

# CAP. 3 TRANZISTOARE BIPOLARE

## 3.1 NOȚIUNI FUNDAMENTALE

**Tranzistorul bipolar (TB)**, este realizat dintr-un cristal semiconductor compus din trei regiuni dopate cu impurități de tip diferit, care se succed în ordinea:  $p-n-p$  sau  $n-p-n$  și care satisfac condițiile:

- 1) regiunea de mijloc, numită bază, are o lățime mică (fracțiuni de microni ... microni) față de lungimea de difuzie a purtătorilor minoritari care o parcurg și
- 2) una din regiunile extreme, numită emitor, are un grad de impurificare mult mai mare decât baza.

Cea de-a treia regiune a tranzistorului se numește colector.

În cadrul structurii de tranzistor se formează două joncțiuni  $pn$ . **Regimurile de funcționare** ale tranzistorului rezultă după cum sunt polarizate aceste joncțiuni. Cele patru cazuri posibile sunt prezentate în tabelul 3.1.

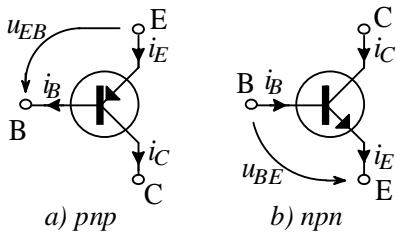
Polarizarea joncțiunii:		Regimul de funcționare
E-B	C-B	
Directă	Inversă	Activ normal
Directă	Directă	Saturație
Inversă	Inversă	Blocare
Inversă	Directă	Activ inversat

**Tabelul 3.1** Regimurile de funcționare ale tranzistorului în funcție de polarizarea joncțiunilor.

Funcționarea în regim activ normal (prescurtat RAN) este întâlnită în cazul aplicațiilor liniare. În saturație tranzistorul se poate aproxima cu un comutator închis ( $U_{CE} \approx 0$ ), iar în blocare cu un comutator deschis ( $I_C \approx 0$ ). Tranzistorul se utilizează în aceste două regimuri la aplicațiile din electronica digitală și la circuitele de comutație. Regimul activ inversat este întâlnit foarte rar.

Tranzistorul va fi analizat în regim activ normal. În RAN, joncțiunea emitorului, dintre emitor și bază, este polarizată în sensul conducției. Joncțiunea fiind asimetrică (condiția 2), curentul prin această joncțiune se va datora îndeosebi purtătorilor minoritari injectați în bază din emitor. Acești purtători vor difuza prin bază și cea mai mare parte a lor vor traversa baza fără a se recombină (datorită condiției 1) ajungând la ce-a de-a doua joncțiune  $pn$  (joncțiunea colectorului), pe care o vor traversa, deoarece este polarizată invers (fiind favorizată conducția purtătorilor minoritari). Astfel, prin joncțiunea colectorului, deși polarizată invers, va trece un curent mare, aproape întreg curentul care trece prin joncțiunea emitorului polarizată direct. Trecerea unui curent mare printr-o joncțiune polarizată invers, datorită prezenței unei joncțiuni polarizată direct în vecinătatea ei, constituie **efectul de tranzistor**. Aceste tranzistoare se numesc **tranzistoare bipolare** deoarece funcționarea lor se bazează pe ambele categorii de purtători (majoritari în regiunile extreme și minoritari în regiunea de mijloc).

**Simbolurile tranzistoarelor** de tip  $pnp$ , respectiv  $npn$  sunt prezentate în figura 3.1.



**Fig. 3.1.** Symbolurile tranzistoarelor bipolare.

Săgeata din simbol indică emitorul tranzistorului. Sensul săgeții indică sensul joncț. emitorului (de la *p* la *n*) și sensul curenților prin tranzistor. Tranzistorul *pnp* este reprezentat cu emitorul în sus, rezultă astfel o circulație a curenților de sus în jos.

