se deseneze schemele echivalente în regim dinamic și să se estimeze amplificările în tensiune și în curent, considerând tranzistoarele ideale ($\underline{I}_b = 0$; $\underline{V}_{be} = 0$).

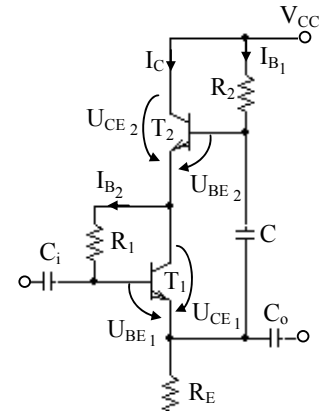


Fig. 6.9

Rezolvare

a) Observând că

$$I_{C_1} = I_{C_2} := I_C,$$

conform teoremei a doua a lui Kirchhoff rezultă relațiile:

$$\left\{ \begin{array}{l} U_{CE_2} = R_2 \cdot \frac{I_C}{\beta} + U_{BE_2} \\ U_{CE_1} = R_1 \cdot \frac{I_C}{\beta} + U_{BE_1} \\ V_{CC} = U_{CE_2} + U_{CE_1} + R_E \cdot I_C \end{array} \right.$$

$$I_C = \frac{V_{CC} - U_{BE1} - U_{BE2}}{\frac{R_1 + R_2}{\beta} + R_E} =$$

$$= \beta \cdot \frac{V_{CC} - 2 \cdot U_{BE}}{R_1 + R_2 + \beta \cdot R_E} \cong 0,45 \text{mA}$$

Deoarece $R_1 = R_2$, rezultă $U_{CE1} = U_{CE2} = 5,1 \text{V}$

b) Considerând condensatoarele scurtcircuitate în c.a., se obțin schemele echivalente în regim dinamic din figurile 6.10a (cu atac în tensiune) și 6.10b (cu atac în curent).

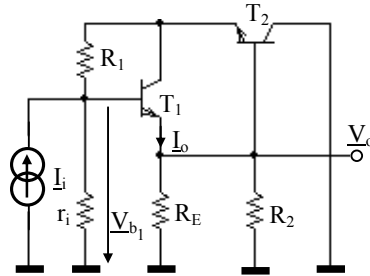
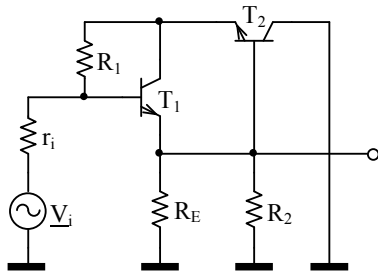


Fig. 6.10

$$\left. \begin{array}{l} \underline{V}_{be1} = \underline{V}_{be2} = 0 \\ \underline{I}_{b1} = \underline{I}_{b2} = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow \underline{V}_o = \underline{V}_{b1} = r_i \cdot \underline{I}_i$$

$$\underline{I}_o = \frac{\underline{V}_o}{R_E \parallel R_2 \parallel R_S} \cong \frac{\underline{V}_o}{R_E}$$

$$\underline{A}_I = \frac{r_i}{R_E}$$

8. REDRESOARE DE TENSIUNE

8.1 GENERALITĂȚI

O importantă parte a aparaturii electronice este alimentată cu energie de curent continuu. Această energie se obține în majoritatea cazurilor de la rețeaua de curent alternativ. Schema bloc a unui circuit de alimentare este prezentată în figura 8.1.

- Transformatorul are rolul de a modifica tensiunea rețelei conform tensiunii continue necesare consumatorului, separând totodată rețeaua de circuitul electronic alimentat.
- Redresorul este un circuit care transformă tensiunea alternativă într-o tensiune pulsatorie. Tensiunea de la ieșirea redresorului conține în afara componentei continue și componente alternative.
- Filtru micșorează influența componentelor alternative ale tensiunii de la ieșirea redresorului asupra consumatorului. Funcționarea se bazează pe acumularea de energie în intervalul de timp în care tensiunea crește și cedarea de energie consumatorului în intervalul de timp în care tensiunea scade.
- Stabilizatorul are rolul de a furniza consumatorului o tensiune și un curent de o anumită valoare ce trebuie menținută între anumite limite, determinate de funcționarea corectă a consumatorului.
- R_s este consumatorul (rezistența de sarcină).

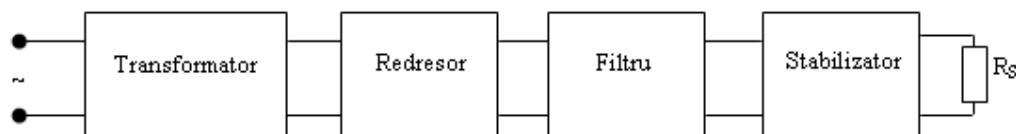


Fig. 8.1 Schema bloc de alimentare în curent continuu pornind de la rețeaua de curent alternativ

8.2. REDRESOARE FĂRĂ FILTRU

8.2.1. Redresor monofazat monoalternanță

Schema electrică a unui redresor monofazat monoalternanță este prezentată în figura 8.2.

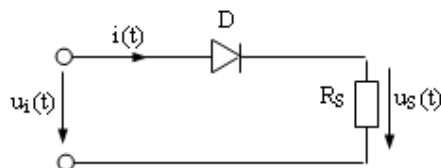


Fig. 8.2. Schema electrică a unui redresor monofazat monoalternanță

Expresia tensiunii de intrare are forma:

$$u_i(t) = E_1 \sin(\omega t) \quad (8.1)$$

unde: $\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T}$; f - frecvența ; T - perioada

Prezența diodei redresoare D în circuit implică analiza funcționării redresorului pentru două cazuri. În ambele cazuri dioda este înlocuită prin rezistența ei echivalentă.

- Dioda D conduce:

În acest caz dioda este caracterizată de un circuit echivalent ce constă în rezistența ei internă r_d . Valoarea acestei rezistențe directe se situează, ca valoare, în jurul sutelor de ohmi. Rezistența internă a sursei de alimentare se notează cu r_g .

Circuitul echivalent al redresorului monoalternanță, pe durata de conducție a diodei este prezentat în figura 8.3.

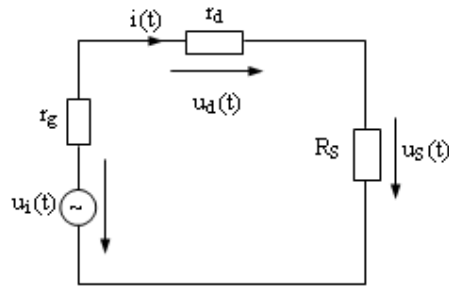


Fig. 8.3. Schema echivalentă a unui redresor monofazat monoalternanță, pe durata de conducție a diodei

Expresia curentului prin circuit este următoarea:

$$i(t) = \frac{u_i(t)}{r_g + r_d + R_s} = \frac{E_1}{r_g + r_d + R_s} \sin(\omega t) = I_S \sin(\omega t) \quad (8.2)$$

Expresia tensiunii pe sarcină este următoarea:

$$u_s(t) = R_s i(t) = \frac{R_s}{r_g + r_d + R_s} E_1 \sin(\omega t) = U_S \sin(\omega t) \quad (8.3)$$

➤ Dioda D este blocată:

În acest caz dioda este caracterizată de un circuit echivalent ce constă în rezistența ei inversă r_i . Valoarea acestei rezistențe inverse este foarte mare (de ordinul megaohmilor), astfel încât se poate considera (fără a introduce o eroare semnificativă) că valoarea curentului prin circuit este zero, iar în consecință

$$i(t) = 0 ; u_s(t) = 0 \quad (8.4)$$

Variațiile în timp a tensiunii de intrare $u_i(t)$, respectiv la bornele sarcinii $u_s(t)$ sunt prezentate în figura 8.4

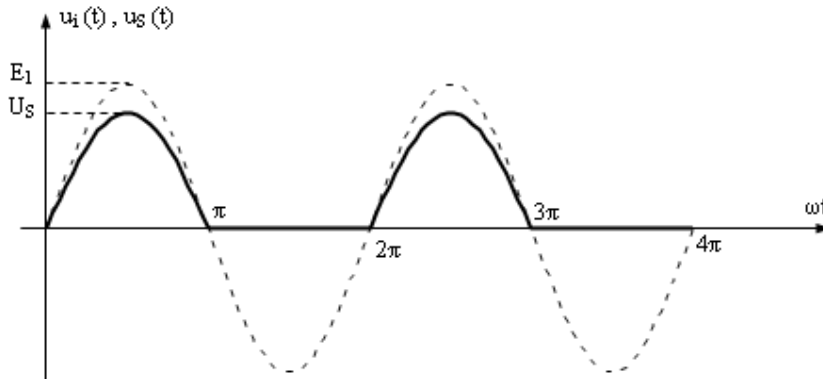


Fig. 8.4 Variația tensiunilor din circuitul de redresare monoalternanță

În concluzie semnalul pe sarcină (tensiune sau curent) obținut în urma redresării este periodic (cu perioada egală cu cea a tensiunii de alimentare) și are expresia:

$$i(t) = \begin{cases} I_S \sin(\omega t) & 0 < t < \frac{T}{2} \\ 0 & \frac{T}{2} < t < T \end{cases} \quad (8.5)$$

Dezvoltând în serie Fourier relația (8.5) se obține expresia curentului prin sarcină (în mod analog se obține expresia tensiunii redresate).

$$i(t) = I_S \left[\frac{1}{\pi} + \frac{1}{2} \sin(\omega t) - \frac{2}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4n^2 - 1} \cos(2n\omega t) \right] \quad (8.6)$$

Observație:

Dezvoltarea în serie Fourier pune în evidență faptul că semnalele (curentul din circuit sau tensiunea de pe sarcină) pot fi înțelese ca o sumă dintre o componentă continuă (de frecvență egală cu zero) și o infinitate de armonici cu frecvențe din ce în ce mai mari (multipli pulsăției sursei, $2n\omega$) și amplitudini din ce în ce mai mici. Armonica de cea mai mică frecvență (fundamentală), conform (8.6) are expresia:

$$i_1(t) = \frac{I_S}{2} \sin(\omega t) = I_{01} \sin(\omega t) \quad (8.7)$$

Valorile medii (componentele continue) ale tensiunii, respectiv curentului de pe sarcină, oferă informații de c.c. asupra semnalelor redresate.

- 1) Tensiunea medie redresată (valoarea medie) se determină astfel:

$$\begin{aligned} U_{\text{med}} &= \frac{1}{T} \int_0^T u_s(t) dt = \frac{1}{T} \int_0^T U_s \sin(\omega t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} U_s \sin(\omega t) d(\omega t) = \\ &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} U_s \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{U_s}{2\pi} [-\cos(\omega t)] \Big|_0^{\pi} = \frac{U_s}{\pi} = \frac{R_S}{r_g + r_d + R_S} \frac{E_1}{\pi} \quad (8.8) \end{aligned}$$

- 2) Expresia curentului continuu redresat (valoarea medie) este următoarea:

$$I_{\text{med}} = \frac{U_{\text{med}}}{R_S} = \frac{I_S}{\pi} = \frac{E_1}{\pi(r_g + r_d + R_S)} \quad (8.9)$$

Rezultă deci conversia tensiunii alternative $u_i(t)$ (de componentă medie nulă) într-o tensiune unidirecțională cu componentă medie nenulă. Prin intermediul relațiilor (8.8), respectiv (8.9) s-a pus în evidență fenomenul de redresare.

Observație:

- Valorile medii ale tensiunii (curentului) puteau fi deduse direct din relația (8.6);
- Valorile efective ale tensiunii, respectiv curentului, oferă informațiile necesare calculului puterii totale (de c.a.) absorbite de la sursă.

- 1) Valoarea efectivă a tensiunii la bornele sarcinii se determină astfel:

$$\begin{aligned} U_{\text{ef}} &= \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T u_s^2(t) dt} = \sqrt{\frac{U_s^2}{T} \int_0^T \sin^2(\omega t) dt} = \sqrt{\frac{U_s^2}{2\pi} \int_0^{2\pi} \sin^2(\omega t) d(\omega t)} = \\ &= \sqrt{\frac{U_s^2}{2\pi} \int_0^{\pi} \sin^2(\omega t) d(\omega t)} = \sqrt{\frac{U_s^2}{2\pi} \frac{\pi}{2}} = \frac{U_s}{2} = \frac{R_S}{r_g + r_d + R_S} \frac{E_1}{2} \quad (8.10) \end{aligned}$$

- 2) Valoarea efectivă a curentului din sarcină este următoarea:

$$I_{\text{ef}} = \frac{U_{\text{ef}}}{R_S} = \frac{I_S}{2} = \frac{E_1}{2(r_g + r_d + R_S)} \quad (8.11)$$

Principalele caracteristici ale unui redresor sunt următoarele:

- Caracteristica externă

Expresia caracteristicii externe se obține din expresiile (8.8) și (8.9) rezultând o dependență între mărimile medii ale tensiunii, respectiv curentului independentă de valoarea rezistenței de sarcină R_S .

$$\begin{aligned} \begin{cases} U_{\text{med}} = \frac{R_S}{r_g + r_d + R_S} \frac{E_1}{\pi} \\ I_{\text{med}} = \frac{U_{\text{med}}}{R_S} \end{cases} &\Rightarrow U_{\text{med}} = \frac{\frac{U_{\text{med}}}{I_{\text{med}}}}{r_g + r_d + \frac{U_{\text{med}}}{I_{\text{med}}}} \frac{E_1}{\pi} \Rightarrow \\ U_{\text{med}} &= \frac{E_1}{\pi} - I_{\text{med}}(r_g + r_d) \quad (8.12) \end{aligned}$$

Caracteristica externă a redresorului monofazat monoalternanță este prezentată în figura 8.5.

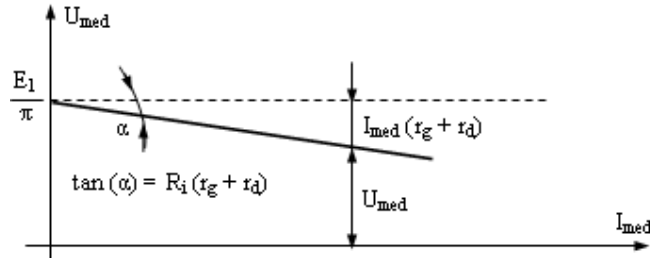


Fig. 8.5 Caracteristica externă a redresorului monofazat monoalternanță

Observație

Tensiunea medie redresată se micșorează pe măsură ce crește curentul de sarcină, datorită pierderilor pe rezistența internă a sursei și pe rezistența directă a diodei.

➤ Randamentul

Randamentul redresării se definește ca raportul dintre puterea de c.c. în sarcină și puterea totală (puterea de c.a. absorbită de la sursa).

$$\eta = \frac{R_s I_{med}^2}{(r_g + r_d + R_s) I_{ef}^2} = \frac{4}{\pi^2} \frac{1}{1 + \frac{r_g + r_d}{R_s}} < 40\% \quad (8.13)$$

Observație:

Valoarea maximă a randamentului este de 40%, valoare ce se obține pentru $r_g + r_d \ll R_s$, deci fie la pierderi mici, fie la curenți de sarcină mici. Valoarea scăzută a

randamentului se datorează valorii mici a raportului $\frac{I_{med}}{I_{ef}} = \frac{2}{\pi} < 1$.

➤ Factorul de ondulație

Forma de undă redresată este departe de a avea o valoare continuă, având mari variații (între zero și valoarea maximă), precum și intervale când este nulă. Acest lucru este pus în evidență cu ajutorul factorului de ondulație, parametru ce caracterizează calitativ forma de undă. Factorul de ondulație este definit ca raportul dintre amplitudinea armonice de cea mai mică frecvență (fundamentală) și valoarea medie a semnalului. Din (8.7) și (8.8) se obține:

$$\gamma = \frac{U_{01}}{U_{med}} = \frac{\frac{U_s}{2}}{\frac{U_s}{\pi}} = \frac{\pi}{2} \approx 1.57 \quad (8.14)$$

Valoarea supraunitară a factorului de ondulație subliniază calitatea slabă a redresării monoalternanță. Se observă că în cazul unei tensiuni continue, factorul de ondulație este egal cu zero.

➤ Valorile maxime ale curentului și tensiunii pe diodă

Formele de undă ale curentului și tensiunii pe diodă sunt prezentate în figura 8.6.

Aceste valori nu trebuie să depășească valorile maxime ale diodei (specificate în catalog).

- 1) Curentul maxim prin diodă are valoarea I_s și se atinge pe durata de conducție a acesteia; trebuie îndeplinită condiția $I_s < I_{Fmax}$, unde I_{Fmax} este dată de catalog (valoarea maximă a curentului direct prin diodă).
- 2) Tensiunea inversă maximă pe diodă are valoarea E_1 și se atinge pe durata de blocare a acesteia; trebuie îndeplinită condiția $|E_1| < |V_{RM}|$, unde V_{RM} este dată de catalog (valoarea maximă a tensiunii inverse aplicată diodei).

$$U_{inv,M} = E_1 \quad (8.15)$$

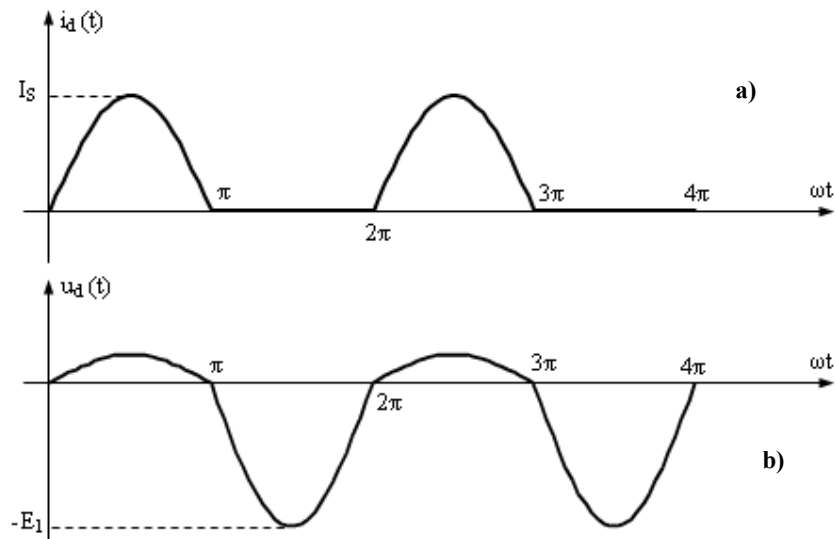


Fig. 8.6 Circuitul de redresare monoalternanță

a) Variația curentului prin diodă

b) Variația tensiunii pe diodă

Observație:

Formele de undă și calculele efectuate în cadrul analizei comportării redresorului monofazat monoalternanță au fost realizate în ipoteza (simplificatoare) în care dioda are o caracteristică ideală (pe durata de blocare datorită rezistenței foarte mari a diodei, curentul prin circuit este nul, iar pe durata de conducție a diodei rezistența ei internă este constantă)

În cazul în care s-ar ține cont de caracteristica reală a diodei (figura 4.8) se obține pentru curent o formă de undă ce nu mai este sinusoidală în semialternanța pozitivă și diferită de zero (negativă) în semialternanța negativă.

Câteva din consecințele ce rezultă din aplicarea relației (4.12) la studiul redresorului sunt următoarele:

- 1) scad valorile medii ale tensiunii și curentului redresate;
- 2) scade randamentul redresării;
- 3) scade (nesemnificativ) tensiunea inversă maximă pe diodă.

8.2.2. Redresor monofazat dublă alternanță (cu priza mediană)

Schema electrică a unui redresor monofazat monoalternanță este prezentată în figura 8.7.

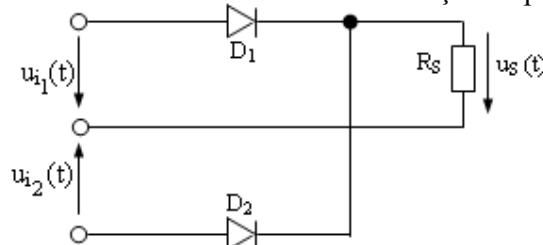


Fig. 8.7. Schema electrică a unui redresor dublă alternanță

Se observă că circuitul este alimentat de două tensiuni de intrare, care sunt în antifază:

$$\begin{cases} u_{i1}(t) = E_1 \sin(\omega t) \\ u_{i2}(t) = E_1 \sin(\omega t - \pi) = -E_1 \sin(\omega t) = -u_{i1}(t) \end{cases} \quad (8.16)$$

De cele mai multe ori, cele două tensiuni de intrare în antifază se obțin de la un transformator cu priză mediană în înfășurarea secundară.

Modul în care funcționează redresorul monofazat dublă alternanță este următorul:

În fiecare semiperioadă conduce câte o diodă (cealaltă fiind blocată), în funcție de polaritatea tensiunii de intrare.

Spre exemplu, dacă $u_{i1} > 0 \Rightarrow D_1$ este în conducție

$$\Rightarrow \begin{cases} u_{d1} \approx V_\gamma \\ u_{i2} < 0 \end{cases} \Rightarrow u_{d2} = u_{i2} - u_{d1} - u_{i1}$$

Deoarece $V_\gamma \ll E_1 \Rightarrow u_{d2} \approx u_{i2} - u_{i1} < 0 \Rightarrow D_2$ este blocată.

Cele două diode se pot afla în următoarele situații:

➤ Dioda D_1 conduce, D_2 este blocată:

În acest caz dioda D_1 este caracterizată de un circuit echivalent ce constă în rezistența ei internă r_{d1} , iar dioda D_2 este caracterizată de un circuit echivalent ce constă în rezistența ei inversă (datorită valorii foarte mari a rezistenței inverse se va considera că prin D_2 nu circulă curent). Circuitul echivalent al redresorului monofazat dublă alternanță, pe durata de conducție a diodei D_1 (prima semialternanță) este prezentat în figura 8.8 a).

➤ Dioda D_2 conduce, D_1 este blocată:

Circuitul echivalent al redresorului monofazat dublă alternanță, pe durata de conducție a diodei D_2 (a doua semialternanță) este prezentat în figura 8.8 b).

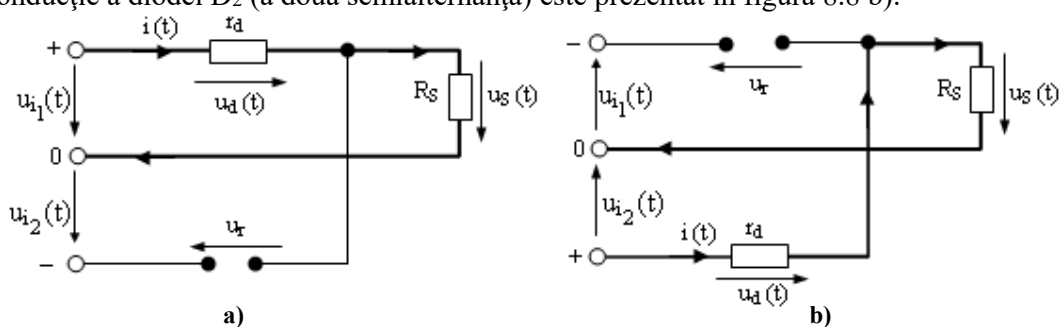


Fig. 8.8. Schema echivalentă a unui redresor monofazat dublă alternanță

a) pe durata primei semialternanțe

b) pe durata celei de a doua semialternanțe

Observație:

Semnalele ce caracterizează redresorul monofazat dublă alternanță sunt periodice de

$$\text{perioadă: } T_r = \frac{\omega}{\pi} = \frac{T}{2} \quad (\text{jumătate din perioada tensiunilor de alimentare}) \quad (8.17)$$

Curentul prin circuit, respectiv tensiunea pe sarcină au expresiile:

$$i(t) = \frac{E_1}{r_g + r_d + R_s} |\sin(\omega t)| = I_s |\sin(\omega t)| \quad (8.18)$$

$$u_s(t) = R_s i(t) = \frac{R_s}{r_g + r_d + R_s} E_1 |\sin(\omega t)| = U_s |\sin(\omega t)| \quad (8.19)$$

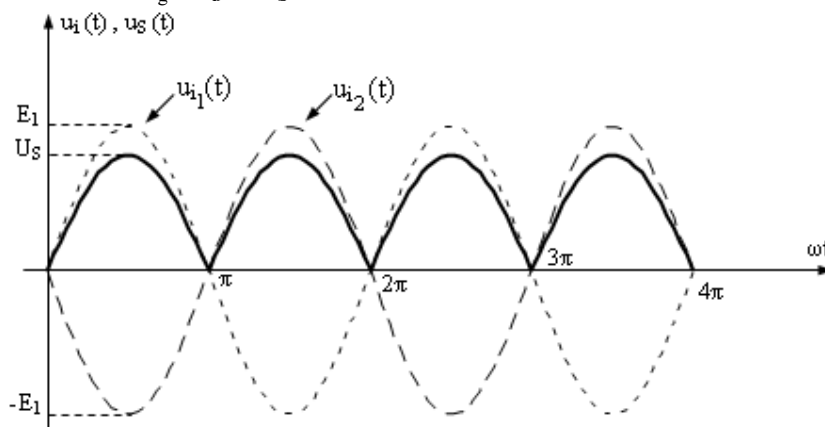


Fig. 8.9 Variația tensiunilor din circuitul de redresare monofazat dublă alternanță

Dezvoltând în serie Fourier relația (8.18) se obține expresia curentului prin sarcină (în mod analog se obține expresia tensiunii redresate).

$$i(t) = I_s \left[\frac{2}{\pi} + \frac{4}{\pi} \sum_{n=1}^{\infty} \frac{1}{4n^2 - 1} \cos(2n\omega t) \right] \quad (8.20)$$

Observație:

Armonica de cea mai mică frecvență (fundamentală), conform (8.20) are expresia:

$$i_1(t) = \frac{4I_s}{3\pi} \cos(2\omega t) = I_{01} \cos(2\omega t) \quad (8.21)$$

Frecvența minimă a undulațiilor (a fundamentalei) este în acest caz dublul frecvenței tensiunii de intrare (sau a fundamentalei rezultată în urma redresării monoalternanță).

- Valorile medii ale tensiunii, respectiv curentului de pe sarcină
- 1) Tensiunea medie redresată (valoarea medie) se determină astfel:

$$\begin{aligned} U_{\text{med}} &= \frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} u_s(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} U_s \sin(\omega t) dt = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_s \sin(\omega t) d(\omega t) = \\ &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_s \sin(\omega t) d(\omega t) = \frac{U_s}{\pi} [-\cos(\omega t)] \Big|_0^{\pi} = \frac{2U_s}{\pi} = \frac{R_s}{r_g + r_d + R_s} \frac{2E_1}{\pi} \end{aligned} \quad (8.22)$$

Tensiunea în gol este dublă față de cazul redresării monoalternanță.

- 2) Expresia curentului continuu redresat (valoarea medie) este următoarea:

$$I_{\text{med}} = \frac{U_{\text{med}}}{R_s} = \frac{2I_s}{\pi} = \frac{2E_1}{\pi(r_g + r_d + R_s)} \quad (8.23)$$

- Valorile efective ale tensiunii, respectiv curentului, oferă informații necesare calculului puterii totale (de c.a.) absorbite de la sursă.
- 1) Valoarea efectivă a tensiunii de pe sarcină se determină astfel:

$$\begin{aligned} U_{\text{ef}} &= \sqrt{\frac{1}{T_r} \int_0^{T_r} u_s^2(t) dt} = \sqrt{\frac{2U_s^2}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin^2(\omega t) dt} = \sqrt{\frac{U_s^2}{\pi} \int_0^{\pi} \sin^2(\omega t) d(\omega t)} = \\ &= \sqrt{\frac{U_s^2}{\pi} \frac{\pi}{2}} = \frac{U_s}{\sqrt{2}} = \frac{R_s}{r_g + r_d + R_s} \frac{E_1}{\sqrt{2}} \end{aligned} \quad (8.24)$$

- 2) Valoarea efectivă a curentului din sarcină este următoarea:

$$I_{\text{ef}} = \frac{U_{\text{ef}}}{R_s} = \frac{I_s}{\sqrt{2}} = \frac{E_1}{\sqrt{2}(r_g + r_d + R_s)} \quad (8.25)$$

- Caracteristica externă:
Din expresiile (8.22) și (8.23) se obține că:

$$U_{\text{med}} = \frac{2E_1}{\pi} - I_{\text{med}}(r_g + r_d) \quad (8.26)$$

Caracteristica externă a redresorului monofazat dublă alternanță are aceeași formă cu cea prezentată în figura 8.5 (a redresorului monofazat monoalternanță).

- Randamentul:

$$\eta = \frac{R_s I_{\text{med}}^2}{(r_g + r_d + R_s) I_{\text{ef}}^2} = \frac{8}{\pi^2} \frac{1}{1 + \frac{r_g + r_d}{R_s}} < 80\% \quad (8.27)$$

Ca și în cazul valorilor medii ale tensiunii și curentului pe sarcină, valoarea maximă a randamentului este dublă în comparație cu redresarea monoalternanță.

- Factorul de ondulație: din (8.21) și (8.22) se obține:

$$\gamma = \frac{U_{01}}{U_{med}} = \frac{\frac{4U_s}{3\pi}}{\frac{2U_s}{\pi}} = \frac{2}{3} \approx 0.67 \quad (8.28)$$

În acest caz se observă că factorul de ondulație are o valoare subunitară datorită creșterii componentei continue și scăderii componentei alternative.

➤ Valorile maxime ale curentului și tensiunii pe diodă

Formele de undă ale curentului și tensiunii pe diodă sunt prezentate în figura 8.10.

Aceste valori nu trebuie să depășească valorile de catalog ale diodei.

$$|U_{inv,M}| = 2E_1 \quad (8.29)$$

Observație:

Aplicând Kirchhoff pe schema din figura 8.8b se obține că:

$$u_{r2} = u_{i2} + u_{d2} + u_{i1} \approx u_{i2} + u_{i1} = 2u_{i2}$$

Valoarea tensiunii maxime pe diodă (pe durata de blocare a acesteia) este dublă față de cazul redresării monoalternanță.

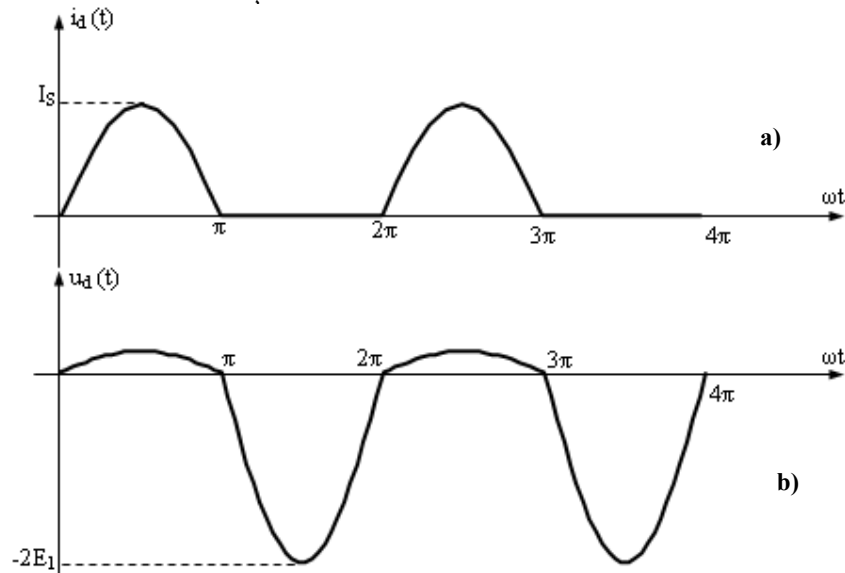


Fig. 8.10 a) Variația curentului prin diodă, b) Variația tensiunii pe diodă în circuitul de redresare monofazat dublă alternanță (Dioda D_1)

8.2.3. Redresor monofazat dublă alternanță (în punte)

Schema electrică a unui redresor monofazat monoalternanță în punte este prezentată în figura 8.11.

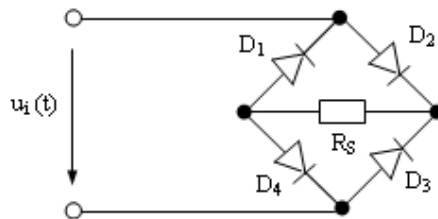


Fig. 8.11. Schema electrică a unui redresor dublă alternanță în punte

Funcționarea redresorului în punte este următoarea:

- În semialternanța pozitivă a tensiunii de intrare conduc diodele D_2 și D_4 , iar diodele D_1 și D_3 sunt blocate;
- În semialternanța negativă a tensiunii de intrare conduc diodele D_1 și D_3 , iar diodele D_2 și D_4 sunt blocate.

Circulația curentului prin redresor este prezentată în figura 8.12.

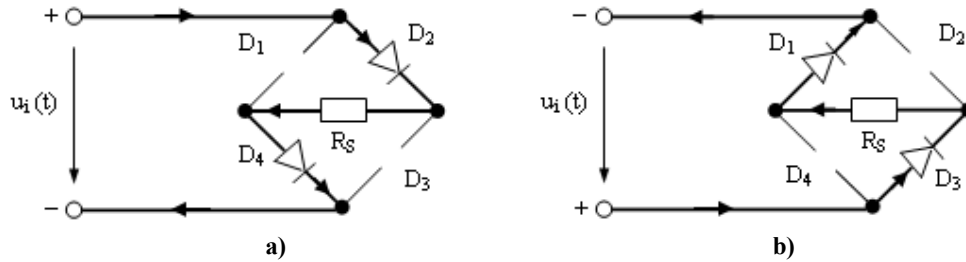


Fig. 8.12. Schema echivalentă a unui redresor monofazat dublă alternanță în punte
a) pe durata semialternanței pozitive; b) pe durata semialternanței negative

Observații:

- Diagramele de variație în timp a tensiunilor sunt similare cu cele din figura 8.9;
- Valorile medii, efective ale tensiunilor și curenților sunt identice cu cele obținute în cazul redresorului dublă alternanță cu priză mediană;
- De asemenea, caracteristica externă, randamentul, factorul de ondulație și valoarea maximă a curentului prin diodă sunt identice cu cele obținute în cazul redresorului dublă alternanță cu priză mediană;
- Singura deosebire față de redresorul cu priză mediană apare în ceea ce privește tensiunea maximă inversă pe diodă. În acest caz:

$$U_{\text{inv},M} = E_1 \quad (8.30)$$

8.3. REDRESOARE CU FILTRU

În cele mai multe cazuri, forma de undă obținută la ieșirea unui redresor fără filtru nu este convenabilă pentru alimentarea aparaturii electronice, deoarece componenta variabilă a tensiunii pe sarcină are valoare mare. În cazurile prezentate anterior, variația vârf la vârf a componentei variabile a tensiunii de pe sarcină este cuprinsă între zero și amplitudinea tensiunii de intrare. Este necesar ca între redresor și sarcină să se introducă un filtru care are scopul de atenuare a ondulației tensiunii redresate. Filtrul cel mai des folosit este cel capacitiv.

8.3.1. Redresor monofazat monoalternanță cu filtru capacitiv

Schema electrică a unui redresor monofazat monoalternanță cu filtru capacitiv este prezentată în figura 8.13.

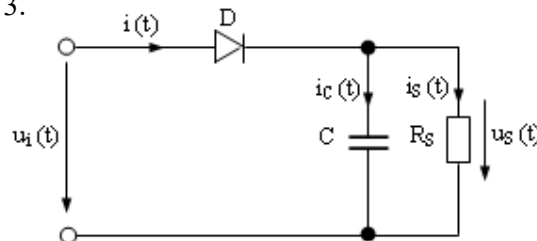


Fig. 8.13. Schema electrică a unui redresor monofazat monoalternanță cu filtru capacitiv

Condensatorul înmagazinează energie în intervalul în care dioda conduce și cedează energie sarcinii atunci când dioda este blocată. În aceste condiții, timpul cât curentul trece prin sarcină crește, iar ondulațiile se reduc.

Tratarea analitică exactă a unui redresor cu filtru capacitiv este deosebit de complexă datorită neliniarităților ecuațiilor ce caracterizează circuitul. Din acest motiv, în cursul de față, tratarea analitică a redresorului monofazat cu filtru capacitiv se realizează luând în considerație următoarele ipoteze simplificatoare:

- Caracteristica diodei se consideră ca fiind ideală (rezistența internă și căderea de tensiune la bornele diodei se consideră nule pe durata de conducție, respectiv infinită pe durata de blocare – curentul prin diodă fiind nul în acest caz);
- Rezistența internă a sursei de alimentare este neglijabilă;
- Valoarea condensatorului este mare și în consecință $\omega R_S C \gg 1$.

În aceste condiții formele de undă ale tensiunii de pe sarcină $u_s(t)$, respectiv ale curentului prin diodă $i(t)$ sunt prezentate în figura 8.14.

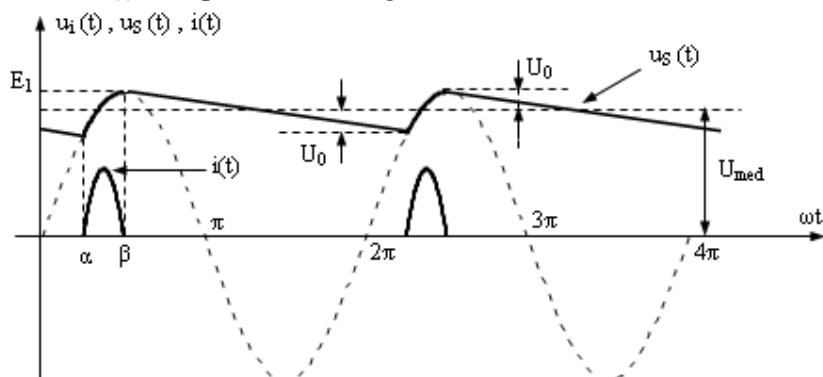


Fig.8.14 Variația semnalelor din circuitul de redresare monoalternanță cu filtru capacitiv

Funcționarea redresorului monofazat cu filtru capacitiv în regim permanent este următoarea:

- Dioda conduce, $\omega t \in (\alpha, \beta)$

În intervalul de conducție condensatorul se încarcă. Datorită ipotezei conform căreia $r_d = 0$ și $v_d = 0$, tensiunea de pe sarcină urmărește tensiunea de intrare: $u_s(t) = u_i(t)$. Se definesc următoarele mărimi:

- 1) α unghiul de intrare în conducție a diodei (tensiunea pe diodă devine pozitivă);
- 2) β unghiul de blocare a diodei (curentul prin diodă devine nul);
- 3) $\lambda = \beta - \alpha$ unghiul de conducție.

- Dioda este blocată $\omega t \in (\beta, \alpha + 2\pi)$

Condensatorul se descarcă prin rezistența de sarcină. Fiind îndeplinită condiția $u_s(t) > u_i(t)$, dioda este polarizată invers. În condițiile ipotezei de lucru conform căreia $\omega R_S C \gg 1$, variația tensiunii $u_s(t)$ va fi mică. În reprezentarea grafică din figura 8.14, se observă tendința (cuasiliniară) de descreștere a tensiunii de pe sarcină.

Considerând că valoarea condensatorului este foarte mare, $C \rightarrow \infty$, rezultă că $\lambda \rightarrow 0$ și în consecință $\beta \rightarrow \frac{\pi}{2}$. Aceasta este și ipoteza de lucru ce va fi folosită în continuare.

- Caracteristica externă

Conform reprezentărilor grafice din figura 8.14 se poate scrie că:

$$U_{med} = E_1 - U_0 \quad (8.31)$$

unde U_0 este amplitudinea undulației.

Valoarea amplitudinii undulației se determină din condiția ca sarcina acumulată de condensatorul C la încărcare (dioda conduce) să fie egală cu cea pierdută la descărcare (dioda este blocată). În concluzie se poate scrie că:

$$2CU_0 = I_{med} T = \frac{2\pi}{\omega} I_{med} \quad (8.32)$$

Din (8.31) și (8.32) se obține expresia caracteristicii externe:

$$U_{med} = E_1 - \frac{\pi}{\omega C} I_{med} \quad (8.33)$$

➤ Factorul de ondulație:

$$\gamma = \frac{U_0}{U_{med}} = \frac{\frac{\pi}{\omega C} I_{med}}{U_{med}} = \frac{\pi}{\omega R_S C} \quad (8.34)$$

deoarece $U_{med} = R_S I_{med}$

8.3.2. Redresor monofazat dublă alternanță în punte cu filtru capacitiv

Schema electrică a unui redresor monofazat monoalternanță în punte cu filtru capacitiv este prezentată în figura 8.15.

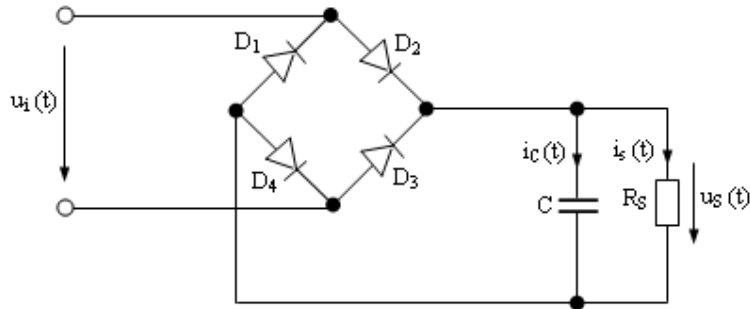


Fig. 8.15. Schema electrică a unui redresor dublă alternanță în punte cu filtru capacitiv

În aceleași condiții simplificatoare specificate în cazul analizei redresorului monofazat cu filtru capacitiv, formele de undă ale tensiunii de pe sarcină $u_S(t)$, respectiv ale curentului prin diodă $i(t)$ în cazul unui redresor dublă alternanță în punte cu filtru capacitiv sunt prezentate în figura 8.16.

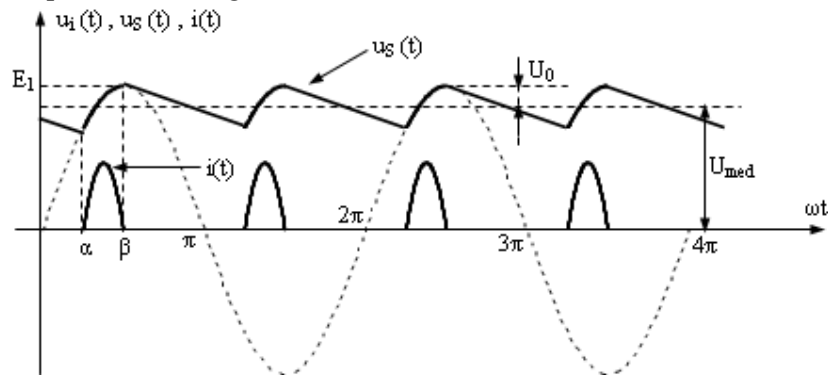


Fig.8.16 Variația semnalelor din circuitul de redresare dublă alternanță în punte cu filtru capacitiv

Conform relației (8.17) (tensiunea redresată este periodică, de perioadă $T = \frac{\omega}{\pi}$), rezultă următoarele:

➤ Caracteristica externă:

$$U_{med} = E_1 - \frac{\pi}{2\omega C} I_{med} \quad (8.35)$$

➤ Factorul de ondulație:

$$\gamma = \frac{\pi}{2\omega R_S C} \quad (8.36)$$

8.4. REDRESOARE CU MULTIPLICAREA TENSIUNII

Se prezintă, ca exemplu, schema unui dublor de tensiune dublă alternanță – vezi figura 8.17.

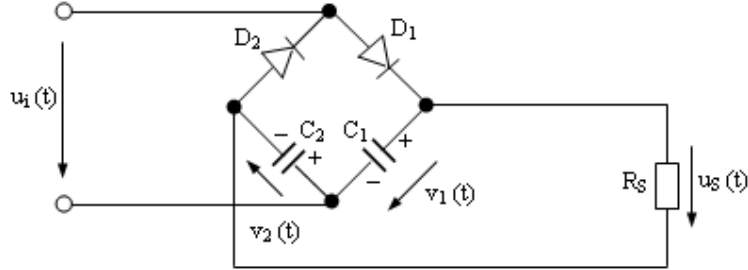


Fig. 8.17 Schema electrică a unui dublor de tensiune dublă alternanță

Acest dublor poate fi considerat ca fiind format din două redresoare monoalternanță cu filtru C lucrând în serie pe sarcină.

Condensatoarele C_1 , respectiv C_2 , se încarcă în cele două alternanțe prin diodele D_1 , respectiv D_2 , aproximativ la valoarea E_1 (amplitudinea tensiunii de intrare – se lucrează în aceleași ipoteze simplificatoare, adică $\omega R_S C_1 \gg 1$, $\omega R_S C_2 \gg 1$).

În acest caz, cum $u_s(t) = v_1(t) + v_2(t)$, rezultă că:

$$u_s \approx 2E_1 \quad (8.37)$$

- Condensatoarele se încarcă (într-un interval scurt de timp) pe durata în care cele două diode (alternativ) sunt în conducție;
- Condensatoarele se descarcă în restul perioadei T ;
- Pulația undulațiilor este egală cu 2ω ;
- Tensiunea maximă inversă pe diode este $U_{inv,M} = 2E_1$.

8.5. APLICAȚII

8.5.1. În schema din figura 8.18a, redresorul încarcă bateria de acumulare prin rezistența serie totală R (care include rezistența transformatorului și a diodei în conducție).

Se cere curentul de încărcare a bateriei.

Ce se întâmplă dacă bornele bateriei se inversează?

Se dau: $e_2(t) = E_2 \sin(\omega t)$; $E_2 = 100V$; $E_0 = 24V$; $R = 50\Omega$.

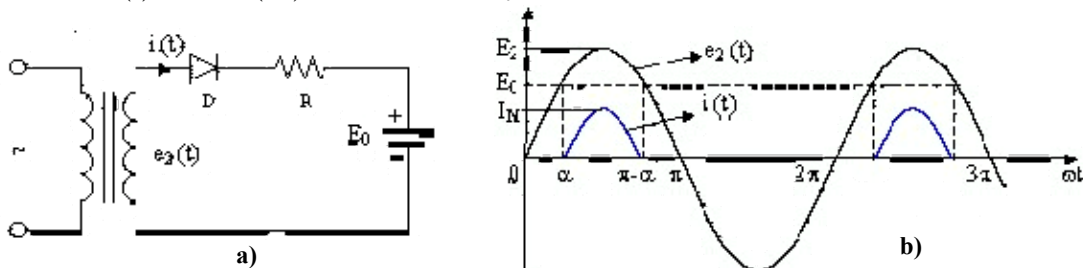


Fig. 8.18

Rezolvare

În figura 8.18b se pot urmări formele de undă ale tensiunii $e_2(t)$ și curentului $i(t)$. Dioda este în conducție numai dacă $e_2(t) \geq E_0$. Rezultă că:

$$E_2 \sin \alpha = E_0 \Rightarrow \alpha = \arcsin \frac{E_0}{E_2}$$

Valoarea medie a curentului va fi:

$$\begin{aligned}
 I_{\text{med}} &= \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} i(\omega t) d(\omega t) = \frac{1}{2\pi R} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} [e_2(\omega t) - E_0] d(\omega t) \\
 &= \frac{1}{2\pi R} \int_{\alpha}^{\pi-\alpha} (E_2 \sin \omega t - E_2 \sin \alpha) d(\omega t) = \frac{E_2}{2\pi R} [\cos \alpha - \cos(\pi - \alpha) - (\pi - 2\alpha) \sin \alpha] = \\
 &= \frac{E_2}{\pi R} \left(\cos \alpha + \left(\alpha - \frac{\pi}{2} \right) \sin \alpha \right) = 0,415 \text{ A}
 \end{aligned}$$

Valoarea maximă a curentului:

$$I_M = \frac{E_2 - E_0}{R} = 1,52 \text{ A}$$

Dacă se inversează bornele se obțin două surse de tensiune continuă (bateria și redresorul) conectate în serie, rezistența de sarcină fiind R (deci aproape un regim de scurtcircuit).

Bateria devine generator de energie; ca urmare, va avea loc o descărcare a bateriei, cu atât mai pronunțată cu cât curentul debitat este mai mare.

8.5.2. Pentru redresorul din figura 8.19a, să se determine:

- circuitul echivalent al redresorului privit ca o sursă de tensiune continuă
- tensiunea și curentul mediu redresat (V_{med} și I_{med})
- curentul mediu și respectiv maxim prin diode
- curentul de scurtcircuit și tensiunea inversă maximă pe diode

Se dau: $e_1(t) = E_1 \sqrt{2} \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t)$; $E_1 = 220 \text{ V}$; $f = 50 \text{ Hz}$; $R_s = 500 \Omega$

Parametrii transformatorului: $r_1 = 200 \Omega$; $r_2 = 15 \Omega$; $\frac{n_1}{n_2} = 10$

Parametrii diodelor: caracteristica statică (liniarizată) din figura 8.19b; $r_d = 1,5 \Omega$

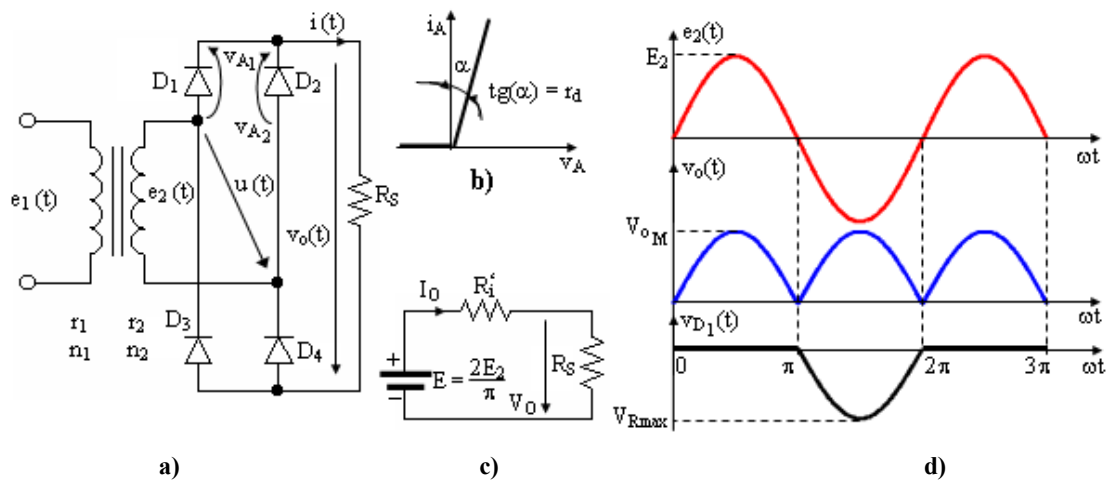


Fig. 8.19

Rezolvare

$$\text{a) } e_2(t) = E_2 \sin(2 \cdot \pi \cdot f \cdot t); \frac{E_2}{E_1} = \frac{n_2}{n_1} = \frac{1}{10} \Rightarrow E_2 = \frac{E_1}{10} = \frac{220}{10} = 22 \text{ V}$$

Rezistența serie echivalentă va fi:

$$R_i' = 2r_d + r_2 + r_1 \cdot \left(\frac{n_2}{n_1} \right)^2 = 3 + 15 + 200 \cdot \frac{1}{100} = 20 \Omega$$

(Rezistența dinamică r_d a diodelor apare evident de două ori, deoarece în fiecare semialternanță curentul trece prin două diode în serie).

b) În figura 8.19d s-a reprezentat forma de undă a tensiunii de ieșire. Se poate observa că aceasta este periodică, cu perioada $\frac{T}{2}$ (jumătate față de perioada T a tensiunii $e_2(t)$), sau echivalent, cu frecvența $2 \cdot f$ (dublul frecvenței tensiunii $e_2(t)$). În acest caz, ținând cont că $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f$, rezultă:

$$V_{\text{med}} = \frac{1}{T} \int_0^{T/2} v(t) dt = \frac{2}{T} \int_0^{T/2} \frac{R_S}{R'_i + R_S} e_2(t) dt = \frac{2 \cdot E_2 \cdot \sqrt{2} \cdot R_S}{(R'_i + R_S) T} \int_0^{T/2} \sin(\omega t) dt$$

Se introduce schimbarea de variabilă:

$$\omega t = x \Rightarrow \begin{cases} dt = \frac{dx}{\omega} \\ t = 0 \Rightarrow x = 0 ; t = \frac{T}{2} \Rightarrow x = \frac{\omega T}{2} = \frac{2\pi}{2} = \pi \end{cases}$$

de unde rezultă că:

$$\begin{aligned} V_{\text{med}} &= \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot R_S}{(R'_i + R_S) \cdot T \cdot \omega} \int_0^\pi \sin(x) dx = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot E_2 \cdot R_S}{(R'_i + R_S) \cdot 2 \cdot \pi} \cdot (-\cos x) \Big|_0^\pi = \\ &= \frac{\sqrt{2} \cdot E_2 \cdot R_S}{(R'_i + R_S) \cdot \pi} \cdot (\cos 0 - \cos \pi) = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot E_2}{\pi} \cdot \frac{R_S}{R'_i + R_S} \end{aligned}$$

Curentul mediu redresat: $I_{\text{med}} = \frac{V_{\text{med}}}{R_S} = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot E_2}{\pi \cdot (R'_i + R_S)}$ și deci:

$$\begin{cases} V_0 = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot E_2}{\pi} \cdot \frac{R_S}{R'_i + R_S} \cong 19V \\ I_0 = \frac{2 \cdot \sqrt{2} \cdot E_2}{\pi \cdot (R'_i + R_S)} \cong 37mA \end{cases}$$

Din figura 8.19c este evident că: $I_{\text{med}} = \frac{E}{R'_i + R_S}$

Deoarece $E_{2\text{max}} = \sqrt{2} \cdot E_2$, rezultă că t.e.m. ce alimentează circuitul de c.c. echivalent are valoarea $E = \frac{2 \cdot E_{2\text{max}}}{\pi} \cong 19,81V$ și a fost menționată ca atare în figura 8.19c.

c) Fiecare diodă conduce câte o semialternanță $\Rightarrow I_{A_0} = \frac{I_{\text{med}}}{2} \cong 18,5mA$

Curentul maxim: $I_{A_M} = \frac{E_2 \cdot \sqrt{2}}{R'_i + R_S} \cong 60mA$

d) Curentul mediu de s.c. este ($R_S = 0$): $I_{s.c.} = \frac{E}{R_{s.c.} + R'_i} = 0,99A$

Presupunând că D_1 este în conducție și D_2 blocată, aplicând teorema a doua a lui Kirchhoff pe circuitul arătat în figura 8.19a, se obține tensiunea inversă pe o diodă (D_2):

$v_{A_2} = v_{A_1} - u(t)$, unde $u(t) = e_2(t) - R'_i i(t)$.

Neglijând v_{A_1} se obține:

$$V_{R_{\text{max}}} = \left| -E_2 \sqrt{2} + R'_i I_{A_M} \right| \cong \left| -E_2 \sqrt{2} \right| = 22\sqrt{2} V$$

Dioda D_2 fiind blocată, rezultă că $v_{A_2} = -V_{R_{\text{max}}} = -22\sqrt{2}V \cong -31,1V$.

9. STABILIZATOARE DE TENSIUNE

9.1 GENERALITĂȚI

Aparatura electronică necesită tensiuni de alimentare continue pentru o funcționare corectă. Tensiunea obținută la ieșirea unui redresor cu filtru are, pe lângă componenta continuă (dependentă de tensiunea rețelei), și o componentă variabilă (ondulatorie). În plus, această tensiune scade mult cu creșterea curentului de sarcină (caracteristica externă este descrescătoare), fiind dependentă și de variațiile temperaturii.

Un stabilizator de tensiune ideal asigură la ieșire o tensiune independentă de variațiile tensiunii de intrare, ale curentului de sarcină sau ale temperaturii.

Observație:

Stabilizatorul real minimizează aceste variații la valori nepericuloase pentru circuitul de sarcină.

Clasificarea stabilizatoarelor după structură:

- stabilizatoare **serie**: elementul regulator al tensiunii stabilizate se află în serie cu ieșirea stabilizatorului (circuitul de sarcină).
- stabilizatoare **derivație**: elementul regulator al tensiunii stabilizate se află în derivație cu ieșirea stabilizatorului (circuitul de sarcină).

Clasificarea stabilizatoarelor după principiul de funcționare:

- stabilizatoare **parametrice**: au structura cea mai simplă, bazându-și funcționarea pe neliniaritatea caracteristicii curent-tensiune a dispozitivului electronic utilizat (în general se utilizează o diodă stabilizatoare).
- stabilizatoare electronice **liniare cu reacție**: se realizează stabilizarea prin intermediul unei reacții negative, dispozitivele electronice folosite lucrând (în regim) liniar. Se pot considera (într-o primă aproximație) că aceste stabilizatoare sunt circuite electronice liniare.
- stabilizatoare în **regim de comutație**: sunt stabilizatoare electronice cu reacție, în care elementul regulator al tensiunii de ieșire lucrează în regim de comutație, crescând astfel randamentul stabilizatorului.

9.2. PRINCIPALII PARAMETRI AI STABILIZATOARELOR

Schema bloc a unui stabilizator poate fi reprezentată ca un cuadripol, după cum se poate vedea în figura 9.1a.

