

CAPITOLUL 3. TRANZISTORUL BIPOLAR

Tranzistorul bipolar este un dispozitiv electronic cu trei joncțiuni realizat prin implementarea pe o pastilă semiconductoră a trei zone semiconductoră în ordinea PNP sau NPN, ca în figura 3.1.

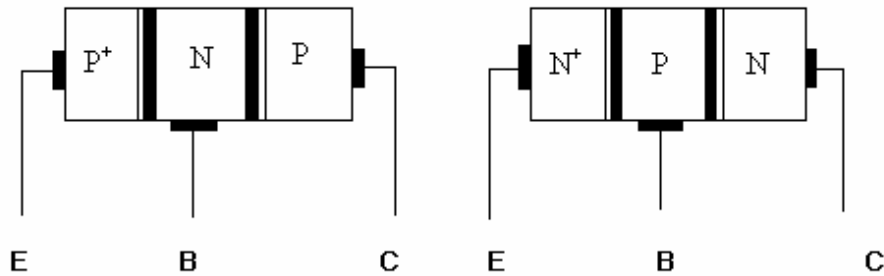


Fig. 3.1.

S-au notat cu E – zona semiconductoră a *emitorului*, B – zona semiconductoră a *bazei*, C – zona semiconductoră a *colectorului*. La fel se notează și terminalele, prin intermediul cărora avem acces la zonele semiconductoră asociate.

Pentru ca dispozitivul să poată funcționa corespunzător se iau următoarele măsuri constructive:

- zona semiconductoră a emitorului se dopează mai puternic decât celelalte zone (indicat în figură prin puterea +);
- zona bazei este mai subțire decât celelalte zone semiconductoră, teoretic trebuie să fie mai mică decât drumul mediu pe care îl poate străbate un purtător minoritar în această zonă.

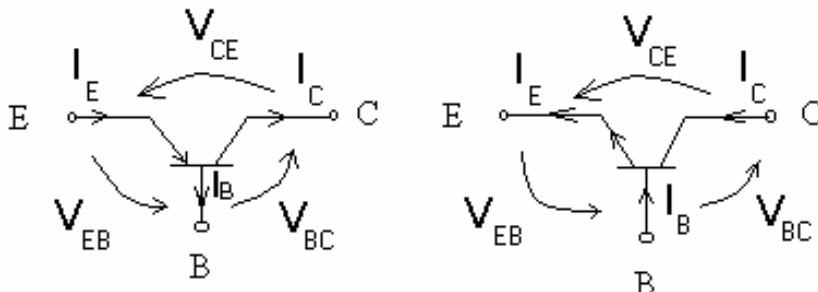


Fig. 3.2.

În figura 3.2 sunt prezentate, în corespondență cu figura 3.1, simbolurile celor două tipuri de tranzistori bipolari (tipul PNP și tipul NPN) precum și regulile de asociere a curenților și tensiunilor. Se constată că simbolul tranzistorului conține o săgeată care indică sensul curentului prin terminalul emitorului și tipul tranzistorului. Dacă săgeata este orientată către simbol tranzistorul este PNP. Sensurile celorlalți doi curenți sunt invers decât sensul curentului de emitor, așa încât să avem relația $I_E = I_C + I_B$.

Tensiunile se notează cu indici în ordinea primului indice – de unde pleacă iar al doilea – unde ajunge (s.ex. $V_{CE} = V_{EC}$) așa încât avem relația pentru tensiuni $V_{EB} + V_{BC} + V_{CE} = 0$.

Pentru a descrie comportarea dispozitivului trebuie să avem relațiile dinte mărimile (3 curenți și 3 tensiuni) asociate tranzistorului. Cele două relații elimină două din variabile așa încât rămân numai 4 mărimi.

De regulă atât modelele cât și caracteristicile statice consideră două din mărimi independente (urmând a fi impuse din exterior) iar celelalte două se exprimă analitic sau grafic în funcție de mărimile independente.

3.1. Teoria elementară a TBP

Teoria elementară a tranzistorului consideră structura tranzistorului din figura 3.3 cu joncțiunile polarizate de cele două surse una în conducție (joncțiunea EB emitor – bază) și cealaltă în polarizare inversă (joncțiune CB colector – bază).

Tensiunea pentru polarizarea directă a unei joncțiuni este mică (în jurul valorii de 0,65 V) iar tensiunea de polarizare inversă poate fi mult mai mare, motiv pentru care considerăm inegalitatea $V_{BB} \ll V_{CC}$.

Datorită polarizării directe a joncțiunii emitor – bază (J_{EB}) apare un curent de goluri I_{EB} care se transferă în zona bazei.

Grosimea bazei fiind mică („mai mică decât lungimea de difuzie purtătorilor minoritari” - a golurilor în bază) \Rightarrow puține goluri se vor recombină cu electronii din zona bazei (fapt exprimat prin curentul de recombinare notat cu i_r în figura 3.3).

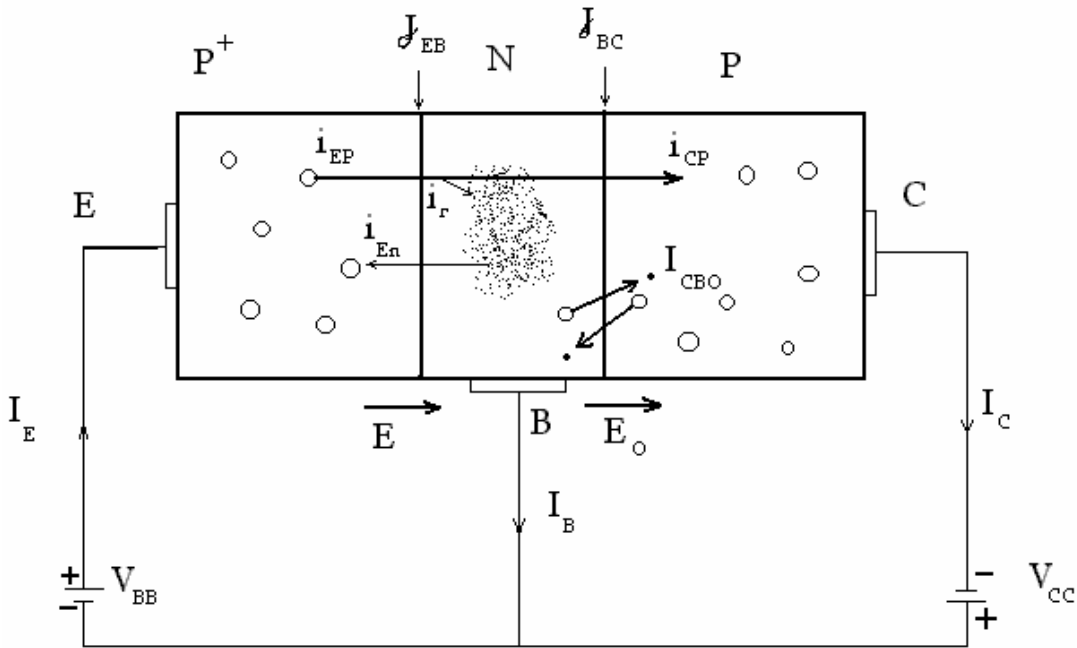


Fig. 3.3.

Golurile, provenind din zona emitorului, ajunse în zona bazei vor intra sub influența câmpului electric E_0 (datorat polarizării inverse a joncțiunii colector – bază J_{CB} de către sursa V_{CC}). Câmpul electric E_0 este favorabil tranzitului golurilor din zona bazei în zona colectorului pentru că câmpul electric al joncțiunii J_{CB} polarizate invers se opune transferului de electroni din zona N în zona P.

Efectul de tranzistor consta în modificarea curentului de goluri (care pleacă de la emitor și ajunge la colector) prin modificarea tensiunii de polarizare a unei joncțiuni polarizate direct și anume tensiunea de polarizare a joncțiunii emitor – bază.

Curentul de emitor nu este format numai din golurile i_{EP} ci și din electronii care traversează joncțiunea i_{En} din bază către emitor

$$I_E = i_{Ep} + i_{En}.$$

Se definește *eficiența emitorului*, prin intermediul *coeficientului de injecție a golurilor în bază*

$$\gamma_E = \frac{i_{Ep}}{I_E} = \frac{i_{Ep}}{i_{Ep} + i_{En}} < 1,$$

care exprimă capacitatea emitorului de a „emite” goluri. Cu cât coeficientul de injecție este mai mare cu atât mai mare este eficiența emitorului, în sensul că acesta va furniza o cantitate de goluri mult mai mare decât cantitatea de electroni pe care îi primește.