### 3.1.1 Tranzistorul bipolar în regim activ normal (RAN)

În regim activ normal joncțiunea emitorului este polarizată direct și joncțiunea colectorului este polarizată invers. Pentru fixarea ideilor se va considera tranzistorul *nnp*, caz în care:

$$u_{BE} > 0; \quad u_{BC} < 0., \quad (3.1)$$

În cazul aplicațiilor uzuale condițiile anterioare devin:

$$u_{BE} > U_{D0}; \quad u_{CE} > U_{CEsat}, \quad (3.2)$$

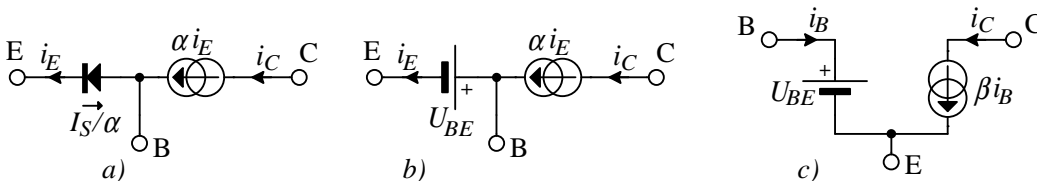
unde  $U_{D0}$  este tensiunea de deschidere a diodei bază-emitor ( $U_{D0} \cong 0,5V$  la siliciu) și  $U_{CEsat}$  este tensiunea de saturație a tranzistorului (cu o valoare uzuală de câteva zecimi de volt).

În aceste condiții, datorită efectului de tranzistor, curentul de colector este aproape egal cu cel de emitor:

$$i_C = \alpha i_E \quad \text{cu} \quad \alpha = 0,98 \dots 0,998, \quad (3.3)$$

unde  $\alpha$  este factorul de amplificare în curent dintre colector și emitor. Efectul de tranzistor poate fi modelat printr-un generator de curent comandat în curent.

Curentul de emitor circulă prin joncțiunea de emitor polarizată direct și depinde exponențial de tensiunea de polarizare a joncțiunii – conform unei ecuații de tipul ecuației exponențiale a diodei. Tranzistorul poate fi privit ca o diodă între bază și emitor și ca un generator de curent (comandat în curent) în colector. Circuitul din figura 3.2.a este echivalent unui tranzistor *nnp*.



**Fig. 3.2.** Modele de semnal mare în RAN pentru tranz. *nnp*; a) circuit cu diodă, b), c) circuite echiv. simplificat – dioda este înlocuită cu o sursă de tensiune.

**Ecuția exponențială a tranzistorului** pentru tranzistorul *nnp* este:

$$i_C = I_S \exp \frac{u_{BE}}{U_T}, \quad (3.4)$$

unde  $I_S$  este o constantă numită curent de saturație al tranzistorului și  $U_T (\cong 25mV$  la 290K) este tensiunea termică.  $I_S$  are valori tipice în domeniul  $10^{-15} \dots 10^{-12}A$  (funcție de dimensiunea tranzistorului) și depinde de temperatură (se dublează la circa  $5^\circ C$  creștere a temperaturii).

O simplificare a schemei echivalente din figura 3.2.a, se obține înlocuind dioda dintre bază și emitor cu o sursă de tensiune constantă. Această înlocuire este posibilă deoarece tensiunea bază-emitor se schimbă relativ puțin la modificarea curentului de colector; pentru un curent prin tranzistor  $I_C =$  zecimi de mA ... sute de mA, rezultă  $U_{BE} = 0,6 \dots 0,8V$  (la tranzistorul cu siliciu). Se consideră o tensiune constantă:  $U_{BE} \approx 0,7V$  și se obține astfel modelul simplificat al TB din figura 3.2.b, care asigură o precizie suficientă pentru circuitele uzuale.