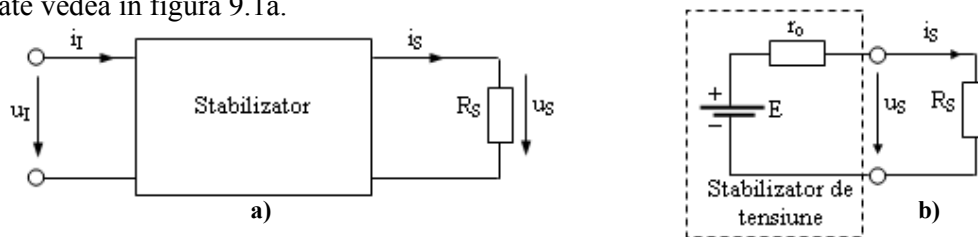


Fig. 9.1 Schema electrică a unui stabilizator de tensiune

- a) Stabilizatorul de tensiune privit ca un cuadripol
- b) Circuitul de ieșire al stabilizatorului de tensiune

Performanțele unui stabilizator se evaluează cu ajutorul unor relații între variația mărimii stabilizate și variațiile mărimilor care o produc. În cazul în care se studiază stabilizatoarele de tensiune se consideră ca mărime de ieșire (stabilizată) tensiunea de pe sarcină.

În continuare se prezintă două seturi de parametri, funcție de mărimile care influențează tensiunea de ieșire.

- Considerând că temperatura de lucru este $\theta [^{\circ}\text{C}]$, tensiunea de ieșire se scrie astfel:
$$u_S = f(u_I, R_S, \theta) \quad (9.1)$$

variațiile tensiunii de ieșire, provocate de variațiile tensiunii de intrare, ale rezistenței de sarcină și ale temperaturii se obțin prin diferențierea relației (9.1), astfel;

$$du_S = \frac{\partial u_S}{\partial u_I} du_I + \frac{\partial u_S}{\partial R_S} dR_S + \frac{\partial u_S}{\partial \theta} d\theta \quad (9.2)$$

Pentru a pune în evidență variațiile relative, relația (9.2), devine:

$$\frac{du_S}{u_S} = \left(\frac{\partial u_S}{\partial u_I} \frac{u_I}{u_S} \right) \frac{du_I}{u_I} + \left(\frac{\partial u_S}{\partial R_S} \frac{R_S}{u_S} \right) \frac{dR_S}{R_S} + \left(\frac{\partial u_S}{\partial \theta} \frac{\theta}{u_S} \right) \frac{d\theta}{\theta} \quad (9.3)$$

Factorii de stabilizare se definesc prin raportul dintre variația relativă a mărimii perturbatoare și variația relativă a mărimii stabilizate, astfel:

1) Factorul de stabilizare în raport cu tensiunea de intrare:

$$F_{u_I} = \frac{1}{\left(\frac{\partial u_S}{\partial u_I} \frac{u_I}{u_S} \right) \Big|_{\substack{R_S=ct \\ \theta=ct}}} \quad (9.4)$$

2) Factorul de stabilizare în raport cu rezistența de sarcină:

$$F_{R_S} = \frac{1}{\left(\frac{\partial u_S}{\partial R_S} \frac{R_S}{u_S} \right) \Big|_{\substack{u_I=ct \\ \theta=ct}}} \quad (9.5)$$

3) Factorul de stabilizare în raport cu temperatura;

$$F_{\theta} = \frac{1}{\left(\frac{\partial u_S}{\partial \theta} \frac{\theta}{u_S} \right) \Big|_{\substack{u_I=ct \\ R_S=ct}}} \quad (9.6)$$

Observație:

Aproximând variațiile infinitezimale cu variațiile finite, relațiile (9.4), (9.5), (9.6) devin:

$$F_{u_I} = \frac{\frac{\partial u_I}{u_I}}{\frac{\partial u_S}{u_S}} \Big|_{R_S=ct; \theta=ct} \approx \frac{\frac{\Delta u_I}{u_I}}{\frac{\Delta u_S}{u_S}} \Big|_{R_S=ct; \theta=ct} \quad (9.7)$$

$$F_{R_S} = \frac{\frac{\partial R_S}{R_S}}{\frac{\partial u_S}{u_S}} \Big|_{u_I=ct; \theta=ct} \approx \frac{\frac{\Delta R_S}{R_S}}{\frac{\Delta u_S}{u_S}} \Big|_{u_I=ct; \theta=ct} \quad (9.8)$$

$$F_{\theta} = \frac{\frac{\partial \theta}{\theta}}{\frac{\partial u_S}{u_S}} \Big|_{u_I=ct; R_S=ct} \approx \frac{\frac{\Delta \theta}{\theta}}{\frac{\Delta u_S}{u_S}} \Big|_{u_I=ct; R_S=ct} \quad (9.9)$$

Utilizând expresiile factorilor de stabilizare definiți anterior, expresia (9.3), devine:

$$\frac{du_S}{u_S} = \frac{1}{F_{u_I}} \frac{du_I}{u_I} + \frac{1}{F_{R_S}} \frac{dR_S}{R_S} + \frac{1}{F_{\theta}} \frac{d\theta}{\theta} \quad (9.10)$$

➤ Dacă se neglijează variațiile u_S cu temperatura, atunci (9.1) devine:

$$u_S = f(u_I, i_S) \quad (9.11)$$

atunci variațiile tensiunii de ieșire, provocate de variațiile tensiunii de intrare și ale curentului de sarcină se obțin prin diferențierea relației (9.11), astfel:

$$du_s = \frac{\partial u_s}{\partial u_I} du_I + \frac{\partial u_s}{\partial i_s} di_s \quad (9.12)$$

Pe baza relației (9.12), eficiența unui stabilizator de tensiune mai poate fi apreciată și prin intermediul altor doi parametri și anume:

1) Coeficientul de stabilizare S_0 ;

$$\frac{1}{S_0} = \left(\frac{\partial u_s}{\partial u_I} \right) \Big|_{i_s=ct} \quad (9.13)$$

2) Rezistența de ieșire (internă) a stabilizatorului r_o ;

$$r_o = - \left(\frac{\partial u_s}{\partial i_s} \right) \Big|_{u_I=ct} \quad (9.14)$$

O justificare a definiției (9.14) se poate obține analizând figura 9.1b, în care se prezintă circuitul de ieșire al unui stabilizator de tensiune. Este de fapt schema unui generator de tensiune, caracterizat de t.e.m. E și rezistența internă r_o . Este evidentă relația:

$$u_s = E - r_o \cdot i_s$$

Cum $E = ct.$, rezultă că $\frac{\partial u_s}{\partial i_s} = -r_o$.

Utilizând expresiile factorilor de stabilizare definiți anterior, expresia (9.12), devine:

$$du_s = \frac{1}{S_0} du_I - r_o di_s \quad (9.15)$$

Trecând de la variațiile infinitezimale la variațiile finite, relația (9.15) devine:

$$\Delta u_s = \frac{1}{S_0} \Delta u_I - r_o \Delta i_s \quad (9.16)$$

În conformitate cu (9.16), se obține circuitul din figura 9.2, pe care se pot calcula variațiile tensiunii de ieșire.

Dacă se cunosc parametrii S_0 și r_o , se poate calcula variația absolută a tensiunii de pe sarcină, provocată de variațiile tensiunii de intrare și ale curentului de sarcină.

Un stabilizator performant este caracterizat de o valoare mare a coeficientului de stabilizare S_0 , respectiv mică a rezistenței de ieșire r_o .

Pentru o rezistență de sarcină constantă se poate scrie că $\Delta u_s = \Delta i_s R_s$, expresia (9.16) devenind:

$$\Delta u_s = \frac{1}{S_0} \Delta u_I - r_o \Delta i_s = \frac{1}{S_0} \Delta u_I - r_o \frac{\Delta u_s}{R_s} \Rightarrow \Delta u_s = \frac{1}{S_0 \left(1 + \frac{r_o}{R_s} \right)} \Delta u_I \quad (9.17)$$

Se definește expresia K_0 ce se numește tot coeficient de stabilizare, permițându-se astfel aprecierea eficienței unui stabilizator la variațiile tensiunii de intrare, în cazul în care sarcina este constantă:

$$K_0 = S_0 \left(1 + \frac{r_o}{R_s} \right) = \frac{\Delta u_I}{\Delta u_s} \Big|_{R_s=ct} \quad (9.18)$$

Din (9.7) și (9.18) se stabilește că:

$$F_{u_I} = K_0 \frac{u_s}{u_I} \quad (9.19)$$

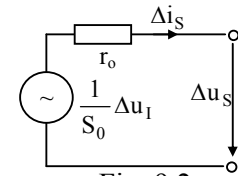


Fig. 9.2
Variația tensiunii stabilizate

Observație:

În cazul unui stabilizator de bună calitate este îndeplinită condiția:

$$r_o \ll R_S \quad (9.20)$$

și conform (9.18), rezultă că:

$$K_0 \approx S_0 \quad (9.21)$$

9.3. STABILIZATOARE CU ELEMENT DE REGLAJ DERIVAȚIE

Reglarea derivație comportă plasarea elementului de reglaj (ER) în paralel cu sarcina - vezi figura 9.3. Acțiunea de stabilizare se bazează pe faptul că elementul de reglaj prezintă rezistență dinamică foarte mică. Funcționarea este următoarea:

Datorită rezistenței dinamice mici a elementului de reglaj, variațiile curentului i_I (provocate de variațiile tensiunii u_I) sunt preluate de ERD, variația tensiunii la bornele acestuia, respectiv ale sarcinii, rezultând foarte mică. Rezistența R – rezistența de balast – este cea care preia variațiile tensiunii de intrare. Această rezistență îndeplinește și rolul de a limita curentul maxim prin ERD.

Schema stabilizează și la variațiile curentului prin sarcină. În acest caz, la o creștere a curentului prin sarcină are loc o reducere a curentului prin ER și invers.

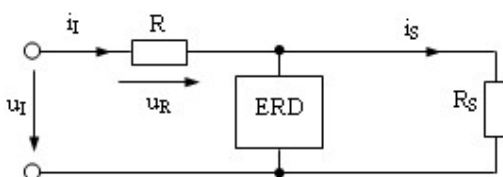


Fig. 9.3 Schema bloc corespunzătoare tehnicii de reglaj derivație

Observație:

Cum scopul utilizării stabilizatoarelor este de a elimina dependența tensiunii de pe sarcină de variațiile tensiunii (curentului) de intrare se introduc următoarele notații:

$$u_I = U_I + u_i = U_I + \Delta u_I \quad (9.22)$$

unde:

- $u_i = \Delta u_I$ - componenta variabilă (ondulatorie) a tensiunii de intrare;
- U_I - componenta continuă a tensiunii de intrare;
- u_I - componenta totală a tensiunii de intrare;

Din punctul de vedere al regimurilor limită de funcționare (gol/scurtcircuit) la ieșire, stabilizatoarele derivație se comportă astfel:

- Scurtcircuitul la ieșire este nepericulos pentru ERD, întrucât acesta nu va fi parcurs de curent ($u_S = 0 \Rightarrow i_R = 0$). În schimb, apare o creștere a curentului i_I , care astfel poate deveni periculos pentru rezistența R , putând duce la deteriorarea acesteia. Protecția este posibilă:
 - prin creșterea puterii nominale a rezistenței;
 - prin montarea în serie cu rezistența a unei siguranțe fuzibile.
- În schimb, regimul de funcționare în gol poate fi periculos pentru ERD, întrucât curentul i_R crește datorită scăderii la zero a curentului prin sarcină ($i_R = i_I - i_S$; $i_S = 0 \Rightarrow i_R = i_I$).

9.3.1. Stabilizatoare parametrice cu diode Zener

Stabilizatoarele parametrice funcționează după tehnica de reglare derivație. În figura 9.4 sunt prezentate schemele unui stabilizator parametric (de principiu, pentru regimul static de c.c., respectiv pentru regimul dinamic).

Caracteristica liniarizată a diodei Zener corespunzătoare zonelor de polarizare și străpungere inversă, liniarizată și rotită din cadranul III în I, este prezentată în figura 9.5.

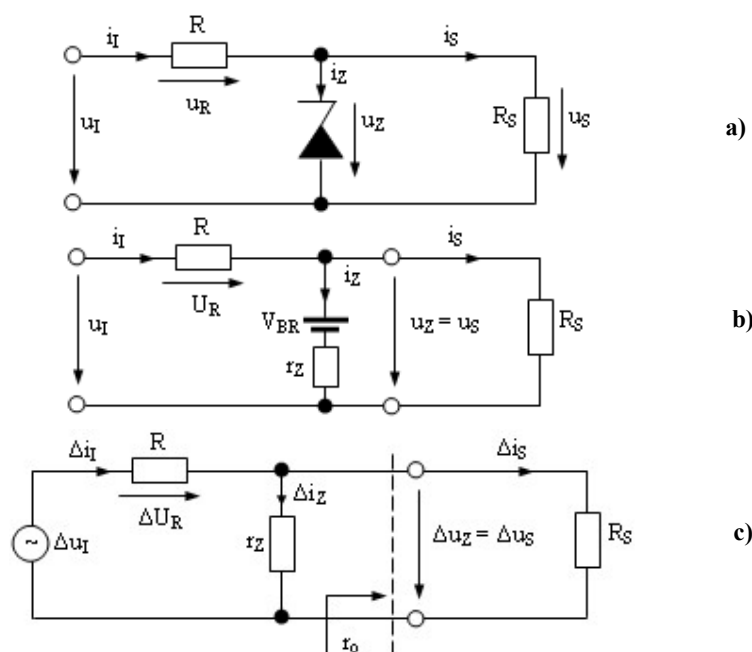


Fig. 9.4 Schema unui stabilizator parametric cu diodă Zener;
a) schema de principiu;
b) schema echivalentă pentru regimul static;
c) schema echivalentă pentru regimul dinamic.

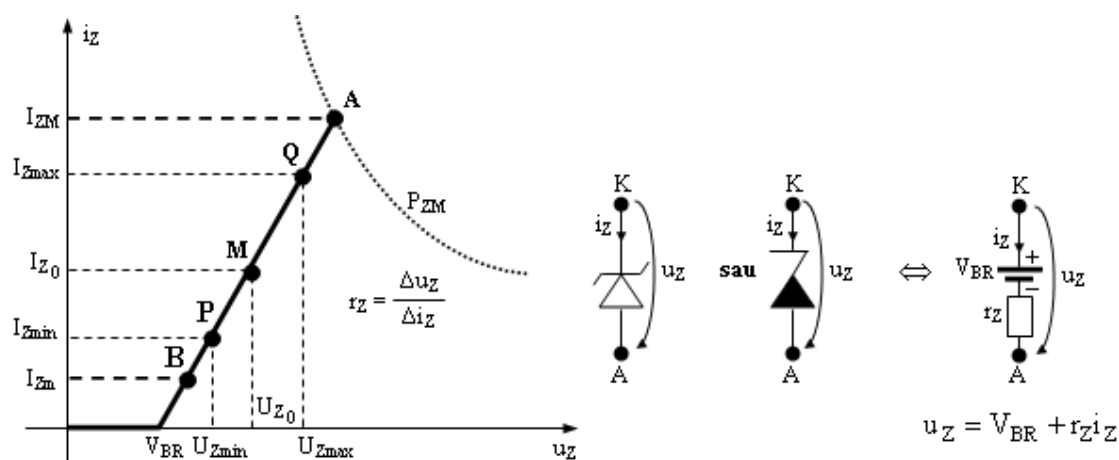


Fig. 9.5 Caracteristica diodei Zener (regiunea de stabilizare), liniarizată și rotită în cadranul I și schema echivalentă corespunzătoare a diodei Zener

➤ Funcționare

Din caracteristica curent – tensiune (liniarizată) a diodei Zener, se deduce imediat expresia caracteristicii ei statice în polarizare inversă:

$$i_Z = \begin{cases} \frac{u_Z - V_{BR}}{r_Z} & \text{pentru } u_Z > V_{BR} \\ 0 & \text{pentru } 0 \leq u_Z < V_{BR} \end{cases} \quad (9.23)$$

Prima expresie din (9.23) este ecuația dreptei BPMQ în coordonatele $(u_Z; i_Z)$ – figura 9.5. Cum valoarea rezistenței r_Z este foarte mică, rezultă că la o variație mare a curentului prin diodă, $I_{Zmin} < i_Z < I_{Zmax}$, tensiunea la bornele ei prezintă variații mici $U_{Zmin} < u_Z < U_{Zmax}$. Pe această proprietate a diodei Zener se bazează funcționarea stabilizatorului parametric și, în general, orice aplicație în care dioda lucrează ca stabilizator de tensiune.

- 1) În cazul în care stabilizatorul lucrează în gol, $R_S \rightarrow \infty$, curentul prin sarcină devine nul, $i_S \rightarrow 0$, curentul prin dioda Zener devine maxim, $i_Z = I_{Z_{\max}}$, punctul de funcționare al diodei se stabilește în Q, iar tensiunea de la ieșire devine maximă $u_Z = U_{Z_{\max}} = U_{S_{\max}}$:
 $R_S \rightarrow \infty \Rightarrow i_S \rightarrow 0 \Rightarrow \text{PSF}_{\text{Zener}} = Q \Rightarrow i_Z = I_{Z_{\max}} \Rightarrow u_Z = u_S = U_{Z_{\max}}$
- 2) În cazul în care stabilizatorul lucrează în sarcină, R_S absoarbe (de la sursă) un curent în dauna curentului prin diodă, care se micșorează. Punctul de funcționare al diodei se deplasează în jos, stabilindu-se în M:
 $\text{PSF}_{\text{Zener}} = M \Rightarrow i_Z = I_{Z_0} \Rightarrow u_Z = u_S = U_{Z_0}$
- 3) Mărind consumul prin sarcină (R_S scade), punctul de funcționare al diodei se deplasează în jos. La un anumit curent prin sarcină, $i_S = I_{S_{\max}}$, punctul de funcționare tinde spre (sau ajunge la) limita inferioară, în punctul P. Astfel, curentul prin diodă devine minim, $i_Z = I_{Z_{\min}}$, ca și tensiunea de la ieșire:
 $u_S = u_Z = U_{Z_{\min}} = U_{S_{\min}}$
 $R_S \rightarrow R_{S_{\min}} \Rightarrow i_S \rightarrow I_{S_{\max}} \Rightarrow \text{PSF}_{\text{Zener}} = P \Rightarrow i_Z = I_{Z_{\min}} \Rightarrow u_Z = u_S = U_{Z_{\min}}$

În concluzie:

- a) Variind sarcina între $R_{S_{\max}} (I_{S_{\min}})$ și $R_{S_{\min}} (I_{S_{\max}})$ tensiunea de ieșire variază în intervalul $u_S \in (U_{Z_{\min}}, U_{Z_{\max}})$. Se observă că reglarea și stabilizarea tensiunii de pe sarcină se realizează pe baza variației în antifază a curentului din sarcină cu cel ce străbate dioda Zener (tendinței de creștere a curentului din sarcină îi corespunde tendința de scădere a curentului prin diodă).
- b) Același mecanism acționează și în cazul variației tensiunii de intrare (obținută de obicei de la ieșirea unui redresor), Δu_I . De exemplu, creșterea tensiunii de la rețea (redresor) implică o creștere a tensiunii (u_I) și a curentului (i_I) de la intrarea stabilizatorului.

Variația curentului de intrare (Δi_I) va fi preluată în cea mai mare parte de variația curentului prin diodă (Δi_Z) și datorită caracteristicii acesteia rezultă o variație minimă a tensiunii de la ieșire $\Delta u_Z = \Delta u_S = \min$. În acest fel se poate considera că tensiunea, respectiv curentul prin sarcină rămân aproximativ constante.

➤ Parametrii stabilizatorului

În plaja de stabilizare a diodei ($u_I > V_{BR}$), ținând cont de (9.23) și folosind notațiile din figura 9.5, circuitul din figura 9.4b este caracterizat de ecuațiile:

$$\begin{cases} i_I = i_Z + i_S = I_{Z_0} + i_S \\ u_I = i_I R + u_S = i_I R + U_{Z_0} \\ u_S = U_{Z_0} = V_{BR} + r_Z i_Z = V_{BR} + r_Z I_{Z_0} \end{cases} \quad (9.24)$$

Din (9.24) eliminând pe i_I și i_Z , rezultă expresia tensiunii de ieșire:

$$u_S = \frac{R}{r_Z + R} V_{BR} - \frac{r_Z R}{r_Z + R} i_S + \frac{r_Z}{r_Z + R} u_I = U_{Z_0} \quad (9.25)$$

Ținând cont și de relația $u_S = R_S i_S$, expresia tensiunii pe sarcină devine:

$$u_S = \frac{V_{BR} R_S R + u_I r_Z R_S}{r_Z R + r_Z R_S + R_S R} = (R_S \parallel r_Z \parallel R) \left(\frac{V_{BR}}{r_Z} + \frac{u_I}{R} \right) \quad (9.26)$$

Deoarece $r_Z \ll R$ și $r_Z \ll R_S$, rezultă că $R_S \parallel r_Z \parallel R \cong r_Z$, astfel că $u_S \cong V_{BR} = \text{ct.}$

Ținând cont că $\Delta V_{BR} = 0$, expresia (9.25) pentru schema de regim dinamic devine:

$$\Delta u_S = -\frac{r_Z R}{r_Z + R} \Delta i_S + \frac{r_Z}{r_Z + R} \Delta u_I \quad (9.27)$$

Aceeași expresie se poate obține direct și pe circuitul din figura 9.4c.

Trecând de la variațiile infinitezimale la variațiile finite expresiile (9.13) și (9.14) devin

$$\frac{1}{S_0} = \left. \frac{\Delta u_S}{\Delta u_I} \right|_{i_S=ct} ; r_o = - \left. \frac{\Delta u_S}{\Delta i_S} \right|_{u_I=ct} \quad (9.28)$$

iar din expresia (9.27) aplicând (9.28) rezultă că:

1) Coeficientul de stabilizare S_0 ;

$$S_0 = \frac{R + r_Z}{r_Z} = 1 + \frac{R}{r_Z} \cong \frac{R}{r_Z} \quad (9.29)$$

2) Rezistența de ieșire (internă) a stabilizatorului r_o ;

$$r_o = \frac{r_Z R}{r_Z + R} \cong r_Z \quad (9.30)$$

Observație:

Pentru a se obține un coeficient de stabilizare mai mare trebuie mărită rezistența R . În acest caz se disipă mai multă putere, inutil pe această rezistență. Odată cu creșterea rezistenței R crește și tensiunea redresată necesară.

Rezistența de ieșire este practic egală cu rezistența dinamică r_Z a diodei Zener.

➤ Proiectare

Pentru ca dioda Zener să stabilizeze este obligatoriu ca aceasta să funcționeze în regiunea de stabilizare (străpungere inversă).

O primă concluzie este aceea că pentru a obține tensiunea stabilizată $U_{Z_0} \cong V_{BR}$, schema trebuie să fie alimentată cu o tensiune u_I mai mare ca valoarea V_{BR} a diodei.

Valoarea $u_I - u_Z$ (preluată de rezistența R) reprezintă practic tensiunea care dictează valoarea curentului prin diodă, deoarece dacă $u_I \leq V_{BR}$ dioda rămâne blocată.

Pentru proiectarea stabilizatorului este necesar a se determina intervalul de valori pe care le poate lua rezistența R (care preia tensiunea $u_I - u_Z$), pentru ca dioda să mențină la bornele ei tensiunea aproximativ constantă $u_Z \cong V_{BR}$. Pentru ca dioda să poată “păstra” la bornele ei o valoare constantă a tensiunii este necesar ca valoarea curentului prin diodă să respecte condiția:

$$I_{Z_m} < i_Z < I_{Z_M} \quad (9.31)$$

unde:

$I_{Z_m} < I_{Z_{min}}$ este o dată de catalog, corespunzând punctului B de pe caracteristica diodei (punctul limită de intrare în zona de stabilizare; la o valoare mai mică a curentului, dioda nu mai stabilizează, adică funcționează în zona “cotului” caracteristicii statice inverse (situat în jurul punctului V_{BR}), specific tranziției din regiunea de polarizare inversă în cea de străpungere inversă).

$I_{Z_M} > I_{Z_{max}}$ este determinat din considerente de putere: $I_{Z_M} = \frac{P_{Z_M}}{u_Z}$, unde P_{Z_M} este

disipația de putere maxim admisibilă pe diodă; la o valoare mai mare a curentului se poate străpunge (termic) joncțiunea diodei – vezi figura 9.4 în care s-a reprezentat cu linie punctată hiperbola de disipație maximă: $P_{Z_M} = i_Z u_Z \cong i_Z V_{BR}$.

Neglijând rezistența r_Z , din figura 9.3b se poate scrie că:

$$\begin{cases} u_I = u_Z + i_I R \\ i_I = i_Z + i_S \end{cases} \Rightarrow R = \frac{u_I - u_Z}{i_Z + i_S} \quad (9.32)$$

Se consideră că tensiunea de intrare are o variație, $\Delta u_I = u_{I_{\max}} - u_{I_{\min}}$, adică $u_I \in (u_{I_{\min}}, u_{I_{\max}})$.

Această variație produce o modificare a curentului de intrare $\Delta i_I = i_{I_{\max}} - i_{I_{\min}}$, adică $i_I \in (i_{I_{\min}}, i_{I_{\max}})$.

Cum variația curentului de intrare (Δi_I) va fi preluată în cea mai mare parte de variația curentului prin diodă (Δi_Z) se pot scrie următoarele implicații:

$$\begin{cases} u_{I_{\max}} \Rightarrow i_{I_{\max}} \Rightarrow i_{Z_{\max}} \Rightarrow i_{S_{\min}} \\ u_{I_{\min}} \Rightarrow i_{I_{\min}} \Rightarrow i_{Z_{\min}} \Rightarrow i_{S_{\max}} \end{cases} \quad (9.33)$$

Din (9.32) și (9.33) se observă că valoarea rezistenței R variază invers proporțional cu valoarea curentului prin diodă. În consecință valorile limită ale rezistenței R devin:

$$\begin{cases} R_{\min} = \frac{u_{I_{\max}} - V_{BR}}{i_{Z_{\max}} + i_{S_{\min}}} \\ R_{\max} = \frac{u_{I_{\min}} - V_{BR}}{i_{Z_{\min}} + i_{S_{\max}}} \end{cases} \quad (9.34)$$

Concluzie:

Relația (9.34) permite alegerea rezistenței R când se cunosc: valorile tensiunii de intrare ($u_{I_{\max}}, u_{I_{\min}}$), ale curentului de sarcină ($i_{S_{\max}}, i_{S_{\min}}$) și tipul diodei ($i_{Z_{\max}}, i_{Z_{\min}}$);

Relația (9.34) permite alegerea diodei când se cunosc: valorile tensiunii de intrare ($u_{I_{\max}}, u_{I_{\min}}$), ale curentului de sarcină ($i_{S_{\max}}, i_{S_{\min}}$) și ale rezistenței R ($R_{\max}, R_{\min}$);

9.3.2. Stabilizatoare electronice de tip derivație cu reacție

➤ Principiul de funcționare:

Schema bloc a stabilizatorului electronic de tip derivație cu reacție este prezentată în figura 9.5. Tensiunea de ieșire este eșantionată cu circuitul de eșantionare E și comparată în circuitul de comparare C cu tensiunea obținută de la sursa de referință Ref.

Semnalul de eroare produs de comparator este amplificat cu ajutorul amplificatorului de eroare AE, fiind aplicat în final elementului de reglaj derivație ERD.

Fenomenul de stabilizare se desfășoară conform schemei următoare:

Dacă u_S crește: $\left. \begin{matrix} k \cdot u_S \uparrow \\ V_{ref} = ct \end{matrix} \right\} \Rightarrow \varepsilon \uparrow \Rightarrow \varepsilon \cdot A \uparrow \Rightarrow i_{ERD} \uparrow \Rightarrow i_S \downarrow \Rightarrow u_S \downarrow$
 $\varepsilon = k \cdot u_S - V_{ref}$
 $i_I = i_{ERD} + i_S$

Dacă u_S scade: $\left. \begin{matrix} k \cdot u_S \downarrow \\ V_{ref} = ct \end{matrix} \right\} \Rightarrow \varepsilon \downarrow \Rightarrow \varepsilon \cdot A \downarrow \Rightarrow i_{ERD} \downarrow \Rightarrow i_S \downarrow \Rightarrow u_S \uparrow$
 $\varepsilon = k \cdot u_S - V_{ref}$
 $i_I = i_{ERD} + i_S$

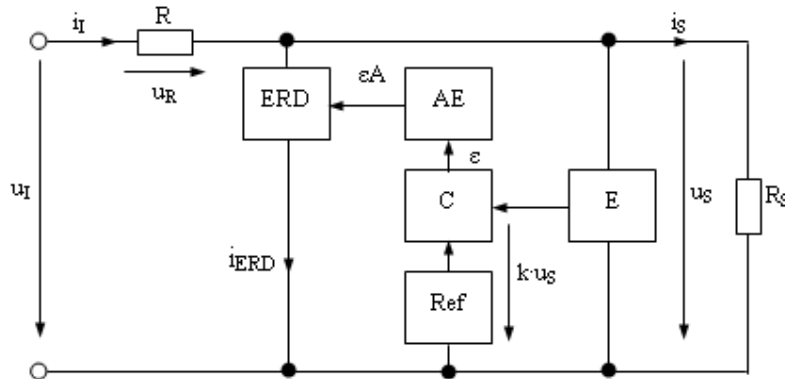


Fig. 9.6 Schema bloc a unui stabilizator de tip derivație cu reacție

Se poate observa că pentru o funcționare corectă, circuitele de reglare trebuie să asigure o reacție negativă: tendinței de variație a mărimii reglate (u_S în cazul de față), circuitul îi răspunde printr-o comandă ce determină variația acestuia în sens contrar.

În figura 9.7 se prezintă schema unui stabilizator derivație cu reacție, fără amplificator de eroare.

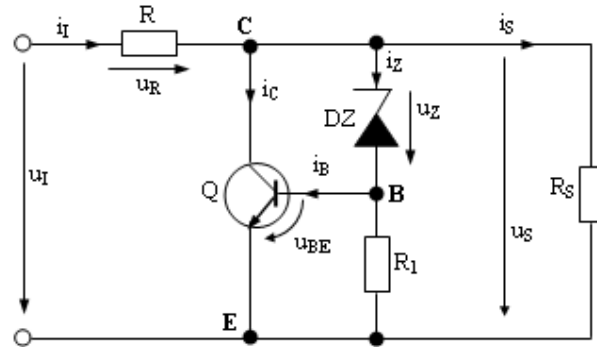


Fig. 9.7 Schema stabilizatorului derivație cu reacție, fără amplificator de eroare

➤ Funcționare:

Se propun două variante de explicare a modului de stabilizare a tensiunii de intrare:

- 1) Conform figurii 9.7 se scrie că:

$$u_S = u_Z + u_{BE} \quad (9.35)$$

Indiferent de variația tensiunii de intrare (redresate) u_I , atât timp cât tranzistorul Q și dioda Zener sunt în conducție, este valabilă relația (9.35).

Pentru că:

$$\begin{cases} u_{BE} \approx \text{ct.} \\ u_Z \approx V_{BR} = \text{ct.} \end{cases} \quad (9.36)$$

rezultă, conform (9.35) că tensiunea de ieșire u_S nu poate varia mai mult decât suma variațiilor celor două tensiuni din (9.36):

$$\Delta u_S = \Delta u_Z + \Delta u_{BE} \approx 0 \quad (9.37)$$

În consecință, tensiunea de sarcină variază în limite foarte mici, funcția de stabilizare fiind astfel îndeplinită.

- 2) Întreaga tensiune de ieșire u_S se compară cu tensiunea de referință u_Z în baza tranzistorului Q (ce are rol de comparator în acest context). Tensiunea de intrare în tranzistor, conform (9.35) este $u_{BE} = u_S - u_Z$, care este tocmai semnalul de eroare din figura 9.6. Tensiunea u_{BE} este în fază cu tensiunea de ieșire, deci în cazul în mărirea u_S , crește curentul i_C prin tranzistor (care astfel se comportă ca un amplificator de eroare) și, în consecință, se mărește și tensiunea pe rezistorul R care preia astfel variația tensiunii de ieșire. Se vede astfel că tranzistorul Q îndeplinește toate funcțiile menționate anterior: comparator, amplificator de eroare și ERD. Dioda Zener are rolul de a furniza tensiunea de referință.

Merită subliniat faptul că în această configurație se micșorează substanțial curentul i_Z comparativ cu stabilizatorul parametric, deci și variațiile Δu_Z . Cauza este faptul că valoarea rezistenței R_1 din figura 9.7 este mult superioară valorii rezistenței R din figura 9.3. Se poate interpreta circuitul R_1 -DZ ca un stabilizator parametric cu o sarcină (i_B) foarte mică.

Modul de reglare (stabilizare) a tensiunii în care se pune în evidență reacția negativă poate fi prezentat schematic astfel:

$$u_S \uparrow \xRightarrow[u_Z=\text{ct.}]{u_S = u_Z + u_{BE}} u_{BE} \uparrow \Rightarrow i_B \uparrow \Rightarrow i_C \uparrow \Rightarrow i_I \uparrow \Rightarrow u_R \uparrow \Rightarrow u_S \downarrow \quad (9.38)$$

➤ Parametrii stabilizatorului:

Pentru determinarea expresiilor parametrilor stabilizatorului se utilizează (9.28).

Metoda utilizată este de a trata liniar schema stabilizatorului în c.a. la semnal mic. Pentru aceasta se va lucra pe o schemă echivalentă – vezi figura 9.7 – în care tranzistorul este echivalat prin modelul său cu parametrii hibridi.

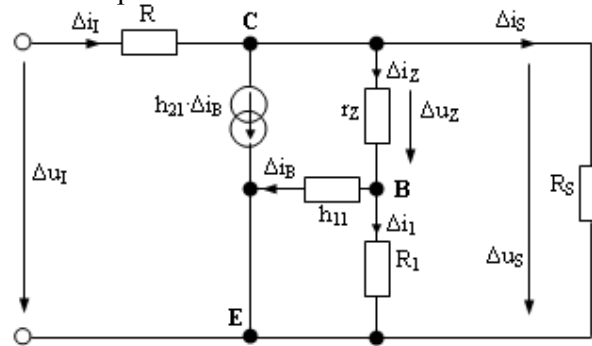


Fig. 9.7 Schema echivalentă a stabilizatorului în c.a. la semnal mic

1) Determinarea coeficientului de stabilizare:

În conformitate cu $\frac{1}{S_0} = \frac{\Delta u_S}{\Delta u_I} \Big|_{i_S = ct}$, cum $i_S = ct$, rezultă că $\Delta i_S = 0$, astfel că

schema din figura 9.7. se poate considera că funcționează în gol.

Considerând nodul E ca referință, se scriu succesiv relațiile:

$$\begin{aligned} \Delta i_Z &= \frac{V_C}{r_Z + R_1 \parallel h_{11}} = \frac{R_1 + h_{11}}{r_Z R_1 + r_Z h_{11} + R_1 h_{11}} \Delta u_S \\ V_B &= (R_1 \parallel h_{11}) \Delta i_Z = \frac{R_1 h_{11}}{r_Z R_1 + r_Z h_{11} + R_1 h_{11}} \Delta u_S \\ \Delta i_B &= \frac{V_B}{h_{11}} = \frac{R_1}{r_Z R_1 + r_Z h_{11} + R_1 h_{11}} \Delta u_S \\ \Delta i_I &= h_{21} \Delta i_B + \Delta i_Z = \frac{\Delta u_I - \Delta u_S}{R} \end{aligned} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{R_1}{r_Z R_1 + r_Z h_{11} + R_1 h_{11}} \Delta u_S + \frac{R_1 + h_{11}}{r_Z R_1 + r_Z h_{11} + R_1 h_{11}} \Delta u_S = \frac{\Delta u_I - \Delta u_S}{R} \quad (9.39)$$

Din (9.39) se obține imediat:

$$\Delta u_I = \Delta u_S \left(1 + R \frac{R_1 (1 + h_{21}) + h_{11}}{r_Z R_1 + r_Z h_{11} + R_1 h_{11}} \right) \quad (9.40)$$

Din (9.28) și (9.40) rezultă:

$$S_0 = 1 + R \frac{R_1 (1 + h_{21}) + h_{11}}{r_Z R_1 + r_Z h_{11} + R_1 h_{11}} \quad (9.41)$$

Expresia (9.41) poate fi adusă într-o formă simplificată, observându-se că $r_Z \ll R_1$ (R_1 este rezistența de polarizare a DZ și are o valoare mare, după cum s-a menționat anterior) și că $h_{21} \gg 1$:

$$\begin{aligned} S_0 &= 1 + R \frac{(1 + h_{21}) \frac{R_1}{h_{11}} + 1}{\left(\frac{R_1}{h_{11}} + 1 \right) r_Z + R_1} \approx 1 + R \frac{(1 + h_{21}) \frac{R_1}{h_{11}} + 1}{R_1} \approx 1 + R \frac{h_{21}}{h_{11}} = \\ &= 1 + g_m R \end{aligned} \quad (9.42)$$

2) Determinarea rezistenței de ieșire:

În conformitate cu definiția $r_o = -\frac{\Delta u_S}{\Delta i_S} \Big|_{u_I = ct}$, schema din figura 9.7 se poate

considera că funcționează cu intrarea în scurtcircuit, deoarece $u_I = ct \Rightarrow \Delta u_I = 0$.

Expresia stabilită în (9.39) pentru Δi_B și Δi_Z rămân valabile și în noile condiții, deci curentul generatorului devine:

$$h_{21}\Delta i_B = \frac{h_{21}R_1}{r_Z R_1 + r_Z h_{11} + R_1 h_{11}} \Delta u_S \quad (9.43)$$

Ținând cont de (9.43), (9.39) și de sensurile curenților din figura 9.8, rezultă că:

$$\Delta i_I = -\frac{\Delta u_S}{R}$$

și, în conformitate cu teorema I a lui Kirchoff:

$$\begin{aligned} \Delta i_S &= \Delta i_I - h_{21}\Delta i_B - \Delta i_Z = \\ &= -\frac{\Delta u_S}{R} - \frac{h_{21}R_1}{r_Z R_1 + r_Z h_{11} + R_1 h_{11}} \Delta u_S - \frac{R_1 + h_{11}}{r_Z R_1 + r_Z h_{11} + R_1 h_{11}} \Delta u_S = \\ &= -\Delta u_S \left(\frac{1}{R} + \frac{(1 + h_{21})R_1 + h_{11}}{r_Z R_1 + r_Z h_{11} + R_1 h_{11}} \right) \end{aligned}$$

Rezultă că:

$$r_o = -\frac{\Delta u_S}{\Delta i_S} = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{(1 + h_{21})R_1 + h_{11}}{r_Z R_1 + r_Z h_{11} + R_1 h_{11}}} \quad (9.44)$$

Ținând cont de expresia (9.41) a factorului de stabilizare, se obține:

$$r_o = \frac{1}{\frac{1}{R} + \frac{S_0 - 1}{R}} = \frac{R}{S_0} \quad (9.45)$$

Observație:

În condițiile, scurtcircuitului la intrarea circuitului din figura 9.8, sarcina generatorului de curent $h_{21}\Delta i_B$ este formată din 2 consumatori în paralel:

$$R \parallel (r_Z + R_1 \parallel h_{11}).$$

Evident, s-a consideră că R_S nu face parte din montaj deoarece scopul este determinarea rezistenței de ieșire a stabilizatorului.

În aceste condiții, este evident faptul că rezistența de ieșire se poate interpreta ca fiind rezistența echivalentă a circuitului, calculată între bornele de ieșire și considerând intrarea scurtcircuitată. Bineînțeles că trebuie avută în vedere definiția, deci toți curenții schemei trebuie să fie exprimați în funcție de Δi_S sau Δu_S .

Metoda folosită mai sus este cu siguranță mai rapidă, întrucât a valorificat rezultatele obținute la calculul factorului de stabilizare S_0 .

➤ Proiectarea în c.c.:

1) Determinarea valorii rezistenței R

Din schema din figura 9.7 se poate scrie că:

$$\begin{cases} u_I = R(i_C + i_Z + i_S) + u_S \\ u_S = u_Z + u_{BE} \end{cases}$$

$$\text{de unde rezultă că } R = \frac{u_I - u_Z - u_{BE}}{i_C + i_Z + i_S}$$

Cum $\begin{cases} u_{BE} \ll u_Z \\ i_Z \ll i_C + i_S \end{cases}$ rezultă că:

$$R \cong \frac{u_I - u_Z}{i_C + i_S} \quad (9.46)$$

Din (9.34) și (9.46) se obțin relațiile de calcul pentru R:

$$\begin{cases} R_{\min} = \frac{u_{I_{\max}} - V_{BR}}{i_{C_{\max}} + i_{S_{\min}}} \\ R_{\max} = \frac{u_{I_{\min}} - V_{BR}}{i_{C_{\min}} + i_{S_{\max}}} \end{cases} \quad (9.47)$$

2) Determinarea valorii rezistenței R_1 :

Se dimensionează astfel încât să permită trecerea lui $i_{Z_{\min}}$ atunci când tranzistorul este blocat:

$$R_1 = \frac{V_\gamma}{I_{Z_{\min}}} \quad (9.48)$$

3) Limitările tranzistorului

Valorile maxime ale mărimilor electrice ce caracterizează funcționarea tranzistorului sunt date de catalog, astfel:

$$\begin{cases} V_{CE_{\max}} \approx V_{BR} \leq V_{CE_M} \\ I_{CE_{\max}} \leq I_{C_M} \\ P_{C_{\max}} = V_{CE_{\max}} I_{CE_{\max}} \leq P_{C_M} \end{cases} \quad (9.49)$$

Observație:

Pentru obținerea unei tensiuni de ieșire mai mare decât valoarea tensiunii V_{BR} , se poate utiliza schema prezentată în figura 9.9.

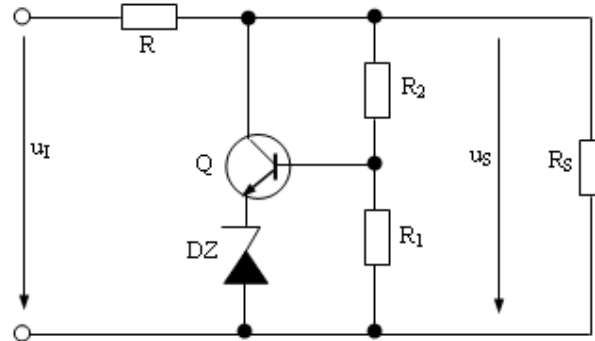


Fig. 9.9 Schema stabilizatorului derivație în care $u_S > V_{BR}$

Conform schemei din figura 9.9 se poate scrie:

$$u_S = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(u_Z + u_{BE}) \quad (9.51)$$

9.4. STABILIZATOARE CU ELEMENT DE REGLAJ SERIE

Reglarea serie comportă plasarea elementului de reglaj (ERS) în serie cu sarcina – vezi figura 9.10.

➤ Funcționare:

Elementul de reglaj serie ERS are trei borne. Între bornele 1-2 comportarea elementului de reglaj poate fi echivalată cu cea a unei rezistențe variabile ce este comandată, direct proporțional, de tensiunea dintre bornele 2-3, unde $u_{23} = u_S$ (sau tensiunea de ieșire).

Această dependență poate fi prezentată schematic astfel:

$$u_S = u_{23} \uparrow \Rightarrow r_{12} \uparrow \Rightarrow u_{12} \uparrow \quad (9.51)$$

Creșterea (descreșterea) tensiunii de intrare u_I duce (într-o primă instanță) la creșterea (descreșterea) tensiunii de ieșire $u_{23} = u_S$. Conform (9.51) această variație a tensiunii de ieșire are același efect asupra valorii tensiunii u_{12} . Cum $u_{23} = u_I - u_{12}$ și u_I , u_{12} au aceeași tendință, rezultă că în final tensiunea de ieșire nu mai este afectată într-o mare măsură de variațiile tensiunii de intrare. Schematic această stabilizare (prin efectul unei reacții negative) se poate reprezenta astfel:

$$u_I \uparrow \Rightarrow u_S = u_{23} \uparrow \Rightarrow r_{12} \uparrow \Rightarrow u_{12} \uparrow \xRightarrow{u_S = u_I - u_{12}} u_S = u_{23} \downarrow \quad (9.52)$$

Din punct de vedere al regimurilor limită de funcționare (gol/scurtcircuit) la ieșire, se poate afirma că situația se inversează față de stabilizatoarele derivație.

- Funcționarea în gol este nepericuloasă, deoarece ERS este parcurs de curentul de sarcină, care în acest caz este nul.
- Regimul de funcționare în scurtcircuit poate fi periculos pentru E.R.S., întrucât curentul i_S suferă o creștere pronunțată.

Din acest motiv, prezența circuitelor de protecție la suprasarcină și/sau scurtcircuit este obligatorie.

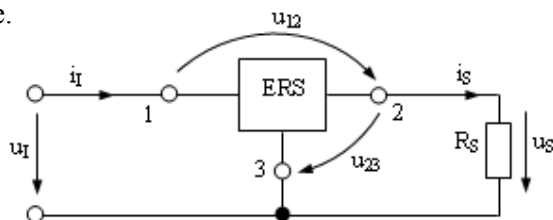


Fig. 9.10 Schema bloc corespunzătoare tehnicii de reglaj serie

Observație:

Schema serie conduce la circuite mai complexe față de cazul schemelor derivație, avantajul fiind acela că asigură o mai bună stabilizare și un randament mai bun.

9.4.1. Stabilizatoare electronice de tip serie cu reacție

- Principiul de funcționare:

Schema bloc a stabilizatorului electronic de tip serie cu reacție este prezentat în figura 9.11. Tensiunea de ieșire este eșantionată cu circuitul de eșantionare E și comparată în circuitul de comparare C cu tensiunea obținută de la sursa de referință Ref.

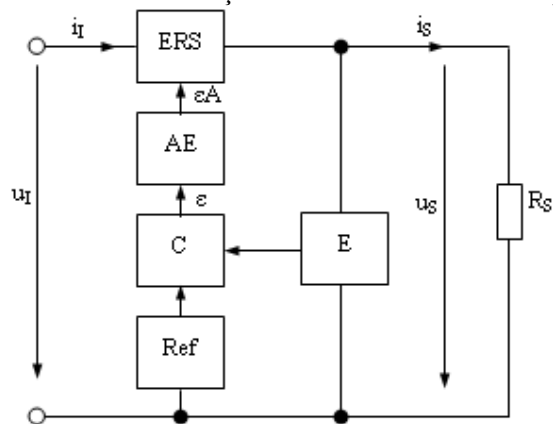


Fig. 9.11. Schema bloc a stabilizatorului de tip serie cu amplificator de eroare
Semnalul de eroare produs de comparator este amplificat cu ajutorul amplificatorului de eroare AE, fiind aplicat în final elementului de reglaj serie ERS.

Creșterea tensiunii de ieșire (datorită creșterii tensiunii de intrare sau a scăderii curentului de sarcină) produce o scădere a curentului în ERS, (de obicei un tranzistor) și deci o creștere a tensiunii pe acesta, care reduce din creșterea inițială a tensiunii de ieșire. ERS suportă întreg curentul de sarcină

În figura 9.12 se prezintă schema unui stabilizator serie cu reacție fără amplificator de eroare.

➤ Funcționare:

Se propun două variante de explicare a modului de stabilizare a tensiunii de intrare:

- 1) Stabilizatorul parametric (R și DZ) asigură în baza tranzistorului Q o tensiune aproximativ constantă (u_Z). Variația tensiunii de intrare (redresate) u_I , implică o variație a curentului de colector a tranzistorului Q. În cazul unui tranzistor, pentru variații mari ale curentului de colector i_C , tensiunea u_{BE} prezintă variații mici. Conform figurii 9.12 se scrie că:

$$u_S = u_Z - u_{BE} \quad (9.53)$$

și conform (9.36) se poate afirma că tensiunea de ieșire are o variație mică. Altfel spus, conform (9.53) rezultă că tensiunea de ieșire u_S nu poate varia mai mult decât diferența variațiilor celor două tensiuni,

$$\Delta u_S = \Delta u_Z - \Delta u_{BE} \approx 0 \quad (9.54)$$

În consecință, tensiunea de sarcină variază în limite foarte mici, funcția de stabilizare fiind astfel îndeplinită.

- 2) Întreaga tensiune de ieșire u_S se compară cu tensiunea de referință u_Z în baza tranzistorului Q (ce are rol de comparator în acest context). Tensiunea de intrare în tranzistor, conform (9.53) este $u_{BE} = u_Z - u_S$, adică tocmai semnalul de eroare din figura 9.11. Tensiunea u_{BE} este în antifază cu tensiunea de ieșire, deci în cazul măririi u_S , se micșorează curentul i_C prin tranzistor (care astfel se comportă ca un amplificator de eroare) și, în consecință, se mărește și tensiunea pe tranzistorul Q care preia astfel variația tensiunii de ieșire. Se vede astfel că tranzistorul Q îndeplinește toate funcțiile menționate anterior: comparator, amplificator de eroare și ERS. Dioda Zener are rolul de a furniza tensiunea de referință.

Merită subliniat faptul că în această configurație, la fel ca și în cazul stabilizatorului cu ERD, se micșorează substanțial curentul i_Z comparativ cu stabilizatorul parametric, deci și variațiile Δu_Z . Cauza este faptul că valoarea rezistenței R din figura 9.12 este mult superioară valorii rezistenței R din figura 9.3. Se poate interpreta circuitul R-DZ ca un stabilizator parametric cu o sarcină (i_B) foarte mică.

Montajul se numește și stabilizator repetor pe emitor, deoarece tranzistorul Q este în conexiunea CC. În acest caz, tensiunea ($u_Z \approx \text{ct.}$) aplicată între baza și colectorul tranzistorului se regăsește și la ieșirea lui, între bază și emitor (pe sarcină).

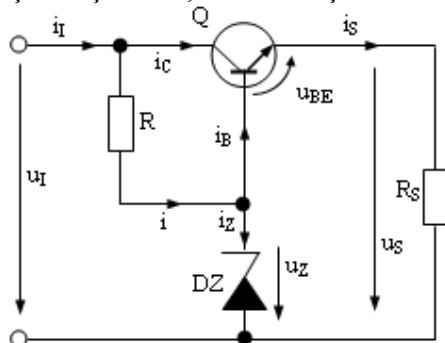


Fig. 9.12 Schema stabilizatorului serie cu reacție, fără amplificator de eroare

➤ Parametrii stabilizatorului

Pentru a determina expresiile parametrilor stabilizatorului se utilizează expresiile (9.28). Metoda utilizată este aceeași ca în cazul stabilizatorului derivație. Pentru aceasta este necesar lucrul pe o schemă echivalentă – vezi figura 9.13 - în care tranzistorul este echivalat prin modelul cu parametri hibrizi.

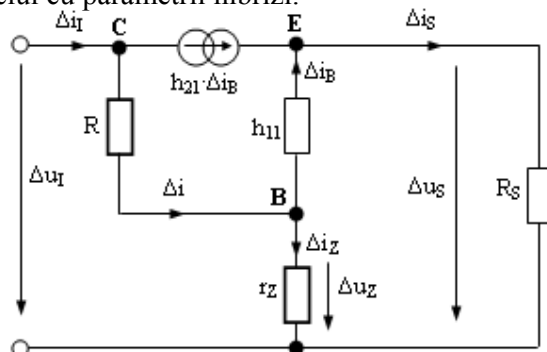


Fig. 9.13. Schema echivalentă a stabilizatorului serie în c.a. la semnal mic

1) Determinarea coeficientului de stabilizare:

În conformitate cu $\frac{1}{S_0} = \frac{\Delta u_S}{\Delta u_I} \Big|_{i_S = ct}$, cum $i_S = ct$, rezultă că $\Delta i_S = 0$, astfel că schema din

figura 9.13 se poate considera că funcționează în gol.

În aceste condiții se scrie că:

$$\Delta i_S = h_{21} \Delta i_B + \Delta i_B = 0 \Rightarrow \Delta i_B = 0,$$

adică variația curentului din baza tranzistorului este nulă (în realitate foarte mică). În aceste condiții schema echivalentă dinamică de semnal mic a stabilizatorului serie devine cea prezentată în figura 9.14a.

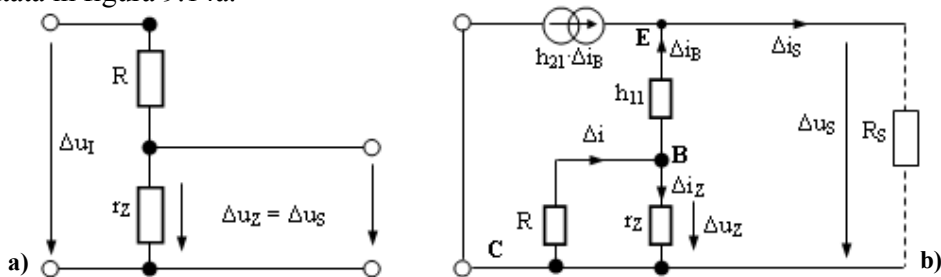


Fig. 9.14 Scheme echivalente simplificate ale stabilizatorului serie în c.a. la semnal mic

a) Schema pentru determinarea factorului de stabilizare S_0 ($i_S = ct.$)

b) Schema pentru determinarea rezistenței interne r_o ($u_I = ct.$)

Conform schemei din figura 9.14 rezultă că:

$$\Delta u_S = \frac{r_Z}{r_Z + R} \Delta u_I$$

și, ținând cont de definiția (9.13) a coeficientului de stabilizare, se obține:

$$S_0 = \frac{r_Z + R}{r_Z} = 1 + \frac{R}{r_Z} \approx \frac{R}{r_Z} \quad (9.55)$$

Observații:

- Expresia coeficientului de stabilizare este identică cu cea obținută în cazul stabilizatorului parametric cu diodă Zener (9.29);
- Valoarea coeficientului de stabilizare poate fi mărită prin creșterea valorii rezistenței R (care este parcursă de un curent de aproximativ β ori mai mic decât curentul i_S).

2) Determinarea rezistenței de ieșire:

În conformitate cu definiția $r_o = -\frac{\Delta u_s}{\Delta i_s} \Big|_{u_i = ct}$, schema din figura 9.13

se poate considera că funcționează cu intrarea în scurtcircuit, deoarece $u_i = ct \Rightarrow \Delta u_i = 0$. Se obține astfel circuitul din figura 9.14b, pe care se observă că R și r_Z apar conectate în paralel, de unde rezultă că:

$$\left. \begin{aligned} \Delta i_Z &= -\frac{R}{R + r_Z} \Delta i_B \\ \Delta i &= \frac{r_Z}{R + r_Z} \Delta i_B \\ \Delta u_s &= -R \Delta i - h_{11} \Delta i_B \end{aligned} \right\} \Rightarrow \Delta i_B = -\frac{\Delta u_s}{\frac{r_Z R}{R + r_Z} + h_{11}} \quad (9.56)$$

De asemenea,

$$\Delta i_s = h_{21} \Delta i_B + \Delta i_B \Leftrightarrow \Delta i_B = \frac{\Delta i_s}{h_{21} + 1} \quad (9.57)$$

Egalând expresiile obținute în (9.56) și (9.57) pentru Δi_B , se obține rezistența de ieșire:

$$r_o = \frac{h_{11} + \frac{r_Z R}{r_Z + R}}{h_{21} + 1} \quad (9.58)$$

Cum $r_Z \ll R$, rezultă:

$$r_o \approx \frac{h_{11} + r_Z}{h_{21} + 1} \approx \frac{h_{11}}{h_{21} + 1} \quad (9.59)$$

➤ Proiectarea în c.c.

1) Determinarea valorii rezistenței R

Corespunzător schemei din figura 9.12 se scriu relațiile:

$$\begin{cases} u_i = i R + u_Z \\ i = i_Z + i_B \\ i_s = i_C + i_B = (\beta + 1) i_B \end{cases}$$

de unde rezultă că:

$$R = \frac{u_i - u_Z}{i_Z + \frac{i_s}{\beta + 1}} \quad (9.60)$$

Din (9.34) și (9.60) se obțin relațiile de calcul pentru R :

$$\begin{cases} R_{\min} = \frac{u_{I_{\max}} - V_{BR}}{i_{Z_{\max}} + \frac{i_{S_{\min}}}{\beta_{\max} + 1}} \\ R_{\max} = \frac{u_{I_{\min}} - V_{BR}}{u_{Z_{\min}} + \frac{i_{S_{\max}}}{\beta_{\min} + 1}} \end{cases} \quad (9.61)$$

2) Limitările tranzistorului

Valorile maxime ale mărimilor electrice ce caracterizează funcționarea tranzistorului sunt date de catalog, astfel:

$$\begin{cases} V_{CE_{\max}} \approx U_{I_{\max}} - U_Z \leq V_{CE_M} \\ I_{CE_{\max}} \approx I_{S_{\max}} \leq I_{C_M} \\ P_{C_{\max}} = (U_{I_{\max}} - V_{BR}) I_{CE_{\max}} \leq P_{C_M} \end{cases} \quad (9.62)$$

Observații:

- 1) Dioda Zener lucrează în condiții mai ușoare decât în cazul stabilizatoarelor parametrice, deoarece preia doar variațiile curentului din baza tranzistorului, variațiile curentului de ieșire fiind preluate de curentul din colectorul tranzistorului;
- 2) Creșterea factorului de stabilizare se poate obține prin micșorarea valorii rezistenței de ieșire, deoarece, conform (9.60), acest lucru se poate realiza prin mărirea factorului de amplificare $\beta \cong h_{11}$. Acest lucru se poate realiza prin înlocuirea tranzistorului din schema din figura 9.12 cu un montaj Darlington – vezi figura 9.15. În acest caz $\beta = \beta_1 \beta_2$.

Rezistența R_1 are rolul de a prelua curentul rezidual al tranzistorului Q_1 , astfel încât curentul de emitor al acestuia să poată scădea până la zero.