Nu toate golurile care ajung (din zona emitorului) în zona bazei vor reuși să tracă în zona colectorului, pentru că o parte se vor recombină cu electronii (majoritari) din zona bazei. Recombinarea se exprimă prin curentul de recombinare i_r al golurilor așa încât curentul de goluri din zona colectorului poate fi exprimat prin relația

$$i_{Cp} = i_{Ep} - i_r.$$

Se definește *factorul de transport al golurilor prin bază*

$$\beta_T = \frac{i_{Cp}}{i_{Ep}} = \frac{i_{Cp}}{i_{Cp} + i_r} < 1.$$

Curentul de colector i_C este format din golurile provenite din emitor, care au traversat baza, la care se adaugă curentul rezidual al joncțiunii J_{CB} colector – bază (curent rezidual format din golurile minoritare din colector, care sunt deplasate către bază de câmpul E_0 și din electronii minoritari din zona bazei care vor trece în zona colectorului). Curentul rezidual este notat cu I_{CB0} și avem relația

$$I_C = i_{Cp} + I_{CB0}.$$

Putem exprima curentul prin intermediul coeficienților mai sus definiți

$$I_C = i_{Cp} + I_{CB0} = \beta_T \cdot i_{Ep} + I_{CB0} = \beta_T \cdot \gamma_E \cdot I_E + I_{CB0}.$$

Se definește prin intermediul relației

$$\alpha_F = \beta_T \cdot \gamma_E \quad ; \quad \alpha_F \in (0.9; 0.999)$$

factorul static de amplificare în curent direct în conexiunea bază comună cu ieșirea în scurtcircuit α_F (colectorul conectat la bază).

Utilizând notațiile de mai sus avem relația

$$\Rightarrow I_C = \alpha_F \cdot I_E + I_{CB0},$$

care reprezintă *modelul matematic al tranzistorului bipolar* în regim static, pentru zona activă de funcționare; model dedus pe baza teoriei simplificate a tranzistorului.

3.2 Modele în regim static

Regimul static este acel regim în care mărimile de stare a câmpului electromagnetic nu se modifică în decursul timpului.

Modelul general al tranzistorului bipolar

Tranzistorul are în componență două joncțiuni (emitor – bază și colector – bază) și cele două joncțiuni determină atât curentul de emitor i_E cât și curentul de colector i_C .

Curentul unei joncțiuni PN este

$$i = I_0 \frac{V_j}{e^{kT} - 1}.$$

Plecând de la aceste observații se construiește modelul general al tranzistorului bipolar

$$i_E = a_{11} \left(e^{\frac{q \cdot V_{EB}}{KT}} - 1 \right) - a_{12} \left(e^{\frac{q \cdot V_{CB}}{KT}} - 1 \right)$$

$$i_C = a_{21} \left(e^{\frac{q \cdot V_{EB}}{KT}} - 1 \right) - a_{22} \left(e^{\frac{q \cdot V_{CB}}{KT}} - 1 \right),$$

curenții fiind condiționați de ambele joncțiuni, prin intermediul unor factori de pondere notați a_{ij} .

Deoarece tranzistorul este simetric în raport cu zonele extreme PNP, rezultă că va funcționa și dacă se inversează zona semiconductoare P alocată emitorului cu zona semiconductoare P alocată colectorului (regimul de funcționare se cheamă *inversat*).

Performanțele vor fi scăzute în acest regim față de regimul direct, pentru că emitorul nu va mai fi P^+ și generarea de goluri va fi mai slabă.

$$\Rightarrow a_{12} = -a_{21}.$$

Coeficienții a_{ij} depind de elemente constructive ale tranzistorului (tipul semiconductorului, impurități, dopări, ș.a.).

Modelul Ebers-Moll al tranzistorului bipolar

Modelul Ebers-Moll se construiește plecând de la observația că modelul general al tranzistorului nu ține seamă de polarizarea joncțiunilor.

În cazul polarizării RAD (regiunea activă directă), joncțiunea emitor - bază este polarizată direct $\Rightarrow V_{EB} > 0$ iar joncțiunea colector – bază este polarizată invers $\Rightarrow V_{CB} < 0$.

Pe de altă parte avem

$$|V_{EB}| \ll |V_{CB}| \approx V_{CE} \text{ și } e^{\frac{q \cdot V_{CB}}{KT}} \ll 1.$$

Înlocuind în ecuațiile modelului generalizat acesta se rescrie

$$i_E = a_{11} \left(e^{\frac{q \cdot V_{EB}}{KT}} - 1 \right) + a_{12} \Rightarrow e^{\frac{q \cdot V_{EB}}{KT}} - 1 = \frac{i_E - a_{12}}{a_{11}}$$

$$i_C = a_{21} \left(e^{\frac{q \cdot V_{EB}}{KT}} - 1 \right) + a_{22}$$

În continuare se explicitează curentul

$$i_C = a_{21} \frac{i_E - a_{12}}{a_{11}} + a_{22} = \frac{a_{21}}{a_{11}} i_E + \frac{a_{11} \cdot a_{22} - a_{12} \cdot a_{21}}{a_{11}} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \alpha_F = \frac{a_{21}}{a_{11}}$$

și prin identificare cu relația anterior dedusă ($i_C = \alpha_F i_E + I_{CB0}$), se obțin expresiile termenilor

$$I_{CB0} = \frac{\Delta}{a_{11}}, \quad \alpha_F = \frac{a_{21}}{a_{11}},$$

unde s-a notat

$$\Delta = a_{11} \cdot a_{22} - a_{12} \cdot a_{21} = a_{11} \cdot a_{22} - a_{12}^2.$$

În cazul polarizării in RAI (regiunea activă inversată), joncțiunea emitor–bază este polarizată invers, iar joncțiunea colector–bază este polarizată direct (atenție zona colectorului este în locul zonei emitorului) motiv pentru care avem ca variabilă independentă curentul i_C (colectorul emite purtători), adică

$$i_E = \alpha_R \cdot i_C - I_{EB0}.$$

Modelul generalizat, pentru RAI se simplifică, pentru că

$$e^{\frac{q \cdot V_{EB}}{KT}} \ll 1, \quad V_{CB} > 0 \Rightarrow$$

$$i_E = -a_{11} - a_{12} \left(e^{\frac{q V_{CB}}{kT}} - 1 \right)$$

$$i_C = -a_{21} - a_{22} \left(e^{\frac{q V_{CB}}{kT}} - 1 \right)$$

Prin identificarea celor două relații ale curentului i_E se obține

$$\alpha_R = \frac{a_{12}}{a_{22}},$$

$$I_{EB0} = \frac{\Delta}{a_{22}}.$$

Modelul Ebbbers-Moll se obține din modelul general, explicitând termenii a_{ij} din cele 4 ecuații mai sus precizate.

Sistemul de ecuații al modelului Ebbbers-Moll este

$$\left\{ \begin{array}{l} i_E = i_F - \alpha_R \cdot i_R \\ i_C = \alpha_F \cdot i_F - i_R \end{array} \right\},$$

în care apar notațiile

$$\begin{aligned} i_F &= \left(e^{q \frac{V_{EB}}{KT}} - 1 \right) I_{ES} \\ i_R &= \left(e^{q \frac{V_{EC}}{KT}} - 1 \right) I_{CS} \end{aligned},$$

unde i_F este curentul furnizat de emitor când tranzistorul este în RAD, iar i_R este curentul furnizat de joncțiunea polarizată direct când tranzistorul este în RAI.

Curenții I_{ES} , I_{CS} sunt curenții de saturație.

Corespunzător modelului în figura 3.4 este prezentată schema echivalentă.

O parte din curentul i_F se pierde în circuitul bazei așa încât la colector ajunge o fracțiune a acestuia $\alpha_F i_F$, din care se mai pierde o parte prin dioda D_R în polarizare inversă.

Tranzistorul poate funcționa în zona activă directă RAD, în zona activă inversată RAI, dar mai poate fi polarizat ca să funcționeze în încă două regiuni li anume regiunea de saturație RS sau regiunea de blocare RB.