În majoritatea aplicațiilor tranzistorul este utilizat ca un dispozitiv comandat. Modelul din figura 3.2.b (sau a), este convenabil dacă tranzistorul este comandat din emitor, adică circuitul de comandă fixează valoarea curentului de emitor. Există adesea situații în care tranzistorul este controlat din bază. Pentru aceste cazuri este preferabil circuitul din figura 3.2.c, (echivalent cu circuitul din figura 3.2.b), Trecerea de la curentul de emitor la curentul de bază se face cu așa-numita **ecuație de continuitate** a tranzistorului:

$$i_E = i_C + i_B, \quad (3.5)$$

care se înlocuiește în relația (3.3). Rezultă succesiv:

$$i_C = \alpha i_E = \alpha i_C + \alpha i_B; \quad i_C(1 - \alpha) = \alpha i_B; \quad i_C = \frac{\alpha}{1 - \alpha} i_B \text{ sau}$$

$$i_C = \beta i_B; \quad (3.6)$$

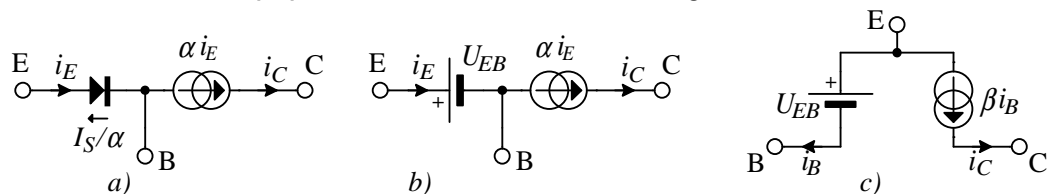
$$\beta = \frac{\alpha}{1 - \alpha}, \quad (3.7)$$

reprezintă factorul de amplificare în curent dintre colector și bază. Ținând seama de valorile pt.  $\alpha$  din relația (3.3), rezultă  $\beta = 50 \dots 500$  cu valori uzuale  $\beta = 100 \dots 300$ . Se observă dispersia mare a amplificării colector-bază și se reține faptul că această amplificare este mult supraunitară.

La **tranzistoarele pnp** se inversează sensul tensiunilor și al curenților, conform cu sensurile din figura 3.1.a. Astfel, se inversează indicii tensiunilor din relațiile (3.1) (3.2) și (3.4); de exemplu, pentru ca tranzistorul *pnp* să fie practic în RAN relația (3.2) devine:

$$u_{EB} > U_{D0}; \quad u_{EC} > U_{ECsat}. \quad (3.8)$$

Relațiile referitoare la curenți – (3.3), (3.5) și (3.6) – nu se modifică (deoarece sensul de circulație al curenților prin tranzistorul *pnp* se consideră inversat față de tranzistorul *nnp* – curentul intră în emitor și iese prin colector). În cazul tranzistoarelor *pnp*, schemele echivalente din figura 3.2 devin:



**Fig. 3.3.** Modele de semnal mare în RAN pentru tranz. *pnp*; a) circuit cu diodă, b), c) circuite echiv. simplificate – dioda este înlocuită cu o sursă de tensiune.

Indiferent de tip, tranzistorul bipolar în RAN este un dispozitiv care controlează curentul de colector. **Controlul liniar** al curentului de colector se poate realiza în două moduri:

- prin curentul de emitor și
- prin curentul de bază.

La analiza unui circuit cu tranzistoare, se identifică modalitatea de control (din emitor sau din bază), se utilizează unul dintre modelele din figura 3.2 sau 3.3 și se verifică, cu relațiile (3.2) sau (3.8), în ce măsură tranzistorul își păstrează regimul activ normal de funcționare la eventuala modificare a semnalelor.

### 3.1.2 Tranzistorul bipolar în regim de blocare

În regim de blocare ambele joncțiuni ale TB sunt polarizate invers (conform tabelului 3.1). În cazul tranzistorului *npn* aceasta înseamnă:

$$u_{BE} < 0 \text{ și } u_{BC} < 0. \quad (3.10)$$

În practică se admite că tranzistorul este blocat chiar dacă joncțiunile tranzistorului sunt polarizate direct dar cu o tensiune mai mică decât tensiunea de deschidere a diodelor respective; la tranzistor *nnp*:

$$u_{BE} < U_{D0}; \quad u_{CE} > 0, \quad (3.11)$$

unde  $U_{D0}$  este tensiunea de deschidere a diodei bază-emitor ( $U_{D0} \cong 0,5V$  la siliciu). În acest caz curenții prin tranzistor sunt de ordinul microamperilor, neglijabili pentru aplicațiile practice. Se pot utiliza relațiile aproximative:

$$i_B \cong 0, \quad i_C \cong 0, \quad i_E \cong 0, \quad (3.12)$$

ceea ce este echivalent cu a considera tranzistorul ca o întrerupere de circuit.