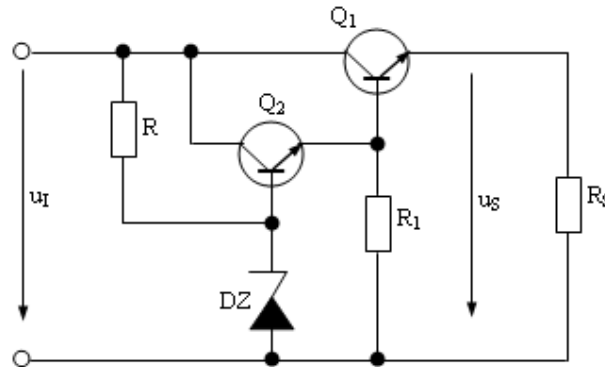


Fig. 9.15 Schema stabilizatorului serie cu reacție, fără amplificator de eroare cu montaj Darlington

9.4.2. Stabilizatoare electronice serie cu reacție cu amplificator de eroare

➤ Principiul de funcționare:

Schema bloc a stabilizatorului serie cu amplificator de eroare este prezentată în figura 9.16.

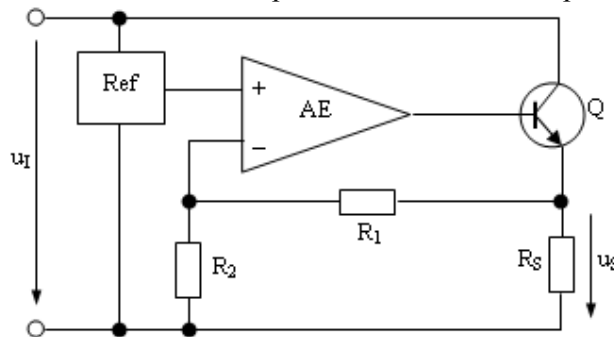


Fig. 9.16 Schema bloc a unui stabilizator de tip serie cu amplificator de eroare

La intrarea neinvertoare a amplificatorului de eroare se aplică tensiunea de referință, oferită de blocul Ref;

La intrarea inversoare a amplificatorului de eroare se aplică, prin intermediul reacției negative (formată de divizorul rezistiv R_1, R_2), o fracțiune din tensiunea de ieșire.

Tranzistorul Q lucrează ca repetor pe emitor (montaj cu tranzistorul în conexiunea CC – colector comun) și poate fi considerat etaj final al amplificatorului AE.

În figura 9.17 s-a înlocuit amplificatorul de eroare cu un tranzistor (Q) căruia i se aplică tensiunea de referință în emitor (intrarea neinversoare) și tensiunea de referință (tensiune de reacție negativă) în bază (intrarea inversoare). Tranzistorul Q₁ îndeplinește atât rolul circuitului de comparare (C) cât și pe cel al amplificatorului de eroare (AE).

➤ Funcționare:

Se propun două variante de explicare a modului de stabilizare a tensiunii de intrare:

1) Din figura 9.17, neglijând curentul de bază i_{B1} se scrie relația:

$$u_Z + u_{BE1} = u_S \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Leftrightarrow u_S = \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right)(u_Z + u_{BE1}) \quad (9.63)$$

Variația tensiunii de ieșire, conform (9.63) devine:

$$\Delta u_S = \left(\Delta u_Z + \Delta u_{BE1}\right) \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (9.64)$$

și conform (9.36) se poate afirma că tensiunea de ieșire are o variație mică.

2) O dată cu creșterea tensiunii de ieșire crește și tensiunea din baza tranzistorului Q₁ (tensiunea u_{BE1} este în fază cu tensiunea de ieșire u_S) – vezi (9.63). Creșterea tensiunii din baza acestui transistor duce la creșterea curentului său de colector, i_{C1} , respectiv a curentului i din rezistența R. De aici rezultă o scădere a curentului prin baza tranzistorului Q (i_B). Consecința imediată este micșorarea curentului de colector, respectiv din emitor a aceluiași tranzistor, în final producându-se o micșorare a curentului de sarcină (i_S) și implicit a tensiunii de ieșire (u_S). Modul de reglare (stabilizare) a tensiunii în care se pune în evidență reacția negativă descrisă mai sus poate fi prezentat schematic astfel:

$$u_S \uparrow \Rightarrow u_{BE1} \uparrow \Rightarrow i_{C1} \uparrow \Rightarrow i \uparrow \Rightarrow i_B \downarrow \Rightarrow i_C \downarrow \Rightarrow u_S \downarrow \quad (9.65)$$

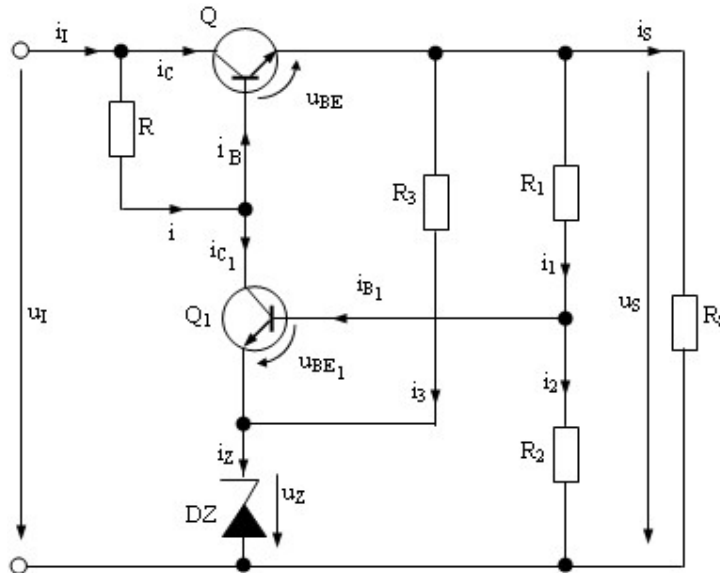


Fig. 9.17 Schema stabilizatorului de tip serie cu amplificator de eroare

➤ Proiectarea în c.c.:

1) Determinarea valorii rezistenței R₃

Deoarece această rezistență determină curentul de polarizare al diodei Zener (care asigură tensiunea de referință) trebuie dimensionată astfel încât $i_3 \gg i_{C1}$, deoarece este necesar ca variația curentului prin colectorul tranzistorului Q₁ să nu afecteze tensiunea de referință u_Z . Din schema din figura 9.17 se poate scrie că:

$$\begin{cases} u_S = u_Z + R_3 i_Z \\ i_Z \approx i_3 ; i_3 \gg i_{C1} \end{cases} \quad (9.66)$$

de unde rezultă că:

$$R_3 = \frac{u_S - u_Z}{i_Z} \quad (9.67)$$

Conform (9.34) se obțin relațiile de calcul pentru R_3 :

$$\begin{cases} R_{3_{\max}} = \frac{u_{S_{\max}} - V_{BR}}{I_{Z_{\min}}} \\ R_{3_{\min}} = \frac{u_{S_{\min}} - V_{BR}}{I_{Z_{\max}}} \end{cases} \quad (9.68)$$

2) Determinarea valorii rezistenței R :

R este conectată la tensiunea nestabilizată (de intrare), transmițând circuitului AE variațiile acesteia. Rolul ei este de a asigura curentul de polarizare a colectorului tranzistorului Q_1 , respectiv curentul de polarizare a bazei tranzistorului Q .

Din schema din figura 9.17 se poate scrie că:

$$\begin{cases} u_I = R i + u_{BE} + u_S \\ i = i_B + i_{C1} \end{cases} \quad (9.69)$$

de unde rezultă că:

$$R = \frac{u_I - u_{BE} - u_S}{i_B + i_{C1}} \quad (9.70)$$

Valorile extreme sunt date de:

$$\begin{cases} R_{\max} = \frac{u_{I_{\max}} - u_{BE} - u_{S_{\min}}}{i_{B_{\min}} + i_{C1_{\min}}} \\ R_{\min} = \frac{u_{I_{\min}} - u_{BE} - u_{S_{\max}}}{i_{B_{\max}} + i_{C1_{\max}}} \end{cases} \quad (9.71)$$

3) Determinarea valorii rezistențelor R_1 și R_2 :

Aceste componente ale circuitului de eșantionare sunt alese astfel încât $i_1 \gg i_{B1}$.

Valoarea maximă a acestor rezistențe este determinată de condițiile dinamice de funcționare ale stabilizatorului. Tranzistorul Q_1 trebuie să fie atacat în bază de un generator de tensiune, adică trebuie îndeplinită condiția:

$$\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \ll h_{11} + (1 + h_{21}) r_Z \quad (9.72)$$

Valoarea minimă a acestor rezistențe este determinată de condiția:

$$i_1 \cong i_2 \ll i_S \quad (9.73)$$

9.4.3. Circuite de protecție a stabilizatoarelor serie

În caz de suprasarcină sau scurtcircuit accidental, curentul prin tranzistorul serie poate crește foarte mult, depășindu-se astfel puterea maxim admisibilă, ceea ce poate duce la străpungerea acestuia prin ambalare termică.

Pentru a preveni distrugerea tranzistorului se prezintă în continuare câteva circuite ce limitează valoarea maximă a curentului prin sarcină.

➤ Schema cu diode

O schemă de protecție simplă este prezentată în figura 9.18.

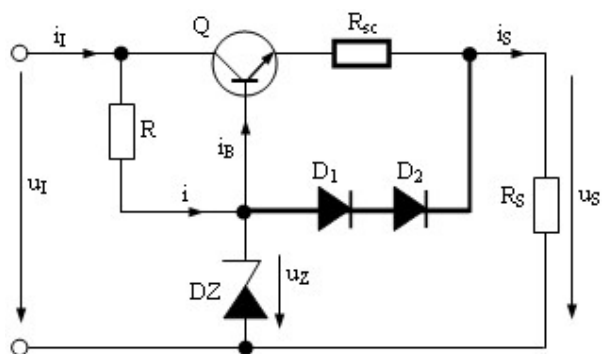


Fig. 9.18 Schema de protecție cu diode a stabilizatorului serie

1) Apariția fenomenului de suprasarcină:

Când curentul de sarcină depășește valoarea limită, diodele se deschid reducând valoarea curentului din baza tranzistorului Q. Curentul prin tranzistor se limitează la valoarea (maximă) I_{SM} :

$$I_{SM} = \frac{V_{\gamma 1} + V_{\gamma 2} - u_{BE}}{R_{sc}} \quad (9.74)$$

2) Apariția fenomenului de scurtcircuit:

Întreaga tensiune de intrare se va aplica pe tranzistorul Q. Curentul de scurtcircuit I_{SC} devine:

$$I_{SC} = \frac{u_I}{R} + I_{SM} \quad (9.75)$$

➤ Schema cu tranzistor

Schema de protecție este prezentată în figura 9.19.

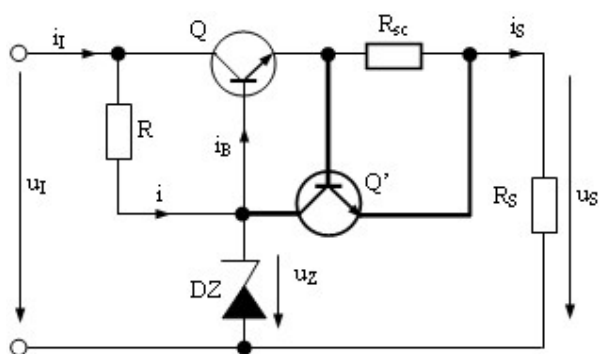


Fig. 9.19 Schema de protecție cu tranzistor a stabilizatorului serie

Când curentul de sarcină atinge valoarea

$$I_{SM} = \frac{u_{BE}}{R_{sc}} \quad (9.76)$$

tranzistorul Q' se deschide, reducând curentul din baza tranzistorului Q.

Observație:

Această schemă de protecție este utilizată în cazul stabilizatoarelor integrate.

Caracteristica externă a stabilizatoarelor cu protecție este prezentată în figura 9.20.

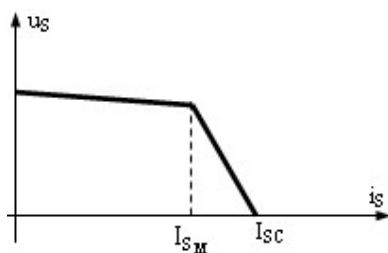


Fig. 9.20 Caracteristica externă proprie unui stabilizator de tensiune cu limitare de curent

Observație:

Pentru stabilizatoarele ce utilizează circuite de protecție ce limitează curentul conform caracteristicii prezentate în figura 9.20, în cazul scurtcircuitului la ieșire curentul prin tranzistor are valoarea maximă I_{SC} , iar pe tranzistor cade întreaga tensiune de intrare.

Pentru a înlătura acest inconvenient se utilizează circuitul de protecție din figura 9.21 (protecție “cu întoarcere”).

Protecția intră în funcțiune când valoarea curentului de sarcină depășește valoarea:

$$I_{SM} = \frac{1}{R_{sc}} \left[u'_{BE} \left(1 + \frac{R'}{R''} \right) + u_S \frac{R'}{R''} \right] \quad (9.77)$$

În condiții de scurtcircuit se obține:

$$I_{SC} = \frac{u'_{BE}}{R_{sc}} \left(1 + \frac{R'}{R''} \right) < I_{SM} \quad (9.78)$$

Caracteristica externă a stabilizatoarelor cu protecție este prezentată în figura 9.22.

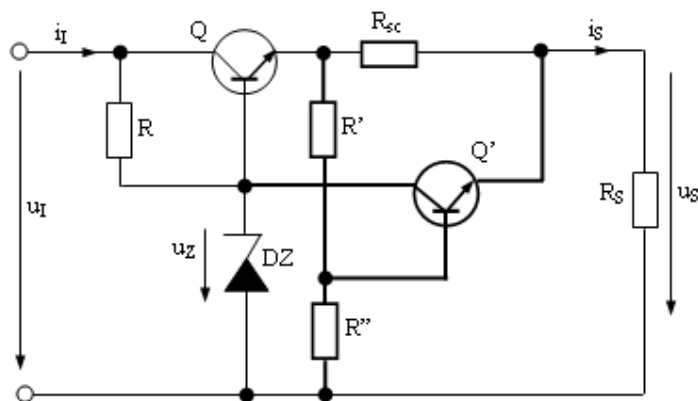


Fig. 9.21 Schema de protecție “cu întoarcere” a stabilizatorului serie

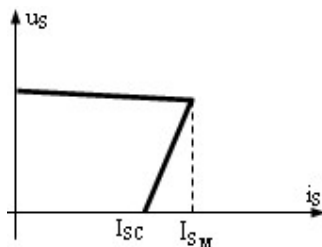


Fig. 9.22 Caracteristica externă proprie stabilizatorului serie “cu întoarcere”

9.5. APLICAȚII

9.5.1. În circuitul din figura 9.23a, dioda Zener are $V_{Z0} = 12V$ la $I_{Z0} = 20mA$ (fig. 9.23b), iar rezistența dinamică este $r_z = 10\Omega$ și se aproximează că este constantă. Plaja curenților de lucru ai diodei este $5...50mA$; $u_I = 40 \pm 2V$; $R = 500\Omega$; $R_S = 300\Omega$.

Să se calculeze:

- tensiunea nominală la ieșire și variațiile acesteia;
- limitele între care poate varia curentul furnizat de stabilizator;
- în ce condiții puterea disipată pe diodă este maximă și care este valoarea acesteia?

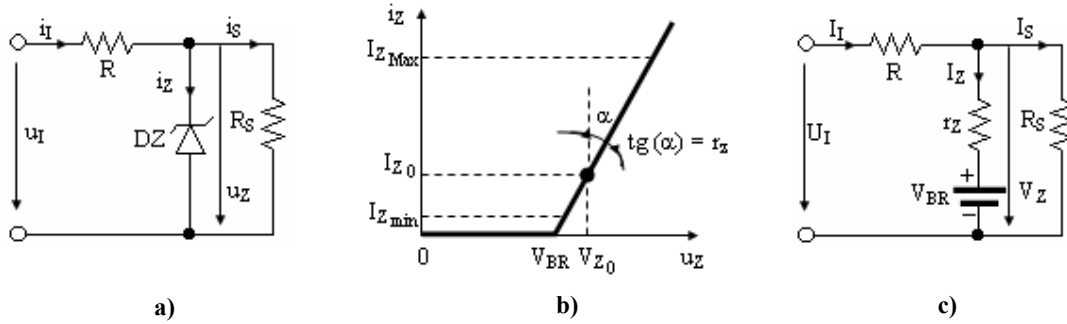


Fig. 9.23

Rezolvare

a) Caracteristica statică a diodei poate fi dedusă din datele prezentate în enunț:

$$\left. \begin{array}{l} u_Z = V_{BR} + r_z i_Z \\ V_{Z0} = 12V \\ I_{Z0} = 20mA \end{array} \right\} \Rightarrow V_{BR} = V_{Z0} - r_z \cdot I_{Z0} = 12 - 0,01 \cdot 20 = 11,8V$$

Cu ajutorul caracteristicii statice, dioda Zener se înlocuiește cu circuitul ei echivalent, obținându-se astfel schema din figura 9.23c.

Circuitul din figura 9.23c este descris de următorul sistem de ecuații:

$$\begin{cases} U_I = RI + V_Z \\ V_Z = V_{BR} + r_z I_Z \\ V_Z = U_S = R_S I_S \\ I_I = I_S + I_Z \end{cases}$$

Rezolvând sistemul se obține: $I_Z = 16,2mA$; $V_Z = 11,96V \cong 12V$.

Calculul variațiilor tensiunii de ieșire se (poate) face pe circuitul echivalent în regim dinamic (figura 9.24):

$$\Delta v_Z = \frac{r'_z}{R + r'_z} \cdot \Delta u_I = 0,062V$$

b) Conform schemei din figura 9.23c rezultă că:

$$I_I = \frac{U_I - V_Z}{R} \text{ și } \begin{cases} I_{I_{max}} = \frac{U_{I_{max}} - V_Z}{R} = \frac{42V - 12V}{500\Omega} = 60mA \\ I_{I_{min}} = \frac{U_{I_{min}} - V_Z}{R} = \frac{38V - 12V}{500\Omega} = 52mA \end{cases}$$

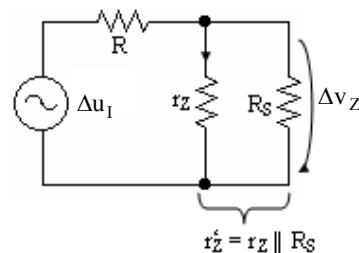


Fig. 9.24

Pentru o funcționare corectă, trebuie ca $I_{Z_{\min}} \leq I_Z \leq I_{Z_{\max}}$.

În acest caz:

$$\begin{cases} I_{Z_{\min}} = I_{I_{\min}} - I_{S_{\max}} \Rightarrow I_{S_{\max}} = I_{I_{\min}} - I_{Z_{\min}} = 47\text{mA} \\ I_{Z_{\max}} = I_{I_{\max}} - I_{S_{\min}} \Rightarrow I_{S_{\min}} = I_{I_{\max}} - I_{Z_{\max}} = 10\text{mA} \end{cases}$$

c) Conform definiției puterii disipate rezultă că:

$$P_d = V_Z \cdot I_Z \Rightarrow \begin{cases} P_{d_{\max}} = V_Z \cdot I_{Z_{\max}} = 12 \cdot 50 = 600\text{mW} \\ P_{d_{\min}} = V_Z \cdot I_{Z_{\min}} = 12 \cdot 5 = 60\text{mW} \end{cases}$$

9.5.2. În schema din figura 9.25, unde $u_I = 11 \pm 1\text{V}$ și $u_S = 8\text{V}$, să se calculeze valoarea rezistenței R în următoarele situații:

a) $10\text{mA} \leq i_S \leq 20\text{mA}$

b) $I_S = 15\text{mA}$

Se dau: $I_{Z_{\min}} = 5\text{mA}$; $I_{Z_{\max}} = 50\text{mA}$; $r_Z = 10\Omega$; $V_{Z0} = 8\text{V}$ la $I_{Z0} = 20\text{mA}$

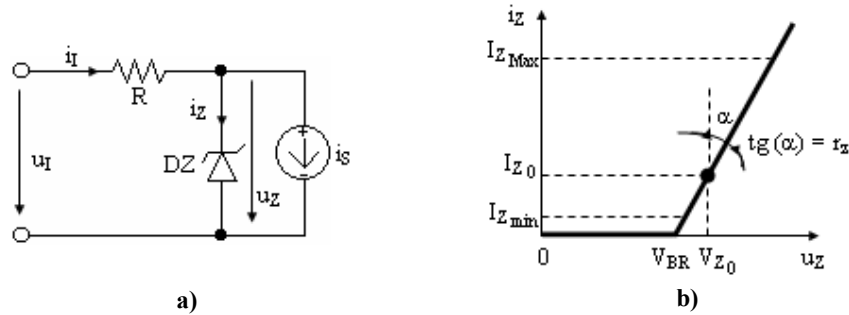


Fig. 9.25

Rezolvare:

Conform problemei anterioare se poate neglija variația tensiunii de ieșire și în consecință se va considera: $u_S = U_S = U_Z = u_Z = 8\text{V} = \text{ct.}$

$$R = \frac{u_I - U_Z}{i_Z + i_S}$$

$$\begin{cases} i_Z = I_{Z_{\min}} \Rightarrow R = R_{\max} \\ i_Z = I_{Z_{\max}} \Rightarrow R = R_{\min} \end{cases}$$

$I_{Z_{\min}}$ se obține atunci când $u_I = U_{I_{\min}}$; $i_S = I_{S_{\max}}$

$$\begin{cases} R_{\max} = \frac{U_{I_{\min}} - U_Z}{I_{Z_{\min}} + I_{S_{\max}}} = \frac{10 - 8}{5 + 20} = 0.08\text{k}\Omega \\ R_{\min} = \frac{U_{I_{\max}} - U_Z}{I_{Z_{\max}} + I_{S_{\min}}} = \frac{12 - 8}{50 + 10} = 0.06\text{k}\Omega \end{cases}$$

Dacă $I_S = 15\text{mA}$ atunci:

$$\begin{cases} R_{\max} = \frac{U_{I_{\min}} - U_Z}{I_{Z_{\min}} + I_S} = \frac{10 - 8}{5 + 15} = 0.1\text{k}\Omega \\ R_{\min} = \frac{U_{I_{\max}} - U_Z}{I_{Z_{\max}} + I_S} = \frac{12 - 8}{50 + 15} \cong 0.07\text{k}\Omega \end{cases}$$

9.5.3. O sursă de tensiune nestabilizată are $R_i = 9\Omega$ și $u_I = 25 \pm 5V$. Să se proiecteze un stabilizator parametric cu diodă Zener cu tensiunea de ieșire $u_S = 8 \dots 8.4V$ atunci când curentul de sarcină variază $i_S = 0 \dots 100mA$.

Rezolvare:

Situațiile limită ce pot apare în funcționarea stabilizatorului sunt:

$$u_I = U_{I_M} = 30V; i_Z = I_{Z_M}; u_Z = U_{S_M} = 8.4V; i_S = I_{S_M} = 0$$

$$u_I = U_{I_m} = 20V; i_Z = I_{Z_m}; u_Z = U_{S_m} = 8V; i_S = I_{S_M} = 100mA$$

Prima situație generează cazul cel mai defavorabil în care curentul ce trece prin dioda Zener este maxim (rezultă că din acest regim de funcționare se va determina puterea necesară diodei).

A doua situație generează cazul cel mai defavorabil în care curentul prin dioda Zener este minim (rezultă că din acest regim de funcționare se va determina curentul I_{Z_m} la care dioda trebuie să funcționeze în regiunea de străpungere a caracteristicii statice – regiunea de stabilizare).

Cele două situații amintite sunt reprezentate în figura 9.26.

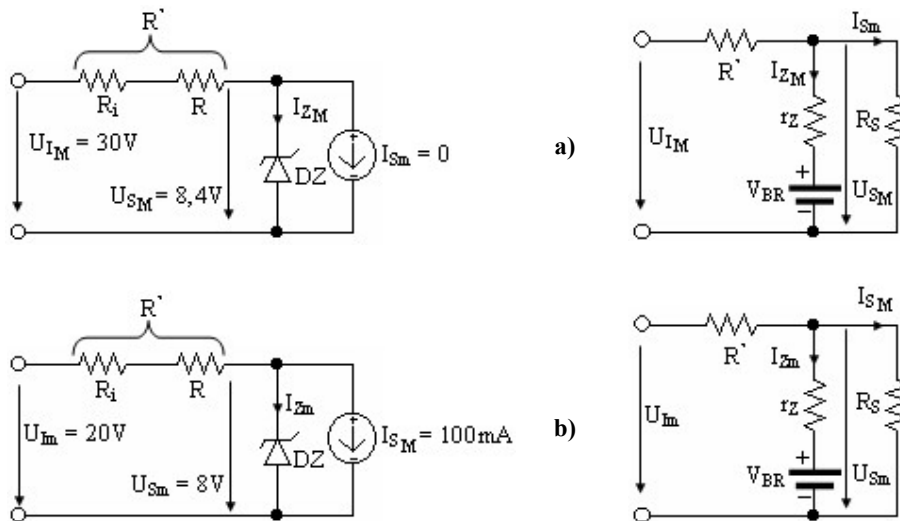


Fig. 9.26

Se pot scrie ecuațiile:

$$\begin{cases} U_{I_M} = U_{S_M} + R(I_{Z_M} + I_{S_M}) \\ U_{I_m} = U_{S_m} + R(I_{Z_m} + I_{S_M}) \\ U_{S_M} = V_{BR} + r_Z I_{Z_M} \\ U_{S_m} = V_{BR} + r_Z I_{Z_m} \end{cases}$$

Sistemul este de 4 ecuații cu 5 necunoscute: $R, V_{BR}, r_Z, I_{Z_m}, I_{Z_M}$.

Pentru a obține un sistem compatibil determinat se va introduce o relație suplimentară (numită relație de proiectare). Acest lucru poate fi făcut în mai multe moduri.

1) De exemplu se poate introduce puterea maxim admisibilă a diodei:

$$P_{DZ} = U_{S_M} I_{Z_M}$$

Deoarece $I_{S_m} = 0; I_{S_M} = 100mA$, rezultă că $I_{Z_{max}} > 100mA$. Ca urmare

$$P_{DZ} > V_{S_M} I_{Z_M} = 8.4V \cdot 100mA = 0.84W$$

Se poate deci adopta $P_{DZ_{max adm}} = 1 \text{ W}$ (valoarea standardizată) și $P_{DZ} = 0.95 \text{ W}$ (se ține cont și de curentul I_Z absorbit de dioda Zener pentru a realiza stabilizarea).

2) Altă modalitate (echivalentă cu prima variantă de calcul) este adoptarea valorii minime a curentului I_Z : $I_{Z_m} = 0.1 \cdot I_{S_M}$.

În continuare se va lucra cu această relație suplimentară, $I_{Z_m} = 10 \text{ mA}$, soluțiile sistemului fiind următoarele:

$$\begin{cases} R' = \frac{U_{I_m} - U_{S_m}}{I_{Z_m} + I_{S_M}} = \frac{20 - 8}{110} = 109 \Omega \Rightarrow R = 100 \Omega \\ I_{Z_M} = \frac{U_{I_M} - U_{S_M}}{R'} - I_{S_M} = 0.198 \text{ A} \approx 200 \text{ mA} \\ r_Z = \frac{U_{S_M} - U_{S_m}}{I_{Z_M} - I_{Z_m}} = 2 \Omega \\ V_{BR} = U_{S_m} - r_Z I_{Z_m} = 7.98 \text{ V} \approx 8 \text{ V} \end{cases}$$

În consecință, dioda Zener trebuie să fie caracterizată prin $V_Z = 8 \text{ V}$ și să funcționeze în plaja de curenți de la 10 mA la 200 mA , cu o rezistență dinamică de cel mult 2Ω .

Puterea maximă disipată pe dispozitiv este $P_{DZ} = V_{S_{max}} I_{Z_{max}} = 1.68 \text{ W}$.

Deci dioda Zener ce trebuie conectată în circuit va trebui să respecte condiția: $P_{DZ_{max adm}} \geq 2 \text{ W}$.

9.5.4. În schema din figura 9.27, tranzistorul bipolar este caracterizat de următorii parametri: $\beta = 100$; $U_{BE} = -0.65 \text{ V}$; $I_{CB_0} = 0$, iar dioda Zener: $V_{BR} = 10 \text{ V}$; $r_Z = 10 \Omega$.

Se dau: $u_I = 30 \pm 3 \text{ V}$; $R = 10 \text{ k}\Omega$; $i_S = 20 \pm 10 \text{ mA}$.

Să se calculeze variația tensiunii la ieșire Δu_S în cazul cel mai defavorabil.

Rezolvare:

Se pot scrie următoarele relații:

$$\begin{cases} u_I = v_Z + R \cdot i \\ v_Z = u_S + U_{EB} \\ v_Z = V_{BR} + r_Z i_Z \\ i = i_Z + i_B \\ i_S = i_E = i_C + i_B = i_B (\beta + 1) \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_Z = i - \frac{i_S}{\beta + 1} \\ i = \frac{u_I - v_Z}{R} \\ i_Z = \frac{v_Z - V_{BR}}{r_Z} \\ u_S = v_Z - U_{EB} \end{cases} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \frac{v_Z - V_{BR}}{r_Z} = \frac{u_I - v_Z}{R} - \frac{i_S}{\beta + 1} \Leftrightarrow v_Z \left(\frac{1}{R} + \frac{1}{r_Z} \right) = \frac{u_I}{R} + \frac{V_{BR}}{r_Z} - \frac{i_S}{\beta + 1}$$

Se obțin astfel expresiile:

$$\begin{cases} v_Z = (R \parallel r_Z) \cdot \left(\frac{u_I}{R} + \frac{V_{BR}}{r_Z} - \frac{i_S}{\beta} \right) \approx V_{BR} \\ u_S = (R \parallel r_Z) \cdot \left(\frac{u_I}{R} + \frac{V_{BR}}{r_Z} - \frac{i_S}{\beta} \right) - U_{EB} \approx V_{BR} - U_{EB} \end{cases}$$

Variația tensiunii pe sarcină rezultă prin derivare:

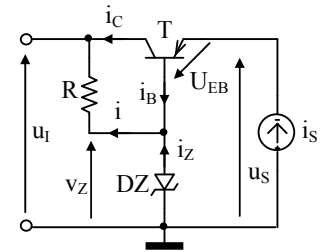


Fig. 9.27

$$du_s = \frac{\partial u_s}{\partial u_I} du_I + \frac{\partial u_s}{\partial i_s} di_s = (R \parallel r_Z) \left(\frac{du_I}{R} - \frac{di_s}{\beta + 1} \right)$$

În final rezultă:

$$\Delta u_s \approx (R \parallel r_Z) \cdot \left(\frac{\Delta u_I}{R} - \frac{\Delta i_s}{\beta} \right) \approx r_Z \cdot \left(\frac{\Delta u_I}{R} - \frac{\Delta i_s}{\beta} \right) = 10 \cdot \left(\frac{6}{10^4} - \frac{2}{10^4} \right) V = 40 \text{ mV}$$

Observații:

- S-a folosit aproximarea (uzuală) $i_C \cong i_E = i_s$ (adică s-a neglijat i_B).
- Parametrii stabilizatorului sunt:

$$\frac{1}{S_0} = \frac{\partial u_s}{\partial u_I} = \frac{R}{R \parallel r_Z} = 1 + \frac{R}{r_Z} \approx \frac{R}{r_Z}, \text{ regăsindu-se astfel (9.55).}$$

$$r_o = -\frac{\partial u_s}{\partial i_s} = \frac{R \parallel r_Z}{\beta} \approx \frac{r_Z}{\beta}$$

Comparând această expresie cu (9.58), se vede că există diferențe între ele. Astfel, în (9.58) apare impedanța de intrare a tranzistorului, h_{11} , considerabil mai mare decât r_Z . Cum $\beta \cong h_{21} \cong h_{21} + 1$ (pentru că $\beta \gg 1$), rezultă că expresia r_o stabilită prin calcul direct pe schemă este ușor optimistă (sugerează o rezistență de ieșire a stabilizatorului mai mică decât în realitate). De aici rezultă că este nevoie de o anumită precauție în utilizarea metodelor directe de calcul (derivarea relațiilor obținute la studiul regimului static).

Astfel, relațiile de mai sus sugerează că, în comparație cu stabilizatorul parametric cu DZ, stabilizatorul cu ERS are o rezistență de ieșire mult mai bună (de β ori mai mică) și același factor de stabilizare. În realitate, lucrurile stau exact invers: factorul de stabilizare este mult mai mare în cazul prezenței ERS, deoarece rezistența R se mărește considerabil față de valoarea necesară în cazul stabilizatorului parametric și, ținând cont de ordinele de mărime ale impedanței de intrare a tranzistorului ($h_{11} = \times 1 \text{ k}\Omega$) și a factorului de amplificare ($h_{21} = \beta = \times 100$), rezultă că rezistențele de ieșire sunt, ambele în jurul valorii r_Z ($\times 1 \Omega \dots \times 10 \Omega$). Altfel spus, stabilizatorul cu ERS minimizează mai bine variațiile tensiunii de intrare, nu și pe cele ale curentului de sarcină.

10. CIRCUITE INTEGRATE

10.1. INTRODUCERE

Un *circuit integrat* (CI) reprezintă un ansamblu de microcomponente electronice interconectate electric, distribuite cu densitate mare în volumul, sau pe suprafața unui suport (monocristal de siliciu, bază, pastilă sau chip) comun. Rezultă că din punctul de vedere al manipulării de orice fel (exploatării, testării, dar și al prezentării sau nomenclaturii) un CI se prezintă ca un obiect de sine stătător, ca un tot unitar. În figura 10.1 se prezintă două exemple (din marea multitudine) de capsule de circuite integrate.

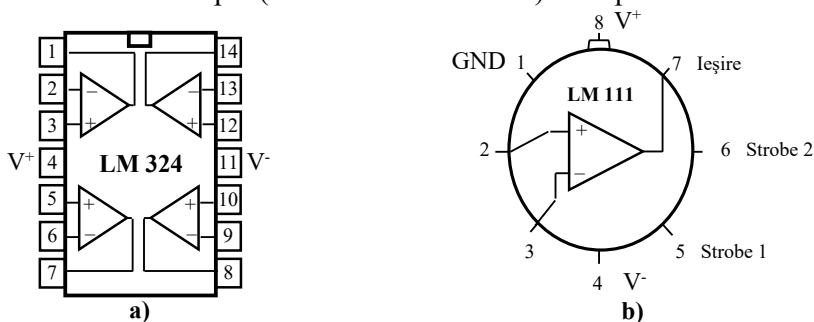


Fig. 10.1: Capsule de circuite integrate

- a) Capsulă tip DIL (Dual In Line) – DIL 14 (terminale) în figură;
- b) Capsula tip TO (Typical Outline) – TO 8 (terminale) în figură.

Monocristalul este o plăcuță semiconductoră de siliciu, cu grosimea de 0,2...0,3mm și suprafața de $1 \dots \times 10 \text{ mm}^2$. Microcomponentele active sau pasive ale circuitului apar sub formă de “insule”, cuprinse într-un strat subțire ($< 10 \mu\text{m}$) la suprafața substratului comun, semiconductor. Ele sunt formate din zone *p* sau *n*, de diferite dimensiuni și forme.

Nivelul complexității funcționale a unui CI se caracterizează cu ajutorul unor elemente de referință. Acestea sunt următoarele:

- *poarta logică*, pentru (CI care implementează) funcții logice,
- *celula de memorie “bit”*, pentru (CI care implementează) funcția de memorare,
- *circuitul amplificator elementar*, pentru (CI care implementează) funcții analogice.

Numărul de circuite echivalente ale unui CI reprezintă numărul de porți logice, biți sau amplificatoare elementare cu care se poate realiza funcția îndeplinită de circuitul electronic respectiv.

Parametrii care definesc capacitatea CI sunt densitatea de integrare și indicele de integrare.

Densitatea de integrare este numărul de microelemente pe unitatea de suprafață a pastilei semiconductoră, sau numărul de elemente și componente în unitatea de volum a capsulei CI hibrid, fără a considera și volumul terminalelor.

Indicele de integrare (N) reprezintă logaritmul zecimal al numărului de circuite echivalente ale CI, rotunjit superior la prima valoare întreagă.

Ținând cont de complexitatea CI se disting următoarele niveluri de integrare:

- *SSI (Small Scale Of Integration)*, corespunzător CI cu grad redus de integrare, având $N = 1$, sau până la 10 circuite echivalente pe cip;
- *MSI (Medium Scale Of Integration)*, pentru circuite cu grad mediu de integrare, având $N = 2$, sau între 10 și 100 circuite echivalente pe cip;
- *LSI (Large Scale Of Integration)* caracterizând circuitele cu grad mare de integrare, având $N = 3$, adică între 10^2 și 10^3 circuite echivalente pe cip;
- *VLSI (Very Large Scale Of Integration)*, corespunzător circuitelor cu grad foarte mare de integrare, având $N = 4$, adică între 10^3 și 10^4 circuite echivalente pe cip;
- *V²LSI, ULSI, sau SLSI (Very-Very, Ultra, Super LSI)*, categorie corespunzătoare unui indice de integrare $N > 5$.

Caracteristicile și proprietățile funcționale diferite ale celor două tipuri distincte de circuite electronice, *analogice* și *numerice*, vor imprima particularități specifice atât structurii și topologiei microelementelor, cât și configurațiilor de circuite adoptate în fiecare din cele două categorii.

Circuitele *analogice* prelucrează semnale cu variație *continuuă în timp*, ale căror *puteri* și *nivele* pot varia în *limite largi*. Circuitul fundamental este *amplificatorul*, al cărui punct de funcționare se află în regiunea de pantă maximă a caracteristicii de transfer, reprezentată pentru un amplificator inversor în figura 10.2a. Liniaritatea caracteristicii în această regiune este esențială pentru performanțele circuitului. Orice abatere de la forma liniară a acesteia duce la modificări însemnate ale mărimii de ieșire, deci la abateri de la funcționarea dorită. Rezultă o mare sensibilitate a circuitelor analogice la toleranțele de fabricație ale microelementelor, la modificarea parametrilor sub influența temperaturii sau în timp, și la perturbațiile interne sau externe de orice natură.

Structura și topologia microelementelor pentru CI analogice iau în considerare cerințele de amplificare și vehiculare a unor puteri și semnale, tensiuni și curenți relativi mari (tipic: $\times 1V \dots \times 10V$; $\times 1mA \dots \times 10mA$). Ca urmare se vor realiza tranzistoare având câștig mare de curent ($\beta > 100$) și suprafețe mari, proporționale cu curentul dorit. Pentru a asigura tensiuni mari de străpungere a joncțiunii colector substrat (100 V), rezistivitatea stratului epitaxial va fi relativ mare. Suprafețele mari ale joncțiunilor, vehicularea de sarcini electrice relativ însemnate și gradul redus de dopare a colectorului duc la apariția de efecte parazite importante capacitive și rezistive, care vor împiedica funcționarea corespunzătoare a acestor circuite la înaltă frecvență și în comutație.

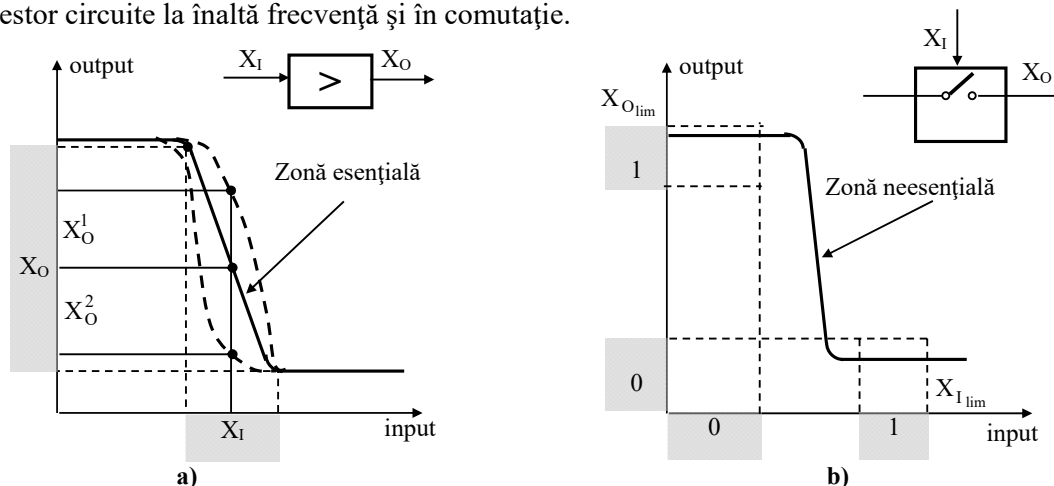


Fig. 10.2: Caracteristici de transfer

a) Caracteristica unui element amplificator;

b) Caracteristica unui comutator.

Configurațiile CI analogice urmăresc compensarea efectelor termice, a zgomotelor, sau insensibilizarea circuitului la toleranțele de fabricație, considerabile în tehnologiile monolitice. Se utilizează variantele de circuite electronice ai căror parametri sunt dați de rapoarte sau diferențe de valori, ținând cont de abaterile relative (comparative) reduse între parametrii microelementelor de același tip, abateri care se mențin la nivel scăzut și în prezența variațiilor de temperatură. Se limitează utilizarea elementelor pasive, sau chiar se evită, datorită toleranțelor mari de fabricație și mai ales a suprafețelor mari ocupate. De aceea, configurațiile CI analogice cuprind etaje de c.c. cu cuplaj direct, corecțiile la frecvență, compensarea erorilor, fixarea funcțiilor de transfer și ajustarea caracteristicilor efectuându-se din exterior, cu ajutorul unor rețele de componente discrete.

Considerentele de mai sus explică de ce configurațiile interne ale CI analogice sunt relativ complicate, fiind caracterizate prin densități de integrare care, în mod uzual, ating numai nivelul redus și mediu. Ele se utilizează însă ca *module funcționale universale* (de

tip amplificator operațional, multiplicator, circuite PLL, comparator) cu care pot fi realizate configurații variate și complexe având aplicații deosebit de utile.

Proiectarea echipamentelor cu CI analogice cere multă experiență și fantezie, dar poate fi finalizată cu soluții ingenioase și economice. Deși cantitativ mai redusă decât producția de CI digitale, CI analogice vor cunoaște și pe viitor o mare dezvoltare fiind destinate echipamentelor industriale sau de laborator și interfețelor din echipamentelor pentru prelucrarea numerică a semnalelor analogice.

Circuitele numerice (digitale) prelucrează semnale cu variație discontinuă în timp, care iau valori discrete (de obicei binare) și între care stabilesc funcții logice. Elementul fundamental este *circuitul comutator* care asigură una din cele două valori logice posibile ale semnalelor notate cu 1 sau 0, după cum el este conectat (în conducție), sau deconectat (blocat). Memorarea nivelelor logice se face în *circuite de memorare*, având ca element fundamental *celula de memorie*, capabilă să memoreze un *bit* (valoarea 0 logic sau 1 logic).

În CI numerice rolul comutatorului este îndeplinit de circuitul inversor logic, a cărui caracteristică este reprezentată în figura 10.2b. Importanță pentru funcționarea circuitului este asigurarea celor două stări caracterizate prin nivelul ridicat (1), sau coborât (0) al semnalelor. Nu este semnificativă valoarea efectivă a acestora, valoare care poate fi cuprinsă într-un domeniu relativ larg, reprezentat hașurat în figură.

Rezultă o sensibilitate mai redusă a circuitelor digitale la modificarea caracteristicilor și parametrilor, datorită toleranțelor de execuție, temperaturii sau îmbătrânirii componentelor. Drept urmare, *configurațiile fundamentale sunt mai simple*, nemaifiind nevoie de circuite de stabilizare și compensare a efectelor perturbatoare de acest tip.

Circuitele integrate numerice trebuie să asigure funcționarea la frecvențe ridicate și timpi foarte reduși de comutație. *Structurile și topologiile* vor fi astfel proiectate încât să minimizeze efectul capacităților parazite și să asigure o mobilitate mărită a purtătorilor de sarcină. Tranzistoarele, al căror efect de amplificare este puțin important, vor avea topologii și structuri specifice comutației. Dimensiunile lor vor fi reduse, iar rezistivitatea zonelor conductoare va fi mai mică decât în cazul CI analogice.

Rezultă puteri, curenți și tensiuni de nivel redus ($\times 1\mu A \dots \times 1mA$; $\times 1mV \dots \times 1V$) și densități foarte mari de integrare, ajungându-se (cel puțin) până la complexitatea circuitelor V^2LSI .

10.2. CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

Pentru o mai bună înțelegere a utilității componentelor ce vor fi introduse în continuare, se consideră util studiul următoarelor două situații:

Fie sarcina $R_S = 2\Omega$, ce trebuie alimentată cu tensiunea $U_S = 12V$, având la dispoziție o sursă de tensiune (baterie) cu tensiunea electromotoare $E = 12V$ și rezistența internă $R_i = 1\Omega$ (figura 10.3a), respectiv $R_S = 50k\Omega$, ce trebuie alimentată cu curențul $I_S = 15mA$, având la dispoziție o sursă de curent cu valoarea nominală $I = 15mA$ și rezistența internă $R_i = 100k\Omega$ (figura 10.3b).

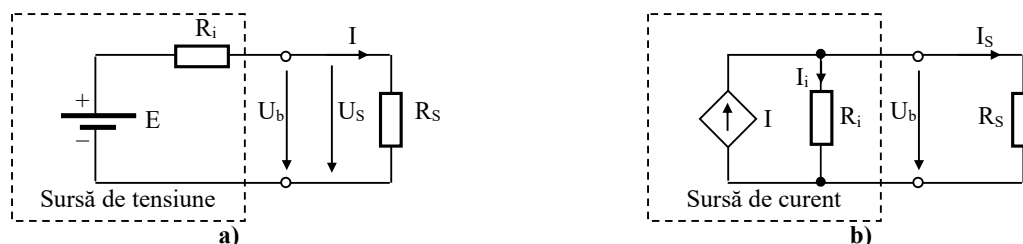


Fig. 10.3

- a) Circuit alimentat de un generator de tensiune;
- b) Circuit alimentat de un generator de curent.

Pentru circuitul din figura 10.3a, rezultă:

$$U_b = U_s = R_s I = R_s \frac{E}{R_s + R_i} = \frac{R_s}{R_s + R_i} E \quad (10.1)$$

Înlocuind valorile numerice se obține:

$$U_b = U_s = \frac{2}{2+1} 12 = 8V \text{ (} R_i \text{ și } R_s, \text{ conectate în serie, formează un } \mathbf{divizor \text{ de tensiune}} \text{)}.$$

Un exemplu de astfel de situație este pornirea motorului unui autoturism (echivalentă cu micșorarea (substanțială a) rezistenței R_s) în timp ce funcționează un dispozitiv auxiliar, de exemplu instalația de sunet. În timpul pornirii motorului, sunetul se va opri, explicația fiind alimentarea insuficientă, conform relației (10.1).

Pentru circuitul din figura 10.3b, rezultă:

$$\left. \begin{aligned} I &= I_i + I_s \\ R_i I_i &= R_s I_s = U_b \end{aligned} \right\} \Rightarrow I_s = \frac{R_i}{R_s + R_i} I \quad (10.2)$$

Înlocuind valorile numerice se obține:

$$I_s = \frac{100}{100+50} 15 = 10\text{mA}$$

Se vede că apare o micșorare semnificativă a tensiunii la bornele sarcinii U_s , respectiv a curentului prin sarcină I_s comparativ cu valoarea tensiunii electromotoare a bateriei E sau a curentului nominal I , explicația constând în faptul că R_s are o valoare comparabilă cu R_i . (Evident, diferența $E - U_s = 4V$ respectiv $I - I_s = \text{mA}$ apare la “bornele” rezistenței interne R_i , respectiv circulă prin aceasta.) Concluzia este că cele două generatoare din figura 10.3 nu sunt soluții acceptabile pentru alimentarea sarcinilor R_s .

Dacă însă se intercalează în circuit, între bornele generatoarelor și sarcină, un *etaj tampon* cu parametri corespunzători (ca în figura 10.4, în care s-a exemplificat pentru cazul alimentării cu generator de tensiune, cazul generatorului de curent fiind absolut similar), atunci situația se poate îmbunătăți, după cum se va arăta în continuare.

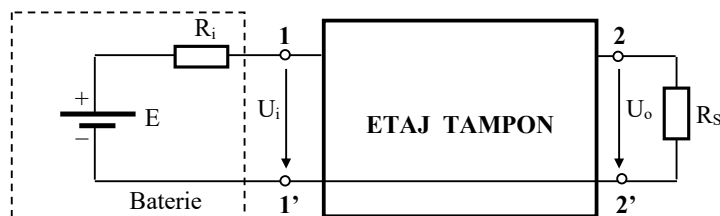


Fig. 10.4

După cum se poate observa în figura 10.4, etajul tampon are o structură cuadripolară, cu bornele de intrare notate 1 și 1', iar cele de ieșire 2 și 2'. De obicei bornele 1' și 2' sunt legate împreună la terminalul de referință al circuitului (terminalul de masă). În principiu există 4 structuri (simplificate) fundamentale ale cuadripolilor, prezentate în figura 10.5.

Astfel, în figura 10.5a se prezintă **etajul atacat în tensiune cu ieșirea în tensiune** (amplificator de tensiune). Cerințele impuse unui astfel de etaj sunt:

- Impedanța de intrare Z_i trebuie să fie foarte mare (astfel încât, în conformitate cu (10.1), oricare ar fi rezistența internă a sursei de (semnal de) intrare u_i , între bornele 1 și 1' să se “simtă” tensiunea $\underline{U}_i$ – să nu se producă pierderi de semnal la intrare;
- Impedanța de ieșire Z_o trebuie să fie foarte mică (astfel încât, în conformitate cu (10.1), oricare ar fi rezistența de sarcină, conectată între bornele 2 și 2', la ieșire să se “simtă” tensiunea $\underline{U}_o = \underline{G} \cdot \underline{U}_i$ – să nu se producă pierderi de semnal la ieșire – unde $\underline{G}$ este funcția de transfer (câștigul sau amplificarea în tensiune) a cuadripolului.

În conformitate cu cele două cerințe expuse, un etaj atacat în tensiune, cu ieșire în tensiune caracterizat de $Z_i \rightarrow \infty$ și $Z_o \rightarrow 0$ se (mai) numește (și) **amplificator ideal de tensiune**.

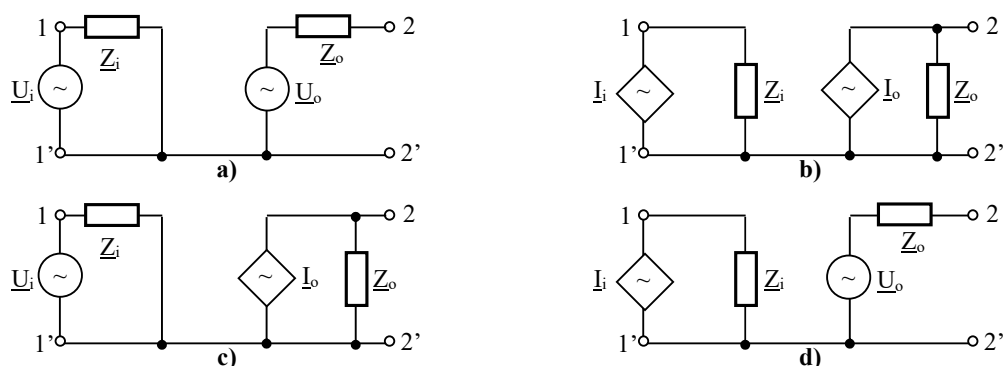


Fig. 10.5

- a) Etaj atacat în tensiune cu ieșirea în tensiune;
- b) Etaj atacat în curent cu ieșirea în curent;
- c) Etaj atacat în tensiune cu ieșirea în curent;
- d) Etaj atacat în curent cu ieșirea în tensiune

În figura 10.5b se prezintă **etajul atacat în curent cu ieșirea în curent** (amplificator de curent). Cerințele impuse unui astfel de etaj sunt:

- Impedanța de intrare $\underline{Z}_i$ trebuie să fie foarte mică (astfel încât, în conformitate cu (10.2), oricare ar fi rezistența internă a sursei de (semnal de) intrare i_i , între bornele 1 și 1' să circule curentul $\underline{I}_i$ – să nu se producă pierderi de semnal la intrare;
- Impedanța de ieșire $\underline{Z}_o$ trebuie să fie foarte mare (astfel încât, în conformitate cu (10.2), oricare ar fi rezistența de sarcină, conectată între bornele 2 și 2', prin aceasta să circule curentul $\underline{I}_o = \underline{G} \cdot \underline{I}_i$ – să nu se producă pierderi de semnal la ieșire – unde $\underline{G}$ este funcția de transfer (câștigul sau amplificarea în curent) a cuadripolului.

În conformitate cu cele două cerințe expuse, un etaj atacat în curent, cu ieșire în curent caracterizat de $\underline{Z}_i \rightarrow 0$ și $\underline{Z}_o \rightarrow \infty$ se (mai) numește (și) **amplificator ideal de curent**.

În figura 10.5c se prezintă **etajul atacat în tensiune cu ieșirea în curent** (amplificator transconductanță). Cerințele impuse unui astfel de etaj sunt:

- Impedanța de intrare $\underline{Z}_i$ trebuie să fie foarte mare (astfel încât, în conformitate cu (10.1), oricare ar fi rezistența internă a sursei de (semnal de) intrare u_i , între bornele 1 și 1' să se “simtă” tensiunea $\underline{U}_i$ – să nu se producă pierderi de semnal la intrare;
- Impedanța de ieșire $\underline{Z}_o$ trebuie de asemenea să fie foarte mare (astfel încât, în conformitate cu (10.2), oricare ar fi rezistența de sarcină, conectată între bornele 2 și 2', prin aceasta să circule curentul $\underline{I}_o = \underline{G} \cdot \underline{U}_i$ – să nu se producă pierderi de semnal la ieșire – unde $\underline{G}$ este funcția (transconductanța) de transfer a cuadripolului.

În conformitate cu cele două cerințe expuse, un etaj atacat în tensiune cu ieșirea în curent caracterizat de $\underline{Z}_i \rightarrow \infty$ și $\underline{Z}_o \rightarrow \infty$ se (mai) numește (și) **amplificator ideal transconductanță** (funcția de transfer $\underline{G}$ are dimensiunea unei conductanțe electrice).

În figura 10.5d se prezintă **etajul atacat în curent cu ieșirea în tensiune** (amplificator transimpedanță). Cerințele impuse unui astfel de etaj sunt:

- Impedanța de intrare $\underline{Z}_i$ trebuie să fie foarte mică (astfel încât, în conformitate cu (10.2), oricare ar fi rezistența internă a sursei de (semnal de) intrare i_i , între bornele 1 și 1' să circule curentul $\underline{I}_i$ – să nu se producă pierderi de semnal la intrare;
- Impedanța de ieșire $\underline{Z}_o$ trebuie de asemenea să fie foarte mică (astfel încât, în conformitate cu (10.1), oricare ar fi rezistența de sarcină, conectată între bornele 2 și 2', la ieșire să se “simtă” tensiunea $\underline{U}_o = \underline{G} \cdot \underline{I}_i$ – să nu se producă pierderi de semnal la ieșire – unde $\underline{G}$ este funcția (impedanța) de transfer a cuadripolului.

În conformitate cu cele două cerințe expuse, un etaj atacat în curent cu ieșirea în tensiune caracterizat de $\underline{Z}_i \rightarrow 0$ și $\underline{Z}_o \rightarrow 0$ se (mai) numește (și) **amplificator ideal transimpedanță** (funcția de transfer $\underline{G}$ are dimensiunea unei impedențe electrice).

În continuare se va demonstra faptul că etajele tampon de tipul amplificatorului ideal de tensiune/curent rezolvă neajunsurile circuitelor din figura 10.3a și b, respectiv.

În figura 10.6 se prezintă circuitul din figura 10.3a (alimentat cu generator de curent), având sarcina conectată prin intermediul unui etaj tampon de tipul celui din figura 10.5a (amplificator ideal de tensiune).

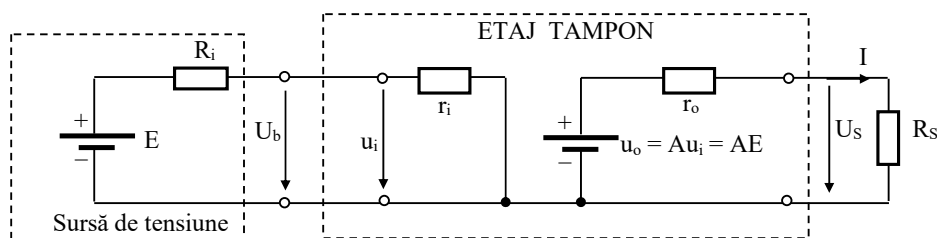


Fig. 10.6

Se poate observa cu ușurință că dacă amplificarea este unitară ($|A| = 1$), (adică se obține un *repetor ideal de tensiune*), problema pierderii de tensiune este rezolvată:

- 1) Deoarece $r_i \rightarrow \infty$ apare ca sarcină a bateriei, rezultă că nu se produce cădere de tensiune pe rezistența internă R_i a acesteia. Ca urmare, $u_i = E$, adică tensiunea E va fi văzută ca factor în funcția de transfer de către circuitul de ieșire.
- 2) Deoarece ca rezistența internă a sursei de tensiune de la ieșire apare $r_o \rightarrow 0$, rezultă că pe aceasta nu se produce cădere de tensiune. Ca urmare, întreaga tensiune $u_o = E$ va fi aplicată ca tensiune la borne, U_s , oricărei sarcini conectată la bornele de ieșire ale etajului tampon.