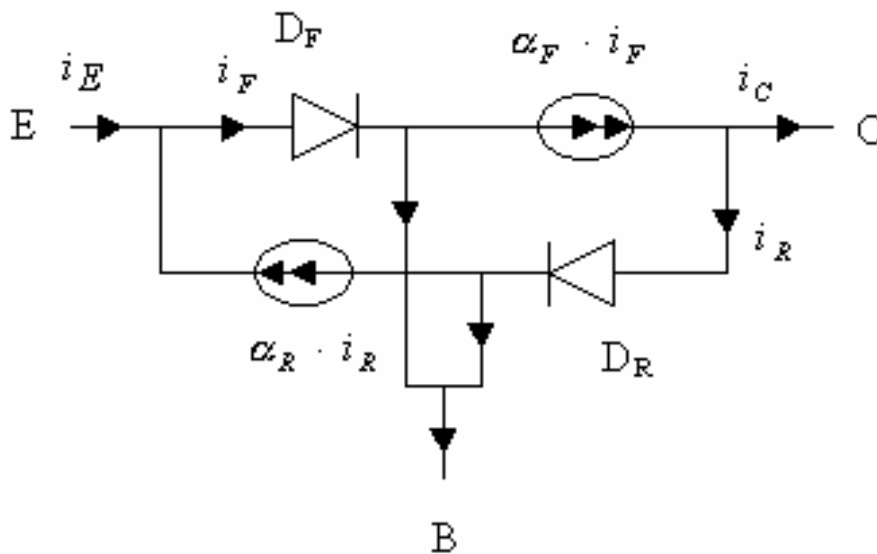


Fig. 3.4.

Polarizarea în *zona de blocare* RB se face cu surse care să polarizate invers ambele jonctiuni $\Rightarrow V_{CB} < 0, V_{EB} < 0 \Rightarrow$ apare o bariera de potențial și la jonctiunea EB \Rightarrow nu avem transfer de goluri din emitor în bază $\Rightarrow i_E = 0, \Rightarrow i_B = -I_{CB0}$, ca în figura 3.5.

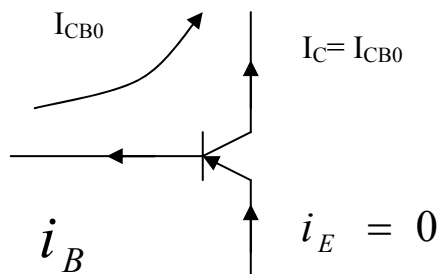


Fig. 3.5.

Starea de blocare este caracterizată prin $i_E = 0$
 $i_B = -I_{CB0}, i_C = I_{CB0}$.

Polarizarea în *regiunea de saturație* RS se face trecând în conducție ambele jonctiuni $V_{CB} > 0, V_{EB} > 0 \Rightarrow$ exista un curent de goluri care pleacă de la emitor la colector și un curent de goluri de la colector la emitor astfel încât tranzistorul se comportă ca o rezistență

de valoare mică. Căderea de tensiune pe tranzistor între colector și emitor este de valoare mică V_{CEsat} fiind dependentă de tipul și natura materialului semiconductor.

3.3. Caracteristici statice ale TBP

La începutul capitolului am stabilit faptul că, deoarece teoremele lui Kirchhoff determină două relații între mărimile externe tranzistorului, este suficient să dispunem de relații între patru mărimi pentru a cunoaște comportarea dispozitivului.

Se obișnuiește să se declare drept variabile independente (mărimi stabilite de circuitele exterioare dispozitivului) două din mărimile asociate tranzistorului, iar celelalte două să fie exprimate în funcție de mărimile independente.

Dacă exprimarea este analitică spunem că dispunem de un *model matematic* al tranzistorului.

Dacă exprimarea este grafică spunem că dispunem de un *caracteristici statice* ale tranzistorului.

Dacă exprimarea este realizată prin intermediul unor scheme electronice spunem că dispunem de o *schemă echivalentă* a tranzistorului.

Deoarece mărimile independente pot fi considerate oricare două din cele patru, caracteristicile statice nu sunt unice, depinzând de modul în care s-au adoptat mărimile independente.

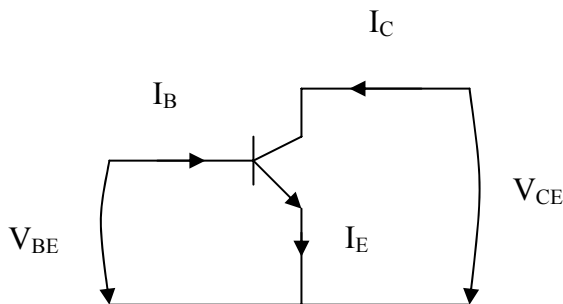


Fig. 3.6

Tranzistorul având trei electrozi devine cuadripol dacă unul din electrozi este comun atât intrării cât și ieșirii.

Plecând de la această afirmație tranzistorul poate fi conectat în

- bază comună, BC,
- emitor comun, EC
- colector comun, CC.

Caracteristicile statice pentru conexiunea EC din figura 3.6 sunt exprimate prin familiile de curbe $I_B = f(V_{EB}, V_{CB})$, $I_C = f(V_{EB}, V_{CB})$.

Pentru că intrarea, în cazul conexiunii emitor comun EC, este între bază și emitor, *caracteristicile statice de intrare*, sunt reprezentate prin familia de curbe $I_B = f(V_{BE})$ cu parametrul V_{CB} , curbe prezentate în figura 3.7a. De fapt caracteristicile sunt ale unei joncțiuni (bază emitor) polarizate direct.

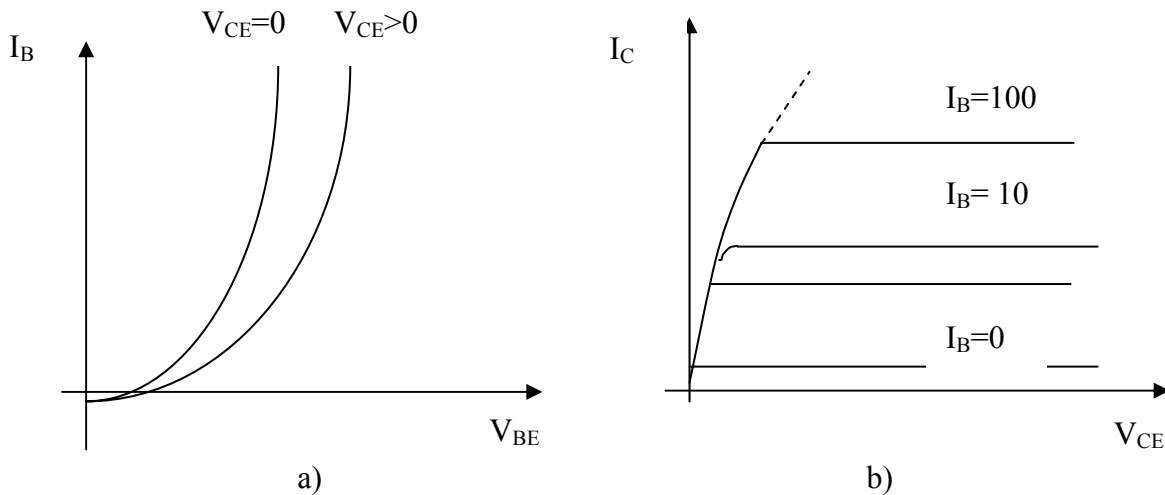


Fig. 3.7

Caracteristicile de ieșire, din figura 3.7b, reprezintă dependența curentului de ieșire (I_C curentul de colector) de tensiunea de polarizare inversă a joncțiunii colector – bază în condițiile injectării unui curent constant $I_B = \text{constant}$ prin bază.

În regiunea activă de funcționare avem modelul

$$I_C = \alpha_F \cdot I_E + I_{CB0}$$

Între curenți există relația

$$I_E = I_B + I_C.$$

În conexiunea emitor comun curentul de ieșire este I_C , motiv pentru care din cele două relații se elimină I_E și se obține relația pentru conexiunea EC $I_C = \beta_F I_B + I_{CE0}$, $\beta_F \in [10 \dots 2000]$, unde $\beta_F = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F}$

este factorul static de amplificare în conexiunea EC a TBP, iar curentul I_{CE0} este în relație cu I_{CB0} $I_{CE0} = \frac{I_{CB0}}{1 - \alpha_F}$.

În figura 3.8 este prezentată o caracteristică tipică de intrare, care permite separarea aproximativă a regimurilor de funcționare, prin tensiunea de polarizare a bazei:

$V_{BE} < 0,5$ V regiunea de blocare RB;

$0,5$ V $< V_{BE} < 0,8$ V regiunea activă directă RAD;

$V_{BE} > 0,8$ V regiunea de saturație RS.

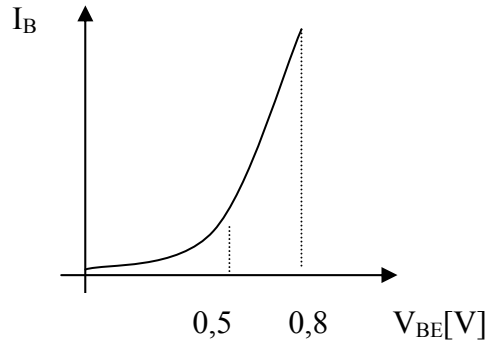


Fig. 3.8.

Caracteristicile statice ale tranzistorului sunt modificate de valorile parametrilor sau de condițiile de funcționare.

- **Efectul creșterii tensiunii inverse** aplicate joncțiunii CB determină multiplicarea în avalanșă a purtătorilor, ceea ce poate conduce la străpungerea joncțiunii. Se limitează valoarea tensiunii de polarizare inversă a joncțiunii $V_{CB} < V_{CB0(BR)}$, sub valoarea tensiunii de străpungere $V_{CB0(BR)}$.

În cazul conexiunii EC, pe lângă această tensiune de străpungere $V_{CB0(BR)}$ se mai definește o tensiune numita tensiune de susținere, cu referitoare la spațiul C-E care are valoarea $V_{CE0(BR)} = V_{CE} |_{sust} = (0.1 \dots 0.3) V_{CB0(BR)}$.

Depășirea acestei tensiuni duce la creșterea tensiunii de colector dar fără să conducă la străpungerea vreunei joncțiuni a tranzistorului.

- **Temperatura** determina scăderea tensiunii cu 2mV la creșterea cu 1 grad Celsius, rezultând creșterea curentului rezidual I_{CB0} , care se dublează la o creștere de 10 grade a temperaturii și afectează factorul de amplificare static în curent în modificării după relația:

$$\beta_T = \beta_F \left(1 + \frac{\Delta T}{K_P} \right), K_P = 50^\circ C$$

- Efectul **creșterii curentului de intrare** determină o creștere a curentului de colector care, dacă depășește o anumită valoare $I_{C \max}$, poate conduce la străpungerea tranzistorului, prin topirea joncțiunii. Se limitează $I_C \leq I_{C \max}$.
- **Puterea disipată:** $P_d = V_{CE} \cdot I_C$ este o consecință a necesității de limitare a temperaturii joncțiunii $P_d < P_{d \max}$, ceea ce este echivalent cu

$$V_{CE} \cdot I_C \leq P_{d \max} = ct$$

$$V_{CE} \cdot I_C = P_{d \max} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow I_C = \frac{P_{d \max}}{V_{CE}} = \frac{ct}{V_{CE}}$$

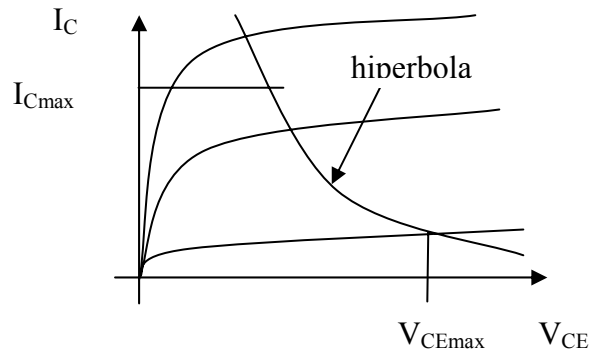


Fig. 3.9.

Relația definește în planul caracteristicilor de ieșire o curbă numită *hiperbolă de disipație*, marcată în figura 3.9.

În concluzie punctul static de funcționare al tranzistorului trebuie să nu depășească hiperbola de disipație.

Puterea maximă pe care o poate disipa tranzistorul indicată de producător, pentru un tip de tranzistor, este puterea pe care o poate disipa capsula fără radiator. Montarea unui radiator termic permite creșterea puterii maxime pe care o poate suporta tranzistorul.

3.4. Polarizarea TBP în zona activă de funcționare

Polarizarea tranzistorului în zona activă de funcționare înseamnă proiectarea elementelor unei scheme electronice, așa încât joncțiunile tranzistorului să fie polarizate corespunzător RAD (regiunii active de funcționare), adică joncțiunea emitor - bază să fie polarizată direct iar joncțiunea colector bază să fie polarizată invers. Se impune de asemenea să fie respectate toate limitările tranzistorului privind valorile tensiunilor și curentului (vezi paragraful 3.3).

Se vor prezenta schemele de polarizare a TBP în conexiunea emitor – comun EC, pentru că schemele de polarizare pentru celelalte moduri de conectare (BC și CC) au aceeași topologie.

Polarizarea TBP în conexiune EC

Polarizarea tranzistorului în zona activă de funcționare se poate face cu două surse de t.e.m. V_{BB} și V_{CC} , ca în figura 3.10, sau cu o singură sursă V_{CC} , ca în figura 3.12.

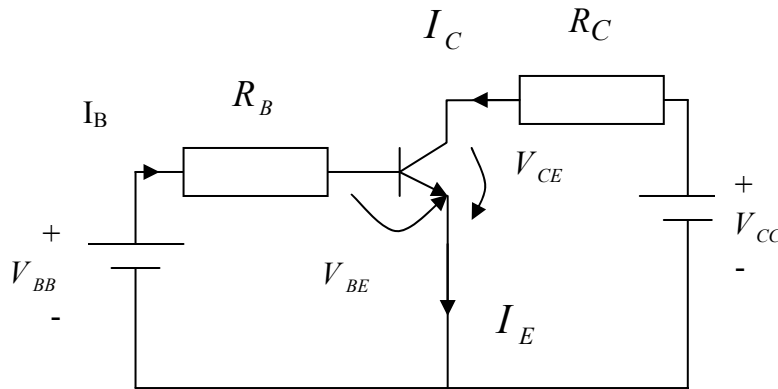


Fig. 3.10.

Pentru ochiurile care conțin sursele de t.e.m. se scrie teorema a II-a a lui Kirchoff

$$\left. \begin{array}{l} R_B I_B \\ R_C I_C \end{array} \right\} + V_{BE} = V_{BB} \quad \Rightarrow \quad I_B = \frac{V_{BB} - V_{BE}}{R_B}$$

Deoarece tranzistorul este în RAD tensiunea de polarizare a bazei este în jurul valorii $V_{BE} = 0,65 \text{ V}$. Pentru că sursa V_{BB} se adoptă de valoare mult mai mare ca V_{BE} , în relația de mai sus termenul V_{BE} poate fi neglijat, așa încât $\Rightarrow I_B = \frac{V_{BB}}{R_B}$.

Curentul I_B stabilește curba din planul caracteristicilor de ieșire pe care se va găsi punctul static de funcționare PSF.

În zona activă de funcționare curentul de colector poate fi determinat în funcție de curentul injectat în bază $I_C = \beta_F I_B + I_{CE0}$, unde β_F este factorul static de amplificare în conexiunea EC (cunoscut pentru un tranzistor dat), iar I_{CE0} este curentul rezidual de colector – care poate fi neglijat în majoritatea aplicațiilor, ceea ce înseamnă că se va folosi relația $\Rightarrow I_C = \beta_F I_B$.

Din teorema a II-a a lui Kirchoff scrisă pentru ochiul de ieșire se poate exprima tensiunea

$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C.$$

Valoarea tensiunii V_{CE} și valoarea curentului I_C stabilesc punctul static de funcționare al tranzistorului PSF de coordonate (V_{CE}, I_C) în planul caracteristicilor statice de ieșire.

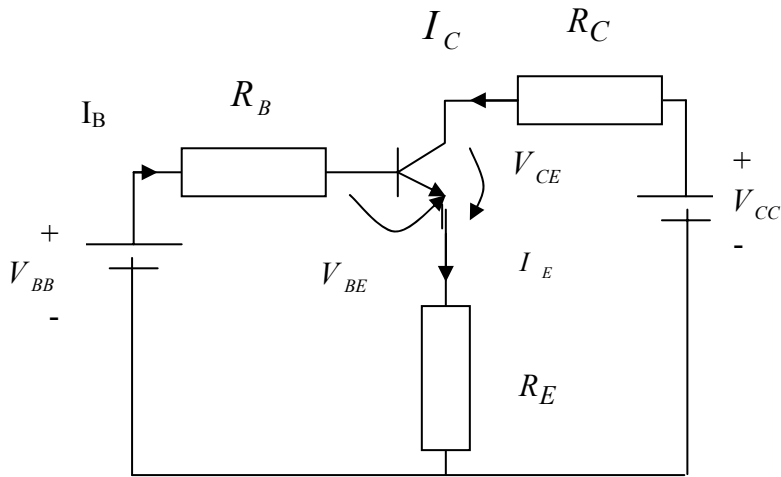


Fig. 3.11.

În scopul stabilizării PSF cu temperatura se introduce un rezistor în emitorul tranzistorului, ca în figura 3.11.