Un dispozitiv care aproximează amplificatorul ideal de tensiune este *amplificatorul operațional (AO)*. Rezultă că principalele sale caracteristici sunt:

- a) Amplificare în buclă deschisă foarte mare, cel puțin 80 dB (ideal infinită).
- b) Impedanța de intrare foarte mare, cel puțin 10 MΩ (ideal infinită)
- c) Rezistența de ieșire foarte mică, ideal nulă.

În consecință, **amplificatorul operațional** este practic un generator de tensiune comandat în tensiune (**amplificator ideal de tensiune**). Se va vedea că AO permite realizarea facilă a unor circuite de tipul celui din figura 10.6, precum și multe altele. Din acest motiv AO este componenta de bază în orice circuit integrat analogic (CIA) care prelucrează tensiuni ca semnale de intrare..

În figura 10.7 se prezintă circuitul din figura 10.3b (alimentat cu generator de curent), având sarcina conectată prin intermediul unui etaj tampon de tipul celui din figura 10.5b (amplificator ideal de curent).

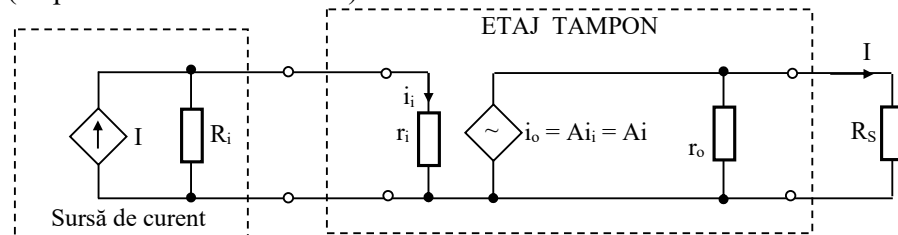


Fig. 10.7

Se poate observa cu ușurință că dacă amplificarea este unitară ($|A| = 1$), (adică se obține un *repetor ideal de curent*), problema scurgerilor de curent este rezolvată:

- 1) Deoarece $r_i \rightarrow 0$ apare ca sarcină a generatorului de curent I , rezultă că nu se produce o scurgere de curent prin rezistența internă R_i a acestuia. Ca urmare, $i_i = I$. Cu alte cuvinte, curentul I va fi văzut ca factor în funcția de transfer de către circuitul de ieșire.

- 2) Deoarece ca rezistență internă a sursei de curent de la ieșire apare $r_o \rightarrow \infty$, rezultă că prin aceasta nu va circula curent. Ca urmare, întregul curent $i_o = I$ va circula prin, *orice sarcină* conectată la bornele de ieșire ale etajului tampon.

Nu există un dispozitiv care să aproximeze amplificatorului ideal de curent, ci unul care modelează un amplificator transconductanță – *amplificatorul Norton (AN)*, care deci are intrarea în curent și ieșirea în tensiune. Rezultă că principalele sale caracteristici sunt:

- Amplificare în buclă deschisă foarte mare, cel puțin 80 dB (ideal infinită);
- Impedanța de intrare foarte mică, **cel mult 10 MΩ (ideal nulă)**;
- Rezistența de ieșire foarte mică, ideal nulă.

În consecință, **amplificatorul Norton** este practic un generator de tensiune comandat în curent (**amplificator ideal transimpedanță**).

Datorită tehnologiei integrate, configurația CIA poate fi mult diferită de cea a circuitelor cu componente discrete care îndeplinesc aceeași funcție, deoarece soluțiile neliniare de reglare a parametrilor (de exemplu insensibilizarea termică) care necesită componente (quasi)identice și cu cuplaj termic (quasi)perfect sunt foarte ușor realizabile în tehnologie integrată, aceasta constând practic în implementarea unor circuite (foarte) complexe pe aceeași pastilă de Si (chip). De asemenea, structura acestor scheme este și consecința unor constatări obiective, precum:

- Sunt optimizați parametrii unui singur microelement, și anume tranzistorul *nnp*, celelalte rezultând cu parametri inferiori componentelor discrete;
- Prețul de cost al microelementului depinde în special de mărimea suprafeței lui. De aceea numărul și valoarea rezistoarelor pasive sunt limitate, de cele mai multe ori ele fiind înlocuite cu *rezistoare active* (rezistența directă sau inversă a unei joncțiuni pn);
- Nu se pot realiza bobine (inductanțe) în tehnologie integrată, întrucât elementele parazite ale dispozitivelor electronice sunt de tip capacitiv și nu inductiv;
- Se evită utilizarea condensatoarelor de valoare mare, ca urmare etajele de amplificare sunt cuplate direct; condensatoarele de valori mici pot fi realizate sub forma capacităților de barieră sau de difuzie a joncțiunilor pn;
- Se utilizează cu precădere configurațiile cu tranzistoare, ele ocupând cele mai reduse suprafețe.

10.3. DESCRIEREA GENERALĂ A AMPLICATORULUI OPERAȚIONAL

Amplificatoare operaționale integrate sunt componente universale de circuit, cu ajutorul cărora se poate realiza o diversitate extrem de mare de aplicații liniare și neliniare. Denumirea de operaționale este motivată de faptul că primele amplificatoare de acest tip au fost folosite pentru realizarea unor operații matematice (adunare, integrare în raport cu timpul etc.) asupra tensiunilor electrice în calculatoare electronice analogice.

Se numește amplificator operațional un circuit integrat monolitic care conține tranzistoare, rezistoare și condensatoare și are:

- amplificarea în tensiune foarte mare, în regiunea liniară de funcționare;
- impedanța de intrare (care se va numi și impedanță diferențială de intrare) foarte mare;
- rezistența de ieșire foarte mică;

Schematic un AO constă din trei blocuri cu funcții distincte (figura 10.8);



Fig. 10.8: Schema bloc a unui AO

Fiecare dintre ele poate fi constituit din unul sau mai multe etaje amplificatoare realizate cu tranzistoare integrate. Blocul de intrare este un amplificator diferențial, numit astfel deoarece amplifică diferența dintre cele două tensiuni de intrare, $v_{id} = v_+ - v_-$. Blocul intermediar preia tensiunea furnizată de blocul de intrare și o prelucrează pentru a corespunde cerințelor blocului de ieșire. Ultimul bloc asigură curentul de ieșire necesar (uzual de ordinul a 10 mA).

Primele AO au fost realizate în întregime cu tranzistoare bipolare (tipurile 709 și 741). Ulterior s-au folosit tranzistoare cu efect de câmp cu grilă joncțiune (TECJ) în etajul de intrare, pentru mărirea rezistenței de intrare, ajungându-se până la construirea unor AO realizate exclusiv cu tranzistoare cu efect de câmp metal – oxid – semiconductor (TECMOS), cu canal n.

În figura 10.9 este prezentat simbolul geometric prin care se reprezintă un AO în schemele electronice, în care:

- Bornele notate V^+ și V^- sunt cele două terminale de alimentare (cu tensiune continuă) ale AO. În cele mai multe aplicații, AO se alimentează simetric ($V^- = -V^+$), un caz tipic fiind $V^+ = 15V$; $V^- = -15V$. Întrucât se presupune cunoscut faptul că orice circuit electric nu poate funcționa în absența alimentării, în schemele practice (pentru o mai ușoară “citire” a lor) nu se mai reprezintă cele două borne de alimentare, precizându-se doar valorile tensiunilor V^+ și V^- .
- Borna de intrare notată cu semnul „minus” se numește **intrare inversoare**.
 - v_- este potențialul intrării inversoare;
 - i_- este curentul absorbit de intrarea inversoare;
- Borna de intrare notată cu semnul „plus” se numește **intrare neinversoare**,
 - v_+ este potențialul intrării neinversoare
 - i_+ curentul absorbit de intrarea neinversoare.

Se impune precizarea că semnele “+” și “-” notate în dreptul celor două intrări ale AO nu au nici o legătură cu semnele (polaritățile) tensiunilor v_+ și v_- aplicate, oricare din acestea putând fi negativă sau pozitivă.

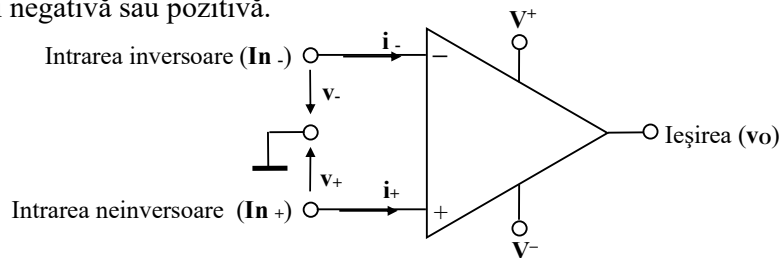


Fig. 10.9: Simbolul geometric al unui AO

Justificarea acestor denumiri reiese din funcționarea etajului diferențial (In- și In+ sunt intrările acestuia): tensiunea v_- apare la ieșire amplificată și în antifază (defazată cu 180°), iar tensiunea v_+ apare la ieșire cu aceeași amplificare și în fază. Cu alte cuvinte, tensiunea de ieșire are expresia:

$$v_o = A_d(v_+ - v_-) = A_d v_{id} \quad (10.3)$$

în care:

$$v_{id} = v_+ - v_- \quad (10.4)$$

se numește **tensiune diferențială de intrare**, iar A_d este **amplificarea diferențială** a AO.

Majoritatea AO au $10^4 \leq A_d \leq 10^8$, funcție de tipul constructiv de AO. Se obișnuiește exprimarea A_d în dB (sub denumirea de câștig):

$$G = A_d|_{dB} = 20 \cdot \lg \frac{v_o}{v_{id}} \quad (10.5)$$

Un AO este caracterizat de o valoare foarte mare a amplificării diferențiale:

$$G = 80 \dots 160 \text{ dB}$$

A_d depinde de impedanța de sarcină, tensiunea de alimentare, frecvența și temperatură. În cataloage se exprimă valoarea A_d în c.c., la o anumită temperatură și tensiune de alimentare. A_d se modifică puternic cu frecvența, caracteristica $A_d(f)$ (sau $A_d(j\omega)$) fiind de obicei specificată în cataloage.

După cum se vede din (10.3) și (10.4), ideal v_o este determinată exclusiv de v_{id} , indiferent de **potențialul (de mod) comun** al celor 2 intrări:

$$V_{MC} = \frac{v_+ + v_-}{2}, \quad (10.6)$$

adică acesta este complet atenuat la ieșire. În realitate, semnalul de mod comun este amplificat:

$$V_{OC} = A_{MC} V_{MC}; A_{MC} \ll 1 \quad (10.7)$$

Influența semnalului de mod comun, V_{MC} , asupra tensiunii de ieșire este evaluată prin **rejecția modului comun**, definită astfel:

$$\text{CMR (RMC)} = \frac{A_d}{A_{MC}}, \quad (10.8)$$

care este de dorit să fie cât mai mare ($10^4, \dots, 10^6$). De obicei, în cataloage se dă tot în dB:

$$\text{CMRR} = 20 \cdot \lg(\text{CMR}), \quad (10.9)$$

unde:

- CMRR - common mode rejection ratio;
- CMR - common mode rejection (engl).

CMRR este un factor neliniar puternic dependent de frecvență, temperatură și punctul de funcționare. Se dă ca valoare medie corespunzătoare unei anumite temperaturi (25°C), la un anumit V_{MC} . Uzual: $80\text{ dB} \leq \text{CMRR} \leq 90\text{ dB}$.

De asemenea, între cele două intrări apare **impedanța diferențială de intrare** (Z_{id}), de valoare foarte mare, care este măsurată între bornele de intrare ale AO în buclă deschisă (fără reacție), la 25°C . Este de tipul $R \parallel C$ și în c.c. are valori cuprinse între $10^5, \dots, 10^7 \Omega$, funcție de tipul constructiv al AO.

La AO cu etaj de intrare cu tranzistoare bipolare (TB), Z_{id} depinde de parametrii acestora (h_{21}, h_{11}), având valori uzuale de ordinul $\times 100\text{ k}\Omega$. La etajele de intrare cu tranzistoare cu efect de câmp (TEC), Z_{id} are valori uzuale de ordinul $\times 10\text{ M}\Omega$.

Impedanța de ieșire (Z_o) a AO este mică ($0,75, \dots, 10^2 \Omega$). În buclă închisă (adică în circuite cu reacție) ea devine neglijabilă.

Impedanța de mod comun (Z_{mc}) este impedanța între fiecare bornă de intrare și masă. Este o rezistență foarte mare ($10^9 \dots 10^{13} \Omega$), în paralel cu o capacitate ($5 \dots 25\text{ pF}$). Variaza neliniar cu temperatura și cu V_{MC} .

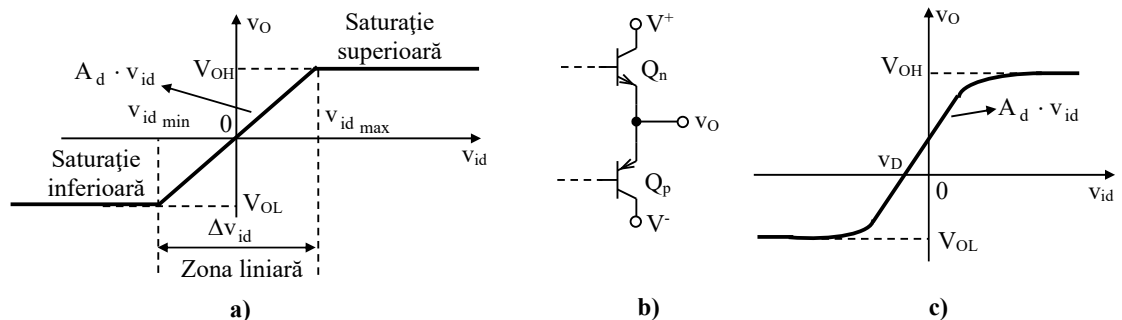


Fig. 10.10: Caracteristici de transfer ale AO

- a) Caracteristica ideală de transfer a AO;
b) Circuitul de ieșire a unui AO;
c) Caracteristica reală de transfer a AO.

În aceste condiții, caracteristica ideală de transfer $v_O = v_O(v_{id})$ a unui AO are forma din figura 10.10a, în care semnificațiile notațiilor folosite este următoarea:

- V_{OH} este **tensiunea de saturație superioară** a ieșirii AO;
- V_{OL} este **tensiunea de saturație inferioară** a ieșirii AO;

$v_{id_{min}}$, $v_{id_{max}}$ sunt limitele **zonei liniare de funcționare** a AO, în care este valabilă relația (10.3)

Explicația acestei forme a caracteristicii de transfer este în figura 10.3b, în care se prezintă tranzistoarele finale ale etajului de ieșire al AO (etaj în contratimp). Q_n amplifică alternanța pozitivă a tensiunii v_{id} , timp în care Q_p este blocat în acest timp, pe alternanța negativă Q_p este în conducție și Q_n blocat, ceea ce justifică și denumirea de etaj în contratimp. Dacă v_{id} are o valoare pozitivă mare, atunci Q_n va fi saturat și Q_p blocat, astfel că:

$$v_O = V^+ - V_{CE_{sat}} := V_{OH} \cong V^+ \quad (10.10)$$

Dacă v_{id} are o valoare negativă mare (în valoare absolută), atunci Q_p va fi saturat și Q_n blocat, deci:

$$v_O = V^- + V_{CE_{sat}} := V_{OL} \cong V^- \quad (10.11)$$

Cum în general $|V_{CE_{sat}}| \ll V^+$ și $|V_{CE_{sat}}| \ll |V^-|$, se obțin aproximările din (10.10) și (10.11), cu observația că totuși $V_{OH} < V^+$ și $|V_{OL}| < |V^-|$.

De asemenea, se impune observația că lățimea zonei liniare ($\Delta v_{id} = v_{id_{max}} - v_{id_{min}}$) este foarte mică, deoarece amplificarea A_d este foarte mare.

De exemplu: dacă $V_{OH} \cong V^+ = 15V$, $V_{OL} \cong V^- = -15V$ și $G = 80dB$, adică $A_d = 10^4$, rezultă:

$$\left\{ \begin{array}{l} V^+ \cong V_{OH} = A_d \cdot v_{id_{min}} \Rightarrow v_{id_{max}} = \frac{V_{OH}}{A_d} \cong 15 \cdot 10^{-4} \\ V^- \cong V_{OL} = A_d \cdot v_{id_{min}} \Rightarrow v_{id_{min}} = \frac{V_{OL}}{A_d} \cong -15 \cdot 10^{-4} \end{array} \right. \Rightarrow \Delta v_{id} = \frac{V_{OH} - V_{OL}}{A_d} \cong 3mV$$

Se observă lățimea mică a zonei liniare (3mV, centrată pe zero, adică între $\pm 1,5mV$), și asta pentru un AO de slabă calitate (cele de bună calitate au $G \geq 100dB$).

Rezultă că un **AO în buclă deschisă** (fără reacție, adică fără un circuit electric conectat între ieșire și intrări) are o funcționare asemănătoare unui circuit **comparator**, care furnizează la ieșire o tensiune proporțională cu semnul tensiunii de intrare:

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{id} > 0 \Rightarrow v_O = V_{OH} \\ v_{id} < 0 \Rightarrow v_O = V_{OL} \end{array} \right. \quad (10.12)$$

$$\text{sau} \quad \left\{ \begin{array}{l} v_+ > v_- \Rightarrow v_O = V_{OH} \\ v_+ < v_- \Rightarrow v_O = V_{OL} \end{array} \right. \quad (10.13)$$

Caracteristica ideală de transfer se obține cu presupunerea că în structura internă a AO există componente perfect identice/simetrice (acolo unde este cazul, de exemplu cele două tranzistoare ale amplificatorului diferențial de la intrare sunt presupuse perfect identice, iar cele două tranzistoare de ieșire, Q_n și Q_p din figura 10.10b sunt presupuse perfect simetrice: caracteristici identice în valoare absolută, mai ales $\beta_n = \beta_p$).

AO real nu poate îndeplini cu “precizie zero” aceste cerințe, ci numai cu una foarte bună. Cu alte cuvinte, sunt inerente mici abateri de la identitatea/simetria componentelor, ceea ce atrage după sine abateri ale caracteristicii reale de transfer, prezentată în figura 10.10c, față de cea ideală. Abaterea principală este existența unei **tensiuni de decalaj (dezechilibru sau offset)**, care este expresia faptului că o tensiune nulă la intrare nu atrage după sine o tensiune nulă la ieșire:

$$v_{id} = 0 \not\Rightarrow v_o = 0$$

Tensiunea de offset se definește ca acea valoare a tensiunii diferențiale de intrare (pozitivă sau negativă) care, în condițiile $V_{MC} = 0$ $V_{MC} = 0$, anulează ieșirea (figura 10.11):

$$v_D = V_D + v_d|_{v_o=0} \quad (10.14)$$

unde:

- V_D - tensiunea inițială de decalaj
- v_d - deriva tensiunii de decalaj (datorată temperaturii, îmbătrânirii componentelor, etc).

Micșorarea derivatei se poate realiza adoptând structuri de circuit adecvate pentru etajul de intrare al AO.

Cei 3 coeficienți de derivă (termică, electrică, de timp) sunt k_θ , k_v și k_t :

$$k_\theta = \frac{\Delta v_D}{\Delta \theta} \left[\frac{\mu V}{^\circ C} \right] ; \quad k_v = \frac{\Delta v_D}{\frac{\Delta v}{V} \cdot 100} \left[\frac{\mu V}{\%} \right] ; \quad k_t = \frac{\Delta v_D}{\Delta t} \left[\frac{\mu V}{an} \right]$$

$$v_D = k_\theta \cdot \Delta \theta + k_v \cdot \frac{\Delta v}{V} + k_t \cdot \Delta t$$

Curentul de polarizare la intrare este curentul absorbit de fiecare intrare de la o sursă ideală de curent, în condițiile $v_o = 0$ și $V_{MC} = 0$ (figura 10.12).

De obicei, în cataloage referințele se fac la curentul mediu: $i_B = \frac{i_- + i_+}{2}$.

Parametrii de catalog frecvent utilizați sunt:

- i_B - curentul de polarizare inițial, corespunzător temperaturii $\theta = 25^\circ C$ și tensiunilor de alimentare nominale. El poate fi compensat total sau parțial și are valorile uzuale: $0,8nA \leq I_B \leq 300nA$.
- Deriva curentului de polarizare este componenta variabilă în timp, datorită tensiunii de alimentare și în special a temperaturii: $k_\theta = \frac{\Delta i_B}{\Delta \theta} \left[pA/^\circ C \right]$.

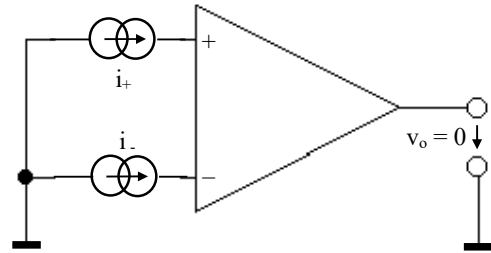


Fig. 10.12: Curenții de intrare

Datorită construcției simetrice a circuitului de intrare a AO, curenții de polarizare sunt foarte apropiați ca valoare, diferența între aceștia fiind de obicei $\leq 0,1 \cdot i_B$.

În ipoteza (ideală) a perfecte identități/simetrii a componentelor, rezultă egalitatea curenților de intrare: $i_+ = i_-$. Evident că la AO real această relație nu este adevărată.

Curentul de offset (dezechilibru sau decalaj) la intrare este definit ca diferența între curenții de polarizare: $i_D = i_+ - i_-$. (10.15)

Are 2 componente:

- curent de dezechilibru inițial (pA ... nA)
- deriva decalajului de curent, caracterizată de $k_\theta \left[\frac{pA}{^\circ C} \right]$.

Un alt indicator de calitate al unui AO este **rejecția tensiunii de alimentare** R_{ta} (sau raportul de rejecție a tensiunii de alimentare, definită ca raportul între variația v_{id} la intrare și variația ΔV a tensiunii de alimentare, care produc aceeași variație Δv_o la ieșire:

$$R_{ta} = \frac{v_{id}}{\Delta V} \bigg|_{\Delta v_o} = \frac{v_o}{A_d \cdot \Delta V} \left[\frac{\mu V}{V} \right]$$

Parametrii prezentați mai sus conduc la modelul AO real, prezentat în figura 9.2.

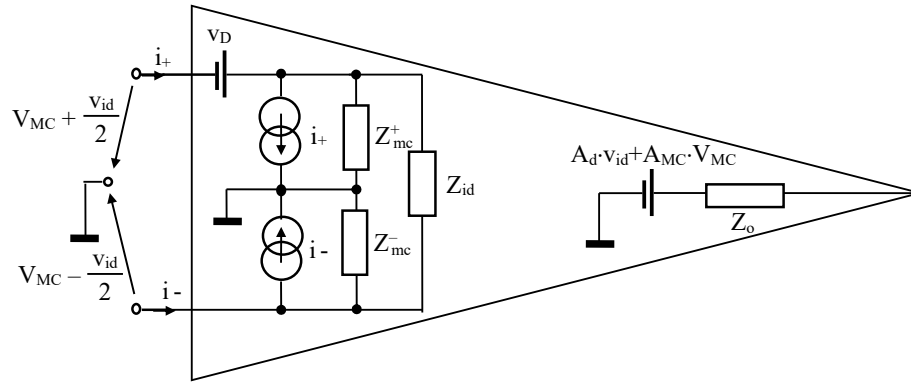


Fig. 10.13: Modelul AO real

Tensiunea de dezechilibru și curenții de polarizare diferiți sunt principalele aspecte care fac diferența între funcționarea AO real și cel ideal. Ordinele lor de mărime sunt $\times 1\text{mV} \dots \times 10\text{mV}$, respectiv $\times 1\text{pA} \dots \times 1\text{nA}$, astfel că (mai ales la scheme de mare precizie) trebuie luate măsuri pentru compensarea lor.

Ținând cont de cele de mai sus, mai ales de valoarea mare a amplificării diferențiale și a impedanței diferențiale de intrare a AO (ambele **infinite la AO ideal**), rezultă următoarele:

$$\begin{cases} v_O = A_d \cdot v_{id} \\ v_O < \infty; A_d \rightarrow \infty \end{cases} \Rightarrow v_{id} \rightarrow 0 \quad (10.16)$$

$$\begin{cases} i_+ = \frac{v_+}{Z_{id}} \\ i_- = \frac{v_-}{Z_{id}} \\ Z_{id} \rightarrow \infty \end{cases} \Rightarrow i_+ \rightarrow 0; i_- \rightarrow 0 \quad (10.17)$$

În practică este absolut acoperitoare ipoteza idealității AO (cu observația necesității compensării dezechilibrelor atunci când este cazul), astfel că (10.16) și (10.17) devin:

$$\text{AO ideal} \Rightarrow \begin{cases} v_{id} = 0 \Leftrightarrow v_+ = v_- \\ i_+ = i_- = 0 \end{cases} \quad (10.18)$$

Cu alte cuvinte, un **AO ideal are intrările la același potențial și nu consumă curent pe intrări**. Ținând cont și de rezistența de ieșire foarte mică, rezultă că **AO modelează foarte bine amplificatorul ideal de tensiune**.

S-a menționat mai sus lățimea foarte mică (Δv_{id}) a domeniului tensiunii de intrare corespunzător funcționării liniare a AO în buclă deschisă. O consecință firească este aceea că pentru **extinderea zonei liniare** de funcționare AO trebuie să funcționeze în **buclă închisă**, adică într-un circuit cu reacție. Se poate demonstra că (iar acest fapt va fi verificat în circuitele cu AO ce vor fi prezentate):

- Dacă **circuitul de reacție** se conectează între **ieșire** și **intrarea inversoare**, atunci se obține o **reacție negativă** (semnalul de ieșire este în antifază cu cel de intrare); într-o exprimare echivalentă, se poate spune că într-un circuit cu reacție negativă, dacă mărimea de intrare variază într-un sens, mărimea de ieșire variază în sensul contrar (de ex: dacă mărimea de intrare se mărește, cea de ieșire se micșorează).
- Dacă **circuitul de reacție** se conectează între **ieșire** și **intrarea neinversoare**, atunci se obține o reacție pozitivă (semnalul de ieșire este în fază cu cel de intrare); într-o exprimare echivalentă, se poate spune că intrarea și ieșirea au variații în același sens.

10.4. APLICAȚII

10.4.1 Se dă circuitul din figura 10.14a, care conține un generator de curent constant cu valoarea $I = 1A$ și rezistența internă $R_i = 90k\Omega$. Curentul debitat de generator trebuie injectat în rezistența de sarcină $R_s = 10k\Omega$. Să se calculeze valoarea I_s a curentului prin sarcină. Dacă $I_s < 99\% \cdot I$, atunci să se propună un etaj tampon (buffer) între generator și sarcină (ca în figura 10.14b) și să se formuleze o temă de proiectare a acestuia astfel încât să rezolve cerința impusă curentului (prin sarcină) I_s .

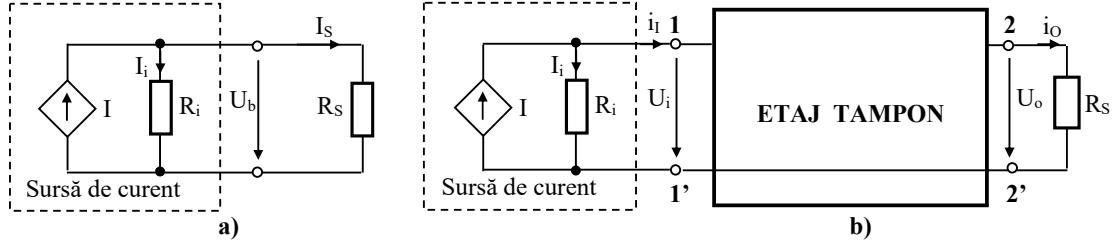


Fig. 10.14

- c) Sarcină alimentată de un generator de curent constant;
d) Sarcină alimentată de un generator de curent constant prin intermediul unui buffer.

Rezolvare

Pentru circuitul din figura 10.14a sunt evidente relațiile:

$$\begin{cases} U_b = I_i \cdot R_i = I_s \cdot R_s \\ I_i + I_s = I \end{cases} \Rightarrow I_s = I \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} \quad (10.19)$$

Numeric, se obține: $I_s = 1A \cdot \frac{90k\Omega}{100k\Omega} = 0,9A < 99\% \cdot I = 0,99A$

Așa cum era de așteptat, curentul I_s nu îndeplinește cerința din enunț (curentul care se “pierde” prin rezistența internă R_i ($10\% \cdot I$) este prea mare), deoarece rezistența de sarcină nu este suficient de mică în comparație cu rezistența internă a generatorului. Rezultă că este necesar un etaj tampon de adaptare a sursei cu sarcina, care trebuie să fie de tipul generatorului de curent comandat în curent (amplificator ideal de curent), figura 10.5b.

Schema circuitului obținut este prezentată în figura 10.15.

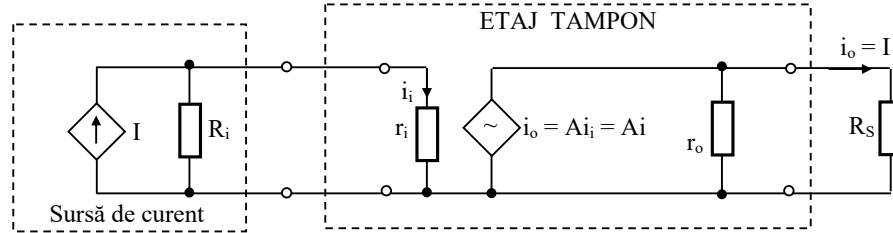


Fig. 10.15

A întocmi o temă de proiectare înseamnă a preciza cerințele (parametrii) pe care trebuie să le îndeplinească dispozitivul respectiv. În cazul de față, aceasta revine la precizarea valorilor r_i , r_o și a câștigului (amplificării) A pe care trebuie să le asigure etajul tampon.

Întrucât se poate presupune că generatorul de curent va funcționa și cu alte sarcini la ieșire, cea mai rezonabilă alegere pentru valoarea câștigului este

$$A = 1$$

adică etajul tampon să fie un repetor de curent.

La intrarea și ieșirea etajului tampon se scriu relații de tipul (10.19):

$$\begin{cases} i_o = A \cdot i_i \cdot \frac{r_o}{r_o + R_s} \stackrel{A=1}{=} i_i \cdot \frac{r_o}{r_o + R_s} \\ i_i = I \cdot \frac{R_i}{R_i + r_i} \end{cases} \Rightarrow i_o = I \cdot \frac{R_i}{R_i + r_i} \cdot \frac{r_o}{r_o + R_s} \geq \frac{99}{100} I$$

Rezistențele r_i și r_o trebuie să verifice relația:

$$\frac{R_i}{R_i + r_i} \cdot \frac{r_o}{r_o + R_S} \geq \frac{99}{100}$$

Este evident că problema nu are soluție unică. O variantă posibilă ar fi:

$$\frac{R_i}{R_i + r_i} = \frac{r_o}{r_o + R_S} \geq \sqrt{\frac{99}{100}} \cong 0,995 \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{1}{1 + \frac{r_i}{R_i}} \geq 0,995 \\ \frac{1}{1 + \frac{R_S}{r_o}} \geq 0,995 \end{cases} \Leftrightarrow \begin{cases} \frac{r_i}{R_i} \leq \frac{5}{995} \\ \frac{R_S}{r_o} \leq \frac{5}{995} \end{cases}$$

Rezultă:

$$\begin{cases} r_i \leq \frac{450}{995} \approx 0,452\text{k}\Omega = 452\Omega \\ r_o \geq \frac{995}{5} R_S = 1990\text{k}\Omega \end{cases}$$

Rezultă că tema de proiectare se formulează astfel: “Să se proiecteze un generator de curent cu intrarea în curent cu rezistența de intrare $r_i \leq 452\Omega$ și rezistența de ieșire $r_o \geq 1990\text{k}\Omega$ ”.

Observație: Din rezolvarea problemei este clar că valorile ideale sunt $r_i \rightarrow 0$ și $r_o \rightarrow \infty$.

10.4.2 Amplificatorul din figura 10.16 este caracterizat de amplificarea $A = -100$, iar domeniul de variație a tensiunii de ieșire este $-15\text{V}, \dots, 15\text{V}$. Dacă semnalul de intrare este de forma $v_i(t) = V_i \sin \omega t$, să se deseneze forma de undă a semnalului de ieșire, considerând amplitudinile cu valorile $V_{i1} = 100\text{mV}$ și $V_{i2} = 200\text{mV}$.

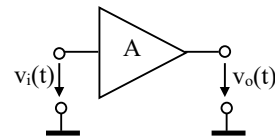


Fig. 10.16

Determinați valoarea maximă a amplitudinii V_i , astfel încât semnalul de ieșire să fie nedistorsionat.

Rezolvare

Semnalul de ieșire este $v_o(t) = A \cdot v_i(t) = -100V_i \sin \omega t = 100V_i \sin(\omega t + \pi)$, cu condiția ca amplitudinea sa $V_o = 100V_i$ să se situeze în domeniul permis:

$$V_o \leq \max(|V_{OL}|, |V_{OH}|) = 15\text{V}.$$

- Dacă $V_i = 100\text{mV}$, atunci $V_o = |A| \cdot V_i = 10\text{V}$

Cum $-15\text{V} < V_o < 15\text{V}$, rezultă că amplificatorul lucrează în zona liniară, cu forma de undă din figura 2.17.

- Dacă $V_i = 200\text{mV}$, atunci:

$V_o = |A| \cdot V_i = 20\text{V} > 15\text{V}$, deci amplificatorul intră și în zona de saturație.

Semnalul de ieșire va fi limitat pe durata

$$t \in [t_1, t_2], \text{ unde } t_1 = \frac{1}{\omega} \arcsin \frac{15}{20}; t_2 = \frac{T}{2} - t_1$$

- Semnalul de intrare maxim rezultă din condiția

$$V_{o_{\max}} = \max(V_{OH}, V_{OL}) = 15\text{V} = A \cdot V_{i_{\max}}$$

$$\text{Numeric: } V_{i_{\max}} = 0,15\text{V} = 150\text{mV}$$

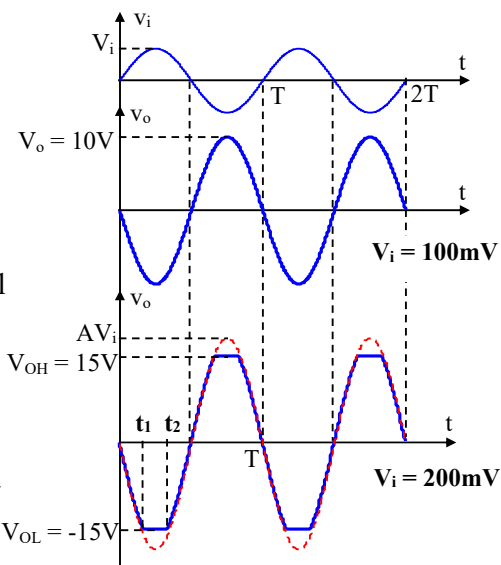


Fig. 10.17

11. CONEXIUNILE FUNDAMENTALE ALE AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

În cadrul acestui capitol se vor prezenta unele din cele mai importante circuite cu AO în configurații cu reacție negativă (sau configurații în buclă închisă). În multe lucrări de specialitate, acestea (mai) sunt denumite configurații fundamentale ale AO cu reacție negativă. Se va constata că unul din efectele adăugării rețelelor de reacție negativă este extinderea zonei liniare de funcționare a montajelor prezentate. Se menționează că toate rezultatele ce vor fi prezentate (mai ales cele referitoare la tensiunile de ieșire v_o) sunt valabile exclusiv în ipoteza că circuitul analizat lucrează în zona liniară, adică se presupune implicit (tacit) că este îndeplinită condiția

$$V_{OL} < v_o < V_{OH} \quad (11.1)$$

În absența unor precizări suplimentare, pragurile de saturație V_{OL} și V_{OH} se pot aproxima cu tensiunile de alimentare:

$$V_{OL} \cong V^-; V_{OH} \cong V^+ \quad (11.2)$$

11.1 AMPLIFICATORUL INVERSOR

Schema circuitului este prezentată în figura 11.1. Se remarcă rezistența R_2 care, fiind conectată între ieșire și intrarea inversoare, asigură o reacție negativă, după cum se va vedea în continuare.

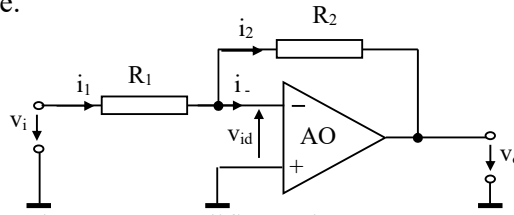


Fig. 11.1: Amplificator inversor cu AO

Considerând AO ideal, se scriu relațiile:

$$\left. \begin{array}{l} v_{id} = 0 \Rightarrow v_- = v_+ \\ v_+ = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow v_- = 0 \quad (11.3)$$

Se impune o primă observație: deși nu este conectată galvanic la masă, intrarea inversoare are potențialul (nul al) acesteia. Această caracteristică este specifică montajelor inversoare cu AO. Din acest motiv, **intrarea inversoare** a amplificatoarelor operaționale în **montaje inversoare** se mai numește **punct virtual de masă**.

$$\left. \begin{array}{l} i_1 = i_2 + i_- \\ i_- = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow i_1 = i_2 \quad (11.4)$$

Scriind expresiile curenților i_1 și i_2 , rezultă succesiv:

$$\left. \begin{array}{l} i_1 = \frac{v_i - v_-}{R_1} \stackrel{(11.3)}{=} \frac{v_i}{R_1} \\ i_2 = \frac{v_- - v_o}{R_2} \stackrel{(11.3)}{=} -\frac{v_o}{R_2} \end{array} \right\} \Rightarrow v_o = -\frac{R_2}{R_1} v_i \quad (11.5)$$

(11.1)

Definind **funcția de transfer** (FDT) a circuitului prin raportul între mărimea (tensiunea) de ieșire și cea de intrare, se obține:

$$G := \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

FDT fiind raportul între două tensiuni, rezultă că este adimensională, fiind denumită din acest motiv câștig (**Gain**) sau amplificare, noțiune care este cel mai frecvent utilizată, motiv pentru care de obicei expresia de mai sus se scrie sub forma:

$$A = -\frac{R_2}{R_1} \quad (11.6)$$

Dacă v_i și v_o sunt alternative, atunci expresia amplificării se scrie:

$$\underline{A} = \frac{\underline{V}_2}{\underline{V}_1} = -\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} e^{j\pi} \quad \Rightarrow \quad \begin{cases} |A| = \frac{R_2}{R_1} \\ \varphi = \pi \end{cases} \quad (11.7)$$

Se vede că tensiunea de ieșire este defazată cu 180° față de cea de intrare (sau cele două tensiuni sunt în antifază), ceea ce susține afirmația potrivit căreia semnul “minus” din (11.6) semnifică acest defazaj, respectiv denumirea de montaj inversor.

Impedanța de intrare a montajului este:

$$Z_i = \frac{v_i}{i_i} \stackrel{(11.5)}{=} R_1 \quad (11.8)$$

Impedanța de ieșire este foarte puțin influențată de prezența reacției negative, deci rămâne la valoarea ei foarte mică specifică AO în buclă deschisă: $Z_o \rightarrow 0$.

Ca o concluzie, se poate spune că reacția negativă are ca principal efect afectarea (micșorarea) modulului amplificării A_d (în cazul de față la valoarea $\frac{R_2}{R_1}$), ceea ce atrage

după sine mărirea zonei liniare de funcționare. Mai mult, cum valoarea amplificării este controlabilă cu ajutorul componentelor externe R_1 și R_2 , rezultă că valoarea acesteia se poate stabili cu o precizie oricât de mare, prin utilizarea unor componente corespunzătoare. La o analiză mai atentă, se poate observa că cele menționate mai sus sunt consecința condițiilor (11.3) și (11.4) ce sunt consecința faptului că AO modelează foarte bine amplificatorul ideal de tensiune.

11.2 AMPLIFICATORUL NEINVERSOR

Schema acestuia este prezentată în figura 11.2a. Se observă prezența reacției negative, iar semnalul de intrare se aplică intrării neînversoare, spre deosebire de amplificatorul inversor din figura 11.1.

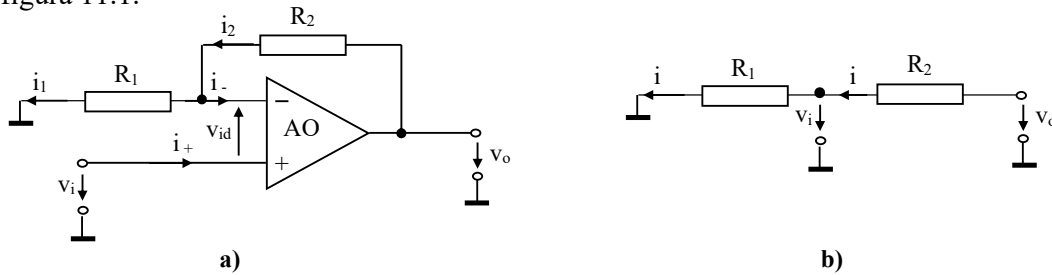


Fig. 11.2: Amplificator neinversor cu AO

- a) Schema electrică;
- b) Circuitul echivalent.

Analizând modul de lucru utilizat în cazul amplificatorului inversor, se poate constata că, practic calculele s-au făcut pe circuitul exterior AO (rețeaua rezistivă $R_1 - R_2$), ținând cont de constrângerile impuse acestuia de faptul că elementul activ al schemei este ideal.

Concret: AO din figura 11.2a fiind ideal, rezultă:

$$\left. \begin{matrix} v_{id} = 0 \Rightarrow v_- = v_+ \\ v_+ = v_i \end{matrix} \right\} \Rightarrow v_- = v_i \quad (11.9)$$

$$\left. \begin{array}{l} i_2 = i_1 + i_- \\ i_- = 0 \end{array} \right\} \Rightarrow i_1 = i_2, \text{ adică relația (11.4)}$$

Ținând cont de acestea, circuitul echivalent în intrarea inversoare devine cel din figura 11.2b, care poate părea mult mai “prietenos”. Astfel, pe acest circuit este evident că:

$$\left. \begin{array}{l} v_i = R_1 i_1 \\ i_1 = i_2 := i \end{array} \right\} \Rightarrow v_i = R_1 i = R_1 \frac{v_o}{R_1 + R_2} = v_o \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (11.10)$$

Relația (11.10) se poate scrie în forma echivalentă:

$$v_o = v_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) = v_i \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right), \quad (11.11)$$

de unde rezultă expresia FDT (amplificării):

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (11.12)$$

Impedanța de intrare a montajului este:

$$Z_i = \frac{v_i}{i_+} \rightarrow \infty \quad (11.13)$$

Ca și la amplificatorul inversor, impedanța de ieșire este foarte puțin influențată de prezența reacției negative, deci rămâne la valoarea ei foarte mică specifică AO în buclă deschisă: $Z_o \rightarrow 0$.

Observații:

- Din (11.12) rezultă că tensiunile de ieșire și de intrare sunt în fază, ceea ce justifică denumirea de amplificator neinvertor.
- Comparând (11.6) cu (11.12) și montajele din figurile 11.1 și 11.2a, devine evident că semnalele aplicate la intrarea inversoare se regăsesc la ieșire defazate cu 180° , iar cele aplicate la intrarea neinvertoare nu vor suferi modificări de fază. Trebuie menționat totuși că acestea sunt valabile numai pentru rețele rezistive, care nu introduc ele însele defazaje. Dacă în structura circuitelor apar elemente defazoare (bobine sau – cu precădere – condensatoare), evident că acestea vor introduce defazajele lor specifice (evident, dependente de frecvență), care se suprapun peste cele introduse de AO (0° sau 180°).
- Spre deosebire de montajul inversor, cel neinvertor nu afectează impedanța de intrare foarte mare a AO în buclă deschisă, după cum se poate observa în (11.13).
- Comparând (11.9) cu (11.3), se vede că amplificatorul neinvertor nu prezintă punctul virtual de masă, caracteristică prezentă la toate montajele neinvertoare cu AO.

Un caz particular important al schemei din figura 11.2a este $R_2 = 0$ (reacție totală), caz în care circuitul devine cel din figura 11.3.

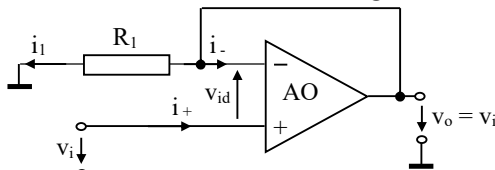


Fig. 11.3: Repetorul neinvertor

Din (11.12) și (11.13), rezultă imediat:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Big|_{R_2=0} = 1 \quad (11.14)$$

$$Z_i \rightarrow \infty$$

$$Z_o \rightarrow 0$$

Din acest motiv, montajul din figura 11.3 se mai numește și repetor neinvertor.

Aplicațiile acestui montaj decurg din (11.13) și (11.14): repetorul se intercalează ca **etaj de adaptare** între sursa de semnal v_i și sarcina R_s (conectată la ieșirea v_o), consecința fiind aceea că tensiunea pe sarcină, indiferent de valoarea acesteia într-un domeniu foarte mare,

va fi v_i . Altfel spus, generatorul v_i “nu simte” încărcarea produsă asupra sa de sarcina R_s . De exemplu, etajul tampon din figura 10.4 ar putea fi un astfel de repetor.

11.3 AMPLIFICATOARE DIFERENȚIALE (SCĂZĂTOARE)

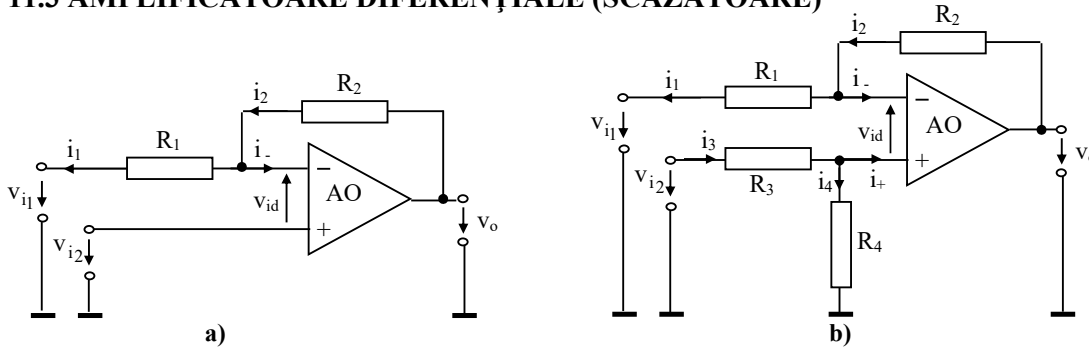


Fig. 11.4: Amplificatoare diferențiale

- a) Schema fundamentală;
b) Amplificator diferențial cu câștiguri egale ale intrărilor.

Circuitul din figura 11.4a se poate observa că este cel din figura 11.2a, în care rezistența R_1 s-a conectat la tensiunea v_{i1} în loc de masă, aceasta fiind singura deosebire între ele. Expresia tensiunii de ieșire $v_o = v_o(v_{i1}, v_{i2})$ se poate calcula prin procedee similare cu cele folosite în paragrafele 11.1 și 11.2. O rezolvare mai simplă însă este se obține aplicând **teorema superpoziției**, care afirmă că, în cazul unui sistem cu excitații (semnale de intrare) multiple, răspunsul (semnalul de ieșire) este suma tuturor răspunsurilor obținute considerând succesiv câte una din excitații, restul fiind nule.

În cazul de față: dacă $v_{i1} = 0$, se observă că circuitul devine cel din figura 11.2a, cu răspunsul (11.11), iar dacă $v_{i2} = 0$, atunci circuitul devine cel din figura 11.1, cu răspunsul (11.5), astfel că :

$$v_o = v_o|_{v_{i1}=0} + v_o|_{v_{i2}=0} \stackrel{(11.11), (11.5)}{=} v_{i2} \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - v_{i1} \frac{R_2}{R_1} \quad (11.15)$$

La o analiză sumară, montajul prezentat poate fi numit diferențial, întrucât tensiunea de ieșire depinde oarecum de diferența celor două semnale de intrare, dar totuși, amplificările acestora (modulele lor) nu sunt egale, adică v_o nu este un multiplu al mărimii $v_{i2} - v_{i1}$. În plus, montajul prezintă o (altă) deficiență majoră: în conformitate cu (11.8) semnalul v_{i1} “simte” impedanța de intrare R_1 , pe când în conformitate cu (11.13) semnalul v_{i2} “simte” o impedanță de intrare infinită. Cu alte cuvinte, montajul “încarcă” asimetric cele două generatoare de tensiune de la intrare, deci precizia oferită nu poate fi prea mare, întrucât poate apărea o variație (cădere) a tensiunii semnalului v_{i1} , ceea ce afectează evident tensiunea de ieșire. Pentru aplicațiile în care nu se cere o precizie deosebită, această problemă poate fi rezolvată prin alegerea unei rezistențe R_1 de valoare suficient de mare încât căderea de tensiune Δv_{i1} să devină neglijabilă. Această soluție este practicabilă până la valori ale rezistenței R_1 (și, prin consecință, și ale rezistenței R_2 , pentru a asigura amplificarea necesară) care asigură curenții $i_{1,2} \gg i_-$, curenții (i_- și i_+) consumați de intrări fiind, evident, extrem de mici (pA, ..., nA – după cum s-a menționat la descrierea tehnică a AO), dar nenuli.

O soluție îmbunătățită este prezentată în figura 11.4b, în care, printr-o dimensionare corectă a rezistențelor R_3 și R_4 , se pot obține amplificări egale pentru v_{i1} și v_{i2} . Din (11.15) se poate observa că semnalul v_{i2} are amplificarea mai mare, deci soluția ar fi

micșorarea sa (prin intermediul divizorului rezistiv R_3, R_4) pentru ca la ieșire ambele semnale să se regăsească amplificate cu $\frac{R_2}{R_1}$ și cu defazajele corespunzătoare.

Cum $i_+ = 0$, rezultă că $i_3 = i_4 = \frac{v_{i2}}{R_3 + R_4}$, astfel că:

$$v_+ = R_4 i_4 = v_{i2} \frac{R_4}{R_3 + R_4} \underset{v_{id}=0}{=} v_- \quad (11.16)$$

Cum în (11.15) v_{i2} reprezintă de fapt v_+ , înlocuind-o cu valoarea din (11.16) se obține:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \frac{R_4}{R_3 + R_4} v_{i2} - \frac{R_2}{R_1} v_{i1} \quad (11.17)$$

Pentru a obține amplificări egale în modul, rezultă condiția evidentă:

$$\frac{R_1 + R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3 + R_4} = \frac{R_2}{R_1},$$

de unde rezultă:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4} \quad (11.18)$$

În concluzie, dacă R_1, R_2, R_3 și R_4 satisfac relația (11.18), atunci tensiunea de ieșire capătă o expresie specifică unui amplificator diferențial “autentic”:

$$v_o = \frac{R_2}{R_1} (v_{i2} - v_{i1}) \quad (11.19)$$

Problema încărcării asimetrice a surselor v_{i1} și v_{i2} însă rămâne nerezolvată. Există variante de scheme mai complexe (ele includ mai multe AO, de exemplu unele în montaje repetitoare), rezultând astfel amplificatoare diferențiale de precizie (mare).

11.4 AMPLIFICATOARE SUMATOARE

11.4.1 Sumatorul inversor

Schema unui circuit amplificator-sumator inversor este prezentată în figura 11.5a. Se poate constata că tensiunile de intrare se aplică (toate) în intrarea inversoare a AO.

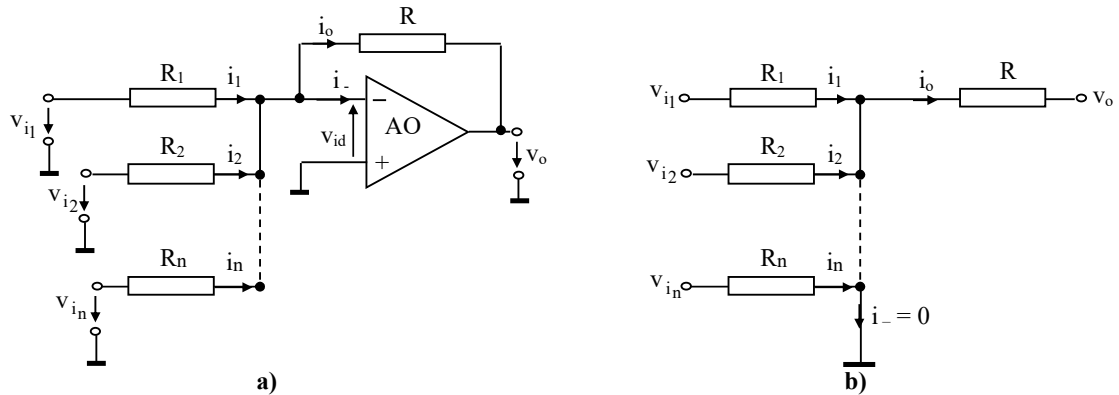


Fig. 11.5: Amplificator-sumator inversor cu AO

- a) Schema electrică;
- b) Circuitul echivalent.

Procedând la fel ca în cazul amplificatorului inversor, cum AO se consideră ideal, rezultă relații de tip (11.3) și (11.4):

$$\left. \begin{aligned} v_{id} = 0 \Rightarrow v_- = v_+ \\ v_+ = 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_- = 0 \text{ (punctul virtual de masă)}$$

$$\left. \begin{aligned} i_1 + i_2 + \dots + i_n = i_o + i_- \\ i_- = 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow i_o = \sum_{k=1}^n i_k \quad (11.20)$$

Expresia tensiunii de ieșire se poate determina la fel ca în paragraful 11.1, sau cu ajutorul circuitului echivalent din figura 11.5b, obținut prin considerarea comportării ideale a AO, descrisă de (11.3) – reluată mai sus și ținând cont de (11.20).

Pe circuitul echivalent din figura 11.5b se scriu relațiile:

$$\left. \begin{aligned} i_k &= \frac{v_{i_k}}{R_k}, \forall k = \overline{1, n} \\ i_o &= \frac{-v_o}{R} \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_o = -R \sum_{k=1}^n \frac{v_{i_k}}{R_k} \quad (11.21)$$

(11.20)

Fiecare semnal de intrare v_{i_k} , $k = \overline{1, n}$ are amplificarea $A_k = -\frac{R}{R_k}$.

Contribuția în semnalul de ieșire a intrării v_{i_k} este $v_{o_k} = -v_{i_k} \frac{R}{R_k}$, iar AO le sumează pe

$$\text{toate: } v_o = \sum_{k=1}^n v_{o_k}.$$

Dacă $R_1 = R_2 = \dots = R_n := r$, atunci toate intrările vor avea aceeași amplificare, astfel că semnalul de ieșire devine: $v_o = -\frac{R}{r} \sum_{k=1}^n v_{i_k}$. Mai mult, în această situație, toate semnalele de intrare “văd” aceeași impedanță de intrare r , după cum rezultă evident din (11.8).

Observații:

- Trebuie remarcat că în figura 11.5b s-a folosit o reprezentare mai simplă a tensiunilor, presupunându-se cunoscut faptul că o **notație în dreptul unui nod al schemei semnifică potențialul acestuia față de terminalul de referință al circuitului (masa)**, echivalență ce poate fi înțeleasă foarte bine comparând reprezentările tensiunilor $v_{i_1}, v_{i_2}, \dots, v_{i_n}$, respectiv v_o din figurile 11.5a și 11.5b. **Același tip de notații va fi folosit în toate schemele ce vor fi prezentate în continuare.**
- Amplificările sunt de tipul (11.6), caracteristice amplificatorului inversor.

11.4.2 Sumatorul neinversor

Schema unui circuit amplificator-sumator inversor este prezentată în figura 11.6a. Se poate constata că toate tensiunile de intrare sunt aplicate intrării neinversoare a AO.

Procedând la fel ca în cazul amplificatorului neinversor, cum AO se consideră ideal, rezultă relații de tip (11.9) și (11.4):

$$\left. \begin{aligned} i_- = 0 \Rightarrow i_o = i_R \Rightarrow v_- = v_o \frac{R_-}{R + R_-} \\ v_{id} = 0 \Rightarrow v_- = v_+ \end{aligned} \right\} \Rightarrow v_+ = v_o \frac{R_-}{R + R_-} \quad (11.22)$$

$$\left. \begin{aligned} i_1 + i_2 + \dots + i_n = i_+ \\ i_+ = 0 \end{aligned} \right\} \Rightarrow \sum_{k=1}^n i_k = 0 \quad (11.23)$$

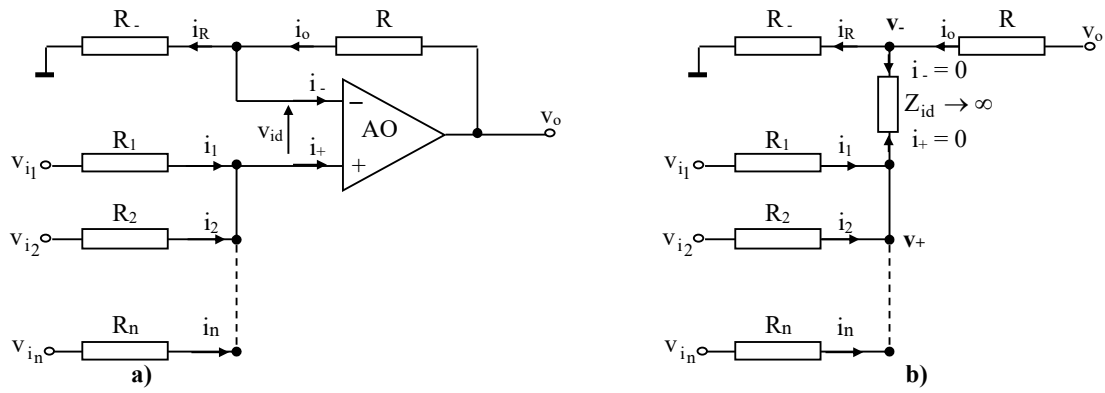


Fig. 11.6: Amplificator-sumator neinversor cu AO

- a) schema electrică;
b) circuitul echivalent.

Expresia tensiunii de ieșire se poate determina la fel ca în paragraful 11.1, sau cu ajutorul circuitului echivalent din figura 11.6b, asupra căruia se consideră utile câteva precizări: prin echivalarea AO cu modelul său ideal, în acest caz rezultă un circuit cu 2 secțiuni independente (circuitul de intrare – cel cu $R_1, \dots, R_n$ și semnalele aferente și circuitul de ieșire/reacție – cel cu R și R_-). Legătura între ele este aceea că nodurile corespunzătoare intrărilor AO (cele etichetate cu potențialele v_- și v_+) sunt la același potențial (11.22). Dacă se procedează astfel, atunci impedanța Z_{id} poate lipsi din circuitul echivalent. Prezența acestei impedanțe, completată cu observația că ea este parcursă de curenții de intrare i_- și i_+ (nuli), atrage după sine deducerea imediată că nodurile amintite mai sus sunt la același potențial, care printr-un calcul imediat rezultă cu expresia (11.22).

Se va deduce expresia tensiunii de ieșire pe circuitul din figura 11.6a.

Reluând expresia (11.23) și exprimând curenții $i_1, i_2, \dots, i_n$, se obține:

$$\left. \begin{aligned} i_+ = 0 &\Rightarrow i_1 + i_2 + \dots + i_n = 0 \\ i_1 &= \frac{v_{i1} - v_+}{R_1} \\ i_2 &= \frac{v_{i2} - v_+}{R_2} \\ &\dots \\ i_n &= \frac{v_{in} - v_+}{R_n} \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{v_{i1} - v_+}{R_1} + \frac{v_{i2} - v_+}{R_2} + \dots + \frac{v_{in} - v_+}{R_n} = 0,$$

din care rezultă expresia tensiunii v_+ :

$$\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} \right) \cdot v_+ = \frac{v_{i1}}{R_1} + \frac{v_{i2}}{R_2} + \dots + \frac{v_{in}}{R_n} \Leftrightarrow v_+ = R_{\parallel} \cdot \left(\frac{v_{i1}}{R_1} + \frac{v_{i2}}{R_2} + \dots + \frac{v_{in}}{R_n} \right)$$

$\frac{1}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}} =: \frac{1}{R_{\parallel}}$

Înlocuindu-l pe v_+ cu expresia sa din (11.22), rezultă tensiunea de ieșire:

$$\begin{aligned} \frac{R_-}{R + R_-} \cdot v_o &= R_{\parallel} \cdot \left(\frac{v_{i1}}{R_1} + \frac{v_{i2}}{R_2} + \dots + \frac{v_{in}}{R_n} \right) \Leftrightarrow \\ \Leftrightarrow v_o &= R_{\parallel} \cdot \left(1 + \frac{R}{R_-} \right) \cdot \left(\frac{v_{i1}}{R_1} + \frac{v_{i2}}{R_2} + \dots + \frac{v_{in}}{R_n} \right) \end{aligned} \quad (11.24)$$

$$\text{în care } R_{||} = R_1 || R_2 || \dots || R_n \quad (11.25)$$

Fiecare semnal de intrare v_{i_k} , $k = \overline{1, n}$ are amplificarea $A_k = \frac{R_{||}}{R_k} \left(1 + \frac{R}{R_-} \right)$.

Contribuția în semnalul de ieșire a intrării v_{i_k} este $v_{o_k} = v_{i_k} \frac{R_{||}}{R_k} \left(1 + \frac{R}{R_-} \right)$, iar AO le

sumează pe toate: $v_o = \sum_{k=1}^n v_{o_k}$.

Dacă $R_1 = R_2 = \dots = R_n := r$, atunci toate intrările vor avea aceeași amplificare, astfel că

semnalul de ieșire devine: $v_o = \frac{1}{n} \left(1 + \frac{R}{R_-} \right) \cdot \sum_{k=1}^n v_{i_k}$.

Există un dezavantaj important al sumatorului neinvertor: la o analiză atentă a schemei electrice (figura 11.6a) și a relației (11.23), se vede că (deoarece nu există punct virtual de masă) suma nulă a curenților $i_1, i_2, \dots, i_n$ nu poate fi realizată decât dacă cel puțin unul dintre ei are sensul contrar celui figurat pe schemă. Cu alte cuvinte, cel puțin o sursă de semnal absoarbe curentul și nu-l generează, sau, într-o exprimare echivalentă, sursele de semnal se influențează între ele. Această situație nu afectează sumatorul invertor, la care toți curenții $i_1, i_2, \dots, i_n$ și i_o se închid la masa (chiar și virtuală a) montajului (adică semnalele de intrare nu se influențează între ele), după cum se poate constata cu ușurință din figura 11.5a. Aceasta face ca sumatorul neinvertor să aibă mult mai puține aplicații practice decât cel invertor.

11.5 CIRCUITE INTEGRATOARE ȘI DERIVATOARE CU AO

11.5.1 Integratorul invertor

Schema unui circuit integrator invertor este prezentată în figura 11.7a. Se poate constata că tensiunea de intrare este aplicată intrării inversoare a AO.

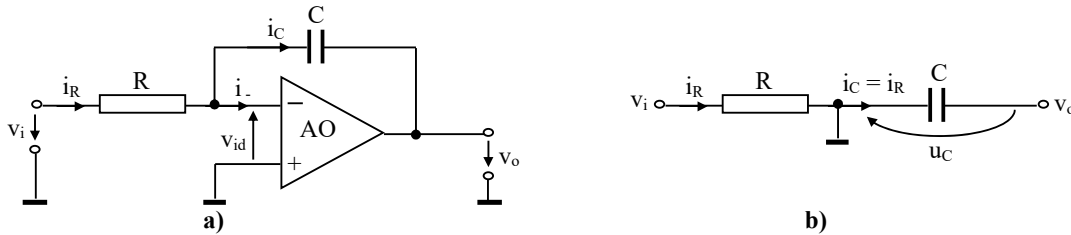


Fig. 11.7: Integratorul invertor

- a) schema electrică;
b) circuitul echivalent.

Pe oricare din circuitele din figura 11.7, ținând cont că $v_- = v_+ = 0$, se scriu relațiile:

$$\left. \begin{aligned} i_R(t) &= \frac{v_i(t)}{R} \\ i_C(t) &= -C \frac{du_C(t)}{dt} \\ i_R &= i_C(t) \\ u_C(t) &= U_{C_0} + v_o(t) \end{aligned} \right\} \Rightarrow \frac{v_i}{R} = -C \frac{dv_o(t)}{dt} \Leftrightarrow v_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_{t_0}^t v_i(\tau) d\tau + U_{C_0} \quad (11.26)$$

în care s-a notat cu $U_{C_0} := u_C(t_0)$ valoarea inițială a tensiunii pe condensator. Cu notația:

$$RC := T_i \text{ (constanta de timp de integrare),} \quad (11.27)$$

expresia tensiunii de ieșire devine:

$$v_o(t) = -\frac{1}{T_i} \int_{t_0}^t v_i(\tau) d\tau + U_{C_0}, \quad (11.28)$$

de unde se vede evident că tensiunea de ieșire depinde de integrala celei de intrare, ca și defazajul de 180° între ele (specific montajului inversor).

Un caz particular extrem de important al circuitului integrator este acela în care tensiunea de intrare este constantă (o tensiune de c.c.):

$$v_i(t) = V_I = \text{ct.} \quad (11.29)$$

În acest caz, din (11.26) rezultă că încărcarea/descărcarea condensatorului se face cu curentul constant:

$$i_R(t) = i_C(t) = \frac{V_I}{R} = \text{ct.} \quad (11.30)$$

Cum i_C este constant și de asemenea proporțional cu derivata tensiunii u_C , rezultă evident că la ieșire se va obține un semnal cu variație liniară în timp (liniar variabil):

$$v_o(t) = -\frac{a}{T_i} \cdot t + U_{C_0} \quad (11.31)$$

Este cea mai utilizată modalitate de a construi GTLV-uri (Generatoare de Tensiune Liniar Variabilă), adică circuite care furnizează la ieșire semnale cu formă triunghiulară sau dinte de fierăstrău.

Observații:

- Dacă v_i este o tensiune de c.a. cu pulsația $\omega = 2\pi f$ (“f” fiind frecvența), atunci se poate calcula tensiunea de ieșire în complex:

$$\left. \begin{array}{l} I_R = \frac{V_i}{R} \\ I_C(t) = j\omega C \cdot \underline{U}_C \\ I_R = I_C(t) \\ \underline{U}_C = -\underline{V}_o \end{array} \right\} \Rightarrow \frac{V_i}{R} = -j\omega C \cdot \underline{V}_o \Leftrightarrow \underline{V}_o = -\frac{1}{j\omega RC} V_i \quad (11.32)$$

- Comparând (11.28) cu (11.32), se regăsește un rezultat cunoscut de la teoria circuitelor de c.a.: operatorul $\frac{1}{j\omega}$ în domeniul “frecvență” este echivalentul operatorului de

$$\text{integrare în domeniul “timp”}: \frac{1}{j\omega} \Leftrightarrow \int (\dots) dt \quad (11.33)$$

- Din (11.32) se poate deduce expresia FDT a integratorului în domeniul frecvență:

$$H(j\omega) = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i}(j\omega) = -\frac{1}{j\omega RC} = -\frac{1}{j\omega T_i} \quad (11.34)$$

- De asemenea, tot din (11.32) sau (11.34) se deduce imediat că răspunsul unui circuit de integrare este descrescător cu frecvența, adică un astfel de circuit se comportă ca un **Filtru Trece Jos (FTJ sau LPF – Low Pass Filter)**.
- Observația de mai sus se putea deduce și printr-o analiză calitativă a funcționării circuitului integrator: comparând figurile 11.1 și 11.7a, se observă similitudinea lor: rezistența R_2 din figura 11.1 a fost înlocuită de condensatorul C în figura 11.7, ambele asigurând bucla de reacție (negativă). Cum reactanța capacitivă $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$, este invers proporțională cu frecvența, rezultă că circuitul va fi caracterizat de o amplificare variabilă: foarte mare în c.c. ($\omega = 0 \Rightarrow X_C \rightarrow \infty$ – practic AO este în

bucă deschisă) și tinzând spre 0 la frecvențe foarte mari ($\omega \rightarrow \infty \Rightarrow X_C \rightarrow 0$), scurtcircuitând astfel ieșirea AO la intrarea inversoare, care este punct virtual de masă.

- Dependența (11.34) poate fi reprezentată grafic, obținându-se astfel **caracteristicile de frecvență ale circuitului integrator**. Cum $H(j\omega)$ este un număr complex, rezultă că se obțin două caracteristici de frecvență:

o **Caracteristica de amplitudine**, de obicei în forma logaritmică (în decibeli):

$$|H(j\omega)|_{dB} = 20 \cdot \lg|H(j\omega)| \quad (11.35)$$

o **Caracteristica de fază**:

$$\varphi(\omega) = \arg(H(j\omega)) \quad (11.36)$$

Înlocuind (11.34) în (11.35) și (11.36), se obțin expresiile analitice ale caracteristicilor de frecvență ale circuitului integrator inversor:

✓ *Caracteristica de amplitudine*:

$$|H(j\omega)|_{dB} = 20 \cdot \lg \left| -\frac{1}{j\omega T_i} \right| = 20 \cdot \lg(1) - 20 \cdot \lg(\omega T_i) = -20 \cdot \lg(\omega T_i) \quad (11.37)$$

✓ *Caracteristica de fază*:

$$\varphi(\omega) = \arg \left(\frac{-1}{j\omega T_i} \right) = \arg \left(\frac{j}{\omega T_i} \right) = \underbrace{\arg(j)}_{\frac{\pi}{2}} - \underbrace{\arg(\omega T_i)}_0 = \frac{\pi}{2} \quad (11.38)$$

Caracteristicile (11.37) și (11.38) sunt reprezentate în figura 11.8, în care s-a folosit o scară logaritmică pe axa frecvențelor, ceea ce liniarizează dependența (11.37). Se poate observa răspunsul descrescător în frecvență. De asemenea, se deduce printr-un calcul simplu că, dacă $H_0 := |H(j\omega_0)|_{dB}$, atunci

$$|H(j \cdot 10\omega_0)|_{dB} = H_0 - 20dB. \quad \text{Definind}$$

decada ca orice interval în care pulsația ω (sau frecvența f ; $\omega = 2\pi f$) se mărește de 10 ori:

$$1dec = [\omega, 10\omega] \text{ sau } 1dec = [f; 10f] \quad (11.39)$$

se spune că **răspunsul integratorului se micșorează cu panta**

$$m_i = -20 \frac{dB}{dec} \quad (11.40)$$

De asemenea, este evidentă intersecția caracteristicii de amplitudine cu axa ω :

$$|H(j\omega_t)|_{dB} = 0 \Rightarrow \omega_t T_i = 1 \Leftrightarrow \omega_t = \frac{1}{T_i} = \frac{1}{RC} \quad (11.41)$$

Aceasta se numește pulsația de tăiere, iar frecvența de tăiere este:

$$f_t = \frac{1}{2\pi \cdot T_i} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (11.42)$$

O ultimă observație în încheierea acestui paragraf, care rămâne valabilă și pentru cel ce urmează: toate abordările prezentate sunt corecte doar în ipoteza că AO lucrează liniar ($V_{OL} < v_o < V_{OH}$, adică tensiunea de ieșire calculată cu (11.26) nu depășește cele două praguri de saturație. Evident că în caz contrar $v_o = V_{OH}$ sau $v_o = V_{OL}$.

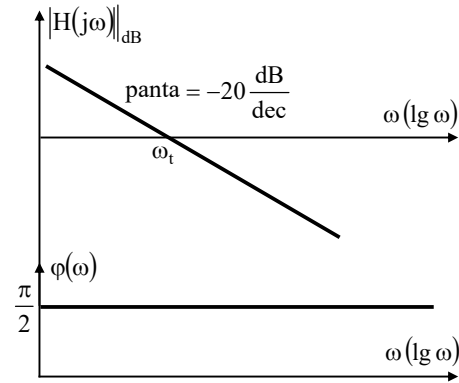


Fig. 11.8
Caracteristici de frecvență ale circuitului integrator inversor

11.5.2 Derivatorul inversor

Schema unui circuit integrator inversor este prezentată în figura 11.9a. Se poate constata că tensiunea de intrare este aplicată intrării inversoare a AO

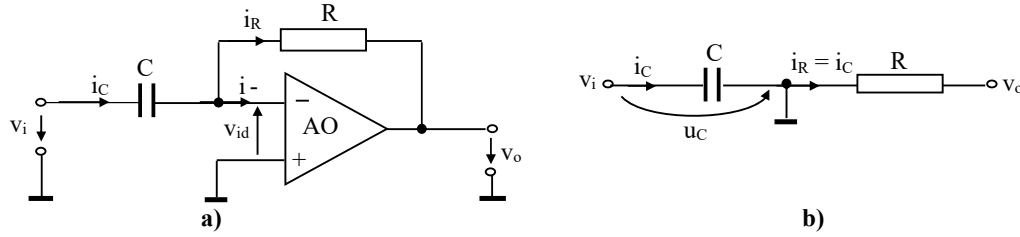


Fig. 11.9: Derivatorul inversor

- a) schema electrică;
b) circuitul echivalent.

Pe oricare din circuitele din figura 11.9, se scriu relațiile:

$$\left. \begin{aligned} v_- &= v_+ = 0 \\ i_- &= i_+ = 0 \Rightarrow i_R(t) = i_C(t) \\ i_C(t) &= C \frac{du_C(t)}{dt} = C \frac{dv_i(t)}{dt} \\ i_R(t) &= -\frac{v_o(t)}{R} \end{aligned} \right\} \Rightarrow C \frac{dv_i(t)}{dt} = -\frac{v_o(t)}{R} \Leftrightarrow v_o(t) = -RC \frac{dv_i(t)}{dt} \quad (11.43)$$

Cu notația:

$$RC := T_d \text{ (constanta de timp de derivare),} \quad (11.44)$$

expresia tensiunii de ieșire devine:

$$v_o(t) = -T_d \frac{dv_i(t)}{dt}, \quad (11.45)$$

de unde se vede evident că tensiunea de ieșire depinde de derivata celei de intrare, ca și defazajul de 180° între ele (specific montajului inversor).

Observații:

- Dacă v_i este o tensiune de c.a. cu pulsația $\omega = 2\pi f$ ("f" fiind frecvența), atunci se poate calcula tensiunea de ieșire în complex:

$$\bullet \left. \begin{aligned} \underline{V}_- &= \underline{V}_+ = 0 \\ \underline{I}_- &= \underline{I}_+ = 0 \Rightarrow \underline{I}_R = \underline{I}_C \\ \underline{I}_C &= j\omega C \underline{U}_C = j\omega C \underline{V}_i \\ \underline{I}_R &= -\frac{\underline{V}_o}{R} \end{aligned} \right\} \Rightarrow j\omega C \underline{V}_i = -\frac{\underline{V}_o}{R} \Leftrightarrow \underline{V}_o = -j\omega RC \underline{V}_i \quad (11.46)$$

- Comparând (11.45) cu (11.46), se regăsește un rezultat cunoscut de la teoria circuitelor de c.a.: operatorul $j\omega$ în domeniul "frecvență" este echivalentul operatorului de derivare în domeniul "timp": $j\omega \leftrightarrow \frac{d(\dots)}{dt}$ (11.47)

- Din (11.47) se poate deduce expresia FDT a integratorului în domeniul frecvență:

$$H(j\omega) = \frac{\underline{V}_o}{\underline{V}_i}(j\omega) = -j\omega RC = -j\omega T_d \quad (11.48)$$

- De asemenea, tot din (11.46) sau (11.48) se deduce imediat că răspunsul unui circuit de derivare este crescător cu frecvența, adică un astfel de circuit se comportă ca un **Filtru Trece Sus (FTS sau HPF – High Pass Filter)**.
 - Observația de mai sus se putea deduce și printr-o analiză calitativă a funcționării circuitului integrator: comparând figurile 11.1 și 11.9a, se observă similitudinea lor: rezistența R_1 din figura 11.1 a fost înlocuită de condensatorul C în figura 11.7. Cum reactanța capacitivă $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$, este invers proporțională cu frecvența, rezultă că circuitul va fi caracterizat de o amplificare variabilă: foarte mică în c.c. ($\omega = 0 \Rightarrow X_C \rightarrow \infty$, adică intrarea AO este izolată de v_i și tinzând spre ∞ la frecvențe foarte mari ($\omega \rightarrow \infty \Rightarrow X_C \rightarrow 0$, adică $X_C \gg R$).
 - Observația de mai sus se putea deduce și printr-o analiză calitativă a funcționării circuitului integrator: comparând figurile 11.1 și 11.7a, se observă similitudinea lor: rezistența R_2 din figura 11.1 a fost înlocuită de condensatorul C în figura 11.7, ambele asigurând bucla de reacție (negativă). Cum reactanța capacitivă $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$, este invers proporțională cu frecvența, rezultă că circuitul va fi caracterizat de o amplificare variabilă: foarte mare în c.c. ($\omega = 0 \Rightarrow X_C \rightarrow \infty$ – practic AO este în buclă deschisă) și tinzând spre 0 la frecvențe foarte mari ($\omega \rightarrow \infty \Rightarrow X_C \rightarrow 0$), scurtcircuitând astfel ieșirea AO la intrarea inversoare, care este punct virtual de masă. Dependența (11.48) poate fi reprezentată grafic, obținându-se astfel **caracteristicile de frecvență** ale circuitului derivator.
- Înlocuind (11.48) în (11.35) și (11.36), se obțin expresiile analitice ale caracteristicilor de frecvență ale circuitului derivator inversor:

✓ *Caracteristica de amplitudine:*

$$|H(j\omega)|_{dB} = 20 \cdot \lg|-j\omega T_d| = 20 \cdot \lg(\omega T_d) \quad (11.49)$$

✓ *Caracteristica de fază:*

$$\varphi(\omega) = \arg(-j\omega T_d) = -\frac{\pi}{2} \quad (11.50)$$

Caracteristicile (11.49) și (11.50) sunt reprezentate în figura 11.10, în care s-a folosit o scară logaritmică pe axa frecvențelor, ceea ce liniarizează dependența (11.49). Se poate observa răspunsul crescător în frecvență. De asemenea, se deduce printr-un calcul simplu că, dacă $H_0 := |H(j\omega_0)|_{dB}$, atunci

$$|H(j \cdot 10\omega_0)|_{dB} = H_0 + 20dB; \text{ se spune că}$$

răspunsul integratorului se mărește cu panta

$$m_d = 20 \frac{dB}{dec}$$

De asemenea, este evidentă intersecția caracteristicii de amplitudine cu axa ω :

$$|H(j\omega_t)|_{dB} = 0 \Rightarrow \omega_t T_d = 0 \Leftrightarrow \omega_t = \frac{1}{T_d} = \frac{1}{RC} \quad (11.52)$$

Aceasta se numește pulsația de tăiere, iar frecvența de tăiere corespunzătoare este:

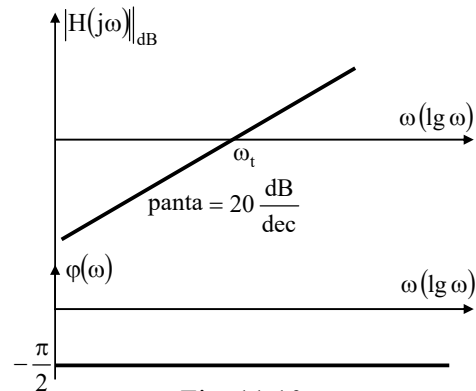


Fig. 11.10
Caracteristici de frecvență ale circuitului integrator inversor

(11.51)

$$f_t = \frac{1}{2\pi \cdot T_i} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (11.53)$$

Fără a intra în amănunte, trebuie totuși menționat faptul că derivatorul simplu din figura 11.9a nu este folosit în aplicații practice, întrucât este instabil. Pentru a înțelege acest lucru, este suficient să se ia în considerare un zgomot (un semnal parazit cu o frecvență (de regulă) mare) la intrare. În conformitate cu (11.48), este evident că acesta va fi puternic amplificat, putând astfel “masca” semnalul util. Soluția este limitarea domeniului de frecvență în care circuitul funcționează ca derivator, adică circuitul să atenueze frecvențele mai mari decât cele specifice benzii semnalului util – adică să funcționeze ca integrator la acele frecvențe.

În loc de concluzie: aplicațiile AO prezentate, în care s-au realizat circuite amplificatoare, sumatoare, scăzătoare, de integrare, de derivare (și vor mai urma, dar acestea totuși sunt quasiunanim considerate ca aplicații fundamentale), sunt capabile să modeleze calcule analogice (matematice). Există vreo denumire mai bună decât “Amplificator Operațional” a acestor dispozitive? Întrebarea este, desigur, retorică!

11.6 APLICAȚII

11.6.1 Se dă circuitul din figura 11.11, în care se cunosc: $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 90k\Omega$, iar AO, care se va considera ideal, este caracterizat de $V_{OL} = -15V$ și $V_{OH} = 15V$. Dacă semnalul de intrare este $v_i(t) = 2 \sin \omega t$, să se reprezinte grafic forma de undă a semnalului de ieșire, $v_o(t)$.

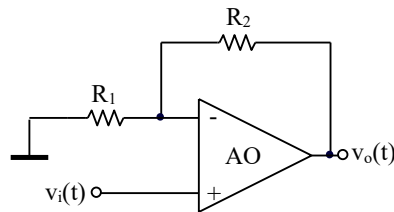


Fig. 11.11

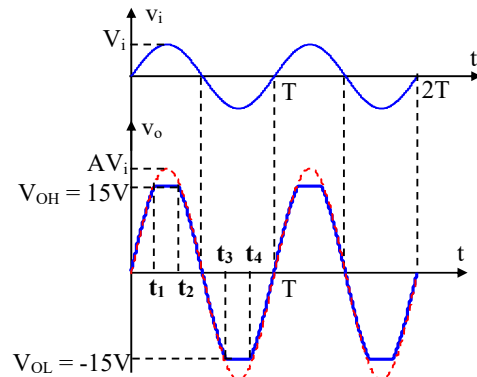


Fig. 11.12

Rezolvare

Se observă că schema reprezintă un amplificator neinversor.

În conformitate cu (11.12), amplificarea este $A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10$. Rezultă că semnalul de

ieșire va avea expresia $v_o(t) = Av_i(t) = AV_i \sin \omega t$, cu condiția ca $V_{OL} \leq v_o(t) \leq V_{OH}$, și aceasta în orice moment de timp. Cum $V_o = AV_i = 20V$ și $|V_o| > |V_{OL}| = |V_{OH}| = 15V$, rezultă că amplificatorul va lucra (și) în zonele de saturație, rezultând forma sa de undă din figura 11.12. Momentele t_1 și t_2 se calculează din condiția :

$$v_o(t_1) = v_o(t_2) = V_{OH}.$$

Ținând cont de simetria funcției sinus, rezultă:

$$t_1 = \frac{1}{\omega} \arcsin\left(\frac{V_{OH}}{AV_i}\right) = \frac{1}{\omega} \arcsin\left(\frac{3}{4}\right) \quad (\text{ieșirea } v_o \text{ se saturează la nivelul } V_{OH})$$

$$t_2 = \frac{T}{2} - \frac{1}{\omega} \arcsin\left(\frac{3}{4}\right) \quad (\text{ieșirea } v_o \text{ iese din saturație – AO reia funcționarea liniară})$$

Similar se pot calcula momentele t_3 și t_4 , corespunzătoare saturației negative:

$$t_3 = \frac{T}{2} + \frac{1}{\omega} \arcsin\left(\frac{3}{4}\right) \quad (\text{ieșirea } v_o \text{ se saturează la nivelul } V_{OL})$$

$$t_4 = T - \frac{1}{\omega} \arcsin\left(\frac{3}{4}\right) \text{ (ieșirea } v_o \text{ iese din saturație – AO reia funcționarea liniară)}$$

11.6.2 Să se proiecteze cu un AO ideal un amplificator inversor care să asigure amplificarea $A = -10$, la o impedanță de intrare $Z_i = 100\text{k}\Omega$, știind că $V_{OL} \approx V^- = -15\text{V}$ și $V_{OH} \approx V^+ = 15\text{V}$, unde V^- și V^+ sunt tensiunile de alimentare ale circuitului; să se determine domeniul de variație a semnalului de intrare astfel încât la ieșire să se obțină un semnal nedistorsionat. Dacă AO are curenții de intrare $i_- = i_+ = 500\text{nA}$, să se calculeze valoarea maximă a impedanței de intrare ce se poate obține, la aceeași amplificare.

Rezolvare

Schema circuitului este cea din **figura 11.1**. Ținând cont de (11.6) și (11.8), rezultă:

$$\left\{ \begin{array}{l} A = -\frac{R_2}{R_1} \Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} = 10 \\ Z_i = R_1 \Leftrightarrow R_1 = 100\text{k}\Omega \end{array} \right\} \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} R_1 = 100\text{k}\Omega \\ R_2 = 1\text{M}\Omega \end{array} \right.$$

La ieșire se obține un semnal fără distorsiuni dacă se conservă forma semnalului de intrare, ceea ce este posibil numai dacă AO lucrează în zona liniară, adică:

$$V_{OL} \leq |A|v_i \leq V_{OH} \Leftrightarrow \frac{V_{OL}}{|A|} \leq v_i \leq \frac{V_{OH}}{|A|}$$

Numeric se obține: $-1,5\text{V} \leq v_i \leq 1,5\text{V}$.

Dacă curenții de polarizare sunt nenuli, atunci (11.4) devine:

$$\left. \begin{array}{l} i_1 = i_2 + i_- \\ i_- \ll i_1 \end{array} \right\} \Rightarrow i_1 \cong i_2,$$

sau, într-o exprimare echivalentă,

$$i_1 \cong i_2 \gg i_-,$$

ceea ce poate fi considerat adevărat dacă, în cel mai defavorabil caz, este îndeplinită condiția

$$i_1 \cong i_2 \geq 10 \cdot i_- = 5\mu\text{A}$$

Cazul cel mai defavorabil este, evident,

$$v_o = \max(|V_{OH}|, |V_{OL}|) = 15\text{V},$$

$$\text{când } i_2 = i_{2_{\max}} = \frac{v_o}{R_2} = \frac{15\text{V}}{R_2} \geq 5\mu\text{A}$$

Presupunând condiția îndeplinită la limită, rezultă:

$$R_2 = \frac{15\text{V}}{5\mu\text{A}} = 3\text{M}\Omega; R_1 = \frac{R_2}{|A|} = 300\text{k}\Omega = Z_{i_{\max}}$$

Valoarea maximă a impedanței de intrare este $Z_i = 300\text{k}\Omega$.

11.6.3 Să se deducă expresia tensiunii v_o de la ieșirea circuitului din figura 11.13, în care AO se vor considera ideale și $R_1 = R_2$, $R_5 = R_6$, $R_4 = R_7$

Rezolvare

$$v_{id} = 0 \Rightarrow \left\{ \begin{array}{l} v_A = v_{i1}; v_B = v_{i2} \\ v_M = v_N \end{array} \right.$$

$$i_3 = \frac{v_A - v_B}{R_3} = \frac{v_{i1} - v_{i2}}{R_3} \Big|_{i_-=0} = i_1 = i_2$$

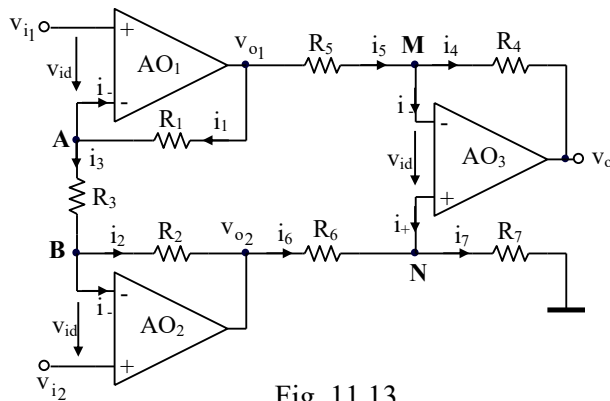


Fig. 11.13

$$v_{o1} = R_1 i_1 + v_A = \frac{v_{i1}(R_1 + R_3) - v_{i2}R_1}{R_3}$$

$$v_{o2} = v_B - R_2 i_2 = \frac{v_{i2}(R_1 + R_3) - v_{i1}R_1}{R_3}$$

Cum $R_5 = R_6$ și $R_4 = R_7$, iar AO₃ este într-o conexiune diferențială de tipul celei din figura 11.4b, rezultă că expresia v_o va fi de tipul (11.19):

$$v_o = \frac{R_4}{R_5}(v_{o2} - v_{o1}) = \frac{R_4}{R_5} \left(\frac{v_{i2}(R_1 + R_3) - v_{i1}R_1}{R_3} - \frac{v_{i1}(R_1 + R_3) - v_{i2}R_1}{R_3} \right)$$

$$v_o = \frac{R_4}{R_5} \left(1 + \frac{2R_1}{R_3} \right) (v_{i2} - v_{i1})$$

Schema reprezintă un amplificator diferențial de precizie. Tensiunile de intrare sunt aplicate prin impedanța de intrare infinită a etajelor neinversoare AO₁ și AO₂ (care pot fi și repetoare dacă $R_1 = R_2 = 0$) și le oferă pe impedanță foarte mică la intrările AO₃.

11.6.4 Se dă circuitul din figura 11.14, în care AO se vor considera ideale. Să se deducă expresiile și formele de undă ale tensiunilor de ieșire v_{o1} și v_o , dacă la intrare se aplică semnalul din figura 11.15, cu $V_i = 1V$, $t_1 = 0,1ms$ și $R = 10k\Omega$, $C = 10nF$, $U_{C0} = 0$, (neîncărcat inițial) $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 100k\Omega$, iar tensiunile de alimentare ale circuitului sunt $V^+ = 15V$ și $V^- = -15V$.

b) În cazul în care, abstracție făcând de amplificare și o eventuală defazare, formele de undă ale semnalelor $v_{o1}(t)$ și $v_o(t)$ sunt diferite, să se redimensioneze etajul din jurul AO₂ și/sau AO₁, astfel încât să se remedieze acest inconvenient.

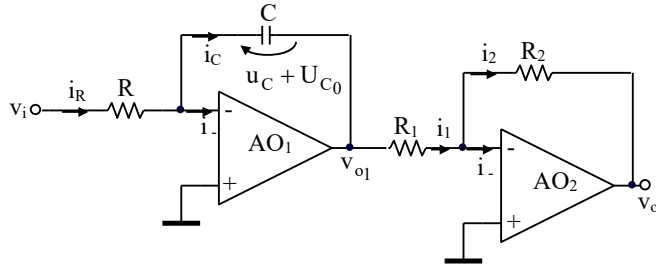


Fig. 11.14

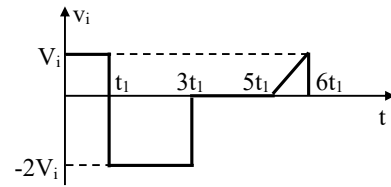


Fig. 11.15

Rezolvare

Se observă că circuitul din jurul AO₁ este un integrator inversor (de tipul celui din figura 11.7a), iar cel din jurul AO₂ este un amplificator inversor (de tipul celui din figura 11.1),

cu amplificarea $A = -\frac{R_2}{R_1} = -10$.

Aprecierea calitativă a formei de undă a tensiunii v_{o1} se consideră evidentă (o rampă descrescătoare, una crescătoare, un palier și o parabolă), în ipoteza că AO nu intră în saturație (lucrează liniar). Pentru determinări cantitative este necesară cunoașterea expresiei analitice a semnalului de intrare. Pentru aceasta, mai întâi se va determina expresia semnalului liniar variabil.

Acesta este întârziat cu durata $t_i = 5t_1$. Cum panta sa este $\frac{V_i - 0}{6t_1 - 5t_1} = \frac{V_i}{t_1} = 10 \frac{V}{ms}$, rezultă

expresia:

$$v_{i_{lin}}(t) = \frac{V_i}{t_1}(t - t_i) = \frac{V_i}{t_1}(t - 5t_1)$$

Cu aceste precizări și înlocuind valorile numerice, se obține expresia analitică a semnalului de intrare:

$$v_i(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq 0,1\text{ms} \\ -2 & 0,1\text{ms} < t \leq 0,3\text{ms} \\ 0 & 0,3\text{ms} \leq t \leq 0,5\text{ms} \\ (t - 0,5\text{ms}) \cdot 10 \frac{\text{V}}{\text{ms}} & 0,5\text{ms} \leq t \leq 0,6\text{ms} \end{cases} \quad (\text{V})$$

În conformitate cu (11.28) și în ipoteza funcționării circuitului în regim liniar, la ieșirea AO₁ se obține tensiunea:

$$v_{o1}(t) = -\frac{1}{T_i} \int_{t_0}^t v_i(\tau) d\tau + U_{C_0}$$

în care constanta de timp (de integrare) este $T_i = RC = 10\text{k}\Omega \cdot 10\text{nF} = 100\mu\text{s}$.

Rezultă succesiv:

- Pentru $0 \leq t \leq t_1$: $v_{o1}(t) = -\frac{V_i}{T_i} \tau \Big|_0^t + U_{C_0} = -\frac{1\text{V}}{100\mu\text{s}} t$, care la momentul $t = t_1 = 0,1\text{ms}$

$$\text{atinge valoarea: } v_{o1}(t_1) = -\frac{1\text{V}}{100\mu\text{s}} \cdot 0,1\text{ms} = -1\text{V}.$$

Tensiunea inițială a condensatorului pentru durata următoare devine $U_{C_1} = v_{o1}(t_1) = -1\text{V}$;

- Pentru $t_1 < t \leq 3t_1$: $v_{o1}(t) = -\frac{2V_i}{T_i} \tau \Big|_{t_1}^t + U_{C_1} = \frac{2\text{V}}{100\mu\text{s}} (t - t_1) - 1\text{V}$, care la momentul

$$t = 3t_1 = 0,3\text{ms} \text{ atinge valoarea: } v_{o1}(3t_1) = \frac{2\text{V}}{100\mu\text{s}} \cdot 0,2\text{ms} - 1\text{V} = 3\text{V}.$$

Tensiunea inițială a condensatorului pentru durata următoare devine $U_{C_3} = v_{o1}(t_3) = 3\text{V}$;

- Pentru $3t_1 < t \leq 5t_1$: $v_{o1}(t) = -\frac{K}{T_i} \Big|_{3t_1}^{5t_1} + U_{C_3} = 3\text{V}$ (condensatorul rămâne încărcat la

valoarea inițială în absența unui semnal de intrare care să-i modifice starea.

- Pentru $5t_1 < t \leq 6t_1$:

$$v_{o1}(t) = -\frac{1}{T_i} \frac{(\tau - 5t_1)^2}{2} \Big|_{5t_1}^t \cdot 10 \frac{\text{V}}{\text{ms}} + U_{C_3} = -\frac{1}{100\mu\text{s}} \frac{(t - 0,5\text{ms})^2}{2} \cdot 10 \frac{\text{V}}{\text{ms}} + 3\text{V}$$

La momentul $t = 6t_1 = 0,6\text{ms}$, această tensiune atinge valoarea:

$$v_{o1}(6t_1) = 3\text{V} - \frac{0,01\text{ms}^2}{200\mu\text{s}} \cdot 10 \frac{\text{V}}{\text{ms}} = 2,5\text{V}.$$

Forma de undă a tensiunii de ieșire v_{o1} este prezentată în figura 11.16a. Datorită nivelelor mici ale tensiunii v_{o1} ($-15\text{V} = V^- \approx V_{OL} < v_{o1} < V_{OH} \approx V^+ = 15\text{V}, \forall t \in [0; 6t_1]$), rezultă că AO₁ nu se saturează.

Tensiunea v_{o1} reprezintă semnalul de intrare al celui de-al doilea etaj al circuitului, care este amplificatorul inversor realizat cu ajutorul AO2. Rezultă că tensiunea de ieșire are următoarea expresie:

$$v_o = \begin{cases} Av_{o1} & \text{dacă } V_{OL} < Av_{o1} < V_{OH} & (\text{AO2 lucrează în zona liniară}) \\ V_{OL} & \text{dacă } Av_{o1} \leq V_{OL} & (\text{AO2 lucrează în zona de saturație inferioară}) \\ V_{OH} & \text{dacă } Av_{o1} \geq V_{OH} & (\text{AO2 lucrează în zona de saturație superioară}) \end{cases}$$

în care $A = -\frac{R_2}{R_1} = -10$.

Înlocuind expresiile tensiunii v_{o1} și efectuând calculele, se obține:

- Pentru $0 \leq t \leq t_1$: $v_o(t) = -10v_{o1}(t) = \frac{10V}{100\mu s}t$, care la momentul $t = t_1 = 0,1\text{ms}$ atinge

valoarea: $v_o(t_1) = \frac{10V}{100\mu s} \cdot 0,1\text{ms} = 10V \in [V_{OL}; V_{OH}]$, deci AO2 lucrează liniar;

- Pentru $t_1 < t \leq 3t_1$: $v_o(t) = -10v_{o1}(t) = -\frac{20V}{100\mu s}(t - t_1) + 10V$, care la momentul

$t = 3t_1 = 0,3\text{ms}$ atinge valoarea: $v_o(3t_1) = 10V - \frac{20V}{100\mu s}0,2\text{ms} = -30V < V_{OL}$, adică

AO2 se saturează (inferior). Momentul $T_1 \in [t_1; 3t_1]$ în care se întâmplă acest lucru se determină egalând expresia v_o cu pragul de saturație corespunzător:

$$v_o(T_1) = V_{OL} \Leftrightarrow -\frac{20V}{100\mu s}(T_1 - t_1) + 10V = V_{OL} \Leftrightarrow T_1 = t_1 + \frac{V_{OL} - 10V}{-\frac{20V}{100\mu s}} = 0,225\text{ms}.$$

Rezultă că expresia finală a tensiunii v_o în acest interval de timp este:

$$v_o(t) = \begin{cases} 10V - \frac{20V}{100\mu s}(t - t_1) & \text{dacă } t \in [t_1; T_1] \\ V_{OL} & \text{dacă } t \in [T_1; 3t_1] \end{cases};$$

- Pentru $3t_1 < t \leq 5t_1$: $v_o(t) = -10v_{o1}(t) = -30V < V_{OL}$, deci AO2 rămâne saturat pe întreaga durată a acestui interval de timp, astfel că valoarea corectă devine $v_o(t) = V_{OL}$;
- Pentru $5t_1 < t \leq 6t_1$:

$$v_o(t) = -10v_{o1}(t) = -10\left(-\frac{1}{100\mu s} \frac{(t - 0,5\text{ms})^2}{2} \cdot 10 \frac{V}{\text{ms}} + 3V\right)$$

La momentul $t = 6t_1 = 0,6\text{ms}$, această tensiune atinge valoarea:

$v_o(6t_1) = -10v_{o1}(6t_1) = -25V < V_{OL}$, adică AO2 se saturează (inferior). Momentul

$T_2 \in [5t_1; 6t_1]$ în care AO2 se saturează se poate determina ca mai sus: $v_o(T_2) = V_{OL}$, ceea ce ar trebui să producă valori inacceptabile ale lui T_2 (cititorul este invitat să verifice acest lucru!).

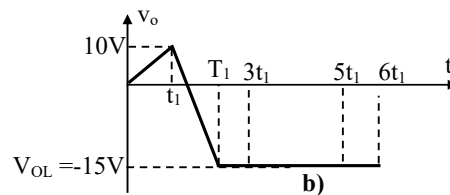
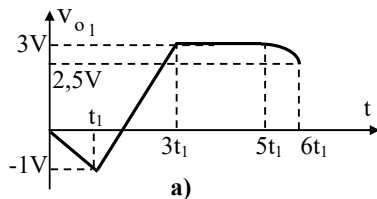


Fig. 11.16

Explicația este următoarea: AO₂ amplifică de 10 ori și inversează o parabolă descrescătoare ce variază între 3V și 2,5V. Rezultă o variație (crescătoare) între -25V și -30V, evident în afara intervalului de funcționare liniară a AO₂. Rezultă că AO₂ este saturat pe întreaga durată a acestui interval: $v_o = V_{OL}$. În figura 11.16b este reprezentată variația tensiunii v_o în conformitate cu cele expuse.

b) Este evident faptul că formele de undă ale semnalelor $v_i(t)$ și $v_o(t)$ sunt substanțial diferite. Se poate presupune că rolul circuitului este de a integra și amplifica semnalul de intrare, ceea ce este clar că nu se întâmplă. Integrarea se realizează corect (nu apar saturări ale AO₁), dar nu și amplificarea. Rezultă că cea mai directă cale de remediere a acestui inconvenient este de a micșora amplificarea etajului AO₂. Condiția ce trebuie impusă este ca valorile extreme ale semnalului v_{o1} amplificate de etajul amplificator, să se încadreze în domeniul de funcționare liniară al AO₂. Din figura 11.16 se vede că $v_{o1min} = -1V$ și $v_{o1max} = 3V$, deci condiția care trebuie impusă este: $V_{OL} \leq |A|v_{o1max} \leq V_{OH}$, care este acoperitoare și pentru valoarea minimă a tensiunii v_{o1} .

Numeric: $-15 \leq 3|A| \leq 15 \Rightarrow |A| \leq 5$. Rezultă că valoarea maximă a amplificării care nu distorsionează semnalul v_{o1} este $|A| = 5$, respectiv $A = -5$, deoarece etajul de amplificare este unul inversor.

Cum $A = -\frac{R_2}{R_1}$, rezultă că trebuie ca $R_2 \leq 5R_1$, de exemplu $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 50k\Omega$.

11.6.5 Se dă circuitul din figura 11.17, în care AO se vor considera ideale. Să se deducă expresiile și formele de undă ale tensiunilor de ieșire v_{o1} și v_o , dacă la intrare se aplică semnalul din figura 11.18, cu $V_i = 1V$, $t_1 = 0,1ms$ și curba corespunzătoare intervalului $[t_1; 3t_1]$ reprezintă o semisinusoidă; $R = 10k\Omega$, $C = 10nF$, $U_{C0} = 0$, (neîncărcat inițial) $R_1 = 10k\Omega$, $R_2 = 90k\Omega$, iar tensiunile de alimentare ale circuitului sunt $V^+ = 15V$ și $V^- = -15V$.

b) În cazul în care, abstracție făcând de amplificare și o eventuală defazare, formele de undă ale semnalelor v_{o1} și $v_o(t)$ sunt diferite, să se redimensioneze etajul din jurul AO₂ și/sau AO₁, astfel încât să se remedieze acest inconvenient.

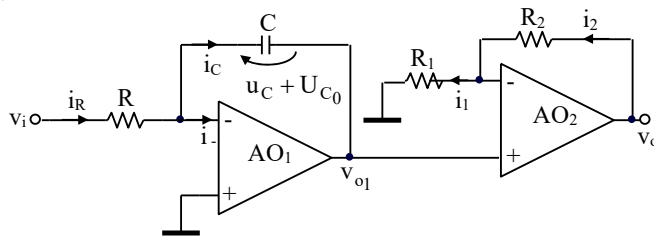


Fig. 11.17

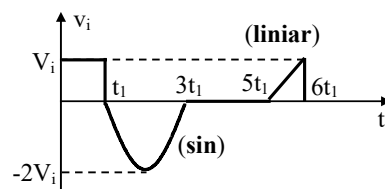


Fig. 11.18

Rezolvare

Schema este asemănătoare cu cea studiată în problema 11.6.4. În structura sa există același integrator inversor realizat în jurul AO₁, urmat însă de un amplificator neinversor, implementat cu ajutorul AO₂ (de tipul celui din figura 11.2), cu amplificarea

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10.$$

Aprecierea calitativă a formei de undă a tensiunii v_{o1} – în ipoteza că AO₁ lucrează liniar – se consideră evidentă (o rampă, un sinus sau cosinus, un palier și o parabolă), dar pentru determinări cantitative este necesară forma analitică a semnalului de intrare. Pentru

aceasta, mai întâi se vor determina expresiile semnalelor netriviiale (sinusoidal și liniar variabil).

Astfel, semnalul sinusoidal se vede că are perioada $T = 2(3t_1 - t_1) = 4t_1$ și este decalat în timp cu durata $t_i = -t_1 = -\frac{T}{4}$ (figura 11.19). Rezultă că expresia sa este:

$$\begin{aligned} v_{i_{\sin}}(t) &= 2V_i \sin \omega(t - t_i) = 2V_i \sin \frac{2\pi}{T} \left(t + \frac{T}{4} \right) = \\ &= 2V_i \sin \frac{2\pi}{4t_1} (t + t_1) = 2V_i \sin \left(\frac{\pi}{2t_1} t + \frac{\pi}{2} \right) = \\ &= 2V_i \cos \left(\frac{\pi}{2t_1} t \right) = 2V_i \cos \left(\frac{\pi}{0,2\text{ms}} t \right) \end{aligned}$$

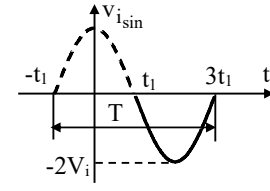


Fig. 11.19

Se putea observa și direct că porțiunea neliniară a formei de undă (a semnalului de intrare) este o semicossinoidă negativă.

Semnalul liniar variabil este întârziat cu durata $t_i = 5t_1$. Panta sa fiind

$$\frac{V_i - 0}{6t_1 - 5t_1} = \frac{V_i}{t_1} = 10 \frac{V}{\text{ms}}, \text{ rezultă expresia:}$$

$$v_{i_{\text{lin}}}(t) = \frac{V_i}{t_1} (t - t_i) = \frac{V_i}{t_1} (t - 5t_1)$$

Cu aceste precizări și înlocuind valorile numerice, se obține

$$v_i(t) = \begin{cases} 1 & 0 \leq t \leq 0,1\text{ms} \\ 2 \cos \left(\frac{\pi}{0,2\text{ms}} t \right) & 0,1\text{ms} < t \leq 0,3\text{ms} \\ 0 & 0,3\text{ms} \leq t \leq 0,5\text{ms} \\ (t - 0,5\text{ms}) \cdot 10 \frac{V}{\text{ms}} & 0,5\text{ms} \leq t \leq 0,6\text{ms} \end{cases} \quad (\text{V})$$

În conformitate cu (11.28), la ieșirea AO₁ funcționând în regim liniar se obține tensiunea:

$$v_{o_1}(t) = -\frac{1}{T_i} \int_{t_0}^t v_i(\tau) d\tau + U_{C_0}$$

în care constanta de timp (de integrare este) $T_i = RC = 10\text{k}\Omega \cdot 10\text{nF} = 100\mu\text{s}$.

Rezultă succesiv:

- Pentru $0 \leq t \leq t_1$, este aceeași situație ca în problema precedentă: $v_{o_1}(t) = -\frac{1V}{100\mu\text{s}} t$,

care la momentul $t = t_1 = 0,1\text{ms}$ atinge valoarea: $v_{o_1}(t_1) = -\frac{1V}{100\mu\text{s}} 0,1\text{ms} = -1V$.

- Tensiunea inițială a condensatorului pentru durata următoare devine $U_{C_1} = v_{o_1}(t_1) = -1V$.

- Pentru $t_1 < t \leq 3t_1$, expresia tensiunii $v_{o_1}(t)$ este:

$$v_{o_1}(t) = -\frac{2V_i}{T_i} \int_{t_1}^t \cos \left(\frac{\pi}{2t_1} \tau \right) d\tau + U_{C_1} = U_{C_1} - \frac{4V_i t_1}{\pi T_i} \left(\sin \left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{t}{t_1} \right) - 1 \right) =$$

$$= -1V - \frac{4V \cdot 100\mu s}{\pi \cdot 100\mu s} \left(\sin\left(\frac{\pi}{0,2ms} t\right) - 1 \right) = \frac{4}{\pi} - 1 - \frac{4}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{0,2ms} t\right) (V)$$

Pentru a decide dacă această expresie este și cea definitivă (adică pentru a verifica dacă AO₁ lucrează liniar – ipoteza în care s-a determinat $v_{o1}(t)$ – pe întreaga durată a intervalului $[t_1; 3t_1]$), trebuie determinată valoarea sa maximă sau minimă. Ținând cont că pentru $t \in [t_1; 3t_1]$ argumentul sinusului $\frac{\pi}{2} \cdot \frac{t}{t_1} \in \left[\frac{\pi}{2}; \frac{3\pi}{2}\right]$, deci funcția

$-\sin\left(\frac{\pi}{2} \cdot \frac{t}{t_1}\right)$ este crescătoare pe acest interval. Rezultă că valoarea maximă a tensiunii

v_{o1} se atinge la momentul $t = t_3$ și are valoarea:

$$v_{o1}(t_3) = \frac{4}{\pi} - 1 - \frac{4}{\pi} \sin\left(\frac{3\pi}{2}\right) = \frac{8}{\pi} - 1 \cong 1,55V.$$

Tensiunea inițială a condensatorului pentru durata următoare devine $U_{C3} = v_{o1}(t_3) = \frac{8V}{\pi} - 1V$.

- Pentru $3t_1 < t \leq 5t_1$: $v_{o1}(t) = -\frac{K}{T_i}\bigg|_{3t_1}^{5t_1} + U_{C3} = \left(\frac{8}{\pi} - 1\right)V$ (condensatorul rămâne încărcat la valoarea inițială în absența unui semnal de intrare care să-i modifice starea).
- Pentru $5t_1 < t \leq 6t_1$:

$$v_{o1}(t) = -\frac{1}{T_i} \frac{(\tau - 5t_1)^2}{2} \bigg|_{5t_1}^t \cdot 10 \frac{V}{ms} + U_{C3} = -\frac{1}{100\mu s} \frac{(t - 0,5ms)^2}{2} \cdot 10 \frac{V}{ms} + \left(\frac{8}{\pi} - 1\right)V$$

La momentul $t = 6t_1 = 0,6ms$, această tensiune atinge valoarea:

$$v_{o1}(6t_1) = \left(\frac{8}{\pi} - 1\right)V - \frac{0,01ms^2}{200\mu s} \cdot 10 \frac{V}{ms} \cong 1,05V.$$

Forma de undă a tensiunii de ieșire v_{o1} este prezentată în figura 11.20. Datorită nivelelor mici ale tensiunii v_{o1} ($-15V = V^- \approx V_{OL} < v_{o1} < V_{OH} \approx V^+ = 15V, \forall t \in [0; 6t_1]$), rezultă că AO₁ nu se saturează.

Tensiunea de ieșire v_o se calculează similar cu modul în care s-a procedat în problema 11.6.4, considerând că AO₂ amplifică în fază semnalul de ieșire al integratorului, $v_{o1}(t)$.

Rezultă că tensiunea de ieșire are următoarea expresie:

$$v_o = \begin{cases} Av_{o1} & \text{dacă } V_{OL} < Av_{o1} < V_{OH} & (\text{AO}_2 \text{ lucrează în zona liniară}) \\ V_{OL} & \text{dacă } Av_{o1} \leq V_{OL} & (\text{AO}_2 \text{ lucrează în zona de saturație inferioară}) \\ V_{OH} & \text{dacă } Av_{o1} \geq V_{OH} & (\text{AO}_2 \text{ lucrează în zona de saturație superioară}) \end{cases}$$

$$\text{în care } A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10.$$

Înlocuind expresiile tensiunii v_{o1} și efectuând calculele, se obține:

- Pentru $0 \leq t \leq t_1$: $v_o(t) = 10v_{o1}(t) = \frac{10V}{100\mu s} t$, care la momentul $t = t_1 = 0,1ms$ atinge

$$\text{valoarea: } v_o(t_1) = -\frac{10V}{100\mu s} \cdot 0,1ms = -10V \in [V_{OL}; V_{OH}], \text{ deci AO}_2 \text{ lucrează liniar;}$$

- Pentru $t_1 < t \leq 3t_1$: $v_o(t) = 10v_{o_1}(t) = 10 \left[\frac{4}{\pi} - 1 - \frac{4}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{0,2\text{ms}} t\right) \right]$. Cum s-a stabilit că v_{o_1} este crescătoare pe acest interval, pentru a verifica dacă AO₂ se saturează sau nu, este suficient să se determine valoarea:

$$v_o(3t_1) = 10v_{o_1}(3t_1) = 10 \left(\frac{8}{\pi} - 1 \right) \cong 15,5\text{V} > V_{OH}, \text{ adică AO}_2 \text{ se saturează (superior).}$$

Pentru a determina momentul $T_1 \in [t_1; 3t_1]$ în care se întâmplă acest lucru, mai întâi se determină unghiul corespunzător, ce va fi notat α_s . Folosind și notația $\frac{\pi}{2t_1} t := \alpha$, rezultă ecuația:

$$v_o(\alpha_s) = V_{OH} \Leftrightarrow 10 \left[\frac{4}{\pi} - 1 - \frac{4}{\pi} \sin(\alpha) \right] = V_{OH} \Leftrightarrow \alpha_s = \arcsin \left(\frac{\frac{V_{OH}}{10} + 1 - \frac{4}{\pi}}{-\frac{4}{\pi}} \right) \in \left(-\frac{\pi}{2}; \frac{\pi}{2} \right)$$

Din analiza expresiei analitice a semnalului de intrare $v_i(t)$, pentru $t_1 \leq t \leq 3t_1$ rezultă $\frac{\pi}{2} \leq \alpha \leq \frac{3\pi}{2}$, deci unghiul α_s determinat trebuie “adus” în intervalul $\left(\frac{\pi}{2}; \frac{3\pi}{2} \right)$. Se folosește relația $\sin(\pi - \alpha) = \sin(\alpha)$, astfel că se obține:

$$\alpha_s = \pi - \alpha_s = \pi - \arcsin \left(\frac{\frac{V_{OH}}{10} + 1 - \frac{4}{\pi}}{-\frac{4}{\pi}} \right) = \pi - \arcsin \left(1 - \frac{5\pi}{8} \right).$$

Cum $\alpha_s = \omega T_1 = \frac{\pi}{2t_1} T_1$, în final se obține:

$$T_1 = \frac{2t_1 \alpha_s}{\pi} = \frac{0,4\text{ms}}{\pi} \left(\pi - \arcsin \left(1 - \frac{5\pi}{8} \right) \right) \cong 0,283\text{ms}$$

Rezultă că expresia finală a tensiunii v_o în acest interval de timp este:

$$v_o(t) = \begin{cases} 10 \left[\frac{4}{\pi} - 1 - \frac{4}{\pi} \sin\left(\frac{\pi}{0,2\text{ms}} t\right) \right] & \text{dacă } t \in [t_1; T_1] ; \\ V_{OH} & \text{dacă } t \in [T_1; 3t_1] \end{cases}$$

- Pentru $3t_1 < t \leq 5t_1$: $v_o(t) = 10v_{o_1}(t) = 15,5\text{V} > V_{OH}$, deci AO₂ rămâne saturat pe întreaga durată a acestui interval de timp, astfel că valoarea corectă devine $v_o(t) = V_{OH}$;
- Pentru $5t_1 < t \leq 6t_1$:

$$v_o(t) = 10v_{o_1}(t) = 10 \left(-\frac{1}{100\mu\text{s}} \frac{(t - 0,5\text{ms})^2}{2} \cdot 10 \frac{\text{V}}{\text{ms}} + 1,55\text{V} \right) \quad (\text{o parabolă}$$

descrescătoare).