Relațiile se completează astfel:

$$R_B I_B + V_{BE} + R_E I_E = V_{BB}$$

$$R_C I_C + V_{CE} = V_{CC}$$

$$I_E = I_B + I_C,$$

$$I_C = \beta_F I_B.$$

Din ultimele relații avem

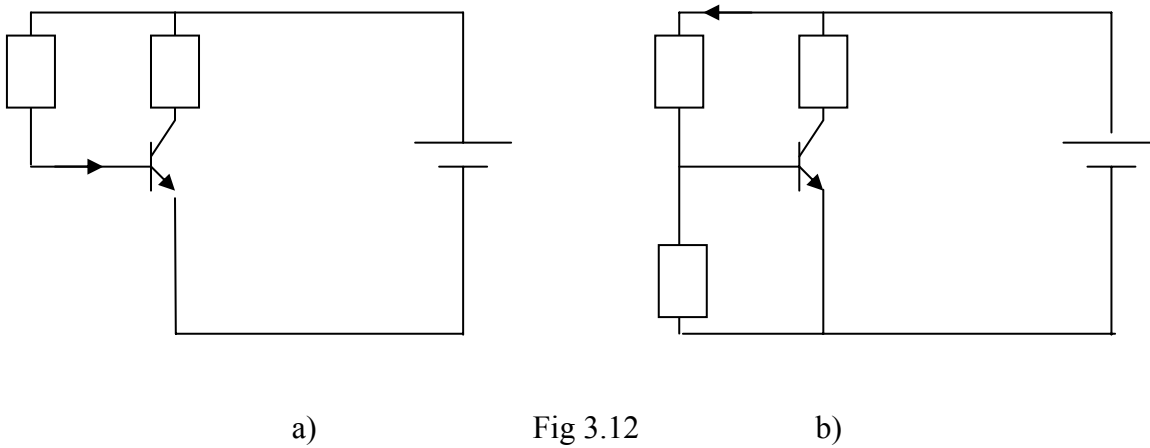
$$I_E = (\beta_F + 1) I_B$$

și curentul prin bază devine

$$\Rightarrow I_B = \frac{V_{BB}}{R_B + (\beta_F + 1) R_E},$$

restul elementelor rămânând neschimbate (ca expresii).

Schemele de polarizare cu o singură sursă de alimentare utilizează un rezistor, ca în figura 3.12a, sau un divizor de tensiune, ca în figura 3.12b, pentru a forma sursa V_{BB} din sursa de t.e.m. V_{CC} .



Pentru figura 3.12a curentul de bază se determină din ecuația

$$R_B I_B + V_{BE} = V_{CC} \Rightarrow I_B = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R_B},$$

unde $V_{BE} = 0,65 \text{ V}$.

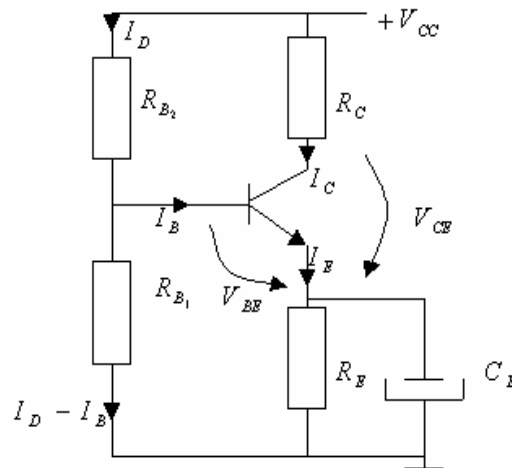


Fig. 3.13.

Pentru figura 3.12b curentul de bază se neglijează în raport cu I_D , ceea ce înseamnă că I_D circulă și prin rezistorul R_{B_1} . Se pot scrie relațiile

$$I_D = \frac{V_{CC}}{R_{B_1} + R_{B_2}}, \quad V_{BE} = V_{CC} - R_{B_1} I_D.$$

De fapt se putea aplica direct regula divizorului de tensiune

$$V_{BE} = \frac{R_{B_1}}{R_{B_1} + R_{B_2}} V_{CC}.$$

Impunând o valoare pentru curentul I_D și considerând $V_{BE} = 0,65$ V, se obțin două ecuații prin intermediul cărora se calculează cele două rezistoare din baza tranzistorului.

În condițiile în care se cere ca impedanța de intrare a tranzistorului (cu circuitul de polarizare) să aibă o valoare impusă – s.ex. să fie cât mai mare – calculele circuitului de polarizare se vor face luând în considerare curentul care este absorbit de baza tranzistorului.

În cele mai multe aplicații schema de polarizare din figura 3.12b, va conține și o rezistență pentru stabilizare termică în emitorul tranzistorului, ca în figura 3.13.

Polarizarea TBP în conexiune BC și CC

În figura 3.14 sunt prezentate circuitele de polarizare pentru conexiunile a) colector comun CC și b) bază comună BC.

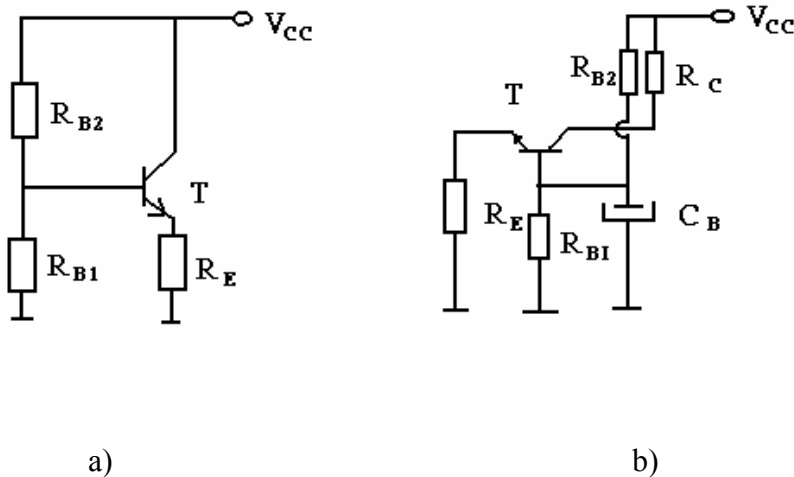


Fig. 3.14.

Constatăm că modul de polarizare este identic pentru toate conexiunile (BC, EC, CC), ceea ce înseamnă că metodologia de proiectare a circuitelor de polarizare este aceeași indiferent de conexiunea tranzistorului.

În cazul proiectării elementelor de polarizare se cunosc tensiunea pe V_{BE0} , V_{CE0} , I_{C0} .

Notă: S-a folosit un indice și zero pentru a specifica faptul că mărimile sunt cele din punctul static de funcționare.

Deoarece PSF este plasat în zona în care caracteristicile de ieșire sunt paralele cu axa tensiunii, curentul de colector nu va mai fi funcție decât de curentul bazei, așa încât se utilizează dependența liniară a curentului de colector de curentul bazei

$$I_C = \beta_F I_B + I_{CE0}.$$

Condensatorii C_E, C_B sunt condensatori de decuplare a rezistoarelor pe care sunt conectați (în paralel) având rolul de scurtcircuitare a respectivelor rezistoare în regim variabil, motiv pentru care reactanța acestora se adoptă mult mai mică decât rezistența pe care o scurtcircuitază.

Pentru a elimina perturbațiile datorate modificării temperaturii se utilizează diode sau termistori care să compenseze variația cu temperatura a elementelor schemei sau a parametrilor (în cele mai multe cazuri) tranzistorului.

Termistorul își modifică rezistența cu temperatura, motiv pentru care poate fi conectat în locul uneia din rezistențele de polarizare a bazei tranzistorului pentru a corecta variația cu temperatura a tensiunii V_{BE} . O dioda de același tip cu tranzistorul, polarizată direct, conectată în emitorul tranzistorului poate compensa variația cu temperatura a tensiunii V_{BE} . O diodă, în polarizare inversă, montată în circuitul bazei tranzistorului compensează variația cu temperatura a curentului rezidual I_{CB0} .

3.5. Regimul variabil al TBP

Regimul variabil se consideră *regim de semnal mic* dacă semnalele aplicate la intrare sunt suficient de mici pentru a nu deplasa PSF din zona liniară a caracteristicilor (PSF să nu intre în zona de saturație sau în zona de blocare ci să rămână tot timpul în zona activă a caracteristicilor statice RAD).

În figura 3.15 se încearcă o explicație a regimului de semnal mic.