Pentru a hotărî forma finală a acestei expresii, trebuie verificat dacă ieșirea rămâne în permanență între pragurile de saturație. Eventualul moment T_2 în care poate avea loc schimbarea regimului de lucru al AO₂ va fi soluția ecuației $v_o(t) = V_{OH}$, $t \in [5t_1; 6t_1]$:

$$10 \left(-\frac{10^4}{10^{-4}} \frac{(T_2 - 5t_1)^2}{2} + 1,55\text{V} \right) = V_{OH} \Leftrightarrow T_2 = 5t_1 \pm \sqrt{\frac{15,5 - V_{OH}}{5 \cdot 10^8}} = 5t_1 \pm \frac{10^{-4}}{\sqrt{10}}.$$

Evident, soluția acceptabilă poate fi $T_2 = 5t_1 + \frac{10^{-4}}{\sqrt{10}} \cong 0,53\text{ms}$, care are sens (există)

deoarece expresia de sub radical este pozitivă: $15V \approx V_{OH} < 15,5V$.

Prin urmare, pentru $5t_1 < t \leq 6t_1$ expresia tensiunii de ieșire este:

$$v_o(t) = \begin{cases} V_{OH} & \text{dacă } t \in [5t_1; T_2] \\ 10 \left(-\frac{1}{100\mu s} \frac{(t - 0,5\text{ms})^2}{2} \cdot 10 \frac{V}{\text{ms}} + 1,55V \right) & \text{dacă } t \in [T_2; 6t_1] \end{cases}$$

La momentul $t = 6t_1 = 0,6\text{ms}$, această tensiune atinge valoarea:

$$v_o(6t_1) = 10v_{o_1}(6t_1) = 10,5V < V_{OH}, \text{ adică AO}_2 \text{ lucrează liniar.}$$

Variația tensiunii de ieșire v_o este reprezentată în figura 20, sub forma unei diagrame sincronizată în timp, ce conține atât semnalul de intrare $v_i(t)$ cât și cele două ieșiri, $v_{o_1}(t)$ și $v_o(t)$.

Observație:

Faptul că există momentul T_2 putea fi dedus și calitativ, observând că dacă nu s-ar considera saturarea AO₂, atunci pe intervalul $t \in [5t_1; 6t_1]$, tensiunea v_o (parabola) ar descende de la valoarea inițială (15,5V), care este superioară pragului de saturație V_{OH} . Rezultă că AO₂ lucrează inițial saturat și apoi liniar, începând cu momentul T_2 . Pe forma de undă din figura 20 s-au reprezentat atât caracteristica $v_o(t)$ – cu linie continuă – cât și variația pe care ar fi avut-o această tensiune dacă nu s-ar fi pus problema saturației – cu linie punctată – astfel că cele spuse mai sus despre regimurile de lucru ale AO₂ sunt absolut evidente.

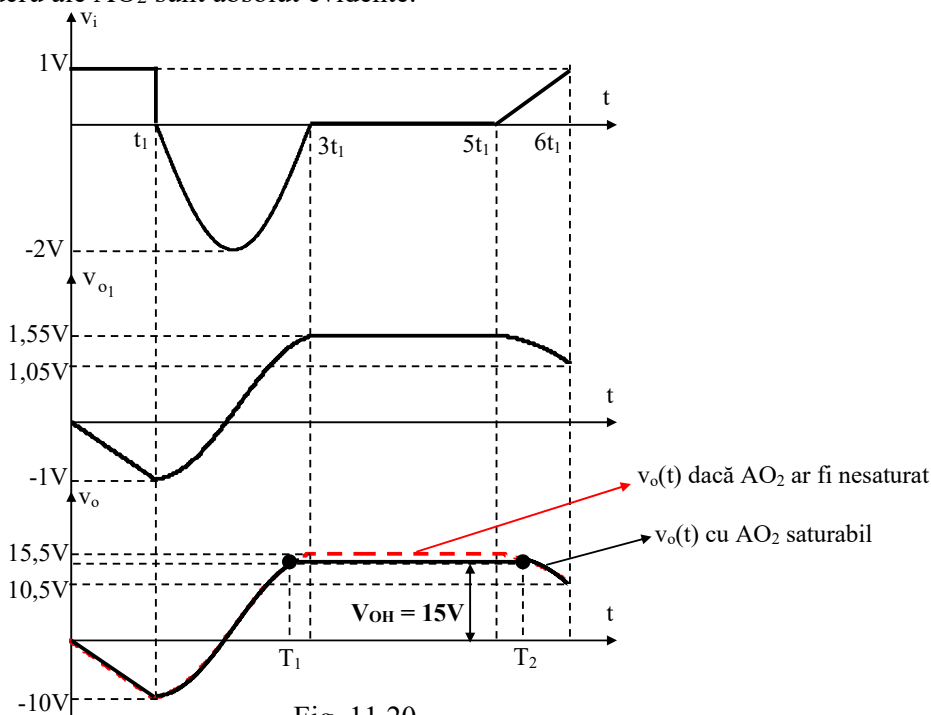


Fig. 11.20

b) Pentru ca $v_{o_1}(t)$ și $v_o(t)$ să fie proporționale, trebuie evitată saturația AO₂, ceea ce se

întâmplă dacă $|A|v_{o_1\max} \leq V_{OH} \Rightarrow A_{\max} = \frac{V_{OH}}{v_{o_1\max}} = \frac{15}{1,55} \cong 9,6$. Rezultă că trebuie ca

rezistențele R_1 și R_2 să respecte condiția: $\frac{R_2}{R_1} \leq 8,6$.

12. CIRCUITE INTEGRATE NUMERICE

12.1. Algebra booleană

12.1.1. Generalități

Matematicianul George Boole (1815-1854) a elaborat o algebră ale cărei axiome și teoreme pot fi utilizate pentru a transfera logica propozițiilor din domeniul raționamentelor pure într-un limbaj formal, în care se operează cu simboluri.

Această logică formală, utilizată ca un instrument, se poate aplica tuturor sistemelor fizice ale căror elemente prezintă în funcționare doar două stări distincte.

Aceste două stări sunt simbolizate prin valorile logice **1** și **0** sau nivelele logice **H** (high) și **L** (low). În circuitele electronice, cele două stări pot avea ca suport fizic amplitudini ale impulsurilor de tensiune sau de curent, prezentate în figura 12.1.

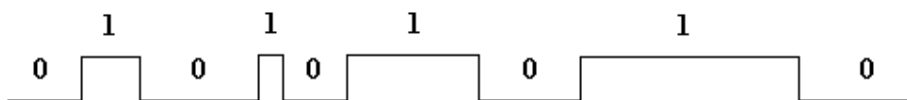


Fig. 12.1. Reprezentări ale cifrelor binare în circuitele electronice

Observație:

În cazul circuitelor TTL cele două stări (nivele) ale tensiunii care se aplică la intrare, sau rezultă la ieșirea circuitului integrat prezintă următoarele valori:

- 2.4 ... 5V pentru nivelul ridicat, **1** logic;
- 0 ... 1.2V pentru nivelul scăzut, **0** logic.

12.1.2. Axiomele și teoremele algebrei booleene

Se notează cu $L_2 = \{0,1\}$ mulțimea valorilor posibile ale unei variabile logice (binare), notate A, B, C...

Există trei operatori logici fundamentali, care efectuează asupra variabilelor logice operațiile fundamentale, definite după cum urmează:

- operatorul produs logic (conjunție): $\bullet$; ȘI; AND; $\wedge$

A	B	$A \cdot B$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

(12.1)

- operatorul sumă logică (disjunție): $+$; SAU; OR; $\vee$

A	B	$A + B$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

(12.2)

➤ operatorul negație (complementare): $\bar{}$; NU; NOT; $\neg$

A	$\bar{A}$
0	1
1	0

(12.3)

Fie mulțimea $L_n = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$, înzestrată cu 3 operații, ce vor fi (doar) notate la fel ca în (12.1), (12.2) și (12.3). Atunci $(L_n, +, \cdot, \bar{})$ are structura de algebră booleană dacă sunt verificate următoarele axiome (ale algebrei booleene):

1) Axioma I: Mulțimea $L_n = \{x_1, x_2, \dots, x_n\}$ este închisă în raport cu operatorii $\cdot, +, \bar{}$
 $\forall A, B \in L_n \Rightarrow A \cdot B \in L_n, A + B \in L_n, \bar{A} \in L_n$ (12.1)

2) Axioma II: Comutativitatea
 $\forall A, B \in L_n \Rightarrow A \cdot B = B \cdot A ; A + B = B + A$ (12.2)

3) Axioma III: Asociativitatea
 $\forall A, B, C \in L_n \Rightarrow A \cdot (B \cdot C) = (A \cdot B) \cdot C ; A + (B + C) = (A + B) + C$ (12.3)

4) Axioma IV: Distributivitatea
 $\forall A, B, C \in L_n \Rightarrow A \cdot (B + C) = A \cdot B + A \cdot C ; A + B \cdot C = (A + B) \cdot (A + C)$ (12.4)

5) Axioma V: Existența elementelor neutre
 $\forall A \in L_n, \exists 0 \in L_n \text{ și } \exists 1 \in L_n, \text{ a.î. } A \cdot 1 = 1 \cdot A = A ; A + 0 = 0 + A = A$ (12.5)

6) Axioma VI: Existența complementului (toate elementele sunt inversabile)
 $\forall A \in L_n \Rightarrow \exists \bar{A}, \text{ a.î. } A \cdot \bar{A} = 0 ; A + \bar{A} = 1$ (12.6)

Utilizând tabelele de adevăr ale operațiilor definite în (12.1), (12.2) și (12.3), se demonstrează cu ușurință că $(L_2 = \{0,1\}, +, \cdot, \bar{})$ verifică toate axiomele (12.1), ..., (12.6), deci mulțimea L_2 este o algebră booleană (logică). De asemenea, se demonstrează (în același mod) că în L_2 sunt valabile și următoarele teoreme (numite câteodată și “reguli de calcul ale algebrei booleene”):

7) Teorema I: Idempotența sau tautologia
 $A \cdot A \cdot \dots \cdot A = A ; A + A + \dots + A = A$ (12.7)

8) Teorema II: $A \cdot 0 = 0 ; A + 1 = 1$ (12.8)

9) Teorema III: Dubla negație
 $\bar{\bar{A}} = A$ (12.9)

10) Teorema IV: Absorbția
 $A \cdot (A + B) = A ; A + A \cdot B = A$ (12.10)

11) Teorema V: De Morgan
 $\overline{A_1 \cdot A_2 \cdot \dots \cdot A_n} = \bar{A}_1 + \bar{A}_2 + \dots + \bar{A}_n ; \overline{A_1 + A_2 + \dots + A_n} = \bar{A}_1 \cdot \bar{A}_2 \cdot \dots \cdot \bar{A}_n$ (12.11)

Toate considerațiile viitoare se vor referi la această mulțime, adică $L_2 = \{0,1\}$.

12.1.3. Sisteme de numerație

Sistemele de numerație pot fi în principiu grupate în:

- sisteme de numerație neponderate (sistemul Roman);
- sisteme de numerație ponderate (zecimal, binar...).

Sistemele de numerație ponderate se caracterizează prin faptul că fiecare simbol numeric ocupă în cadrul numărului un anumit rang. Un număr oarecare N se poate **reprezenta** într-un sistem de numerație cu o bază pozitivă întreagă b , astfel:

$$N|_b = X_n X_{n-1} X_{n-2} \dots X_k \dots X_1 X_0, X_{-1} X_{-2} \dots$$

unde toate **simbolurile** X_j (numite **cifre**) aparțin mulțimii $\{0, 1, \dots, b-1\}$.

Valoarea numărului se determină cu relația:

$$N|_b = X_n b^n + X_{n-1} b^{n-1} \dots X_k b^k \dots X_1 b^1 + X_0 b^0 + X_{-1} b^{-1} + X_{-2} b^{-2} + \dots$$

➤ sistemul de numerație zecimal

Baza acestui sistem de numerație este $b = 10$.

Pentru reprezentarea unui număr se utilizează zece simboluri distincte: 0, 1, ..., 9, numite cifre. Poziția acestora într-un număr reprezintă ponderea (puterea lui 10 – a bazei) cu care trebuie înmulțite la calculul numărului.

Exemplu: $N|_{10} = 46703 = 4 \cdot 10^4 + 6 \cdot 10^3 + 7 \cdot 10^2 + 0 \cdot 10^1 + 3 \cdot 10^0$;

$$N|_{10} = 40000 + 6000 + 700 + 3 = 46703$$

➤ Sistemul de numerație binar

Baza acestui sistem de numerație este $b = 2$

Este sistemul de numerație cel mai des utilizat în cadrul sistemelor digitale. La reprezentarea numerelor în acest sistem se folosesc două cifre, “0” și “1”. Poziția acestora în număr indică puterea bazei cu care trebuie înmulțite în vederea calculului numărului (ca la orice sistem pozițional).

Exemplu: $N|_2 = 110101 = 1 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 0 \cdot 2^3 + 1 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2^1 + 1 \cdot 2^0$;

$$N|_{10} = 32 + 16 + 0 + 4 + 0 + 1 = 53$$

➤ Sistemul octal de numerație ($b = 8$)

Este sistemul cel mai des utilizat la prelucrarea datelor în sisteme mici. Acest sistem folosește un set de opt caractere distincte: 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7.

Exemplu: $N|_8 = 472 = 4 \cdot 8^2 + 7 \cdot 8^1 + 2 \cdot 8^0$;

$$N|_{10} = 256 + 56 + 2 = 314$$

➤ Sistemul hexazecimal de numerație

Acest sistem de numerație are baza $b = 16$. Este format din 16 simboluri distincte 0, 1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8, 9, A, B, C, D, E, F. Se utilizează în general în situațiile în care sistemul digital prelucrează un volum mare de date.

În tabelul 12.1. se prezintă comparativ cele patru sisteme de numerație prezentate:

Tab. 12.1. Prezentarea comparativă a sistemelor de numerație: binar, octal, zecimal, hexazecimal

Hexa	Zecimal	Octal	Binar
0	0	00	0000
1	1	01	0001
2	2	02	0010
3	3	03	0011
4	4	04	0100
5	5	05	0101
6	6	06	0110
7	7	07	0111
8	8	10	1000
9	9	11	1001
A	10	12	1010
B	11	13	1011
C	12	14	1100
D	13	15	1101
E	14	16	1110
F	15	17	1111

2.1.4. Coduri numerice

Între mulțimea numerelor binare și diverse alte mulțimi (de la mulțimea numerelor zecimale, mulțimea caracterelor alfanumerice) se pot stabili diverse relații de corespondență numite coduri.

➤ Codul binar natural (simplu)

Stabilește o corespondență între numerele în baza 10 și cele în baza 2 (reprezentarea lor corespunzătoare în baza 2) - vezi tabelul 12.2.

Tab. 12.2. Prezentarea conversiei codului binar simplu în codul zecimal

$N _{10}$	$N _2$
0	0000
1	0001
...	...
14	1110
15	1111

➤ Codul binar zecimal BCD

Stabilește o corespondență între cifrele sistemului zecimal și reprezentarea corespunzătoare în sistemul binar. Funcție de ponderea ce se atribuie celor patru ranguri binare avem mai multe coduri, cel mai frecvent utilizat fiind varianta de ponderi **8421** ($2^3 2^2 2^1 2^0$). Pentru codul BCD, din cele 16 combinații binare de patru biți furnizate de codul binar natural, sunt utilizate doar primele zece care sunt corespunzătoare cifrelor zecimale 0 ... 9 – vezi tabelul 12.3.

Exemplu: $\underbrace{0001}_1 \underbrace{0100}_4 \underbrace{0111}_7$

Tab. 12.3. Prezentarea conversiei codului binar simplu în codul zecimal

$N _{10}$	BCD
0	0000
1	0001
...	...
8	1000
9	1001

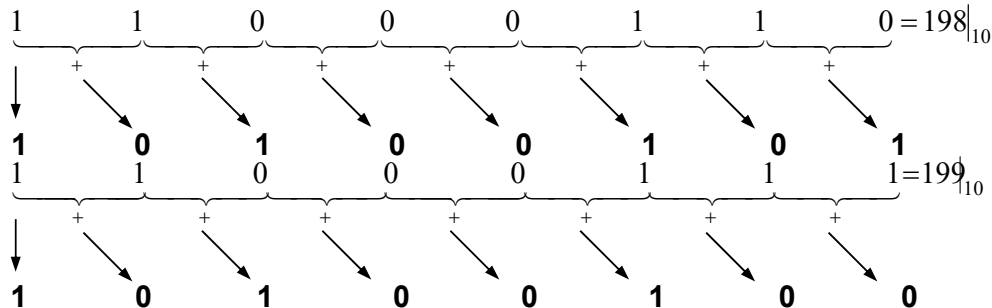
➤ Codul GRAY

Conversia în cod GRAY se poate face pentru orice număr exprimat în binar natural nu numai pentru numerele până la zece (cifrele 0 ... 9) – vezi tabelul 12.4.

Algoritmul de conversie al unui număr binar în cod GRAY cuprinde următorii pași:

- 1) Cel mai semnificativ bit al cuvântului de cod GRAY este identic cu cel mai semnificativ bit al codului binar;
- 2) Pornind de la stânga la dreapta în codul binar natural se adună fiecare pereche de biți adiacenți din cuvântul în codul binar natural pentru a obține bitul următor (de rang inferior) din cuvântul de cod GRAY, depășirea neglijându-se.

Două numere consecutive au coduri Gray care diferă printr-un singur bit, ca în exemplul de mai jos:



Tab. 12.4. Prezentarea conversiei codului binar simplu în codul GRAY

$N _{10}$	$N _2$	GRAY
0	0000	0000
1	0001	0001
2	0010	0011
3	0011	0010
4	0100	0110
5	0101	0111
6	0110	0101
7	0111	0100
8	1000	1100
9	1001	1101
10	1010	1111
11	1011	1110
12	1100	1010
13	1101	1011
14	1110	1001
15	1111	1000

12.1.5. Aplicații

Observație: În general, pentru a simplifica scrierea se obișnuiește ca operatorul logic $\bullet$ să nu se mai reprezinte (precum la înmulțirea numerelor reale).

12.1.5.1. Să se demonstreze teoremele lui De Morgan

Rezolvare

Teoremele lui De Morgan se vor demonstra cu ajutorul tabelelor de adevăr, astfel:

$$\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$$

A	B	AB	$\overline{AB}$	$\overline{A}$	$\overline{B}$	$\overline{A} + \overline{B}$
0	0	0	1	1	1	1
0	1	0	1	1	0	1
1	0	0	1	0	1	1
1	1	1	0	0	0	0

$$\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$$

A	B	A + B	$\overline{A + B}$	$\overline{A}$	$\overline{B}$	$\overline{A} \cdot \overline{B}$
0	0	0	1	1	1	1
0	1	1	0	1	0	0
1	0	1	0	0	1	0
1	1	1	0	0	0	0

12.1.5.2. Să se demonstreze că:

- $A + \overline{AB} = A + B$
- $\overline{A} + AB = \overline{A} + B$
- $\overline{A} + A\overline{B} = \overline{A} + \overline{B}$
- $A + \overline{A} \cdot \overline{B} = A + \overline{B}$

Rezolvare

$$a) \quad A + A\bar{B} \stackrel{(12.4)}{=} (A + \bar{A})(A + B) \stackrel{(12.6)}{=} 1 \cdot (A + B) \stackrel{(12.5)}{=} A + B$$

Utilizând aceleași proprietăți ale algebrei booleene se obține că:

$$b) \quad \bar{A} + AB = (\bar{A} + A)(\bar{A} + B) = \bar{A} + B$$

$$c) \quad \bar{A} + A\bar{B} = (\bar{A} + A)(\bar{A} + \bar{B}) = \bar{A} + \bar{B}$$

$$d) \quad A + \overline{AB} = (A + \bar{A})(A + \bar{B}) = A + \bar{B}$$

12.1.5.3. Să se verifice identitățile:

$$a) \quad AB + AC + B\bar{C} = AC + B\bar{C}$$

$$b) \quad AB + \bar{B}\bar{C} + A\bar{C} = AB + \bar{B}\bar{C}$$

Rezolvare

$$AB + AC + B\bar{C} = AB(\underbrace{C + \bar{C}}_1) + AC + B\bar{C} \stackrel{(12.4)}{=} ABC + AB\bar{C} + AC + B\bar{C} =$$

$$a) \quad = \underbrace{ABC + AC}_{AC(\underbrace{B+1}_1)} + \underbrace{AB\bar{C} + B\bar{C}}_{B\bar{C}(\underbrace{A+1}_1)} = AC + B\bar{C}$$

$$b) \quad AB + \bar{B}\bar{C} + A\bar{C} = AB + \bar{B}\bar{C} + A\bar{C}(B + \bar{B}) = AB + \bar{B}\bar{C} + AB\bar{C} + A\bar{B}\bar{C} =$$

$$= AB(1 + \bar{C}) + \bar{B}\bar{C}(A + 1) = AB + \bar{B}\bar{C}$$

12.1.5.4. Să se verifice identitățile de mai jos:

$$a) \quad \overline{\bar{A} + B} + \overline{\bar{A} + \bar{B}} = A$$

$$b) \quad (A + B)(B + C)(C + A) = AB + BC + CA$$

$$c) \quad (A + B)(\bar{A} + C) = AC + \bar{A}B$$

$$d) \quad \overline{AB + BC + CA} = \bar{A} \cdot \bar{B} + \bar{B} \cdot \bar{C} + \bar{C} \cdot \bar{A}$$

Rezolvare

$$a) \quad \overline{\bar{A} + B} + \overline{\bar{A} + \bar{B}} \stackrel{(12.11)}{=} \bar{A} \cdot \bar{B} + \bar{A} \cdot \bar{\bar{B}} \stackrel{(12.9)}{=} \bar{A}\bar{B} + A\bar{B} = A(\underbrace{\bar{B} + B}_1) = A$$

$$b) \quad (A + B)(B + C)(C + A) \stackrel{(12.4)}{=} (AB + AC + \underbrace{B + BC}_{B(1+C)}) (C + A) = (\underbrace{AB + B}_{B(A+1)} + AC)(C + A) =$$

$$= (B + AC)(C + A) \stackrel{(12.4)}{=} BC + BA + A \underbrace{\overline{CC}}_C + \underbrace{\overline{AA}}_A C = AB + BC + \underbrace{\overline{AC} + AC}_{AC} =$$

$$= AB + BC + AC$$

$$c) \quad (A + B)(\bar{A} + C) \stackrel{(12.4)}{=} \underbrace{\overline{AA}}_0 + AC + B\bar{A} + BC = AC + B\bar{A} + BC =$$

$$= AC + B\bar{A} + BC \underbrace{(\overline{A + A})}_1 = \underbrace{AC + BCA}_{AC} + \underbrace{\bar{A}B + BCA}_{\bar{A}B} = AC \underbrace{(1 + B)}_1 + \bar{A}B \underbrace{(1 + C)}_1 = AC + \bar{A}B$$

$$d) \quad \overline{AB + BC + CA} \stackrel{(12.11)}{=} \bar{A} \cdot \bar{B} \cdot \bar{C} \cdot \bar{C} \cdot \bar{A} \stackrel{(12.11)}{=} (\bar{A} + \bar{B})(\bar{B} + \bar{C})(\bar{C} + \bar{A}) =$$

$$\begin{aligned}
&= \left(\overline{A} \overline{B} + \overline{A} \overline{C} + \underbrace{\overline{B} \overline{B}}_{\overline{B}} + \overline{B} \overline{C} \right) (\overline{C} + \overline{A}) = \left(\overline{A} \overline{B} + \overline{A} \overline{C} + \underbrace{\overline{B} + \overline{B} \overline{C}}_{\overline{B}} \right) (\overline{C} + \overline{A}) = \\
&= \left(\overline{A} \overline{C} + \underbrace{\overline{A} \overline{B} + \overline{B}}_{\overline{B}} \right) (\overline{C} + \overline{A}) = (\overline{A} \overline{C} + \overline{B}) (\overline{C} + \overline{A}) = \underbrace{\overline{A} \overline{C} \overline{C}}_{\overline{A} \overline{C}} + \underbrace{\overline{A} \overline{C} \overline{A}}_{\overline{A} \overline{C}} + \overline{B} \overline{C} + \overline{B} \overline{A} = \\
&= \underbrace{\overline{A} \overline{C} + \overline{A} \overline{C}}_{\overline{A} \overline{C}} + \overline{B} \overline{C} + \overline{B} \overline{A} = \overline{A} \cdot \overline{C} + \overline{B} \cdot \overline{C} + \overline{B} \cdot \overline{A}
\end{aligned}$$

12.1.5.5. Să se demonstreze că:

$$\overline{A}BC + A\overline{B}C + ABC = (A + B)C$$

Rezolvare

$$\begin{aligned}
\overline{A}BC + A\overline{B}C + ABC &= C \left(\overline{A}B + A\overline{B} + \underbrace{\overline{A}B + A\overline{B}}_{\overline{A}B + A\overline{B}} \right) = C(\overline{A}B + A\overline{B} + \overline{A}B + A\overline{B}) = \\
&= \left[B(\underbrace{\overline{A} + A}_1) + A(\underbrace{\overline{B} + B}_1) \right] C = (A + B)C
\end{aligned}$$

12.1.5.6. Să se demonstreze că:

$$ABC + \overline{A}BC + A\overline{B}C + AB\overline{C} = AB + BC + AC \quad (12.12)$$

Rezolvare

$$\begin{aligned}
&ABC + \overline{A}BC + A\overline{B}C + AB\overline{C} \stackrel{(12.7)}{=} \underbrace{ABC + \overline{A}BC + A\overline{B}C + AB\overline{C}}_{ABC = ABC + \overline{A}BC + A\overline{B}C + AB\overline{C}} \\
&= (ABC + \overline{A}BC) + (A\overline{B}C + AB\overline{C}) + (AB\overline{C} + ABC) = \\
&= BC \underbrace{(A + \overline{A})}_{\overline{1}} + AC \underbrace{(\overline{B} + B)}_{\overline{1}} + AB \underbrace{(\overline{C} + C)}_{\overline{1}} \stackrel{(12.2)}{=} AB + BC + AC
\end{aligned}$$

12.2. Funcții logice

12.2.1. Generalități

Se notează $L_2 = \{0,1\}$ mulțimea valorilor posibile ale unei variabile binare. Se consideră produsul cartezian: $L_2^n = \underbrace{L_2 \times L_2 \times \dots \times L_2}_{n \text{ ori}}$. De exemplu, $L_2^2 = \{(0,0), (0,1), (1,0), (1,1)\}$.

Definiție

Funcția logică este o aplicație $f: L_2^n \rightarrow L_2^m$, astfel încât oricărui vector $x = (X_0, X_1, \dots, X_{n-1}) \in L_2^n$ să-i corespundă $(y_1, y_2, \dots, y_m) = y = f(x) \in L_2^m$.

Rezultă că s-a introdus o funcție logică vectorială de variabilă vectorială.

Observație

- n reprezintă numărul de variabile ale funcției;
- m reprezintă numărul de componente ale funcției.

Se studiază de regulă pe componentele scalare: $f_k: L_2^n \rightarrow L_2, k = \overline{1, m}$

Reprezentarea funcțiilor logice se poate realiza prin:

- tabela de adevăr;
- formă analitică;
- diagramă Veitch – Karnaugh.

12.2.2. Reprezentarea funcțiilor logice prin tabele de adevăr

Această reprezentare este posibilă pentru că domeniul și codomeniul unei funcții logice sunt finite. Rezultă că este posibilă cuprinderea într-un tabel a combinațiilor ordonate ale variabilelor de intrare, precum și a valorilor corespunzătoare ale funcției pentru respectiva combinație.

Reprezentarea generală a unei funcții $f(X_{n-1}, X_{n-2}, \dots, X_0)$ de n variabile, unde X_0 este **cea mai puțin semnificativă** variabilă, iar X_{n-1} este **cea mai semnificativă** variabilă este prezentată în tabelul 12.5

Tab. 12.5. Reprezentarea unei funcții logice prin tabelul de adevăr

X_{n-1}	X_{n-2}		X_1	X_0	$f(X_{n-1}, X_{n-2}, \dots, X_0)$
0	0		0	0	$\alpha_0 = f(0,0,\dots,0)$
0	0		0	1	$\alpha_1 = f(0,0,\dots,1)$
..	..		..	..	
1	1		1	1	$\alpha_{2^n-1} = f(1,1,\dots,1)$

Aplicație

Fie o funcție f care are valoarea logică a votului majoritar al unui juriu format din 3 membri. Să se prezinte tabelul de adevăr al funcției.

Rezolvare

- Se consideră cei 3 membri ai juriului ca variabilele logice X_2, X_1, X_0 ale funcției f ;
- Se asociază votul favorabil cu valoarea **1** a variabilei corespunzătoare;
- Se asociază votul defavorabil cu valoarea **0** a variabilei corespunzătoare;
- Se asociază decizia favorabilă cu valoarea **1** a funcției f ;
- Se asociază decizia defavorabilă cu valoarea **0** a funcției f .

Rezultă următorul tabel de adevăr - vezi tabelul 12.6.

Tab. 12.6. Tabelul de adevăr al funcției logice asociată votului majoritar a trei persoane

X_2	X_1	X_0	f
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	1

(12.13)

12.2.3. Reprezentarea funcțiilor logice prin forma analitică

Forma analitică a unei funcții logice este de tipul

$$f = f(X_{n-1}, X_{n-2}, \dots, X_0) \quad (12.14)$$

Termenii în această exprimare sunt compuși din variabilele binare $X_{n-1}, X_{n-2}, \dots, X_0$ prin intermediul celor trei operatori logici fundamentali: conjuncție (produs logic), disjuncție (sumă logică) și complementare (negație). Numărul maxim de variabile din care poate fi construit un termen este egal cu n .

Acești termeni pot fi:

- produse (termeni produs P) de variabile negate și nenegate.
- sume (termeni sumă S) de variabile negate și nenegate.

12.2.4. Reprezentarea funcțiilor logice prin forma canonică

Reprezentarea funcțiilor logice sub formă canonică este un caz particular, deosebit de important, al scrierii funcțiilor logice sub formă analitică.

Definiție

$$\gamma = (\gamma_{n-1}, \gamma_{n-2}, \dots, \gamma_0); \gamma_i \in L_2 = \{0, 1\}$$

Dacă $X_j \in L_2$, acțiunea metasimbolului γ_i asupra lui X_j se notează $X_j^{\gamma_i}$ și

$$X_j^{\gamma_i} \stackrel{\text{def}}{=} \begin{cases} X_j & \text{daca } \gamma_i = 1 \\ \bar{X}_j & \text{daca } \gamma_i = 0 \end{cases} \quad (12.15)$$

Forma Canonică Normal Disjunctivă a funcției logice (FCND)

$$\begin{aligned} f_{\text{FCND}} = f(X_{n-1}, X_{n-2}, \dots, X_0) &= \sum_{(\gamma_{n-1}, \gamma_{n-2}, \dots, \gamma_0)} f(\gamma_{n-1}, \gamma_{n-2}, \dots, \gamma_0) X_{n-1}^{\gamma_{n-1}} X_{n-2}^{\gamma_{n-2}} \dots X_0^{\gamma_0} = \\ &= f(0, 0, 0, \dots, 0) X_{n-1}^0 \dots X_0^0 + f(0, 0, 0, \dots, 0, 1) X_{n-1}^0 X_{n-2}^0 \dots X_1^0 X_0^1 + \dots + f(1, 1, 1, \dots, 1) X_{n-1}^1 \dots X_0^1 \end{aligned}$$

unde: $X_{n-1}^{\gamma_{n-1}} X_{n-2}^{\gamma_{n-2}} \dots X_0^{\gamma_0}$ sunt termeni canonici de tip produs – **mintermeni (constituenți ai unității (1 logic))** - (în număr de 2^n pentru funcția de n variabile)

Conform (12.15) rezultă:

$$\begin{aligned} f_{\text{FCND}} = f(X_{n-1}, X_{n-2}, \dots, X_0) &= f(0, 0, 0, \dots, 0) \bar{X}_{n-1} \bar{X}_{n-2} \dots \bar{X}_0 + f(0, 0, 0, \dots, 0, 1) \bar{X}_{n-1} \bar{X}_{n-2} \dots \bar{X}_1 X_0 + \dots \\ &\quad + f(1, 1, 1, \dots, 1) X_{n-1} X_{n-2} \dots X_0 \end{aligned}$$

Se notează cei 2^n **mintermeni** astfel:

$$P_0 = \bar{X}_{n-1} \bar{X}_{n-2} \dots \bar{X}_1 \bar{X}_0; P_1 = \bar{X}_{n-1} \bar{X}_{n-2} \dots \bar{X}_1 X_0 \dots P_{2^n-1} = X_{n-1} X_{n-2} \dots X_1 X_0$$

Notându-se $\alpha_i = f(\gamma_{n-1_i}, \gamma_{n-2_i}, \dots, \gamma_{1_i}, \gamma_{0_i})$, unde $\gamma_{n-1_i} \dots \gamma_{0_i}$ este codificarea binară (naturală) a numărului i , deoarece $P_i = X_{n-1}^{\gamma_{n-1_i}} \dots X_0^{\gamma_{0_i}}$, se obține că:

$$f_{\text{FCND}} = f(X_{n-1}, X_{n-2}, \dots, X_1, X_0) = \sum_{i=0}^{2^n-1} \alpha_i P_i \quad (12.16)$$

Forma Canonică Normal Conjunctivă a funcției logice (FCNC)

$$\begin{aligned} f_{\text{FCNC}} &= f(X_{n-1}, X_{n-2}, \dots, X_0) = \prod_{(\gamma_0, \gamma_1, \dots, \gamma_{n-1})} [f(\gamma_{n-1}, \dots, \gamma_1, \gamma_0) + X_{n-1}^{\bar{\gamma}_{n-1}} + \dots + X_1^{\bar{\gamma}_1} + X_0^{\bar{\gamma}_0}] = \\ &= [f(0,0,\dots,0) + X_{n-1}^1 + \dots + X_1^1 + X_0^1] \cdot [f(0,0,\dots,0,1) + X_{n-1}^1 + X_{n-2}^1 + \dots + X_1^1 + X_0^0] \cdot \dots \cdot \\ &\cdot [f(1,1,\dots,1) + X_{n-1}^0 + X_{n-2}^0 + \dots + X_1^0 + X_0^0] \end{aligned}$$

unde: $X_{n-1}^{\bar{\gamma}_{n-1}} + X_{n-2}^{\bar{\gamma}_{n-2}} + \dots + X_0^{\bar{\gamma}_0}$ sunt termeni canonici de tip sumă – **maxtermeni** (*constituenți ai lui zero (logic)*) - (în număr de 2^n pentru funcția de n variabile).

Conform (12.15) rezultă:

$$\begin{aligned} f_{\text{FCNC}} &= f(X_{n-1}, X_{n-2}, \dots, X_1, X_0) = [f(0,0,\dots,0) + X_{n-1} + \dots + X_1 + X_0] \cdot \\ &\cdot [f(0,0,\dots,0,1) + X_{n-1} + X_{n-2} + \dots + X_1 + \bar{X}_0] \cdot \dots \cdot [f(1,1,\dots,1) + \bar{X}_{n-1} + \bar{X}_{n-2} + \dots + \bar{X}_1 + \bar{X}_0] \end{aligned}$$

Se notează cei 2^n **maxtermeni** astfel:

$$S_0 = X_{n-1} + \dots + X_1 + X_0; S_1 = X_{n-1} + X_{n-2} + \dots + X_1 + \bar{X}_0; \dots; S_{2^n-1} = \bar{X}_{n-1} + \dots + \bar{X}_1 + \bar{X}_0$$

Notându-se $\alpha_i = f(\gamma_{n-1_i}, \gamma_{n-2_i}, \dots, \gamma_{1_i}, \gamma_{0_i})$, unde $\gamma_{n-1_i} \dots \gamma_{0_i}$ este codificarea binară (naturală) a numărului i , deoarece $S_i = X_{n-1}^{\bar{\gamma}_{n-1_i}} + \dots + X_0^{\bar{\gamma}_{0_i}}$, se obține că:

$$f_{\text{FCNC}} = f(X_{n-1}, X_{n-2}, \dots, X_1, X_0) = \prod_{i=0}^{2^n-1} (\alpha_i + S_i) \quad (12.17)$$

Observații:

- Trecerea de la tabelul de adevăr la FCND se face direct scriind suma termenilor canonici de tip P (produse) pentru care valoarea funcției este 1. Cei pentru care valoarea funcției este 0 “dispar” din sumă.
- Trecerea de la tabelul de adevăr la FCNC se face scriind produsul tuturor termenilor canonici de tip S cărora le corespunde valoarea 0 în tabelul de adevăr al funcției. Factorii cărora le corespunde valoarea 1 “dispar” din produs.
- **Nu este necesară memorarea termenilor canonici; aceștia se scriu direct din tabelul de adevăr, după cum urmează:**
 - pentru termenii de tip **P** se scrie produsul tuturor variabilelor dintre care cele care pe linia corespunzătoare din tabelul de adevăr iau valoarea **1** se iau **nenegate** iar cele pentru care valoarea corespunzătoare pe linia din tabelul de adevăr este **0** se iau **negate**;
 - pentru termenii canonici de tip **S** se scrie suma tuturor variabilelor dintre care cele care pe linia corespunzătoare din tabel au valoarea **1** se iau **negate** iar cele care pe linia corespunzătoare din tabel au valoarea **0** se iau **nenegate**.
 - un termen de tip S sau P se codifică S_i sau P_i unde i este valoarea în baza 10 a numărului binar ce rezultă din valorile variabilelor. Această codificare fiind biunivocă valorile variabilelor se pot deduce și din codificările S_i respectiv P_i .

În tabelul 12.7 se prezintă ca exemplificare cei $2^3 = 8$ mintermeni, respectiv maxtermeni de trei variabile.

Tab. 12.7. Mintermenii și maxtermenii unei funcții de trei variabile

i	Valorile variabilelor			Termeni produs (mintermeni P_i)	Termeni sumă (maxtermeni S_i)
	$\begin{smallmatrix} (2^2) \\ X_2 \end{smallmatrix}$	$\begin{smallmatrix} (2^1) \\ X_1 \end{smallmatrix}$	$\begin{smallmatrix} (2^0) \\ X_0 \end{smallmatrix}$		
0	0	0	0	$P_0 = \overline{X}_2 \overline{X}_1 \overline{X}_0$	$S_0 = X_2 + X_1 + X_0$
1	0	0	1	$P_1 = \overline{X}_2 \overline{X}_1 X_0$	$S_1 = X_2 + X_1 + \overline{X}_0$
2	0	1	0	$P_2 = \overline{X}_2 X_1 \overline{X}_0$	$S_2 = X_2 + \overline{X}_1 + X_0$
3	0	1	1	$P_3 = \overline{X}_2 X_1 X_0$	$S_3 = X_2 + \overline{X}_1 + \overline{X}_0$
4	1	0	0	$P_4 = X_2 \overline{X}_1 \overline{X}_0$	$S_4 = \overline{X}_2 + X_1 + X_0$
5	1	0	1	$P_5 = X_2 \overline{X}_1 X_0$	$S_5 = \overline{X}_2 + X_1 + \overline{X}_0$
6	1	1	0	$P_6 = X_2 X_1 \overline{X}_0$	$S_6 = \overline{X}_2 + \overline{X}_1 + X_0$
7	1	1	1	$P_7 = X_2 X_1 X_0$	$S_7 = \overline{X}_2 + \overline{X}_1 + \overline{X}_0$

OBSERVAȚIE: $\overline{P}_k = S_k$

Aplicație

Fie o funcție f care are valoarea logică a votului majoritar al unui juriu format din 3 membri. Să se scrie funcția sub formă FCND, respectiv FCNC.

Rezolvare

Conform tabelului de adevăr (12.13) rezultă că:

Scrierea funcției sub formă FCND.

$$f_{\text{FCND}} = P_3 + P_5 + P_6 + P_7 = \overline{X}_2 X_1 X_0 + X_2 \overline{X}_1 X_0 + X_2 X_1 \overline{X}_0 + X_2 X_1 X_0$$

Scrierea funcției sub forma FCNC.

$$f_{\text{FCNC}} = S_0 \cdot S_1 \cdot S_2 \cdot S_4 = (X_2 + X_1 + X_0)(X_2 + X_1 + \overline{X}_0)(X_2 + \overline{X}_1 + X_0)(\overline{X}_2 + X_1 + X_0)$$

12.2.5. Reprezentarea funcțiilor logice prin diagrame Veitch – Karnaugh

Reprezentarea unei funcții logice de n variabile printr-o diagramă Veitch-Karnaugh este o mapare fie a tabelului de adevăr 12.5, fie a formelor FCND sau FCNC, relațiile (12.16) și (12.17), pe o diagramă pătrată sau dreptunghiulară, care conține 2^n căsuțe elementare.

În această diagramă fiecărei căsuțe i se alocă fie P_i fie S_i . Coordonatele unei căsuțe elementare sunt determinate prin valorile variabilelor și pe marginea diagramei se înscriu aceste valori, iar în acea căsuță se introduc termenii P_i sau S_i unde i este numărul zecimal reprezentat în binar de valorile variabilelor care formează coordonatele căsuței respective.

În orice diagramă, pentru cele 2^n căsuțe fiecare variabilă nenegată intră în coordonatele a $\frac{2^n}{2} = 2^{n-1}$ căsuțe iar negată în coordonatele celorlalte 2^{n-1} căsuțe.

Trecerea de la diagrama pentru FCND la cea pentru FCNC se realizează observând că $S_i = \overline{P}_i$. Rezultă că practic se va înlocui operația de produs logic cu cea de sumă logică, iar variabilele nenegate se substituie cu variabile negate și invers $X \leftrightarrow \overline{X}$. Asemănător se face și trecerea inversă (de la FCNC la FCND).

Căsuțele vecine, **numai pe laturi nu și pe diagonală**, sunt **adiacente**: coordonata unei căsuțe față de coordonata unei căsuțe vecine are distanța de cod egală cu 1.

Această proprietate de adiacență apare ca o consecință a faptului că se utilizează codificarea în cod GRAY pentru variabilele din diagramele Veitch-Karnaugh și nu o codificare în binar natural.

În figura 12.2. sunt prezentate diagramele Veitch-Karnaugh pentru funcțiile logice de 2,3 respectiv 4 variabile (fie ele exprimate în FCND sau FCNC), unde α_k sunt valorile funcției logice.

$X_1 \backslash X_0$		0	1
		$\alpha_0 P_0$	$\alpha_1 P_1$
0			
1		$\alpha_2 P_2$	$\alpha_3 P_3$

$X_1 \backslash X_0$		0	1
		$\alpha_0 + S_0$	$\alpha_1 + S_1$
0			
1		$\alpha_2 + S_2$	$\alpha_3 + S_3$

$X_2 \backslash X_1 X_0$		00	01	11	10
		$\alpha_0 P_0$	$\alpha_1 P_1$	$\alpha_3 P_3$	$\alpha_2 P_2$
0					
1		$\alpha_4 P_4$	$\alpha_5 P_5$	$\alpha_7 P_7$	$\alpha_6 P_6$

$X_2 \backslash X_1 X_0$		00	01	11	10
		$\alpha_0 + S_0$	$\alpha_1 + S_1$	$\alpha_3 + S_3$	$\alpha_2 + S_2$
0					
1		$\alpha_4 + S_4$	$\alpha_5 + S_5$	$\alpha_7 + S_7$	$\alpha_6 + S_6$

$X_3 X_2 \backslash X_1 X_0$		00	01	11	10
		$\alpha_0 P_0$	$\alpha_1 P_1$	$\alpha_3 P_3$	$\alpha_2 P_2$
00					
01		$\alpha_4 P_4$	$\alpha_5 P_5$	$\alpha_7 P_7$	$\alpha_6 P_6$
11		$\alpha_{12} P_{12}$	$\alpha_{13} P_{13}$	$\alpha_{15} P_{15}$	$\alpha_{14} P_{14}$
10		$\alpha_8 P_8$	$\alpha_9 P_9$	$\alpha_{11} P_{11}$	$\alpha_{10} P_{10}$

$X_3 X_2 \backslash X_1 X_0$		00	01	11	10
		$\alpha_0 + S_0$	$\alpha_1 + S_1$	$\alpha_3 + S_3$	$\alpha_2 + S_2$
00					
01		$\alpha_4 + S_4$	$\alpha_5 + S_5$	$\alpha_7 + S_7$	$\alpha_6 + S_6$
11		$\alpha_{12} + S_{12}$	$\alpha_{13} + S_{13}$	$\alpha_{15} + S_{15}$	$\alpha_{14} + S_{14}$
10		$\alpha_8 + S_8$	$\alpha_9 + S_9$	$\alpha_{11} + S_{11}$	$\alpha_{10} + S_{10}$

Fig. 12.2. Diagramele Veitch-Karnaugh ale funcțiilor de 2,3 și 4 variabile (FCND și FCNC)

Observații:

- Este evident că $\alpha_k P_k = \alpha_k + S_k = \alpha_k$. Cu alte cuvinte în figura 12.2 menționarea termenilor canonici împreună cu valorile funcției este redundantă. Motivul pentru care totuși s-au menționat (și) termenii canonici este evidențierea mai clară a legăturii între tabelul de adevăr al funcției și diagrama ei Karnaugh.
- În cazul reprezentării printr-o diagramă Veitch-Karnaugh a unei funcții logice în forma FCND, se completează doar căsuțele corespunzătoare valorilor $\alpha_k = 1$.
- În cazul reprezentării printr-o diagramă Veitch-Karnaugh a unei funcții logice în forma FCNC, se completează doar căsuțele corespunzătoare valorilor $\alpha_k = 0$.

Aplicație

Fie o funcție f care are valoarea logică a votului majoritar al unui juriu format din 3 membri. Să se reprezinte funcția printr-o diagramă Veitch-Karnaugh.

Rezolvare

Reprezentarea funcției printr-o diagramă Veitch-Karnaugh a FCND respectiv FCNC este prezentată în figura 12.3.

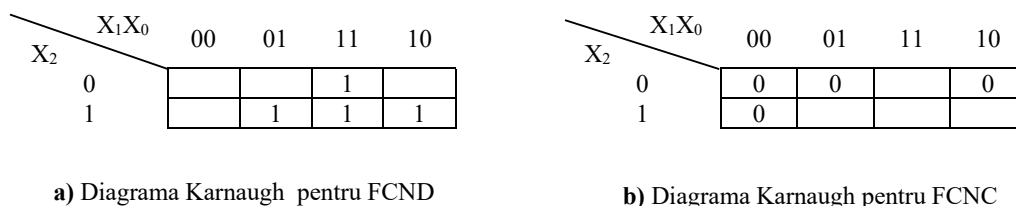


Fig. 12.3. Diagramele Veitch-Karnaugh corespunzătoare FCND, respectiv FCNC pentru aplicația “Vot majoritar”

12.2.6. Forma minimă a funcțiilor logice

Având în vedere faptul că algebra booleană se va folosi la analiza și sinteza circuitelor logice, nu este greu de anticipat că între gradul de complexitate al circuitului și cel al funcției care îl descrie există o legătură directă. Acesta este motivul pentru care în etapa de sinteză a circuitelor logice, după definirea acestora, urmează în mod obligatoriu etapa de minimizare a funcției, având drept scop obținerea unei forme echivalente mai simplă (forma minimă).

Dintre metodele de minimizare descrise în literatura de specialitate se prezintă doar două:

- metoda analitică;
- metoda diagramelor Karnaugh.

I. Metoda analitică

Această metodă de obținere a formei minime se bazează pe folosirea axiomelor și teoremelor algebrei booleene. Principiul metodei se va ilustra pe exemplul anterior al aplicației “Vot majoritar”.

Aplicație

Să se minimizeze funcția logică ce descrie votul majoritar al unui juriu format din 3 membri.

Rezolvare

Minimizarea funcției pornind de la expresia FCND este următoarea:

$$\begin{aligned}
 f_{\text{FCND}} &= P_3 + P_5 + P_6 + P_7 = \overline{X}_2 X_1 X_0 + X_2 \overline{X}_1 X_0 + X_2 X_1 \overline{X}_0 + X_2 X_1 X_0 = \\
 &\stackrel{(12.7)}{=} (X_2 X_1 X_0 + \overline{X}_2 X_1 X_0) + (X_2 X_1 X_0 + X_2 \overline{X}_1 X_0) + \\
 &X_2 X_1 X_0 = X_2 X_1 X_0 + X_2 X_1 X_0 + X_2 X_1 X_0 \\
 &+ (X_2 X_1 X_0 + X_2 X_1 \overline{X}_0) = X_1 X_0 \underbrace{(X_2 + \overline{X}_2)}_{(12.6)} + X_2 X_0 \underbrace{(X_1 + \overline{X}_1)}_{(12.6)} + X_2 X_1 \underbrace{(X_0 + \overline{X}_0)}_{(12.6)} \stackrel{(12.2)}{=} \\
 &= X_1 X_0 + X_2 X_0 + X_2 X_1
 \end{aligned}$$

Minimizarea funcției pornind de la expresia FCNC este următoarea:

Observație:

$$(A + B) \cdot (A + \overline{B}) \stackrel{(12.4)}{=} A + B \cdot \overline{B} \stackrel{(12.6)}{=} A \quad (12.18)$$

$$f_{\text{FCNC}} = S_0 \cdot S_1 \cdot S_2 \cdot S_4 = (X_2 + X_1 + X_0)(X_2 + X_1 + \overline{X}_0)(X_2 + \overline{X}_1 + X_0)(\overline{X}_2 + X_1 + X_0) =$$

$$(11.7) = \left\{ \begin{aligned} & \left[\left(\underbrace{X_2 + X_1 + X_0}_M \right) \cdot \left(\underbrace{X_2 + X_1 + \bar{X}_0}_M \right) \right] \cdot \\ & \cdot \left[\left(\underbrace{X_2 + X_0 + X_1}_N \right) \cdot \left(\underbrace{X_2 + X_0 + \bar{X}_1}_N \right) \right] \cdot \\ & \cdot \left[\left(\underbrace{X_2 + X_1 + X_0}_P \right) \cdot \left(\underbrace{\bar{X}_2 + X_1 + X_0}_P \right) \right] \end{aligned} \right\} \stackrel{(12.18)}{=} \text{MNP} = (X_2 + X_1)(X_2 + X_0)(X_1 + X_0)$$

II. Metoda diagramelor Veitch-Karnaugh

Această metodă nu reprezintă altceva decât transpunerea operațiilor făcute la metoda analitică pe reprezentarea funcției prin diagrame Veitch-Karnaugh, reprezentând în final o metodă expeditivă de minimizare.

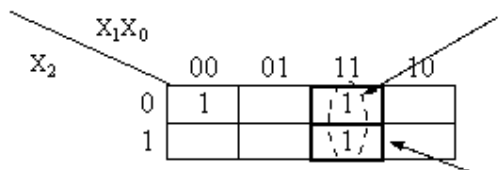
Minimizarea funcției este posibilă doar dacă în diagramele Karnaugh se pot pune în evidență

- două căsuțe **adiacente**; în acest caz poate fi “eliminată” o variabilă;
- un număr de **2^m de căsuțe adiacente**; în acest caz pot fi “eliminate” **m** variabile;

Acest proces de minimizare poate fi explicat cel mai bine prin prezentarea unor exemple.