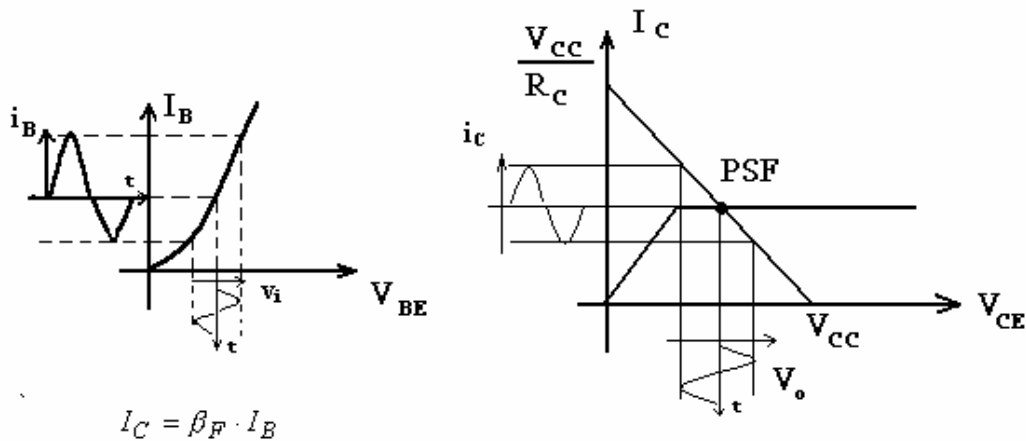


Fig. 3.15.

La intrarea unui tranzistor (spre exemplu în conexiune EC, ca în figura 3.13) se aplică o tensiune variabilă $v_{BE} = v_i(t) = \sqrt{2}V_i \sin(\omega t)$, care pe baza caracteristicii de intrare determină un curent i_B . Curentul i_B , ținând seamă de ecuația din figura 6.15 determină un curent i_C , care la rândul său, pe baza caracteristicilor statice de ieșire și a dreptei de sarcină determină o tensiune v_o de ieșire.

Dacă PSF se deplasează către curenți mai mari, spre exemplu așa încât în PSF curentul să fie $I_{C0} = \frac{V_{CC}}{R_C}$, alternanța pozitivă a curentului va fi tăiată și tensiunea de la ieșire va avea numai alternanța negativă.

Tensiunea de intrare este periodică dar de o formă oarecare. Pe baza dezvoltării în serie Fourier orice tensiune periodică poate fi scrisă sub forma:

$$v_i = \sqrt{2} \sum_k V_{ik} \sin(k\omega t) + V_{I_0} = v_{i_a} + V_i, \quad v_{i_a} \rightarrow V_{ik}(f)$$

\uparrow
 regim
variabil de
c.a.

\uparrow
 regim de
c.c.
(PSF)

Tensiunile sinusoidale determină pentru $k=1$ fundamentala tensiunii, iar pentru alte valori ale lui „k” sinusoidale determină armonicile semnalului.

Modele și scheme echivalente cuadripolare

În cazul regimului de curent alternativ se recurge la transformarea în complex a semnalelor.

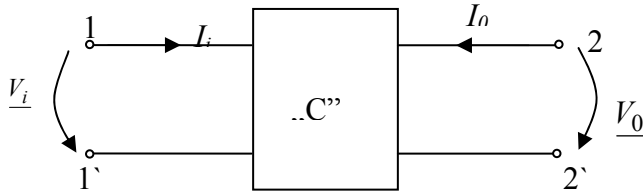


Fig. 3.16.

Transformarea în complex este valabilă pentru o frecvență dată, dar se poate aplica principiul suprapunerii efectelor, rezultă că putem aplica transformarea în complex pentru orice frecvență cu observația că schema echivalentă a tranzistorului trebuie să fie valabilă pentru frecvența respectivă. Tranzistorul poate fi tratat ca un cuadripol, cu structura din figura 3.16.. Descrierea lui se poate face prin intermediul unor ecuații sau a unei scheme echivalente.

Datorită faptului că între curenți avem o relație

$$I_E = I_C + I_B$$

și între tensiuni o altă relație

$$V_{EB} + V_{BC} + V_{CE} = 0,$$

rezultă că din cele 6 mărimi asociate tranzistorului (vezi figura 3.2) rămân 4 mărimi cu care avem $C_4^2 = 6$ posibilități de descriere a cuadripolului, după alegerea a două mărimi independente.

Dacă se iau ca mărimi independente tensiunile V_i și V_o ecuațiile care descriu cuadripolul sunt:

$$\begin{cases} I_i = y_i V_i + y_r V_o \\ I_o = y_0 V_i + y_0 V_o \end{cases}$$

Se notează cu “y” datorită faptului că dacă se impune tensiunea de ieșire $V_o = 0 \Rightarrow$

$$y_i = \left. \frac{I_i}{V_i} \right|_{V_o}$$

↳ admitanță de intrare

$$y_0 = \left. \frac{I_o}{V_o} \right|_{V_i}$$

↳ admitanță de ieșire

$$y_r = \left. \frac{I_i}{V_0} \right|_{V_i=0}$$

$$y_f = \left. \frac{I_0}{V_i} \right|_{V_0=0}$$

admitanțe de
transfer de la ieșire
la intrare (y_r) și
de la intrare la
ieșire (y_f)

Corespunzător descrierii cuadripolului prin **parametrii „y”** în figura 3.17 avem schema echivalentă.

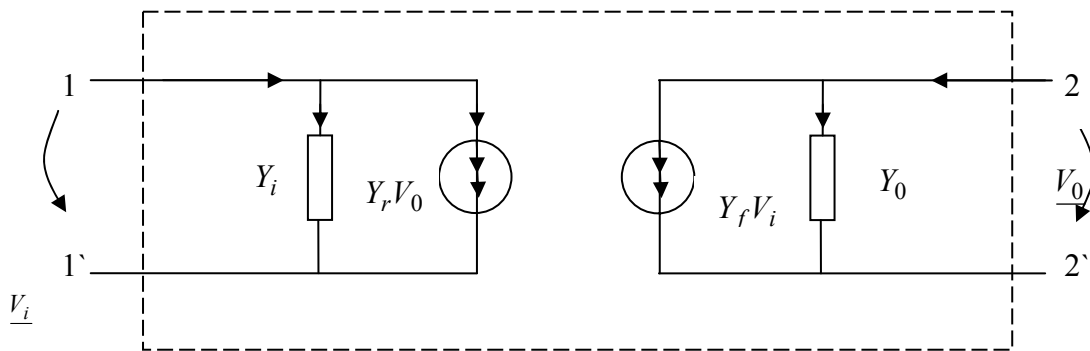


Fig. 3.17.

Cel mai folosit model cuadripolar al tranzistorului este **modelul cu parametri „h”** pentru care mărimile independente sunt curentul de intrare I_i și tensiunea de ieșire V_0 (s-a folosit sublinierea pentru a specifica faptul că sunt mărimi vectoriale în complex - transformate ale mărimilor variabile în timp).

În continuare toate mărimile cuadripolare și mărimile de la bornele cuadripolului cu toate că sunt mărimi în complex nu vor fi notate cu subliniere! Motiv - pentru a nu îngreuna scrierea.

Ecuțiile modelului cu parametri “h” sunt:

$$\begin{cases} V_i = h_f I_i + h_r V_0 \\ I_0 = h_f I_i + h_0 V_0 \end{cases}$$

Semnificația parametrilor modelului poate fi stabilită prin anularea succesivă a mărimilor independente:

$$h_i = \left. \frac{V_i}{I_i} \right|_{V_0=0},$$

impedanța de intrare cu ieșirea în scurtcircuit;

$$h_0 = \frac{I_0}{V_0} \Big|_{I_i=0} \Rightarrow r_0 = \frac{1}{h_0} = \frac{V_0}{I_0} \Big|_{I_i=0},$$

admitanța și respectiv rezistența de ieșire cu intrarea în gol;

$$h_f = \frac{I_0}{I_i} \Big|_{V_0=0},$$

factorul de amplificare în curent cu ieșirea în scurtcircuit;

$$h_r = \frac{V_i}{V_0} \Big|_{I_i=0},$$

factorul de reacție în tensiune cu intrarea în scurtcircuit .

Schema echivalentă asociată modelului este în figura 3.18.

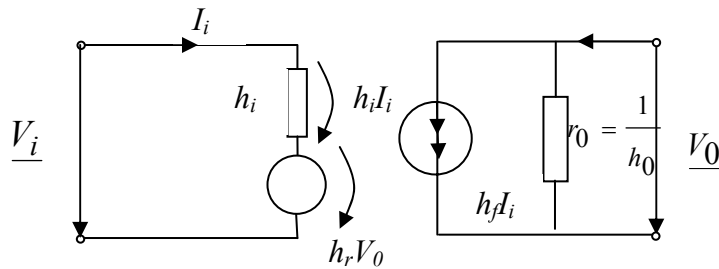


Fig. 3.18.

Parametrii de cuadripol depind de conexiunea tranzistorului iar în cataloage se indică valorile pentru tranzistorul în conexiune emitor comun EC.

Datorită faptului că, în cazul conexiunii EC, factorul de reacție h_r are valori mici influența lui poate fi neglijată și modelul se rescrie,

$$\begin{cases} V_i = h_f I_i \\ I_0 = h_f I_i + h_0 V_0 \end{cases}$$

iar schema echivalentă asociată se poate urmări în figura 3.19.

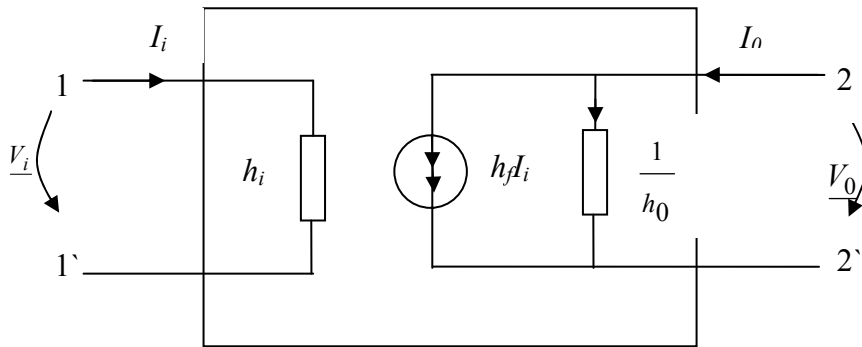


Fig 3.19.

Parametrii de cuadripol ai tranzistorului depind de conexiunea în care au fost definiți. În cataloage sunt indicați parametri de cuadripol pentru tranzistorul aflat în conexiunea emitor comun EC.

Pentru a stabili relațiile dintre parametrii tranzistorului aflat în două conexiuni date putem formula următoarea **problemă**:

Date: parametrii h în conexiunea EC notați astfel h_{ie}, h_{fe}, h_{0e}

Se cer: parametrii h în conexiunea BC adică se cer h_{ib}, h_{fb}, h_{0b}

Rezolvare

Ecuțiile de cuadripol pentru cele două conexiuni sunt:

$$\begin{cases} V_i = h_{ie} I_i \\ I_0 = h_{fe} I_i + h_{0e} V_0 \end{cases} \quad \begin{cases} V_{ib} = h_{ib} I_{ib} \\ I_{0b} = h_{fb} I_{ib} + h_{0b} V_0 \end{cases}$$

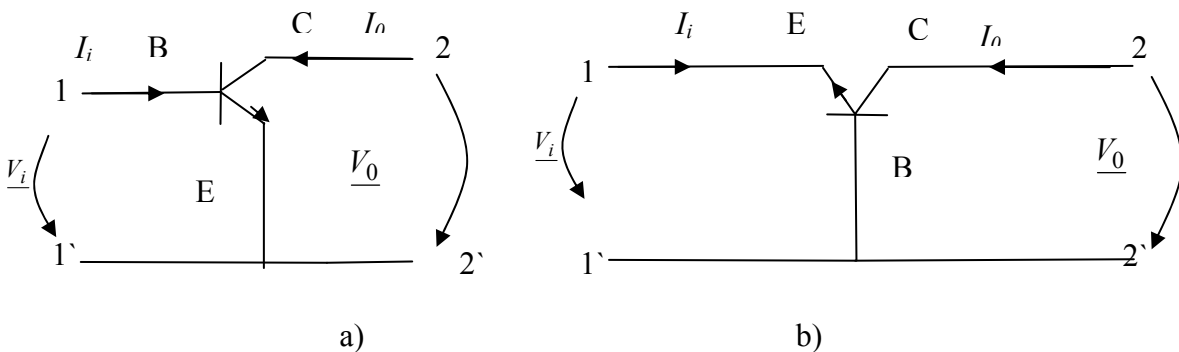


Fig. 3.20.

În figura 3.20 este prezentat tranzistorul a) în conexiune EC și b) în conexiune BC.

Pentru a stabili relațiile între mărimile tranzistorului și mărimile exterioare cuadripolului.

$$\left. \begin{array}{l} I_i = I_B \\ I_0 = I_C \\ V_i = V_{BE} \\ V_0 = V_{CE} \\ I_E = I_C + I_B \\ V_{CE} + V_{EB} + V_{BC} = 0 \Rightarrow V_{BC} = -V_{CE} - V_{EB} \Rightarrow \\ \Rightarrow V_{CB} = V_{CE} + V_{EB} = V_{CE} - V_{BE} \end{array} \right| \begin{array}{l} I_{ib} = I_E \\ I_{0b} = I_C \\ V_{ib} = V_{EB} = -V_{BE} \\ V_{0b} = V_{CB} \end{array}$$

În continuare parametrii conexiunii EC se vor nota fără indicele „e”.

Pentru a determina parametrii conexiunii BC se folosește definiția acestora. Exemplificăm modul de calcul pentru impedanța de intrare în conexiune BC.

$$h_{ib} = \left. \frac{V_{ib}}{I_{ib}} \right|_{V_{0b}=0} = \frac{V_{EB}}{-I_E} = \frac{-V_i}{-(I_i + I_0)} \Big|_{V_0=V_i}$$

Pentru că $V_{0b}=0$ se obțin următoarele

$$V_{0b} = V_{CB} = 0 \Rightarrow V_{CE} + V_{EB} = 0 \Leftrightarrow V_0 - V_i = 0 \Rightarrow V_0 = V_i.$$

Înlocuind expresia lui I_0 avem:

$$h_{ib} = \left. \frac{V_i}{I_i + h_f I_i + h_0 V_0} \right|_{V_0=V_i} = \frac{V_i}{I_i(1 + h_f) + h_0 V_i} = \frac{\frac{V_i}{I_i}}{1 + h_f + h_0 \frac{V_i}{I_i}} = \frac{h_i}{1 + h_f + h_0 h_i}$$

Relația aproximativă este:

$$h_{ib} = \frac{h_i}{1 + h_f} \cong \frac{h_i}{h_f}, \quad \text{pentru că } h_i \ll \frac{1}{h_0}.$$

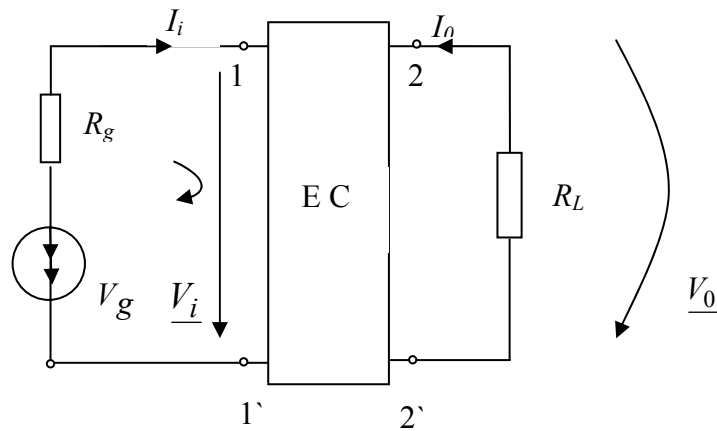
Pentru determinarea factorului de amplificarea în curent avem succesiv

$$h_{fb} = \left. \frac{I_{0b}}{I_{ib}} \right|_{V_{0b}=0} = \left. \frac{I_C}{-I_E} \right|_{V_{CB}=0} = \frac{I_0}{-(I_0 + I_i)} \Big|_{V_0=V_i} \cong -1, \quad \text{aproximația se}$$

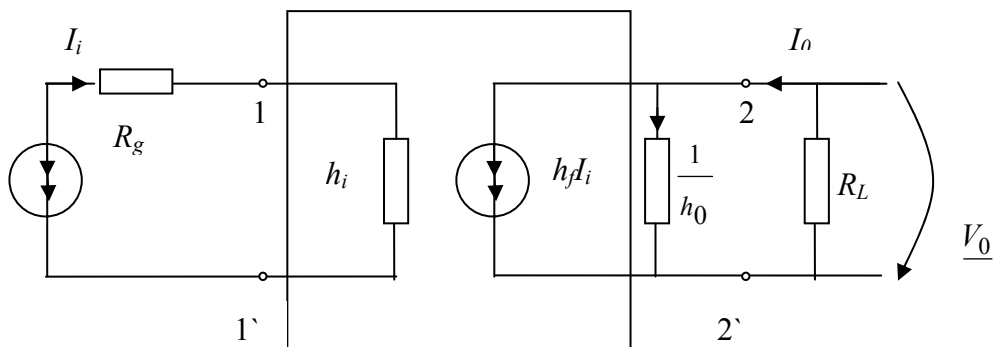
bazează pe faptul că numitorul este mai mare ca numărătorul.