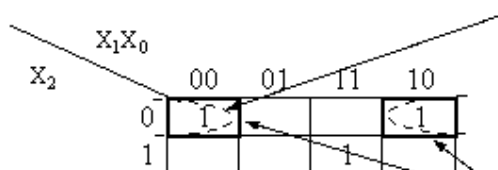
a) *Minimizarea aplicată funcțiilor logice de 3 variabile prezentate printr-o diagramă Veitch-Karnaugh de tipul FCND*

$$1) f_{\text{FCND}} = P_0 + (P_3 + P_7) = \bar{X}_2 \bar{X}_1 \bar{X}_0 + X_1 X_0$$

$$\bar{X}_2 \bar{X}_1 \bar{X}_0 + X_2 X_1 X_0 \stackrel{(12.4)}{=} X_1 X_0 (\underbrace{\bar{X}_2 + X_2}_1) = X_1 X_0$$


două căsuțe adiacente

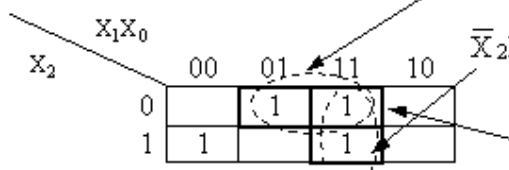
$$2) f_{\text{FCND}} = (P_0 + P_2) + P_7 = X_2 X_1 X_0 + \bar{X}_2 \bar{X}_0$$

$$\bar{X}_2 \bar{X}_1 \bar{X}_0 + \bar{X}_2 X_1 \bar{X}_0 \stackrel{(12.4)}{=} \bar{X}_2 \bar{X}_0 (\underbrace{\bar{X}_1 + X_1}_1) = \bar{X}_2 \bar{X}_0$$


două căsuțe adiacente

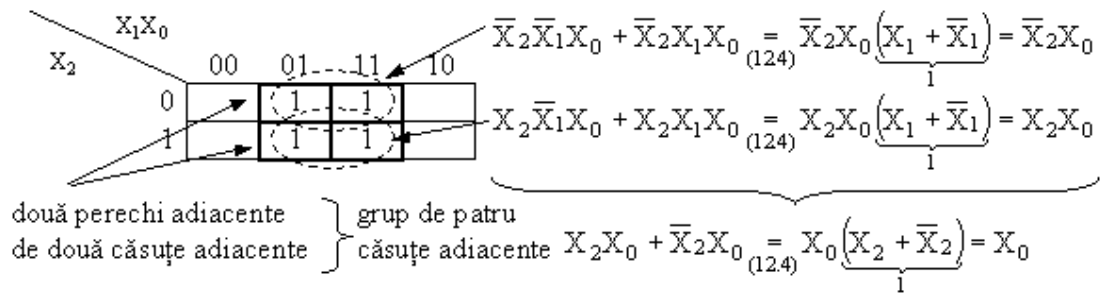
$$3) f_{\text{FCND}} = P_1 + P_3 + P_4 + P_7 = X_2 \bar{X}_1 \bar{X}_0 + \bar{X}_2 X_0 + X_1 X_0$$

$$\bar{X}_2 \bar{X}_1 X_0 + \bar{X}_2 X_1 X_0 \stackrel{(12.4)}{=} \bar{X}_2 X_0 (\underbrace{\bar{X}_1 + X_1}_1) = \bar{X}_2 X_0$$

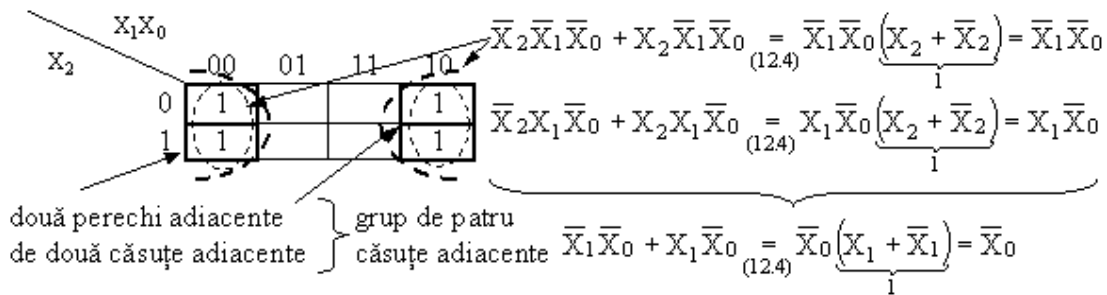
$$\bar{X}_2 X_1 X_0 + X_2 X_1 X_0 \stackrel{(12.4)}{=} X_1 X_0 (\underbrace{\bar{X}_2 + X_2}_1) = X_1 X_0$$


două perechi neadiacente de două căsuțe adiacente

$$4) f_{FCND} = P_1 + P_3 + P_5 + P_7 = X_0$$

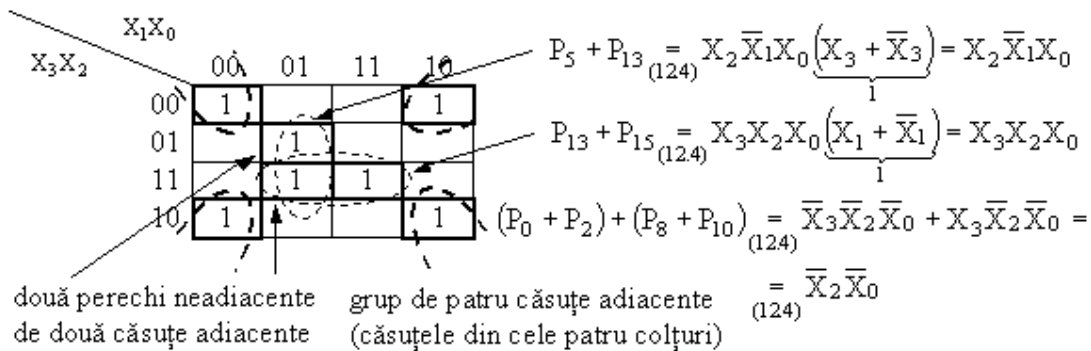


$$5) f_{FCND} = P_0 + P_2 + P_4 + P_6 = X_0$$



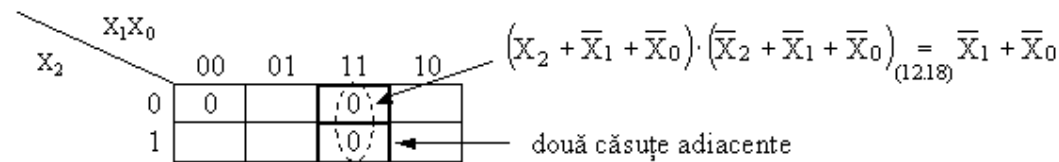
b) Minimizarea aplicată funcțiilor logice de 4 variabile prezentate printr-o diagramă Veitch-Karnaugh de tipul FCND

$$6) f_{FCND} = P_0 + P_2 + P_5 + P_8 + P_{10} + P_{13} + P_{15} = X_2\bar{X}_1X_0 + X_3X_2X_0 + \bar{X}_2\bar{X}_0$$

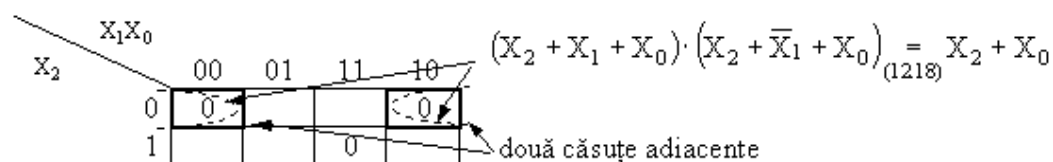


c) Minimizarea aplicată funcțiilor logice de 3 variabile prezentate printr-o diagramă Veitch-Karnaugh de tipul FCNC

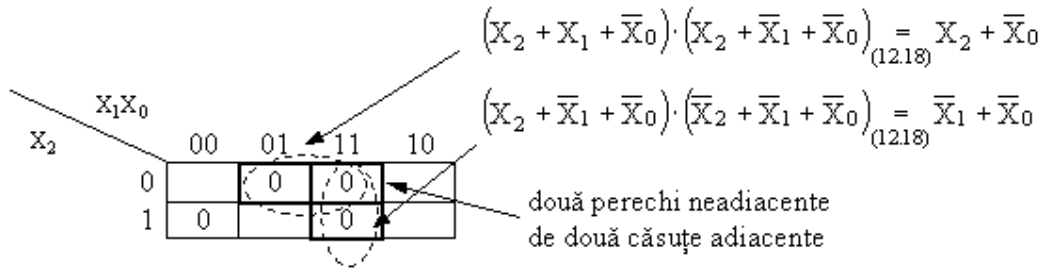
$$7) f_{FCNC} = S_0S_3S_7 = (X_2 + X_1 + X_0)(\bar{X}_1 + \bar{X}_0)$$



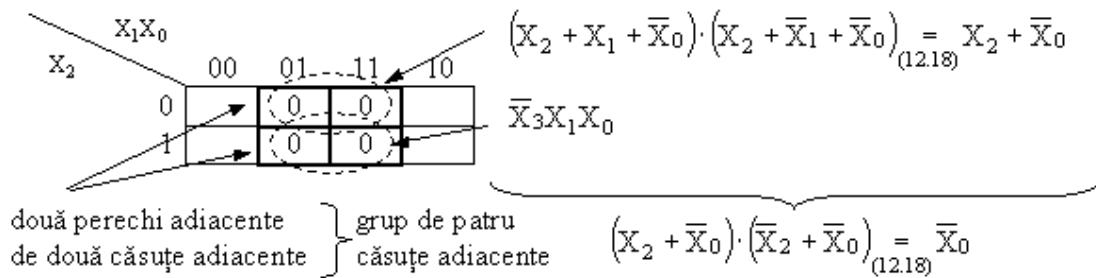
$$8) f_{FCNC} = S_0S_2S_7 = (\bar{X}_2 + \bar{X}_1 + \bar{X}_0) \cdot (X_2 + X_0)$$



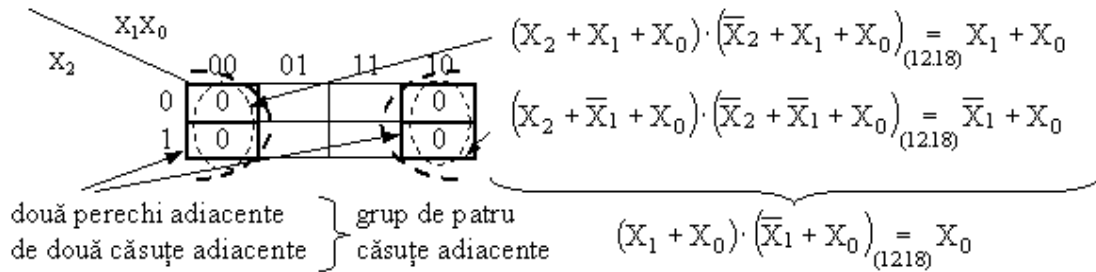
$$9) f_{FCNC} = S_1 S_3 S_4 S_7 = (\bar{X}_2 + X_1 + X_0) \cdot (X_2 + \bar{X}_0) \cdot (\bar{X}_1 + \bar{X}_0)$$



$$10) f_{FCNC} = S_1 S_3 S_5 S_7 = \bar{X}_0$$

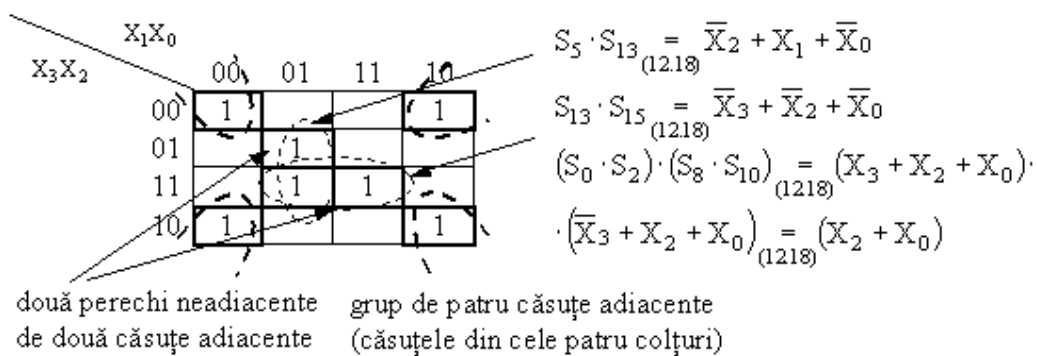


$$11) f_{FCNC} = S_0 S_2 S_4 S_6 = X_0$$



d) Minimizarea aplicată funcțiilor logice de 4 variabile prezentate printr-o diagramele Veitch-Karnaugh de tipul FCNC

$$12) f_{FCNC} = S_0 S_2 S_5 S_8 S_{10} S_{13} S_{15} = (\bar{X}_2 + X_1 + \bar{X}_0) \cdot (\bar{X}_3 + \bar{X}_2 + \bar{X}_0) \cdot (X_2 + X_0)$$



Observații:

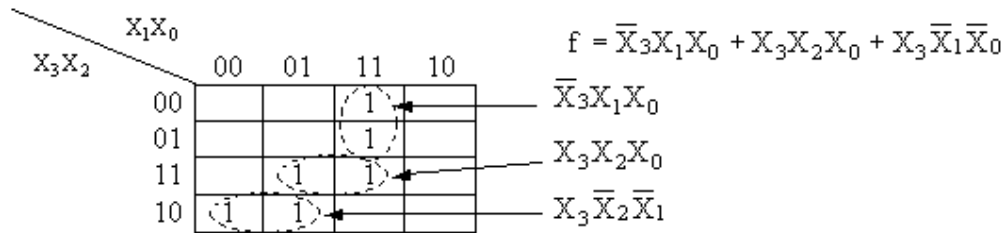
- a “elimina” o variabilă în cazul scrierii funcției în mod FCND este echivalent cu a-i atribui valoarea “1” (“dispare” din produs);
- a “elimina” o variabilă în cazul scrierii funcției în mod FCNC este echivalent cu a-i atribui valoarea “0” (“dispare” din sumă);

12.2.7. Aplicații

12.2.7.1. Să se minimizeze următoarele funcții utilizând diagrama Veitch-Karnaugh:

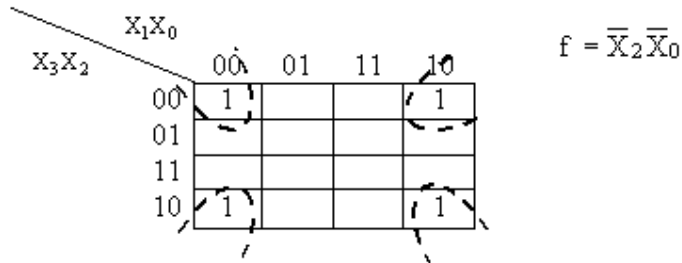
$$f = P_3 + P_7 + P_8 + P_9 + P_{13} + P_{15}$$

Rezolvare



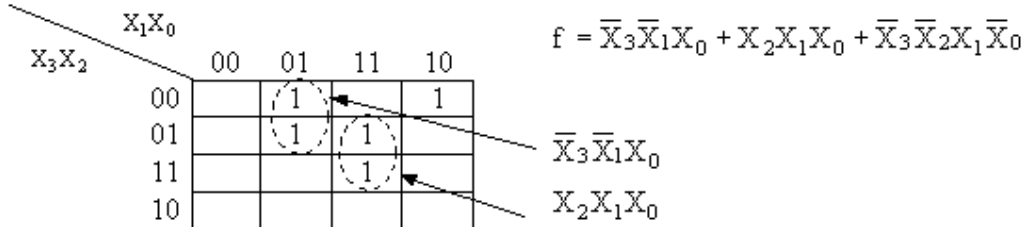
$$f = P_0 + P_2 + P_8 + P_{10}$$

Rezolvare



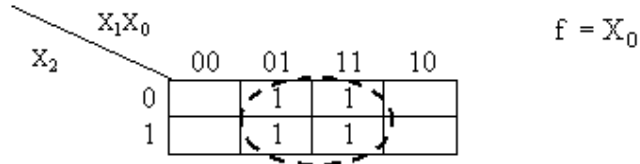
$$f = P_1 + P_2 + P_5 + P_7 + P_{15}$$

Rezolvare



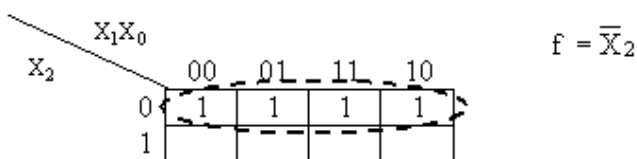
$$f = P_1 + P_3 + P_5 + P_7$$

Rezolvare



$$f = P_0 + P_1 + P_2 + P_3$$

Rezolvare



12.2.7.2. Să se minimizeze, utilizând diagrama Veitch-Karnaugh, o funcție care semnalizează la ieșire apariția numerelor prime cuprinse între 0 și 15.

Rezolvare

Semnalizarea se reprezintă prin apariția la ieșire a lui “1”. Numere prime sunt: 1; 2; 3; 5; 7; 11; 13. Rezultă tabelul de adevăr:

X ₃	X ₂	X ₁	X ₀	f
0	0	0	0	0
0	0	0	1	0
0	0	1	0	1
0	0	1	1	1
0	1	0	0	0
0	1	0	1	1
0	1	1	0	0
0	1	1	1	1
1	0	0	0	0
1	0	0	1	0
1	0	1	0	0
1	0	1	1	1
1	1	0	0	0
1	1	0	1	1
1	1	1	0	0
1	1	1	1	0

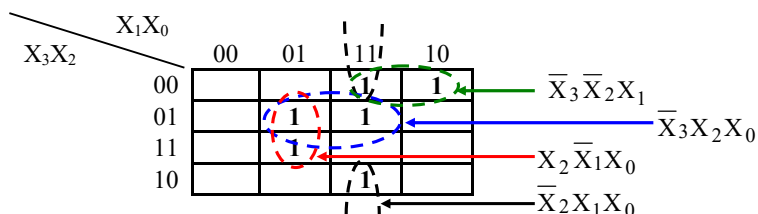
Formele canonice ale funcției logice sunt următoarele:

$$\text{FCND: } f = P_1 + P_2 + P_3 + P_5 + P_7 + P_{11} + P_{13}$$

$$\text{FCNC: } f = S_0 \cdot S_4 \cdot S_6 \cdot S_8 \cdot S_9 \cdot S_{10} \cdot S_{12} \cdot S_{14} \cdot S_{15}$$

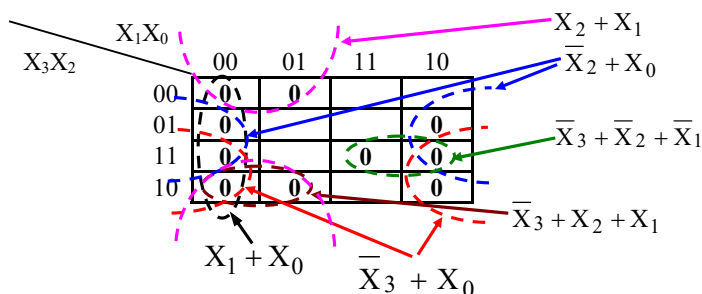
Minimizarea funcțiilor logice cu ajutorul diagramelor Karnaugh:

Diagrama Karnaugh FCND:



$$f_{\text{FCND}} = \bar{X}_3 X_2 X_0 + \bar{X}_3 \bar{X}_2 X_1 + X_2 \bar{X}_1 X_0 + \bar{X}_2 X_1 X_0$$

Diagrama Karnaugh FCNC



$$f_{\text{FCNC}} = (\bar{X}_3 + \bar{X}_2 + \bar{X}_1)(\bar{X}_3 + X_2 + X_1)(\bar{X}_3 + X_0)(\bar{X}_2 + X_0)(X_2 + X_1)(X_1 + X_0)$$

12.3. Circuite Logice Combinaționale

12.3.1. Generalități

Circuitele logice combinaționale (CLC) realizează funcții logice de forma: $Y = f(X)$, unde

- Y - vectorul mărimilor de ieșire, de dimensiune m ;
- X - vectorul mărimilor de intrare, de dimensiune n ;
- f - funcție de transfer definită pe mulțimea $\{0,1\}^n$

Circuitele logice combinaționale au două caracteristici principale:

- sunt circuite fără memorie (semnalele de la ieșiri există doar în prezența semnalelor aplicate la intrări); semnalele de ieșire **la un moment** dat sunt univoc determinate de semnalele de la intrare prezente în acel moment;
- dacă numărul variabilelor de ieșire satisface condiția $m \geq 1$, atunci circuitul se numește CLC cu ieșiri multiple.

Circuitele logice combinaționale sunt circuite fără reacție.

Simbolurile CLC- urilor sunt prezentate în figura 12.4.

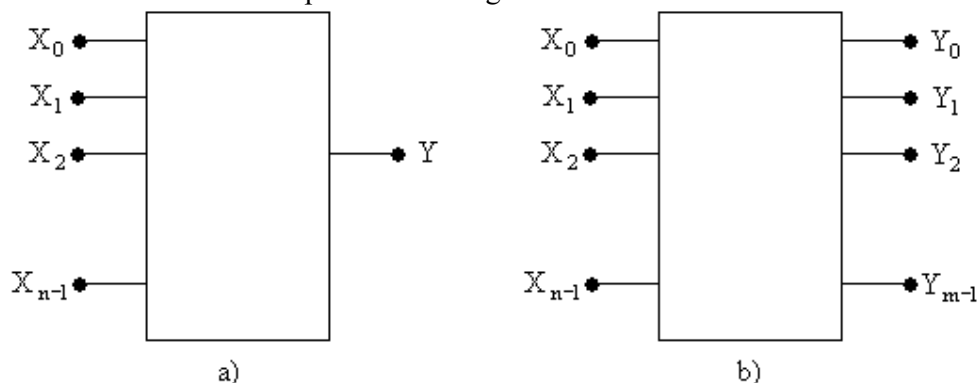


Fig. 12.4 Simbolul de reprezentare pentru CLC; a) cu o singură ieșire; b) cu ieșiri multiple

12.3.2. Porți logice

Circuitele logice corespunzătoare funcțiilor logice de una sau mai multe variabile se numesc porți logice.

Porțile logice cel mai des utilizate sunt următoarele:

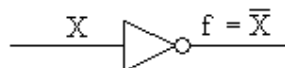
- Poarta inversoare (**NOT**) $f = \bar{X}$

Are la ieșire valoarea negată a variabilei de la intrare.

Tabel de adevăr

X	$f = \bar{X}$
0	1
1	0

Simbolul porții inversoare



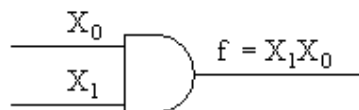
- Poarta **ȘI** (**AND**) $f = X_1 X_0$

Are la ieșire valoarea logică "1" atunci și numai atunci când toate variabilele de intrare au valoarea logică "1"

Tabel de adevăr

X_1	X_0	$f = X_1 X_0$
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

Simbolul porții **ȘI**



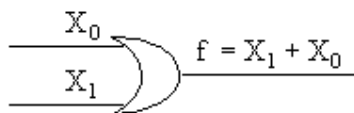
- Poarta **SAU (OR)** $f = X_1 + X_0$

Are la ieșire valoarea logică “0” atunci și numai atunci când toate variabilele de intrare au valoarea logică “0”.

Tabel de adevăr

X_1	X_0	$f = X_1 + X_0$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

Simbolul porții **SAU**



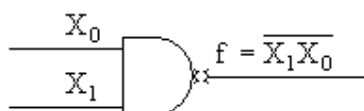
- Poarta **ȘI-NU (NAND)** $f = \overline{X_1 X_0}$

Are la ieșire valoarea logică “0” atunci și numai atunci când toate variabilele de intrare au valoarea logică “1”.

Tabel de adevăr

X_1	X_0	$f = \overline{X_1 X_0}$
0	0	1
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Simbolul porții **ȘI-NU**



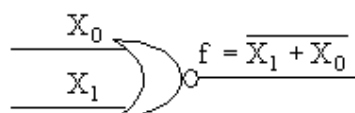
- Poarta **SAU-NU (NOR)** $f = \overline{X_1 + X_0}$

Are la ieșire valoarea logică “1” atunci și numai atunci când toate variabilele de intrare au valoarea logică “0”.

Tabel de adevăr

X_1	X_0	$f = \overline{X_1 + X_0}$
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

Simbolul porții **SAU-NU**



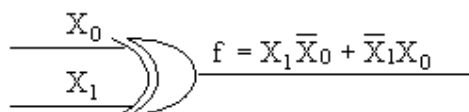
- Poarta **SAU-EXCLUSIV (XOR)** $f = X_1 \overline{X_0} + \overline{X_1} X_0$

Are la ieșire valoarea logică “1” atunci și numai atunci când o singură variabilă de intrare are valoarea “1”

Tabel de adevăr

X_1	X_0	$f = X_1 \oplus X_0$
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

Simbolul porții **SAU-EX**



Câteva tipuri de circuite integrate digitale ce vor fi utilizate în aplicațiile următoare sunt prezentate în tabelul 12.8

Tab. 12.8. Exemple de circuite integrate digitale

Codificare	Varianta românească	Componență
SN 54/7404	CDB 404	6 inversoare
SN 54/7408	CDB 408	4 AND cu 2 intrări
SN 54/7411		3 porți AND cu 3 intrări
SN 54/7432		4 porți OR cu 2 intrări
SN 54/7400	CDB 400	4 porți NAND cu 2 intrări
SN 54/7410	CDB 410	3 porți NAND cu 3 intrări
SN 54/7420	CDB 420	2 porți NAND cu 4 intrări
SN 54/7430	CDB 430	1 poartă NAND cu 8 intrări
SN 54/7402		4 porți NOR cu 2 intrări
SN 54/7427		3 porți NOR cu 3 intrări
SN 54/7486	CDB 486	4 porți XOR cu 2 intrări

12.3.3. Analiza circuitelor logice combinaționale

În cadrul analizei, se cunoaște structura schemei circuitului și se urmărește stabilirea funcționării acestuia, concretizată prin tabelul de adevăr sau prin scrierea expresiei semnalelor de ieșire în funcție de cele de intrare.

Stabilirea expresiei semnalului de ieșire se poate realiza prin două metode:

- se stabilește tabelul de adevăr al funcției, determinându-se forma canonică a acesteia;
- se urmăresc de la intrare spre ieșire transformările succesive ale semnalelor de la intrare, determinându-se forma minimă a funcției;

Pentru ilustrarea analizei CLC se prezintă câteva exemple.

12.3.3.1. Se dă schema logică din figura 12.5. cu ajutorul căreia se comandă aprinderea diodei electroluminiscente (LED).

Să se determine stările pentru care LED-ul se aprinde.

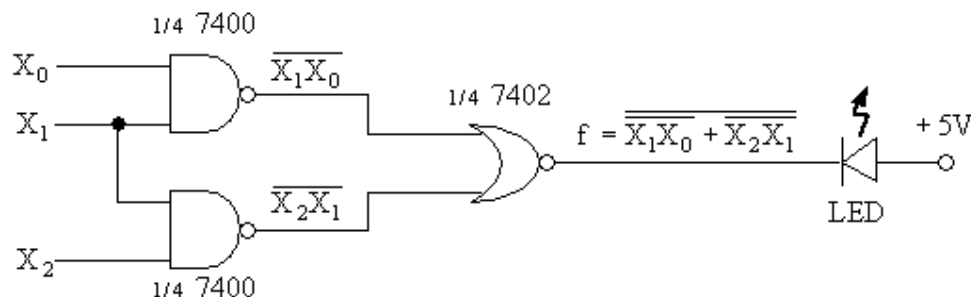


Fig. 12.5. Comanda de aprindere a unei diode electroluminiscente (LED)

Rezolvare

Se aplică prima metodă de analiză, prezentându-se după fiecare poartă logică expresiile semnalelor.

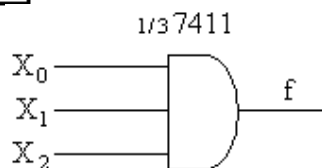
LED-ul se aprinde în cazul în care valoarea logică a funcției f este "0". Tabelul de adevăr corespunzător circuitului din figura 12.5 este prezentat în tabelul 12.9.

Se observă că LED-ul este aprins pentru toate stările intrărilor mai puțin cazul în care $X_2 = X_1 = X_0 = 1$

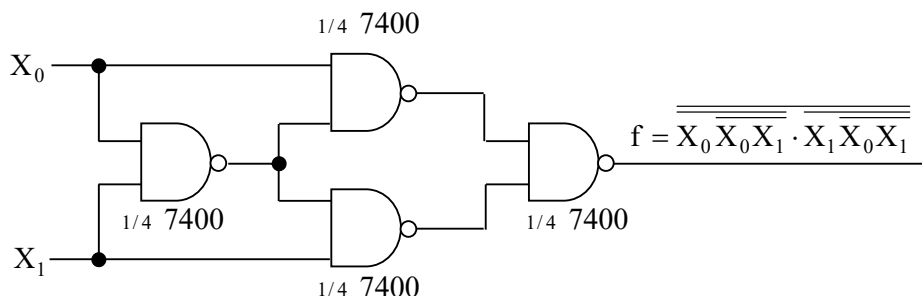
Tab. 12.9. Tabelul de adevăr al circuitului de comandă al LED-ului

X_2	X_1	X_0	$\overline{X_1 X_0}$	$\overline{X_2 X_1}$	f
0	0	0	1	1	0
0	0	1	1	1	0
0	1	0	1	1	0
0	1	1	1	0	0
1	0	0	1	0	0
1	0	1	1	1	0
1	1	0	0	1	0
1	1	1	0	0	1

Din tabelul de adevăr se observă că $f = P_7 = X_2 X_1 X_0$, iar schema poate fi implementată doar cu ajutorul unei porți de tip **AND** ca în figura alăturată.



12.3.3.2. Să se analizeze funcționarea circuitului din figura 12.5.



Rezolvare

Se aplică a doua metodă de analiză, tabelul de adevăr al funcției f fiind prezentat în tabelul 12.10.

Tab. 12.10.

Se observă că tabelul de adevăr al funcției este identic cu cel al funcției **SAU-EXCLUSIV (XOR)**.

În concluzie funcția f poate fi implementată cu ajutorul unei porți a circuitului 7486 (CDB 486).

X_1	X_0	f
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

12.3.4. Sinteza circuitelor logice combinaționale

În cazul sintezei se cunoaște funcția f pe care trebuie să o realizeze circuitul, cerându-se determinarea structurii acestuia.

Etapele sintezei sunt următoarele:

- definirea funcției;
- minimizarea funcției;
- alegerea porților logice necesare implementării;
- desenarea schemei circuitului.

Pentru ilustrarea sintezei CLC-urilor se prezintă câteva exemple.

Observații:

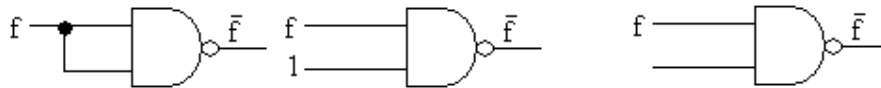
- Pentru implementarea formei minime a funcției ce rezultă din FCND se obține un număr minim de circuite integrate dacă se utilizează porțile NAND;
- Pentru implementarea formei minime a funcției ce rezultă din FCNC se obține un număr minim de circuite integrate dacă se utilizează porțile NOR.

12.3.4.1. Să se implementeze negata unei funcții f

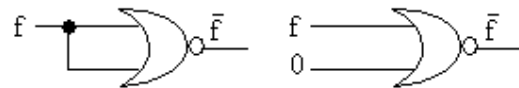
- a) cu porți **NAND**.
- b) cu porți **NOR**.
- c) cu porți **XOR**.

Rezolvare

- a) La implementarea negatei funcției f cu porți **NAND** sunt posibile următoarele trei variante:



- b) La implementarea negatei funcției f cu porți **NOR** sunt posibile următoarele două variante:



- c) La implementarea negatei funcției f cu porți **XOR** sunt posibile următoarele două variante:

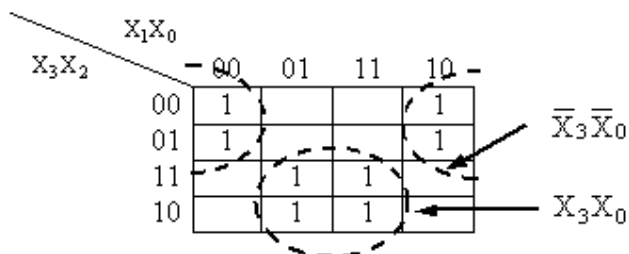


12.3.4.2. Să se implementeze funcția $f = P_0 + P_2 + P_4 + P_6 + P_9 + P_{11} + P_{13} + P_{15}$

- a) cu porți **AND**, **OR** și **INVERSOARE**.
- b) cu porți **NAND**.
- c) cu porți **NOR**.
- d) cu porți **XOR**.

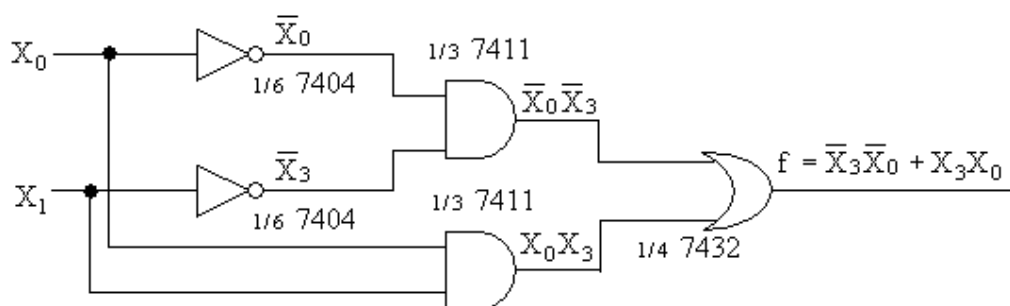
Rezolvare

- a) Diagrama Veitch-Karnaugh asociată funcției în forma FCND este următoarea:

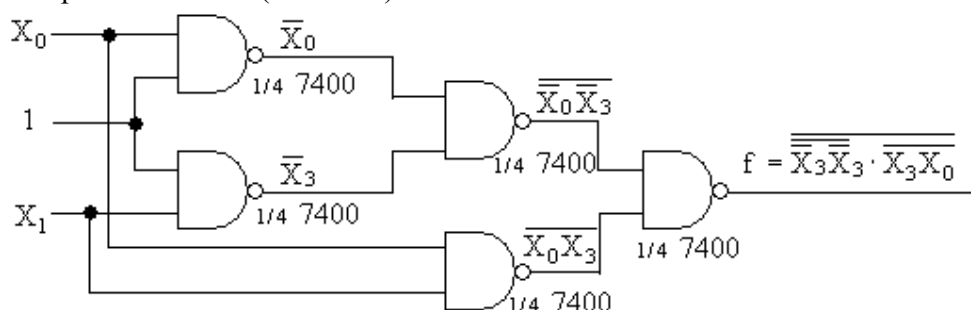


Expresia minimizată a sub formă FCND este următoarea: $f_{FCND} = \overline{X}_3 \overline{X}_0 + X_3 X_0$

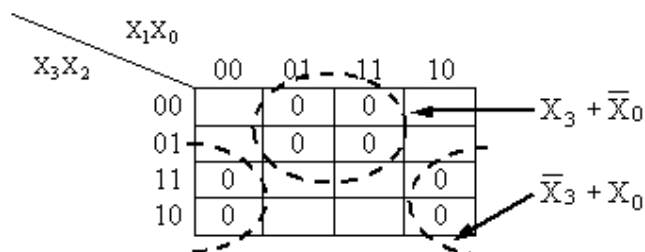
Se observă că pentru implementarea funcției sunt necesare 3 circuite integrate diferite.



- b) Pentru a implementa funcția cu porți **NAND**, se aplică teorema lui De Morgan expresiei minimizate din FCND, aceasta devenind: $f_{FCND} = \overline{\overline{X_3}\overline{X_0} \cdot \overline{X_3}X_0}$. Se observă că pentru implementarea funcției sunt necesare doar 2 circuite integrate de tipul SN 54/7400 (CDB 400).



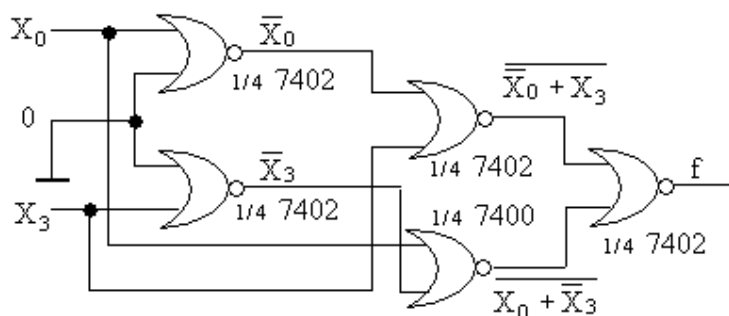
- c) Pentru a implementa funcția cu porți **NOR**, se construiește diagrama Veitch-Karnaugh asociată scrierii funcției în FCNC.



Expresia minimizată sub formă FCNC este următoarea: $f_{FCNC} = (\overline{X_3} + X_0)(X_3 + \overline{X_0})$.

Se aplică teorema lui De Morgan expresiei minimizate din FCNC, aceasta devenind:

$f_{FCNC} = \overline{\overline{X_3} + X_0} \cdot \overline{X_3 + \overline{X_0}}$. Se observă că pentru implementarea funcției sunt necesare doar 2 circuite integrate de tipul SN 54/7402.

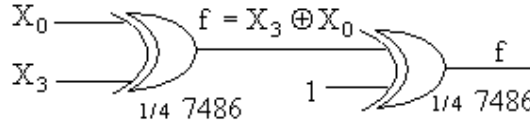


d) Pentru a implementa funcția doar cu porți **XOR**, expresia acesteia devine:

Cum $X_3 \oplus X_0 = X_3 \bar{X}_0 + \bar{X}_3 X_0$ rezultă că: $\bar{X}_3 \oplus X_0 = X_3 \bar{X}_0 + \bar{X}_3 X_0 =$

$$\overline{X_3 \bar{X}_0 \cdot \bar{X}_3 X_0} = (\bar{X}_3 + X_0)(X_3 + \bar{X}_0) = \bar{X}_3 \bar{X}_0 + X_3 X_0 = f.$$

Se observă că pentru implementarea funcției sunt necesare doar 2 circuite integrate de tipul SN 54/7486.



12.3.4.3. Să se implementeze cu minimum de porți **NAND** următoarele funcții:

- a) $f_1 = P_3 + P_7 + P_8 + P_9 + P_{12} + P_{13} + P_{15}$
- b) $f_2 = X_3 X_2 \bar{X}_1 + X_1 \bar{X}_0 + \bar{X}_3 X_2 + \bar{X}_2 X_0 + X_3 \bar{X}_2 \bar{X}_1$
- c) $f_3 = P_3 + P_5 + P_7$

Rezolvare

a) Diagrama Veitch-Karnaugh asociată funcției este următoarea:

$X_1 X_0$	00	01	11	10
$X_3 X_2$ 00			1	
01			1	
11	1	1	1	
10	1	1		

$\bar{X}_3 X_1 X_0$ (group 11, 00 and 11, 01)
 $X_3 X_2 X_0$ (group 11, 01 and 11, 11)
 $X_3 \bar{X}_1$ (group 11, 10 and 10, 11)

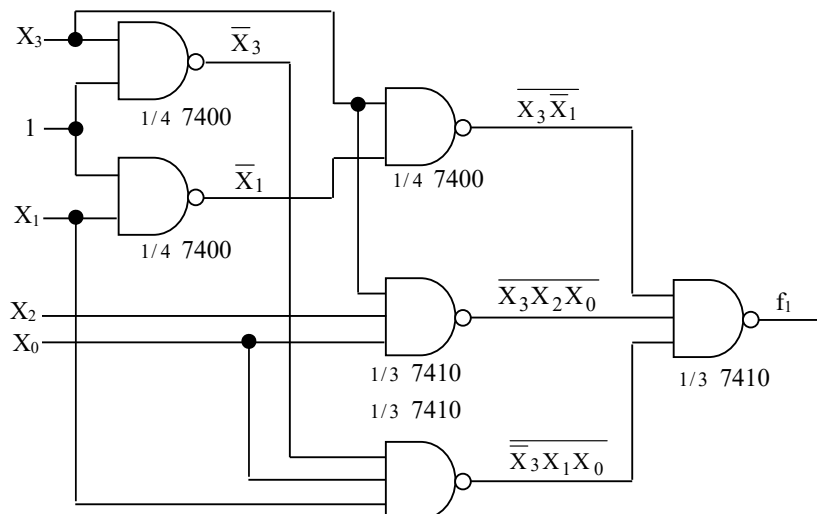
Expresia minimizată a funcției este următoarea: $f = X_3 \bar{X}_1 + X_3 X_2 X_0 + \bar{X}_3 X_1 X_0$

Pentru a implementa funcția doar cu porți **NAND**, se utilizează teorema lui De Morgan, expresia acesteia devenind.

$$\bar{f}_1 = \overline{X_3 \bar{X}_1 + X_3 X_2 X_0 + \bar{X}_3 X_1 X_0} = \overline{X_3 \bar{X}_1} \cdot \overline{X_3 X_2 X_0} \cdot \overline{\bar{X}_3 X_1 X_0} \Rightarrow$$

$$f_1 = \overline{\overline{X_3 \bar{X}_1} \cdot \overline{X_3 X_2 X_0} \cdot \overline{\bar{X}_3 X_1 X_0}}$$

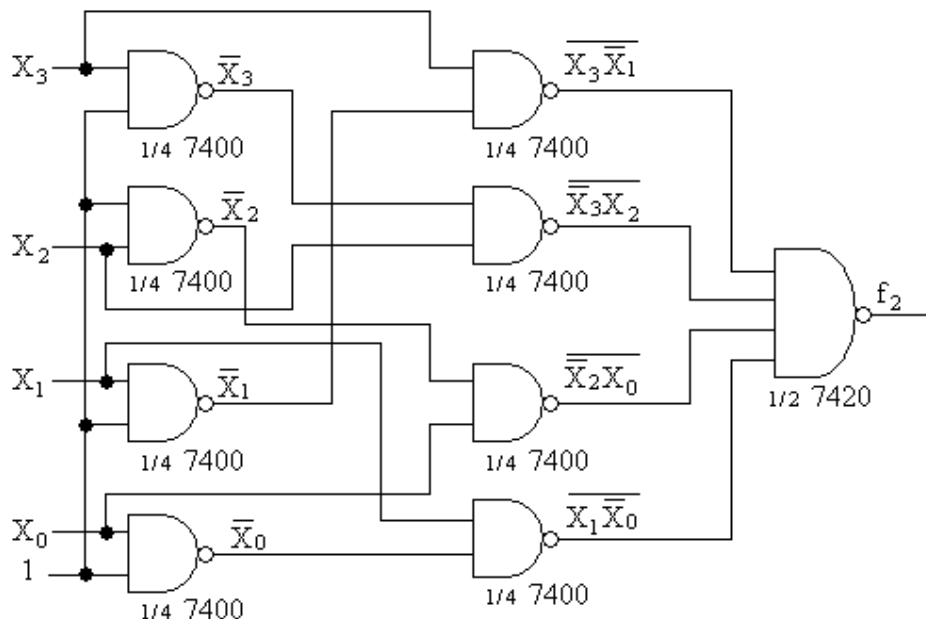
Se observă că pentru implementarea funcției sunt necesare 2 circuite integrate de tipul SN 54/7400 (CDB 400) și unul de tip SN 54/7410 (CDB 410).



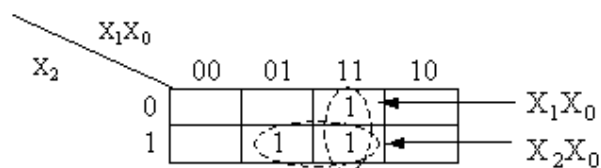
b) Cu ajutorul teoremelor algebrei booleene expresia funcției devine:

$$\begin{aligned} f_2 &= X_3 X_2 \bar{X}_1 + X_1 \bar{X}_0 + \bar{X}_3 X_2 + \bar{X}_2 X_0 + X_3 \bar{X}_2 \bar{X}_1 = \\ &= X_3 \bar{X}_1 (X_2 + \bar{X}_2) + X_1 \bar{X}_0 + \bar{X}_3 X_2 + \bar{X}_2 X_0 = X_3 \bar{X}_1 + X_1 \bar{X}_0 + \bar{X}_3 X_2 + \bar{X}_2 X_0 = \\ &= \overline{X_3 \bar{X}_1 \cdot X_1 \bar{X}_0 \cdot \bar{X}_3 X_2 \cdot \bar{X}_2 X_0} \end{aligned}$$

Se observă că pentru implementarea funcției sunt necesare 3 circuite integrate de tipul SN 54/7400 (CDB 400) și unul de tip SN 54/7420 (CDB 420).



c) Diagrama Veitch-Karnaugh asociată funcției este următoarea:

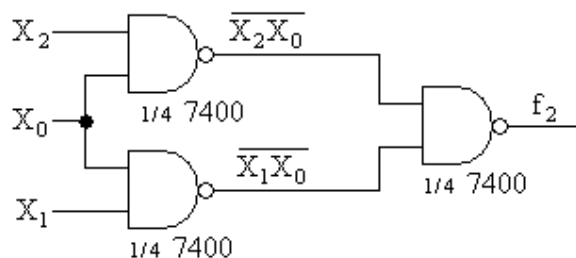


Expresia minimizată a funcției este următoarea: $f_2 = X_1 X_0 + X_2 X_0$

Cu ajutorul teoremelor algebrei booleene expresia funcției devine:

$$\bar{f}_2 = \overline{X_1 X_0 + X_2 X_0} = \overline{X_1 X_0} \cdot \overline{X_2 X_0} \Rightarrow f_2 = \overline{\overline{X_1 X_0} \cdot \overline{X_2 X_0}}$$

Se observă că pentru implementarea funcției este necesar un singur circuit integrat de tipul SN 54/7400 (CDB 400).



12.3.4.4. Să se implementeze cu porți **NAND** un circuit de anticoincidență cu 3 intrări (circuit ce generează "1" la ieșire când cele 3 variabile de intrare nu sunt identice).

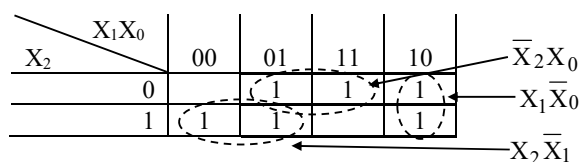
Rezolvare

Se completează tabelul de adevăr asociat funcției.

X_2	X_1	X_0	f
0	0	0	0
0	0	1	1
0	1	0	1
0	1	1	1
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

Scrierea funcției sub formă FCND este următoarea $f = P_1 + P_2 + P_3 + P_4 + P_5 + P_6$

Diagrama Veitch-Karnaugh asociată funcției este următoarea:



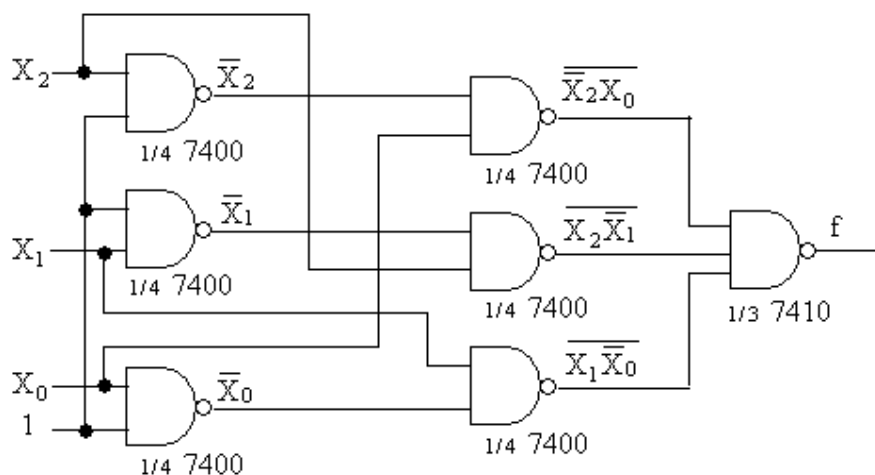
Expresia minimizată a funcției este următoarea: $f = \overline{X_2}X_0 + X_2\overline{X_1} + X_1\overline{X_0}$

Pentru a implementa funcția doar cu porți **NAND**, se utilizează teorema lui De Morgan, expresia acesteia devenind.

$$\overline{f} = \overline{\overline{X_2}X_0 + X_2\overline{X_1} + X_1\overline{X_0}} = \overline{\overline{X_2}X_0} \cdot \overline{X_2\overline{X_1}} \cdot \overline{X_1\overline{X_0}} \Rightarrow$$

$$f = \overline{\overline{\overline{X_2}X_0} \cdot \overline{X_2\overline{X_1}} \cdot \overline{X_1\overline{X_0}}}$$

Se observă că pentru implementarea funcției sunt necesare 3 circuite integrate de tipul SN 54/7400 (CDB 400) și unul de tip SN 54/7410 (CDB 410)



12.3.4.5. Să se implementeze cu porți **NAND**, respectiv **NOR** un circuit ce semnalizează valoarea logică a votului majoritar al unui juriu format din 3 membri.

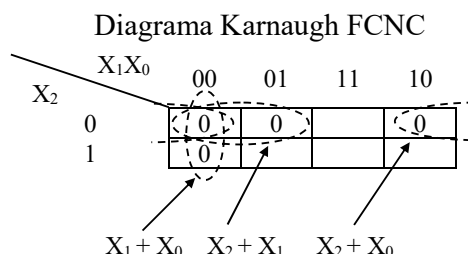
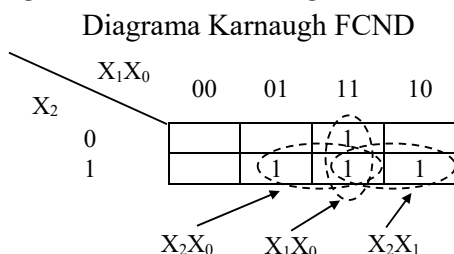
Rezolvare

Conform aplicației din paragraful 12.2.4. funcția se poate scrie:

➤ FCND: $f_{\text{FCND}} = P_3 + P_5 + P_6 + P_7$

➤ FCNC: $f_{\text{FCNC}} = S_0 \cdot S_1 \cdot S_2 \cdot S_4$

Diagramele Veitch-Karnaugh asociate funcției sunt următoarele:

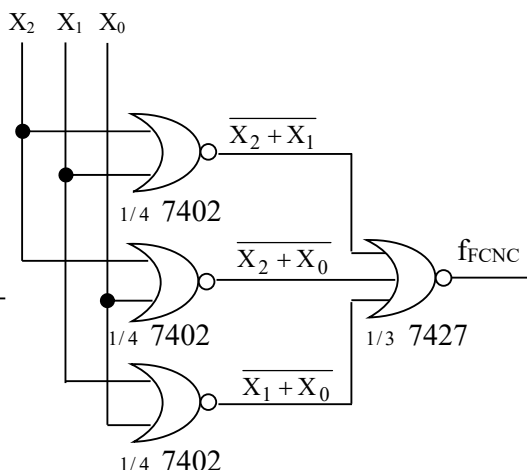
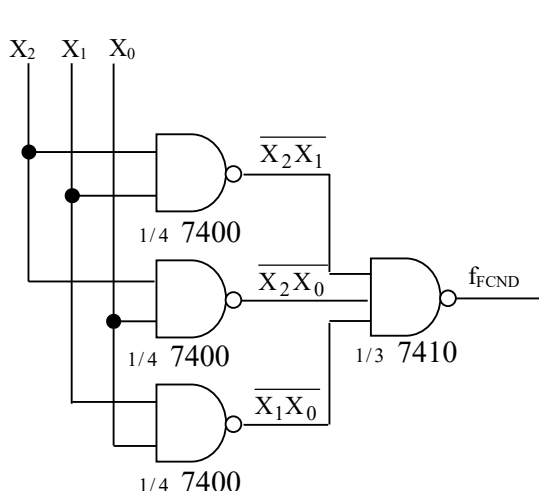


Expresia minimizată a funcției sub forma FCND este următoarea:
 $f_{\text{FCND}} = X_2X_1 + X_2X_0 + X_1X_0$. Pentru a implementa funcția doar cu porți **NAND**, se utilizează teorema lui De Morgan, expresia acesteia devenind:

$$f_{\text{FCND}} = \overline{\overline{X_2X_1 + X_2X_0 + X_1X_0}} = \overline{\overline{X_2X_1} \cdot \overline{X_2X_0} \cdot \overline{X_1X_0}}$$

Expresia minimizată a funcției sub forma FCNC este următoarea:
 $f_{\text{FCNC}} = (X_1 + X_0)(X_2 + X_0)(X_2 + X_1)$. Pentru a implementa funcția doar cu porți **NOR**, se utilizează teorema lui De Morgan, expresia acesteia devenind:

$$f_{\text{FCNC}} = \overline{\overline{(X_1 + X_0)(X_2 + X_0)(X_2 + X_1)}} = \overline{\overline{X_1 + X_0} + \overline{X_2 + X_0} + \overline{X_2 + X_1}}$$



12.3.4.6. Să se implementeze sistemul cu ieșiri multiple definit de funcțiile (sau, într-o exprimare echivalentă: “Să se implementeze funcția logică (vectorială) $f = (f_1 \ f_2 \ f_3)$ ”):

$$f_1 = P_2 + P_3 + P_{10} + P_{13} + P_{15}$$

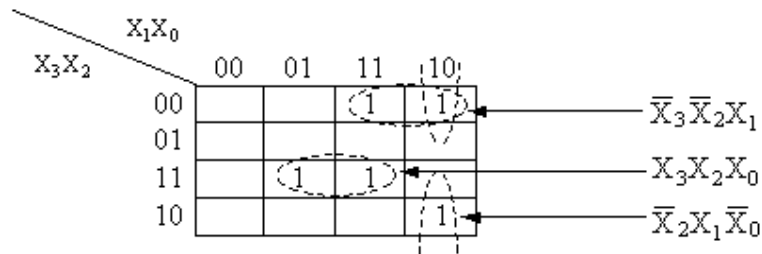
$$f_2 = P_4 + P_5 + P_{10} + P_{13} + P_{15}$$

$$f_3 = P_8 + P_9 + P_{10}$$

Rezolvare

Diagramele Veitch-Karnaugh asociate funcțiilor sunt următoarele:

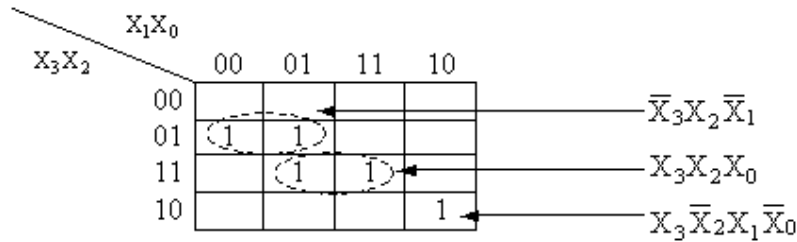
Pentru funcția f_1



Expresia minimizată a funcției este următoarea:

$$f_1 = X_3X_2X_0 + \bar{X}_3\bar{X}_2X_1 + \bar{X}_2X_1\bar{X}_0$$

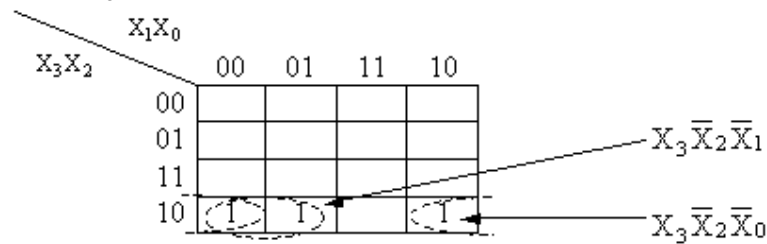
Pentru funcția f_2



Expresia minimizată a funcției este următoarea:

$$f_2 = X_3X_2X_0 + \bar{X}_3X_2\bar{X}_1 + X_3\bar{X}_2X_1\bar{X}_0$$

Pentru funcția f_3



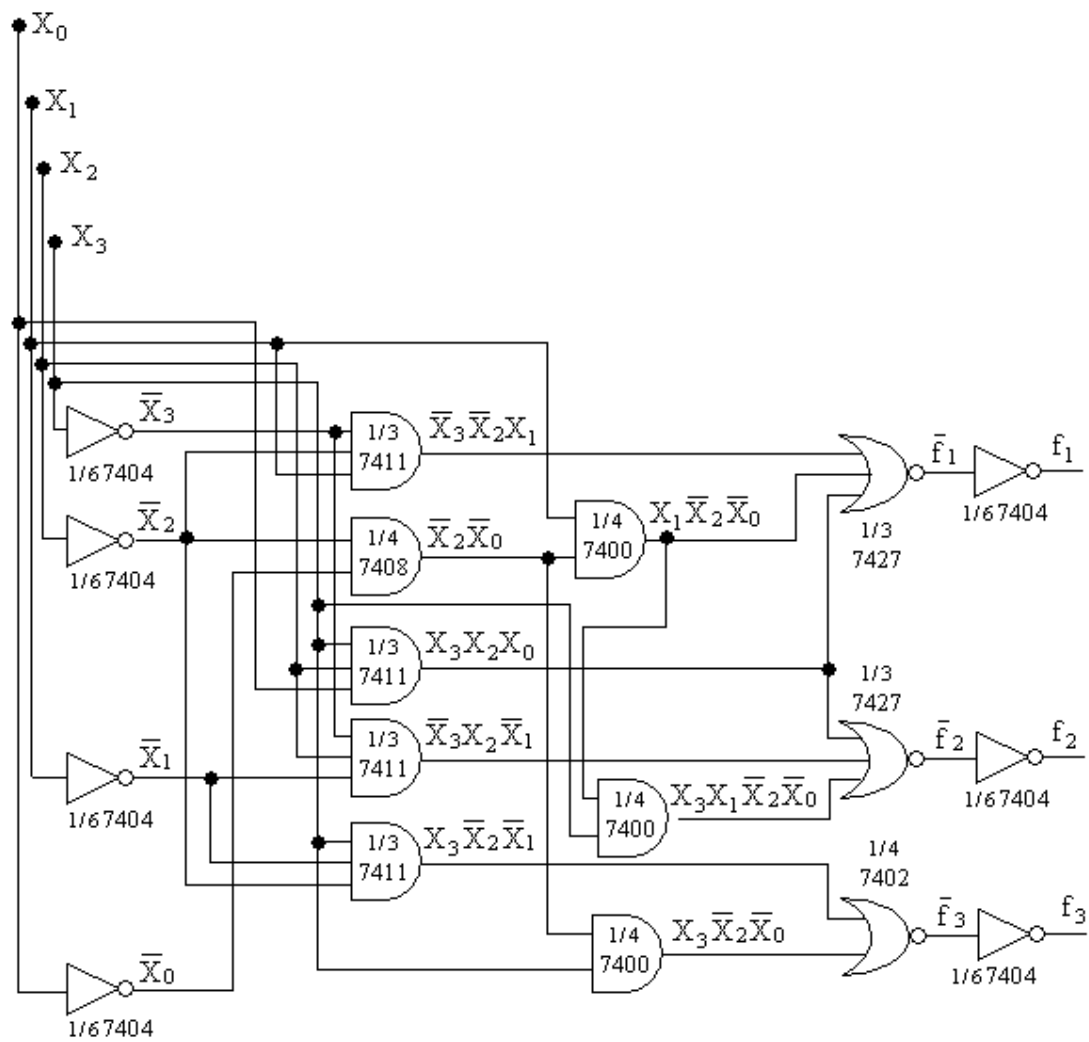
Expresia minimizată a funcției este următoarea:

$$f_3 = X_3\bar{X}_2\bar{X}_1 + X_3\bar{X}_2\bar{X}_0$$

Pentru implementarea integrată a celor trei funcții se pun în evidență factorii comuni ai acestora.

$$f_1 = \underbrace{X_3X_2X_0}_{\text{common}} + \bar{X}_3\bar{X}_2X_1 + X_1(\bar{X}_2\bar{X}_0) \quad f_2 = \underbrace{X_3X_2X_0}_{\text{common}} + \bar{X}_3X_2\bar{X}_1 + X_3[X_1(\bar{X}_2\bar{X}_0)]$$

$$f_3 = X_3\bar{X}_2\bar{X}_1 + X_3(\bar{X}_2\bar{X}_0)$$



12.3.5. Demultiplexoare

Demultiplexoarele (DMUX) sunt circuite integrate MSI (cu un nivel mediu de integrare **Medium Scale of Integration**).

Circuitele de demultiplexare sunt circuitele logice combinaționale care permit transmiterea datelor de pe o intrare de date comună pe una din ieșirile selectate. Selectarea ieșirii se face printr-un cuvânt de cod numit adresă.

În cazul general un DMUX de n biți (2^n) căi de ieșire poate fi privit ca un CLC cu n intrări (adrese) $A_0, A_1, \dots, A_{n-1}$ și 2^n funcții de ieșire $Y_0, Y_1, \dots, Y_{2^n-1}$ - vezi figura 12.6.

Funcția (ieșirea) are expresia $Y_i = E \cdot P_i$, unde P_i este mintermenul, iar E (enable) variabila de validare. Dacă $E = 1$ fiecare ieșire generează câte un termen canonic al variabilelor de selecție (adresă), acestea fiind considerate variabile de intrare. Existența la ieșire a tuturor mintermenilor de variabile de intrare face posibil ca implementarea unei funcții FCND. cu un DMUX să se reducă doar la adăugarea nivelului de SAU la ieșire; nivelul de ȘI (de producere a mintermenilor) există în interiorul circuitului.

Nu este nevoie de minimizare, se inspectează mintermenii pentru care funcția are valori "1" în tabelul de adevăr și apoi ieșirile corespunzătoare acestor valori se introduc în nivelul SAU adăugat în exterior.

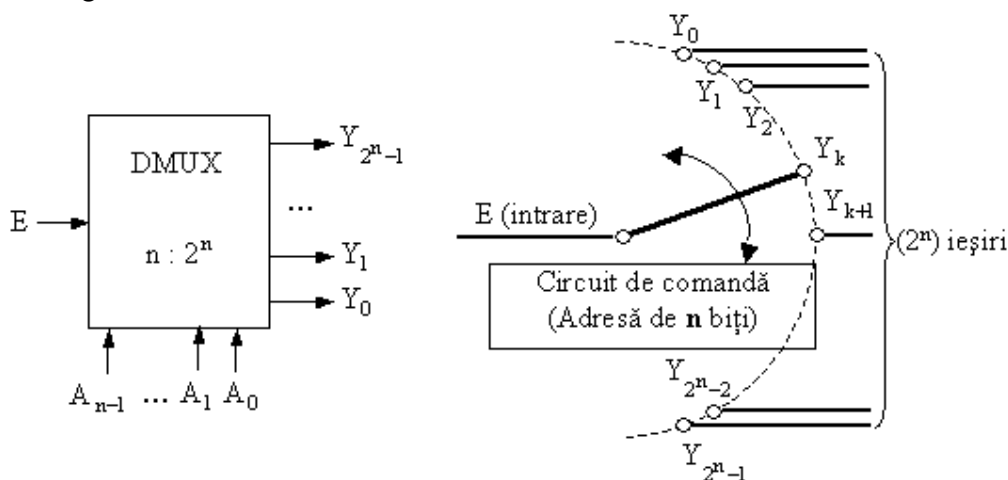


Fig. 12.6. Circuitul DMUX $n : 2^n$ (n biți de adresă, 2^n căi de ieșire)

➤ DMUX $2 : 2^2$

Sinteza unui circuit DMUX ($2 : 2^2$) 2 biți de adrese (X_0, X_1), cu patru ieșiri se realizează pornind de la tabelul de adevăr (tabelul 12.11), iar structura circuitului este prezentată în figura 12.7.

Tab.12.11. Tabelul de adevăr al DMUX $2 : 2^2$ (4 căi de ieșire)

E	A_1	A_0	Y_0	Y_1	Y_2	Y_3	A_1	A_0	Ieșiri
1	0	0	1	0	0	0	0	0	$Y_0 = E \cdot \bar{A}_1 \bar{A}_0 = P_0$
1	0	1	0	1	0	0	0	1	$Y_1 = E \cdot \bar{A}_1 A_0 = P_1$
1	1	0	0	0	1	0	1	0	$Y_2 = E \cdot A_1 \bar{A}_0 = P_2$
1	1	1	0	0	0	1	1	1	$Y_3 = E \cdot A_1 A_0 = P_3$
0	x	x	0	0	0	0			

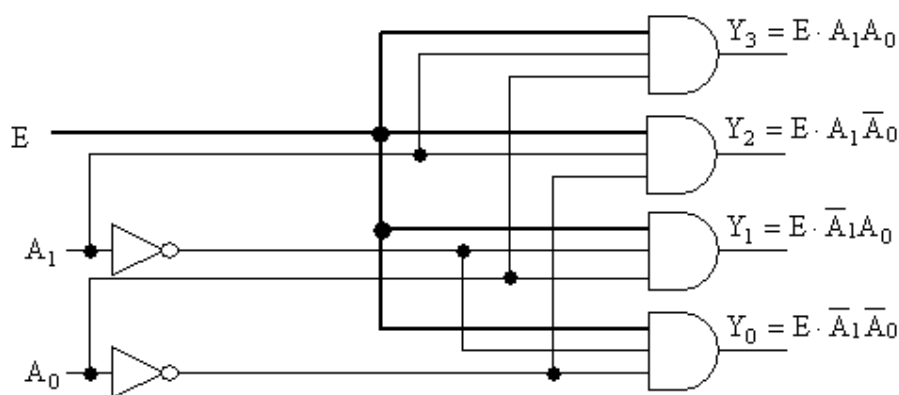


Fig. 12.7. Structura circuitului DMUX $2:2^2$ (4 căi de ieșire)

➤ DMUX $3:2^3$ (8 căi de ieșire)

Se prezintă spre exemplificare circuitul SN 74155. Acest circuit este format din două circuite DMUX $2:2^2$. Circuitul este prezentat în figura 12.8, iar tabelul de adevăr în tabelul 12.12.

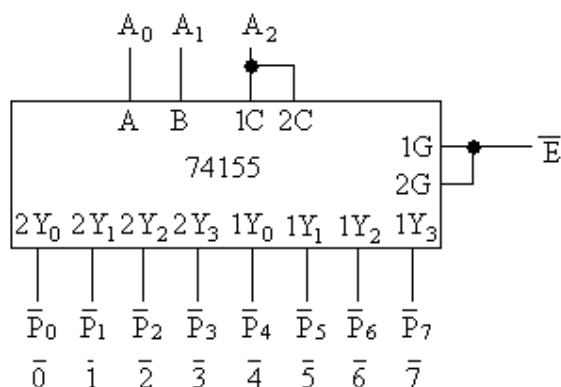


Fig. 12.8. Structura circuitului DMUX $3:2^3$ (8 căi de ieșire)
SN 74155

Observație:

- în figura ce reprezintă structura DMUX SN 74155 s-au notat terminalele atât conform standardelor din cataloage (A, B, 1C, 2C, 2Y0, ...), cât și conform notațiilor utilizate în cursul de față ($A_0, A_1, A_2, \bar{0} \dots$)
- intrarea ce are rol de variabilă de validare se obține dintr-o funcție logică de mai multe variabile ($E = \overline{1G} \cdot \overline{2G}$), fiind “activă” atunci când $E = 0$;
- ieșirile circuitului au ieșirile “active” în starea “0”, obținându-se astfel mintermenii negați ($\bar{0}, \bar{1}, \dots, \bar{7}$)

Tabelul 12.12. Tabelul de adevăr al DMUX SN 74155

1G = 2G	1C = 2C	B	A	2Y ₀	2Y ₁	2Y ₂	2Y ₃	1Y ₀	1Y ₁	1Y ₂	1Y ₃
E	A ₂	A ₁	A ₀	$\bar{0}$	$\bar{1}$	$\bar{2}$	$\bar{3}$	$\bar{4}$	$\bar{5}$	$\bar{6}$	$\bar{7}$
0	0	0	0	0	1	1	1	1	1	1	1
0	0	0	1	1	0	1	1	1	1	1	1
0	0	1	0	1	1	0	1	1	1	1	1
0	0	1	1	1	1	1	0	1	1	1	1
0	1	0	0	1	1	1	1	0	1	1	1
0	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1	1
0	1	1	0	1	1	1	1	1	1	0	1
0	1	1	1	1	1	1	1	1	1	1	0
1	x	x	x	1	1	1	1	1	1	1	1

➤ DMUX 4:2⁴ (16 căi de ieșire)
Se prezintă spre exemplificare
circuitul SN 74154.

Circuitul este prezentat în figura 12.9,
iar tabelul de adevăr în tabelul 12.13.

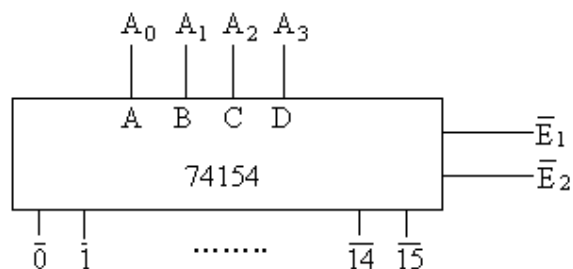


Fig. 12.9. Structura circuitul DMUX 4:2⁴ (16 căi de ieșire)
SN 74154.

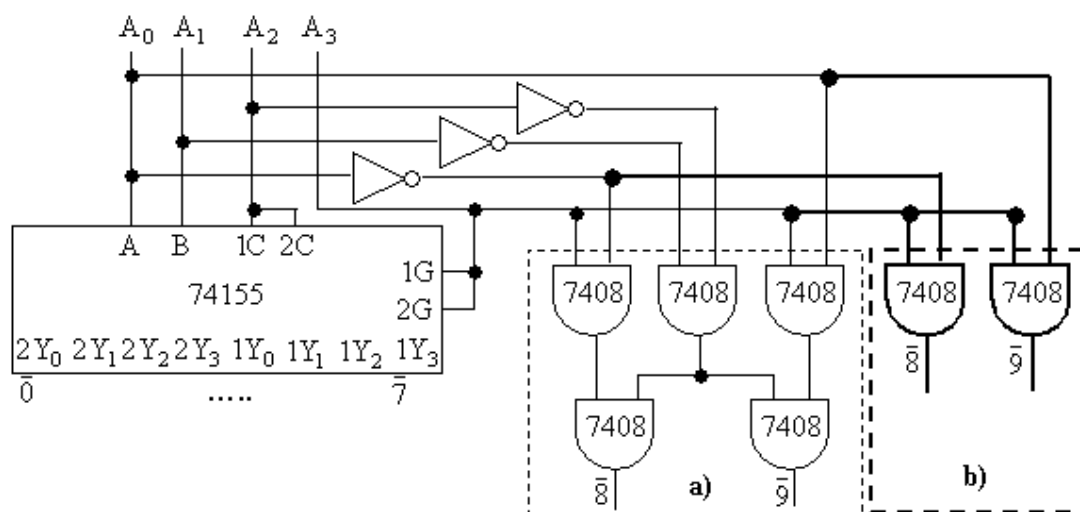
Tab.12.13. Tabelul de adevăr al DMUX SN 74154

$\overline{E}_2$	$\overline{E}_1$	A_3	A_2	A_1	A_0	$\overline{0}$	$\overline{1}$	$\overline{2}$		$\overline{13}$	$\overline{14}$	$\overline{15}$
0	0	0	0	0	0	0	1	1		1	1	1
0	0	0	0	0	1	1	0	1		1	1	1
0	0	0	0	1	0	1	1	0		1	1	1
0	0	0	0	1	1	1	1	1		1	1	1
0	0	0	1	0	0	1	1	1		1	1	1
0	0	0	1	0	1	1	1	1		1	1	1
0	0	0	1	1	0	1	1	1		1	1	1
0	0	0	1	1	1	1	1	1		1	1	1
0	0	1	0	0	0	1	1	1		1	1	1
0	0	1	0	0	1	1	1	1		1	1	1
0	0	1	0	1	0	1	1	1		1	1	1
0	0	1	0	1	1	1	1	1		1	1	1
0	0	1	1	0	0	1	1	1		1	1	1
0	0	1	1	0	1	1	1	1		0	1	1
0	0	1	1	1	0	1	1	1		1	0	1
0	0	1	1	1	1	1	1	1		1	1	0
0	1	x	x	x	x	1	1	1	1	1	1	1
1	0	x	x	x	x	1	1	1	1	1	1	1
1	1	x	x	x	x	1	1	1	1	1	1	1

Observație:

- intrările ce au rol de variabile de validare sunt “active” pe zero;
- ieșirile circuitului au ieșirile “active” în starea “**0**”, obținându-se mintermenii negați ($\overline{0}, \overline{1}, \dots, \overline{15}$)

b) Extinderea cu porți în cazul în care la intrarea de adrese apar *numai primele 10* combinații binare



12.3.5.2. Să se implementeze funcția:

$$f = P_0 + P_2 + P_3 + P_4 + P_7 + P_8 + P_9$$

a) cu DMUX de 16 căi de tipul SN 74154;

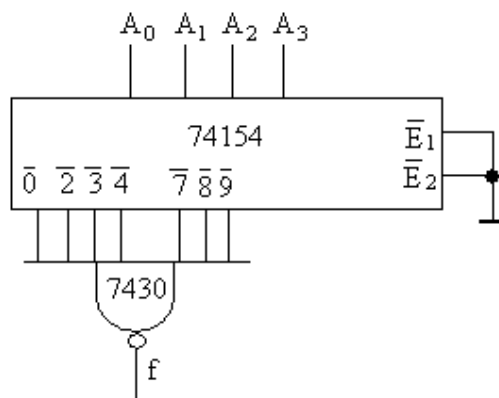
b) cu DMUX de 8 căi de tipul SN 74155;

Rezolvare

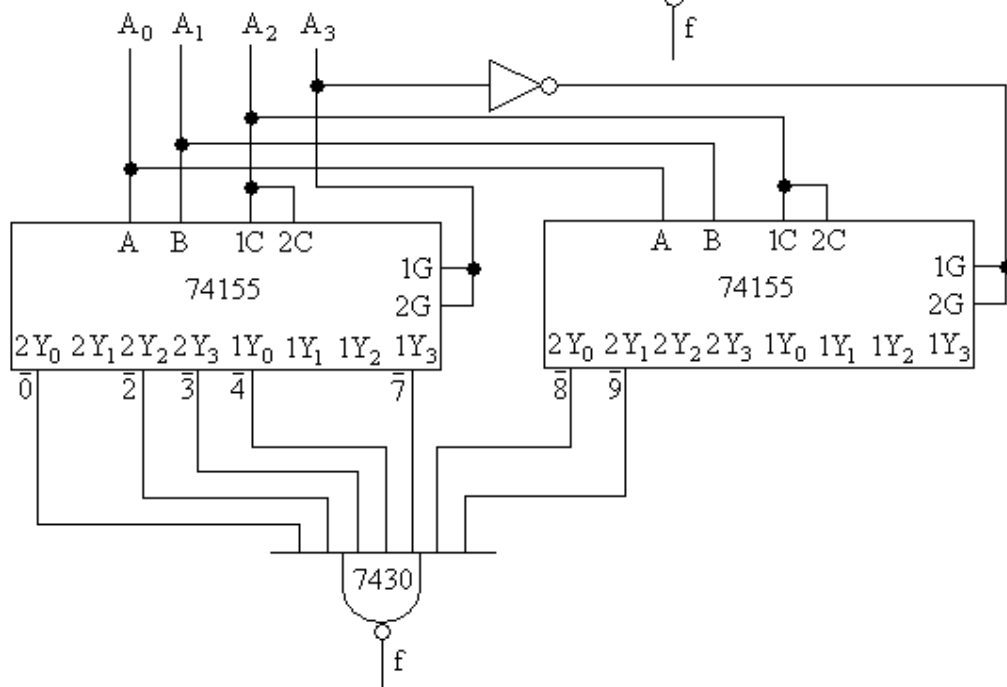
Aplicând teorema lui De Morgan se obține:

$$f = \overline{P_0 P_2 P_3 P_4 P_7 P_8 P_9}$$

a) Implementarea cu SN 74154;



b) Implementarea cu SN 74155;



12.3.5.3. Să se implementeze funcțiile ce selectează numerele prime, numerele multiplu de 3 și numerele multiple de 4 cuprinse între 0 și 31 cu DMUX de 16 căi de tipul SN 74154 și porți.

Rezolvare

Funcțiile ce trebuie implementate au forma:

$$f_1 = P_1 + P_2 + P_3 + P_5 + P_7 + P_{11} + P_{13} + P_{17} + P_{19} + P_{23} + P_{29} + P_{31}$$

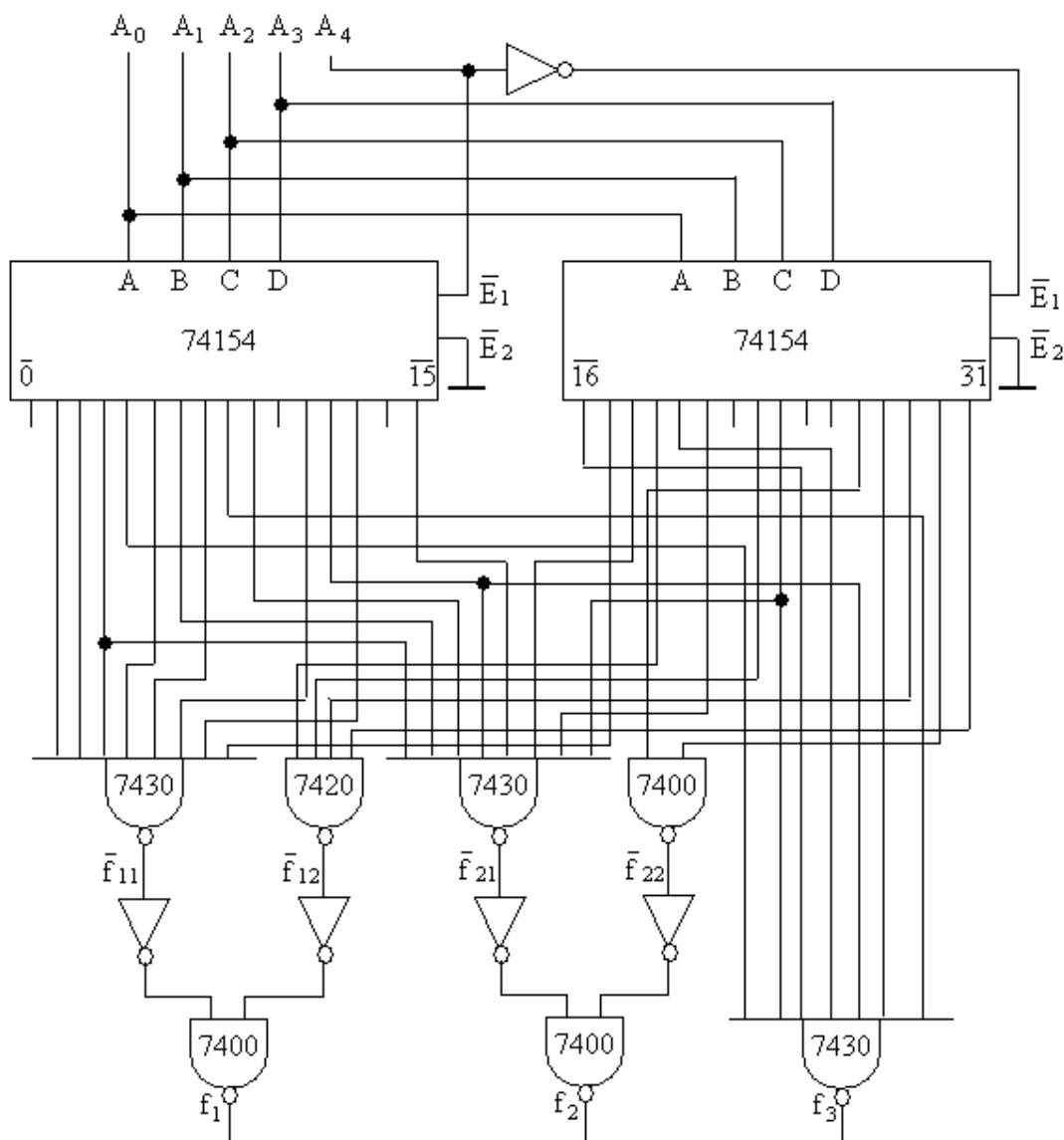
$$f_2 = P_3 + P_6 + P_9 + P_{12} + P_{15} + P_{18} + P_{21} + P_{24} + P_{27} + P_{30}$$

$$f_3 = P_4 + P_8 + P_{12} + P_{16} + P_{20} + P_{24} + P_{28}$$

Aplicând teorema lui De Morgan se obține:

$$f_1 = \overline{\underbrace{P_1 P_2 P_3 P_5 P_7 P_{11} P_{13} P_{17}}_{\bar{f}_{11}}} \overline{\underbrace{P_{19} P_{23} P_{29} P_{31}}_{\bar{f}_{12}}}$$

$$f_2 = \overline{\underbrace{P_3 P_6 P_9 P_{12} P_{15} P_{18} P_{21} P_{24}}_{\bar{f}_{21}}} \overline{\underbrace{P_{27} P_{30}}_{\bar{f}_{22}}}; f_3 = \overline{P_4 P_8 P_{12} P_{16} P_{20} P_{24} P_{28}}$$



12.3.6. Multiplexoare

Ca și DMUX, multiplexoarele (MUX) sunt circuite cu un nivel mediu de integrare (MSI).

Circuitele de multiplexare sunt circuitele logice combinaționale care permit selectarea la ieșirea Y a unei linii de intrare $X_0, X_1, \dots, X_{2^n-1}$. Selectarea unei **singure** linii de intrare și conectarea ei la ieșire se realizează prin intermediul unui cuvânt de cod (adresă) de n biți $A_0, A_1, \dots, A_{n-1}$. Intuitiv, multiplexorul poate fi comparat cu un comutator rotativ. Schema de principiu a unui multiplexor $2^n : 1$, (2^n intrări “căi”, n biți de adresă) este prezentată în figura 12.10. La ieșire este conectată o intrare doar în cazul în care este validată de variabila E (enable) “activă” în starea “0”, . Funcția logică a ieșirii este dată de expresia (pentru simplificare se consideră doar MUX-ul de 4 căi).

$$Y = \bar{E}(X_0 \bar{A}_1 \bar{A}_0 + X_1 \bar{A}_1 A_0 + X_2 A_1 \bar{A}_0 + X_3 A_1 A_0) \quad (12.19)$$

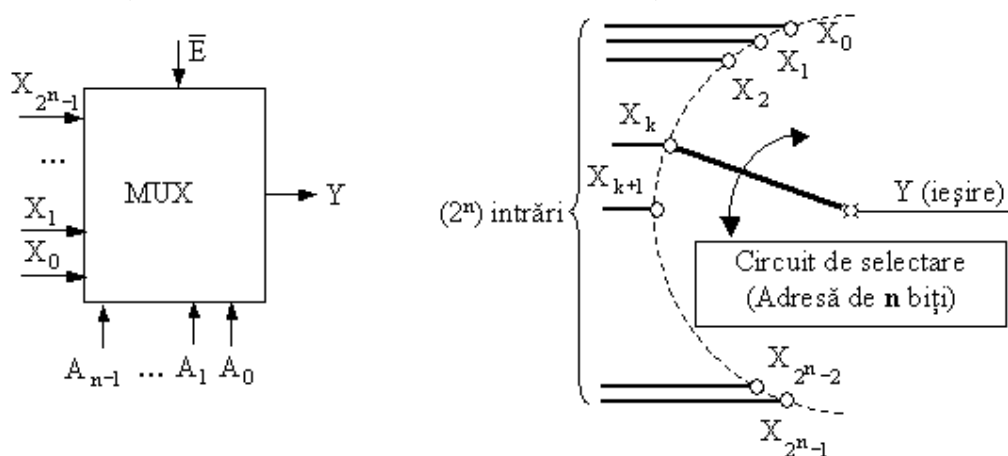


Fig. 12.10. Circuitul MUX $2^n : 1$ (2^n căi de intrare, n biți de adresă)

➤ MUX $2^2 : 1$ (4 căi de intrare)

Sinteza unui circuit MUX de 4 căi (intrări) (X_0, X_1, X_2, X_3) pornind de la tabelul de adevăr prezentat în tabelul 12.15., iar structura circuitului este prezentată în figura 12.11.

E	A_1	A_0	Y
1	0	0	$X_0 \bar{A}_1 \bar{A}_0$
1	0	1	$X_1 \bar{A}_1 A_0$
1	1	0	$X_2 A_1 \bar{A}_0$
1	1	1	$X_3 A_1 A_0$
0	x	x	0

12.15. Tabelul de adevăr al MUX-ului $2^2 : 1$ (de 4 căi)

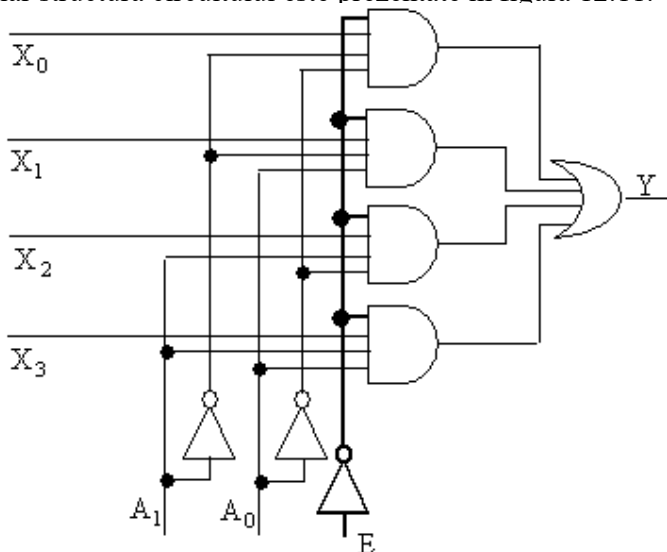


Fig. 12.11. Structura circuitului MUX $2^2 : 1$ (de 4 căi)

Se prezintă spre exemplificare circuitul dual SN 74153. Acest circuit este format din două circuite MUX $2^2 : 1$ (de 4 căi). Circuitul este prezentat în figura 12.12.

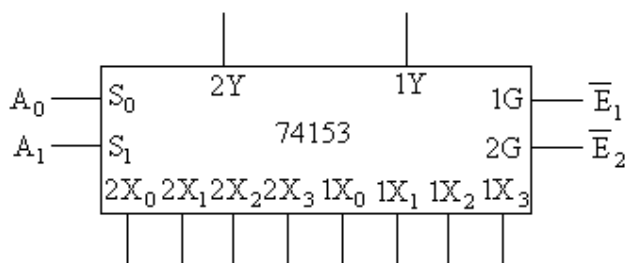


Fig. 12.12. Structura circuitul dual MUX $2^2 : 1$ (de 4 căi) SN 74153

➤ MUX $2^3 : 1$ (8 căi de intrare)

Se prezintă spre exemplificare circuitul SN 74151. Circuitul este prezentat în figura 12.13, iar tabelul de adevăr în tabelul 12.16.

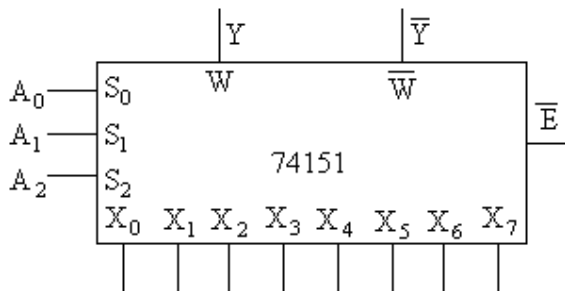


Fig. 12.13. Structura circuitul MUX $2^3 : 1$ (8 căi de intrare) SN 74151

Tab. 12.16: Tabelul de adevăr al MUX SN 74151

E	A ₂	A ₁	A ₀	Y	$\bar{Y}$
0	0	0	0	$X_0 \bar{A}_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0$	$\bar{X}_0 \bar{A}_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0$
0	0	0	1	$X_1 \bar{A}_2 \bar{A}_1 A_0$	$\bar{X}_1 \bar{A}_2 \bar{A}_1 A_0$
0	0	1	0	$X_2 \bar{A}_2 A_1 \bar{A}_0$	$\bar{X}_2 \bar{A}_2 A_1 \bar{A}_0$
0	0	1	1	$X_3 \bar{A}_2 A_1 A_0$	$\bar{X}_3 \bar{A}_2 A_1 A_0$
0	1	0	0	$X_4 A_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0$	$\bar{X}_4 A_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0$
0	1	0	1	$X_5 A_2 \bar{A}_1 A_0$	$\bar{X}_5 A_2 \bar{A}_1 A_0$
0	1	1	0	$X_6 A_2 A_1 \bar{A}_0$	$\bar{X}_6 A_2 A_1 \bar{A}_0$
0	1	1	1	$X_7 A_2 A_1 A_0$	$\bar{X}_7 A_2 A_1 A_0$
1	x	x	x	0	1

➤ MUX $2^4 : 1$ (16 căi de intrare)

Pentru exemplificare se prezintă circuitul SN 74150, prezentat în figura 12.14.

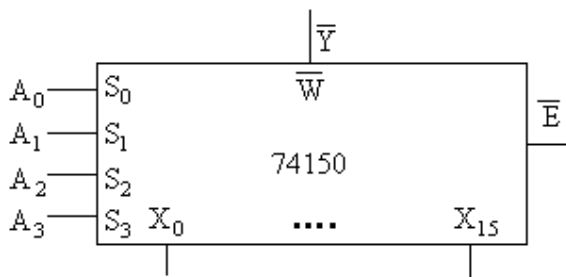


Fig. 12.14. Structura circuitul MUX $2^4 : 1$ (16 căi de intrare) SN 74150

Funcția logică a ieșirii MUX SN 74150 este dată de expresia:

$$Y = \bar{E} (X_0 \bar{A}_3 \bar{A}_2 \bar{A}_1 \bar{A}_0 + X_1 \bar{A}_3 \bar{A}_2 \bar{A}_1 A_0 + \dots + X_{14} A_3 A_2 A_1 \bar{A}_0 + X_{15} A_3 A_2 A_1 A_0) \quad (12.20)$$

Pentru ilustrarea utilizării MUX-urilor la implementarea funcțiilor logice, se prezintă câteva exemple.

12.3.6.1. Un juriu format din 4 persoane decide asupra reușitei unui concurent, prin majoritate de voturi, semnalizate prin aprinderea unui bec. Să se implementeze funcția ce comandă aprinderea becului.

- Cu MUX de 16 căi (SN 74150);
- Cu MUX de 8 căi (SN 74151);

Rezolvare

Tabelul de adevăr asociat funcției este următorul:

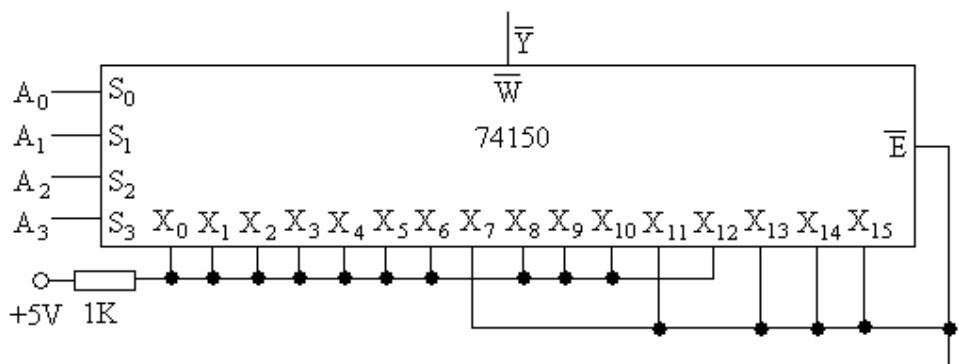
A ₃	A ₂	A ₁	A ₀	f	
0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	
0	0	1	0	0	0
0	0	1	1	0	
0	1	0	0	0	0
0	1	0	1	0	
0	1	1	0	0	A ₀
0	1	1	1	1	
1	0	0	0	0	0
1	0	0	1	0	
1	0	1	0	0	A ₀
1	0	1	1	1	
1	1	0	0	0	A ₀
1	1	0	1	1	
1	1	1	0	1	1
1	1	1	1	1	

- Implementarea cu SN 74150;

Conform (12.20) rezultă că: $Y = \overline{E}(X_0P_0 + X_1P_1 + \dots + X_{14}P_{14} + X_{15}P_{15})$

Terminalele circuitului vor fi conectate astfel:

- intrarea de validare E, fiind activă pe "0" va fi conectată la masă.
- conform tabelului de adevăr asociat funcției, $f = P_7 + P_{11} + P_{13} + P_{14} + P_{15}$ și cum ieșirea multiplexorului este activă pe "0", iar becul de validare se aprinde când la ieșire este "1", rezultă că: intrările X₇, X₁₁, X₁₃, X₁₄, X₁₅ vor fi legate la "0" (masă), restul la "1" (5V).

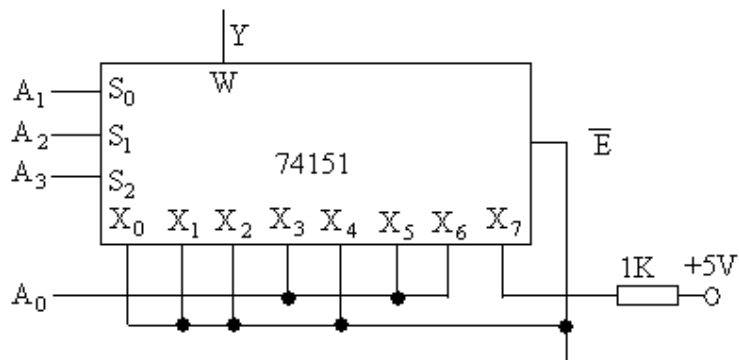


- Implementarea cu SN 74151;

Terminalele circuitului vor fi conectate astfel:

- intrarea de validare E, fiind activă pe "0" va fi conectată la masă.
- la adrese vor fi conectate doar cei mai semnificativi biți A₃, A₂, A₁.

- conform tabelului de adevăr asociat funcției f și deoarece ieșirea multiplexorului este activă pe “1”, rezultă că intrările vor fi conectate astfel:
 $X_0 = X_1 = X_2 = X_4 = 0$; $X_3 = X_5 = X_6 = A_0$; $X_7 = 1$



12.3.6.2. Să se implementeze funcția $f = P_0 + P_2 + P_3 + P_5$ utilizând:

- MUX de 16 căi SN 74150;
- MUX de 8 căi SN 74151;
- MUX de 4 căi SN 74153

Rezolvare

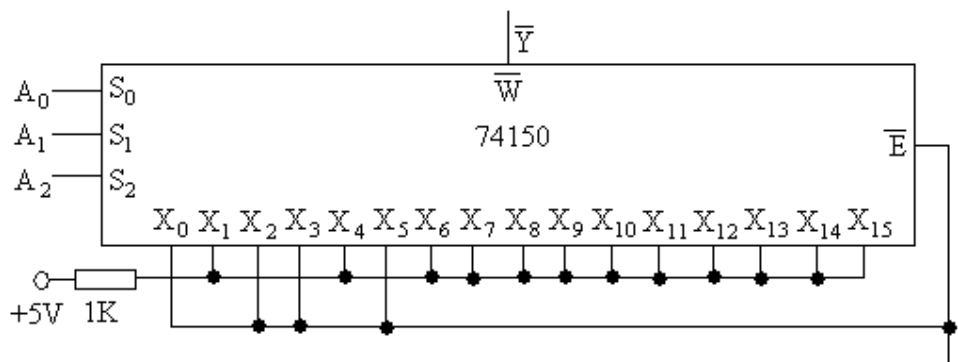
Tabelul de adevăr asociat funcției este următorul:

A_2	A_1	A_0	f	
0	0	0	1	$\bar{A}_0$
0	0	1	0	
0	1	0	1	1
0	1	1	1	
1	0	0	0	A_0
1	0	1	1	
1	1	0	0	0
1	1	1	0	

- Implementarea cu SN 74150;

Terminalele circuitului vor fi conectate astfel:

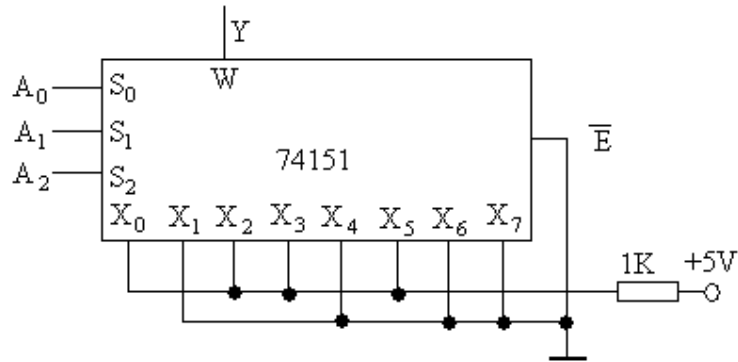
- intrarea de validare E , fiind activă pe “0” va fi conectată la masă.
- conform tabelului de adevăr asociat funcției, $f = P_0 + P_2 + P_3 + P_5$ și cum ieșirea multiplexorului fiind activă pe “0”, rezultă că intrările X_0, X_2, X_3, X_5 vor fi legate la “0” (masă) restul la “1” (5V).



b) Implementarea cu SN 74151;

Terminalele circuitului vor fi conectate astfel:

- intrarea de validare E, fiind activă pe "0" va fi conectată la masă;
- conform tabelului de adevăr asociat funcției f și alegând ieșirea multiplexorului activă pe "1", rezultă că intrările vor fi conectate astfel: X₀, X₂, X₃, X₅ vor fi legate la "1" (5V) restul la "0" (masă).

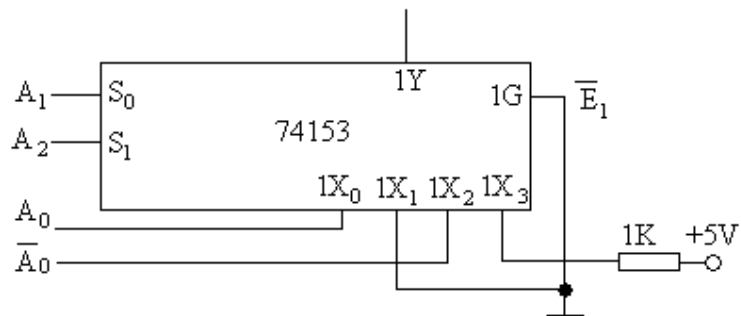


c) Implementarea cu SN 74153;

Se utilizează doar unul din cele două multiplexoare ale circuitului.

Terminalele circuitului vor fi conectate astfel:

- intrarea de validare E₁, fiind activă pe "0" va fi conectată la masă;
- la adrese vor fi conectate doar cei mai semnificativi biți A₂, A₁.
- conform tabelului de adevăr asociat funcției f, rezultă că intrările vor fi conectate astfel: 1X₀ = A₀, 1X₁ = 0, 1X₂ = $\bar{A}_0$, 1X₃ = 1



12.3.6.3. Să se realizeze o extindere a multiplexării de la 8 la 16 căi utilizând SN 74151.

Rezolvare

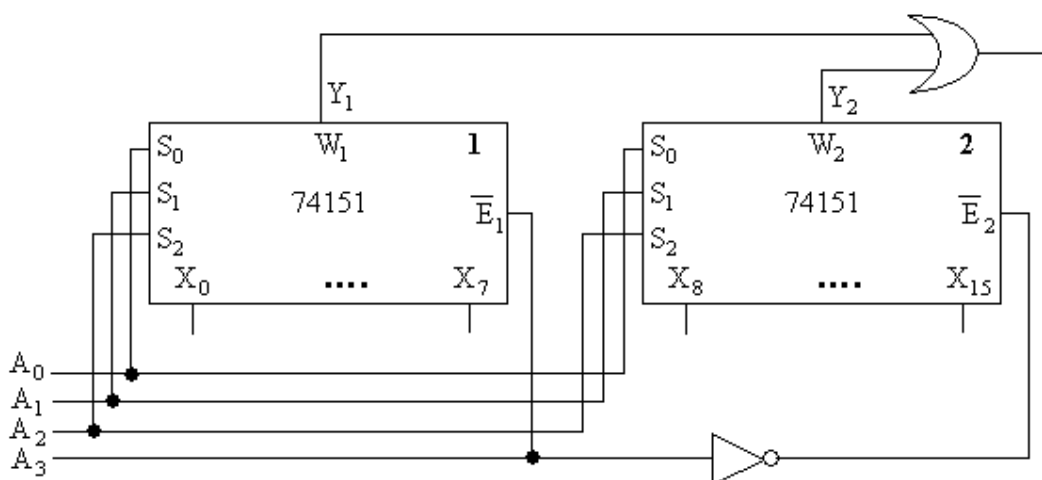
La extindere se utilizează două multiplexoare SN 74151. Terminalele circuitului vor fi conectate astfel:

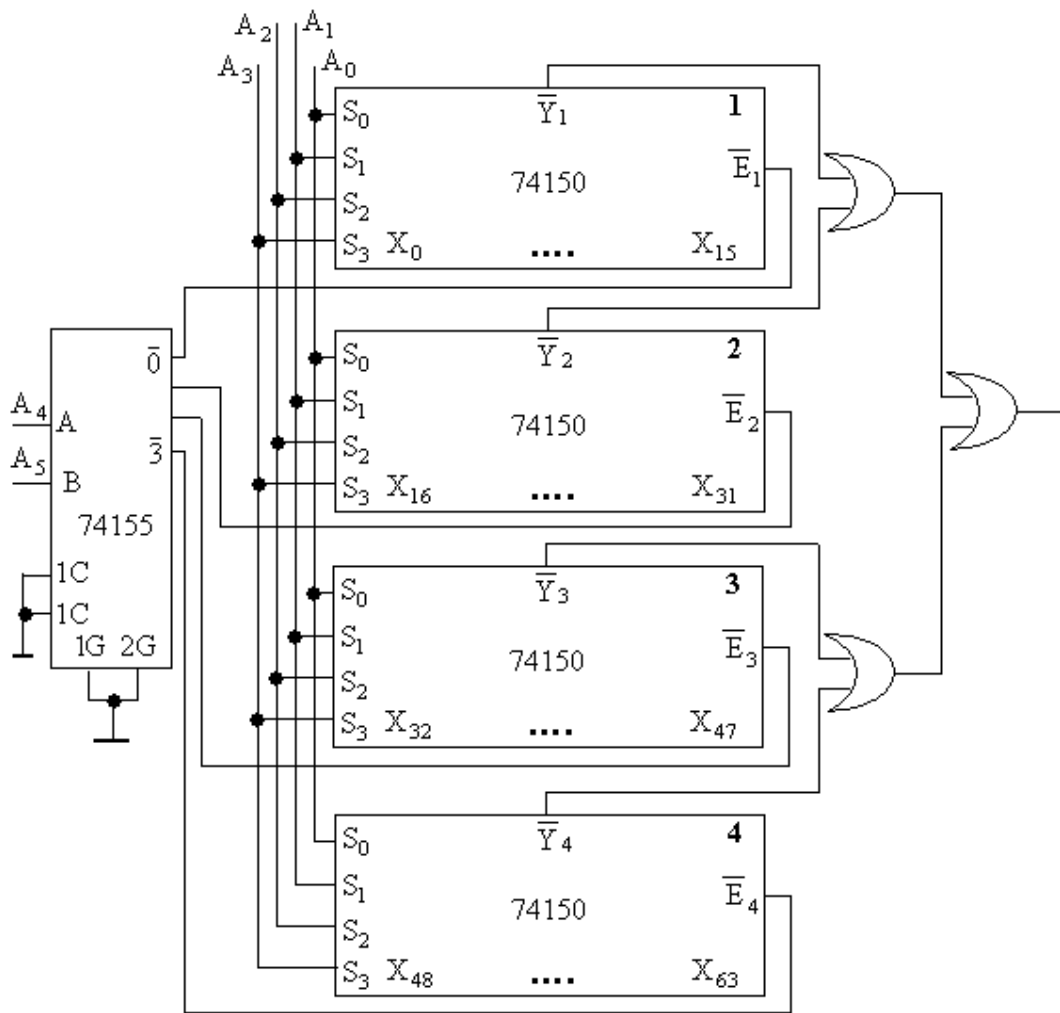
- biții cei mai neesențiali de adresă A₂, A₁, A₀ sunt comuni celor două circuite și se conectează la intrările de selecție S₂, S₁, S₀;
- bitul cel mai semnificativ, A₃ este conectat direct la intrarea de validare a primului multiplexor și negat la intrarea de validare a celui de al doilea multiplexor, asigurând astfel selecția circuitului cu ieșirea activă;
- termenii P₀, ..., P₇, corespunzători intrărilor X₀, ..., X₇ vor fi semnalizați la ieșirea primului multiplexor ($\bar{E}_1 = 0$) (al doilea multiplexor fiind "blocat" $\bar{E}_2 = 1$);

- termenii $P_8, \dots, P_{15}$, corespunzători intrărilor $X_8, \dots, X_{15}$ vor fi semnalizați la ieșirea celui de al doilea multiplexor ($\overline{E}_2 = 0$) (primul multiplexor fiind “blocat” $\overline{E}_1 = 1$);

Tabelul de adevăr asociat funcției este următorul:

	A_3	A_2	A_1	A_0			
	$\overline{E}_1 = A_3$ $\overline{E}_2 = \overline{A_3}$	S_2	S_1	S_0	Y_1	Y_2	Y
MUX 1 activ MUX 2 blocat	0	0	0	0	$X_0 P_0$ $(X_0 \overline{A_3} \overline{A_2} \overline{A_1} \overline{A_0})$	0	Y_1
	0	0	0	1	$X_1 P_1$ $(X_1 \overline{A_3} \overline{A_2} \overline{A_1} A_0)$	0	Y_1
	...					0	Y_1
	0	1	1	0	$X_6 P_6$ $(X_6 \overline{A_3} A_2 A_1 \overline{A_0})$	0	Y_1
	0	1	1	1	$X_7 P_7$ $(X_7 \overline{A_3} A_2 A_1 A_0)$	0	Y_1
MUX 1 blocat MUX 2 activ	1	0	0	0	0	$X_8 P_8$ $(X_8 A_3 \overline{A_2} \overline{A_1} \overline{A_0})$	Y_2
	1	0	0	1	0	$X_9 P_9$ $(X_9 A_3 \overline{A_2} \overline{A_1} A_0)$	Y_2
	...				0		Y_2
	1	1	1	0	0	$X_{14} P_{14}$ $(X_{14} A_3 A_2 A_1 \overline{A_0})$	Y_2
	1	1	1	1	0	$X_{15} P_{15}$ $(X_{15} A_3 A_2 A_1 A_0)$	Y_2





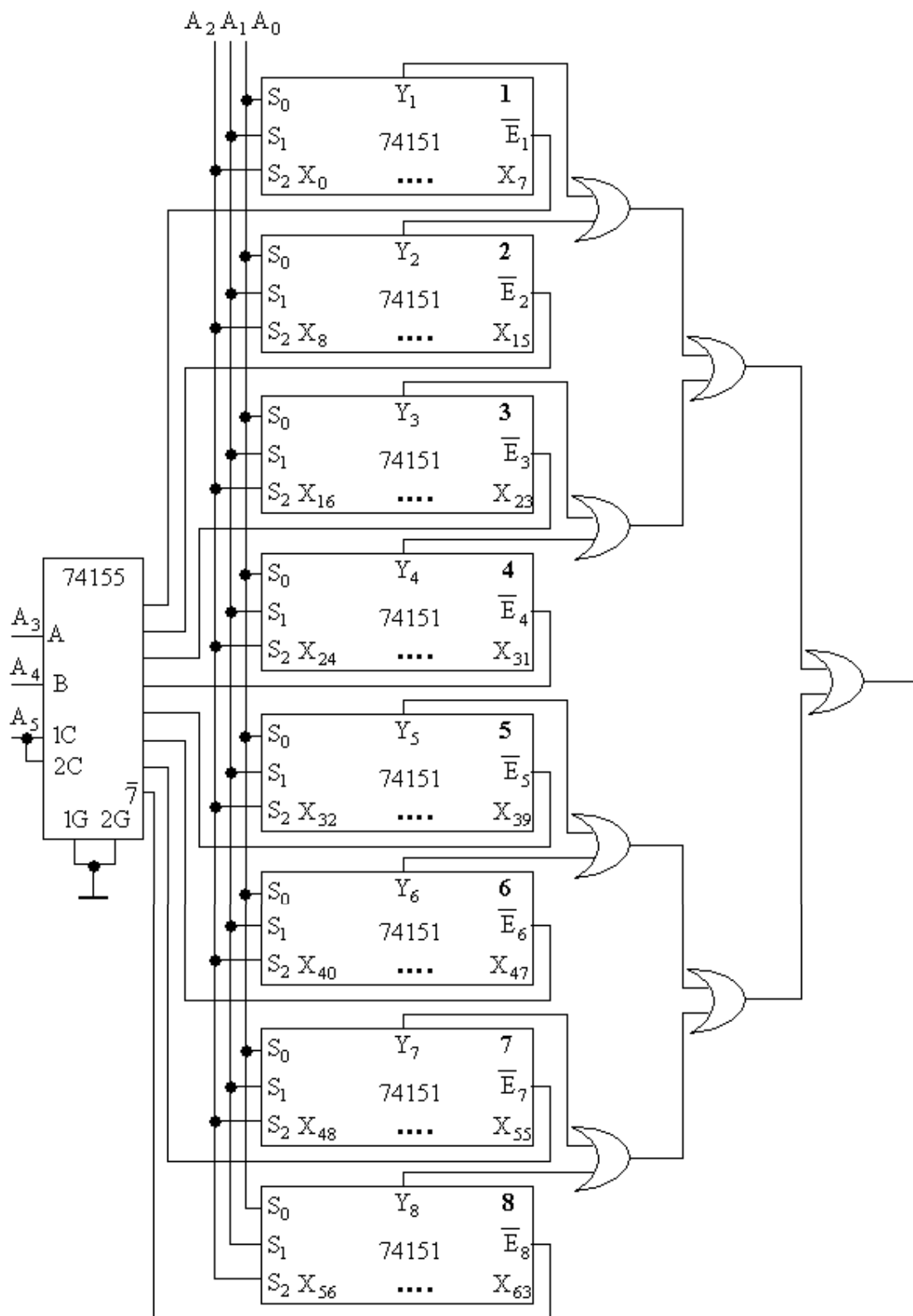
b) Implementarea cu SN 74151;

La extindere se utilizează opt multiplexoare SN 74151 de 8 căi ($8 \cdot 8 = 64$). Terminalele circuitelor vor fi conectate astfel:

- biții cei mai neesențiali A_2, A_1, A_0 sunt comuni celor opt multiplexoare și se conectează la intrările de selecție S_2, S_1, S_0 ale acestora;
- biții cei mai semnificativi A_5, A_4, A_3 se conectează la intrarea unui demultiplexor de 8 căi, de tipul SN 74155;
- ieșirile $\bar{0}, \dots, \bar{7}$ ale demultiplexorului validează cele patru circuite de multiplexare ($\bar{E}_1 = \bar{0}, \dots, \bar{E}_8 = \bar{7}$);
- termenii $P_0 \dots P_7$ corespunzători intrărilor $X_0 \dots X_7$ vor fi semnalizați la ieșirea primului multiplexor deoarece $\bar{E}_1 = 0$, multiplexoarele 2, ..., 8 fiind "blocate" ($\bar{E}_2 = \dots = \bar{E}_8 = 1$);
-
- termenii $P_{56} \dots P_{63}$ corespunzători intrărilor $X_{56} \dots X_{63}$ vor fi semnalizați la ieșirea celui de al optulea multiplexor deoarece $\bar{E}_8 = 0$, multiplexoarele 1, ..., 7 fiind "blocate" ($\bar{E}_1 = \dots = \bar{E}_7 = 1$);

Tabelul de adevăr asociat funcției este următorul:

A_5	A_4	A_3	A_2	A_1	A_0	Y	Observații								
							$\bar{E}_1$	$\bar{E}_2$	$\bar{E}_3$	$\bar{E}_4$	$\bar{E}_5$	$\bar{E}_6$	$\bar{E}_7$	$\bar{E}_8$	MUX activ
0	0	0	0	0	0	Y_1	0	1	1	1	1	1	1	1	MUX 1
			...												
			1	1	1										
0	0	1	0	0	0	Y_2	1	0	1	1	1	1	1	1	MUX 2
			...												
			1	1	1										
0	1	0	0	0	0	Y_3	1	1	0	1	1	1	1	1	MUX 3
			...												
			1	1	1										
0	1	1	0	0	0	Y_4	1	1	1	0	1	1	1	1	MUX 4
			...												
			1	1	1										
1	0	0	0	0	0	Y_5	1	1	1	1	0	1	1	1	MUX 5
			...												
			1	1	1										
1	0	1	0	0	0	Y_6	1	1	1	1	1	0	1	1	MUX 6
			...												
			1	1	1										
1	1	0	0	0	0	Y_7	1	1	1	1	1	1	0	1	MUX 7
			...												
			1	1	1										
1	1	1	0	0	0	Y_8	1	1	1	1	1	1	1	0	MUX 8
			...												
			1	1	1										



12.3.7. Circuite de memorie

Circuitele logice care posedă capacitatea de a stoca (înmagazina) și regenera la comandă informația se numesc circuite de memorie. Circuitele de memorie, privite ca structuri care pot implementa funcții logice sub forma FCND, se pot încadra în clasa circuitelor logice combinaționale.

Din punct de vedere al posibilității de a scrie/citi informația stocată circuitele de memorie se clasifică astfel:

Memorii RAM (**R**andom **A**ccess **M**emory) - oferă posibilitatea atât de scriere cât și de citire a informației;

Memorii ROM (**R**ead **O**nly **M**emory) - oferă posibilitatea doar de citire a informației;

Memoriile semiconductoare ROM sunt folosite doar la citirea informației (înscrise anterior), informație ce este rezidentă permanent în cadrul sistemului. Pentru realizarea rezidenței permanente, memoria ROM trebuie să fie de tip nevolatil, adică la pierderea tensiunii de alimentare a circuitului, informația nu se distruge.

Schema de principiu a unei memorii ROM este prezentată în figura 12.15.

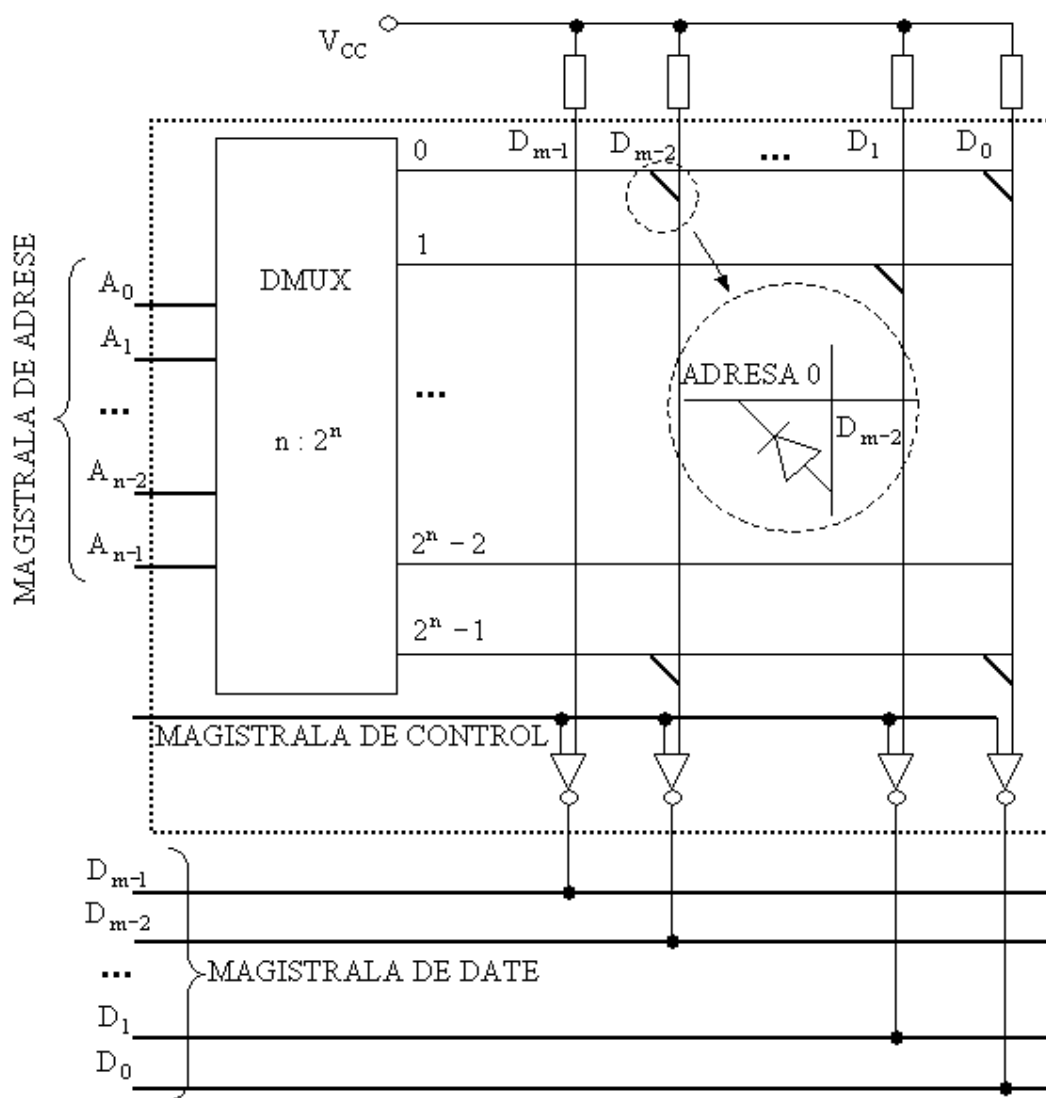


Fig. 12.15. Schema de principiu a unui circuit ROM

Structural, un circuit ROM se prezintă sub forma unei matrici cu următoarele dimensiuni:

- 2^n linii, corespunzătoare celor n linii ale magistralei de adrese;
- m coloane, corespunzătoare magistralei de date.

În fiecare nod al matricii (intersecția unei linii cu o coloană) este memorat un bit.

Liniile matricii $(0, 2^n - 1)$ sunt activate de cele 2^n ieșiri ale unui demultiplexor ale cărui intrări sunt conectate la cei n biți ai magistralei de adrese $A_0, A_1, \dots, A_{n-2}, A_{n-1}$.

Cele (m) coloane ale matricii de memorie $(0, m - 1)$ sunt conectate la biții magistralei de date: $D_0, D_1, \dots, D_{m-1}$.

Magistrala de control validează culegerea datelor.

În general, informația este stocată sub forma unui cuvânt cu lungimea de m biți, ocupând o linie întreagă a matricii.

Numărul de adrese este totdeauna o putere a lui 2, deoarece numărul de linii este egal cu numărul de ieșiri ale demultiplexorului. Pentru un număr de 1024 (2^{10}) adrese există exprimarea Kilo (1Kbit). Cu această formă se exprimă doar numărul de adrese nu și capacitatea memoriei. Capacitatea de memorare a circuitului este de $2^n \times m$ biți, adăugându-se și lungimea cuvântului, de exemplu: $1K \times 4 = 4096$ biți.

La aplicarea unui cuvânt de adresare se obține un semnal logic “1” doar la o singură ieșire a demultiplexorului care va selecta linia (adresa) corespunzătoare a matricii. Pe linia selectată în nodurile care există diode, acestea intră în conducție, coloana (de bit) este legată la masă, deci potențial logic “0”, iar nodurile în care nu există diode coloana de bit rămâne la potențial logic “1”. Biții cuvântului înscriși pe linia (locația) adresată sunt aplicați prin intermediul unor amplificatoare inversoare pe magistrala de date. În concluzie, într-o locație biții “1” ai cuvântului înscris necesită existența unor diode (sau tranzistoare) în nodurile respective, iar biții “0” lipsa diodelor (tranzistoarelor).

Validarea amplificatoarelor inversoare se realizează prin intermediul unui semnal aplicat memoriei (cules de pe magistrala de control a sistemului).

Modul de conectare a unui circuit ROM la magistralele unui sistem este prezentat în figura 12.16.

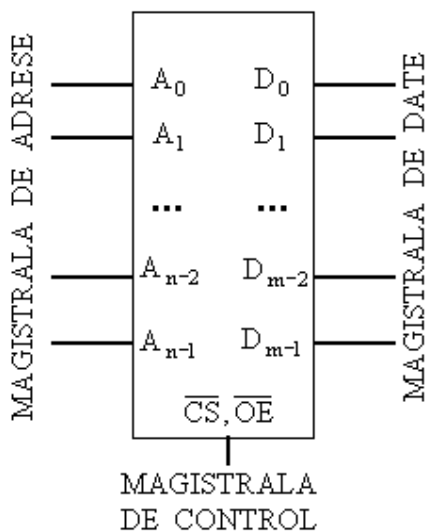


Fig. 12.16. Schema bloc de reprezentare a unui circuit ROM