Exemplu de calcul utilizând parametrii h ai tranzistorului

Să se calculeze A_i, A_v, Z_i, Z_o pentru schema din figură



Schema echivalentă a circuitului



Factorii de amplificare sunt definiți prin rapoartele

$$A_v = \frac{V_o}{V_g}; \quad A_i = \frac{I_o}{I_i}.$$

Ecuțiile modelului cuadripolar

$$\begin{aligned} (1) & \quad V_i = h_i I_i \\ (2) & \quad I_o = h_f I_i + h_0 V_o \end{aligned}$$

Ecuțiile lui Kirchhoff pe ochiul de intrare și pe ochiul de la ieșire

$$\begin{aligned} (3) & \quad I_i R_g + V_i = V_g \\ (4) & \quad V_o = -I_o R_L \end{aligned}$$

Calculule:

$$A_i : (4) \rightarrow (2) \Rightarrow I_0 = h_f I_i - h_0 I_0 R_L \Rightarrow I_0 = \frac{h_f I_i}{1 + h_0 R_L} \Rightarrow A_i = \frac{h_f}{1 + h_0 R_L}$$

$$A_v : -\frac{V_0}{R_L} = h_f I_i + h_0 V_0$$

$$\left. \begin{array}{l} (1) \rightarrow (3) \quad I_i R_g + h_i I_i = V_g \\ I_i = \frac{V_g}{R_g + h_i} \end{array} \right\}$$

$$\Rightarrow -\frac{V_0}{R_L} = h_f \frac{V_g}{R_g + h_i} + h_0 V_0 \Rightarrow -\frac{V_0}{R_L} (1 + h_0 R_L) = h_f \frac{V_g}{R_g + h_i} \Rightarrow$$

$$\Rightarrow \dots \Rightarrow A_v = -\frac{h_f}{R_g + h_i} \cdot \frac{R_L}{1 + h_0 R_L}$$

$$Z_i = \left. \frac{V_g}{I_i} \right|_{V_0=0} \quad (3) \rightarrow Z_i = R_g + h_i$$

$$Z_0 = \left. \frac{V_0}{I_0} \right|_{I_i=0} \quad (2) \Rightarrow Z_0 = \frac{1}{h_0}$$

Circuitul echivalent natural al TBP

Circuitul echivalent, prezentat în figura 3.22, se numește „natural” pentru că a fost dedus pe baza fenomenelor fizice ce stau la baza modificării concentrațiilor de purtători în zona bazei.

Schema echivalentă este valabilă pentru frecvențe

$$f \leq \frac{f_\alpha}{4},$$

unde f_α este frecvența până la care factorul static de amplificare în conexiune BC cu ieșirea în scurtcircuit nu scade cu mai mult de 3dB.

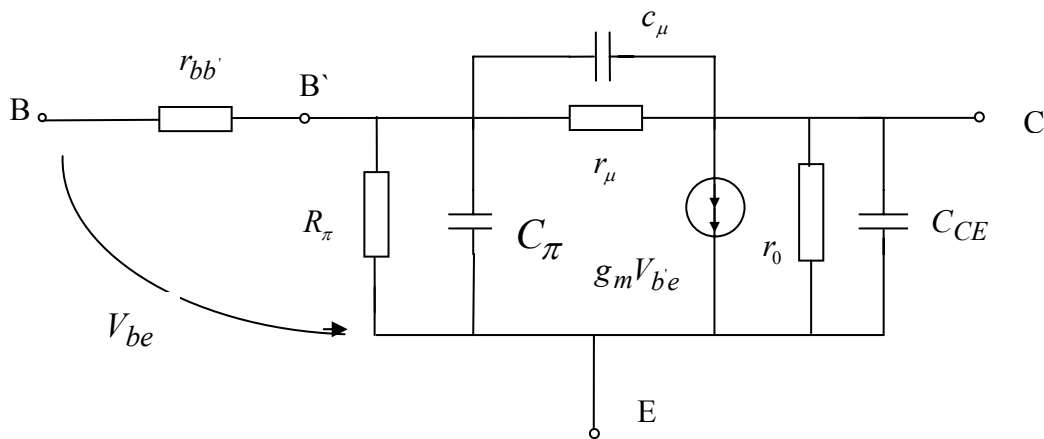


Fig. 3.21.

Elementele schemei echivalente:

- $r_{bb'}$ este rezistența distribuită a bazei are valori mai mici de 50 Ω pentru că reprezintă rezistența pe care o întâmpină curentul la traversarea zonei semiconductoare a bazei;
- R_{π} - rezistența joncțiunii emitor - bază în polarizare directă; cu valori din domeniul 0,1...2 k Ω ;
- C_{π} - capacitatea joncțiunii emitor –bază are valori din domeniul 100,...,500pF, pentru că este o capacitate de difuzie, joncțiunea fiind polarizată direct;
- r_{μ} - rezistența joncțiunii polarizate invers, foarte mare, de ordinul 10,...,20 M Ω ;
- C_{μ} - capacitatea joncțiunii colector – bază, are valori mici 1,...,10pF, deoarece este capacitatea unei joncțiuni polarizate invers (este o capacitate de barieră);
- r_0 - rezistența dintre colector și emitor cu valori de 1,...,2 M Ω ;
- C_{CE} - capacitatea dintre electrozii metalici prin intermediul cărora se conectează în exterior zonele semiconductoare ale emitorului și respectiv colectorului, cu valori de 0,5...1 pF;
- g_m – panta tranzistorului, se determină în funcție de curentul de colector din PSF cu relația

$$g_m = \frac{q_e}{kT} I_C |_{PSF} .$$

Frecvența de tăiere (este frecvența la care $\beta_F=1$) stabilește prin pulsația de tăiere o relație între capacitățile schemei echivalente

$$\omega_T = \frac{g_m}{C_\pi + C_\mu}.$$

Factorul static de amplificare în curent în conexiunea EC stabilește valoarea rezistenței joncțiunii în conducție

$$r_\pi = \frac{\beta_F}{g_m}.$$

La frecvențe medii și joase, la care capacitățile prezintă reactanță mare acestea pot fi neglijate și eliminate din schema echivalentă, așa încât circuitul se simplifică, ca în figura 3.22 (desenul este pentru conexiunea EC).

Curentul de bază având valori mici, iar rezistența r_{bb} fiind mică, va determina căderi de tensiune care pot fi neglijate în raport cu valoarea căderii de tensiune de pe rezistența R_π , motiv pentru care schema echivalentă din figura 3.22 nu mai conține rezistența r_{bb} .

Deoarece rezistența r_0 dintre colector și emitor are valori mari se poate considera infinită eliminându-se din schema echivalentă pentru frecvențe medii și joase.

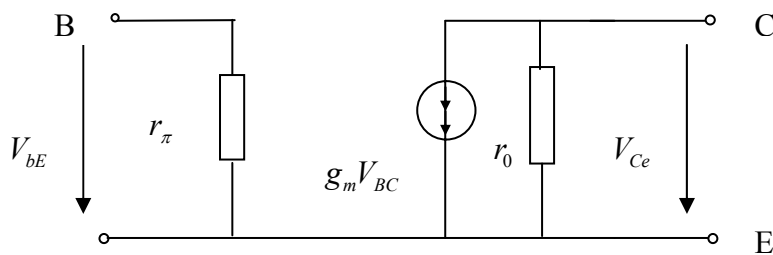


Fig. 3.22.

Circuitul natural din figura 3.22 este echivalent cu circuitul cuadripolar din figura 3.23.

Relațiile de echivalență sunt:

$$r_{\pi} = h_i \quad r_0 = \frac{1}{h_0}$$

$$h_f I_i \rightarrow g_m V_i$$

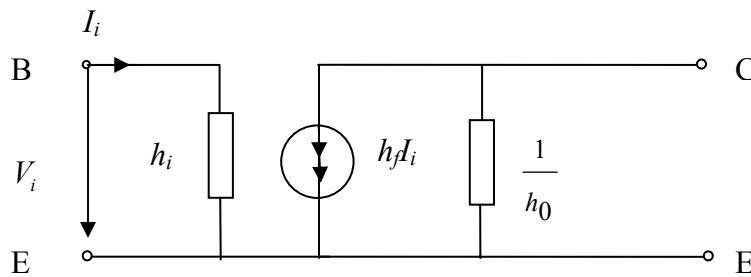


Fig. 3.23.

În cadrul aplicațiilor se poate folosi una din cele două scheme în funcție de tipul generatorului comandat (de tensiune ca în schema din figura 3.22 sau de curent ca în schema din figura 3.23) care permite un calcul mai rapid.