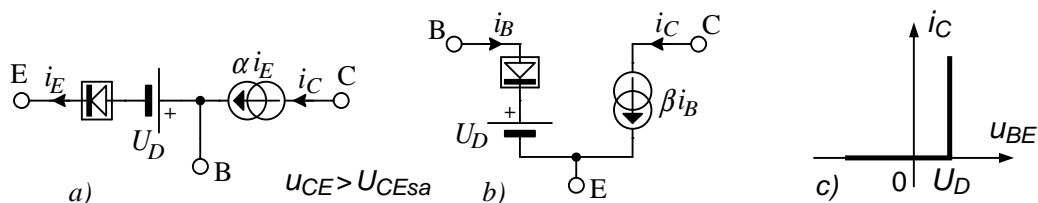
La tranzistorul *pnp* sensul tensiunilor se inversează și relațiile (3.11) devin:

$$u_{EB} < U_{D0}; \quad u_{EC} > 0, \quad (3.13)$$

**În concluzie**, un tranzistor blocat nu are nici un efect în circuitul în care apare și poate fi șters din acel circuit.

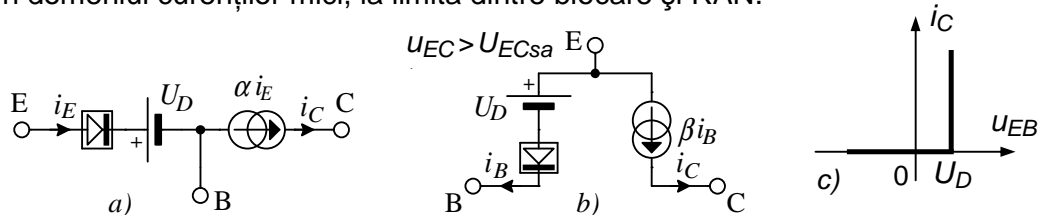
### 3.1.3 Modele simplificate ale TB valabile în RAN și în blocare

Trecerea din regimul de blocare în regim activ normal are loc gradat prin modificarea tensiunii pe joncțiunea emitorului de la  $U_{D0} \cong 0,5V$  la  $U_D \cong 0,7V$  și poate fi analizată cu ajutorul ecuației exponențiale a tranzistorului, relația (3.4). Caracterul neliniar al acestei ecuații face nepractică utilizarea ei în la analiza circuitelor obișnuite.



**Fig. 3.4.** Circuite echivalente simplificate pentru tranzistoare *nnp* valabile în RAN și în blocare, comandate: a) în emitor, b) în bază ; c) caracteristica de transfer idealizată.

Modelele simplificate din figura 3.4 și 3.5 pot fi utilizate atât în regim de blocare cât și în regim activ normal. Trecerea de la un regim la altul are loc prin modificarea stării diodei ideale din circuitul echivalent (ca și la modelul diodei cu tensiune de prag). Această simplificare conduce la micșorarea preciziei mai ales în domeniul curenților mici, la limita dintre blocare și RAN.



**Fig. 3.5.** Circuite echivalente simplificate pentru tranzistoare *pnp* valabile în RAN și în blocare, comandate: a) în emitor, b) în bază ; c) caracteristica de transfer idealizată.

Circuitele echivalente prezentate nu sunt valabile în saturație și în regim activ inversat, ceea ce impune o condiție suplimentară:

$$u_{CE} > U_{CEsat} \text{ pentru } npn, \text{ respectiv } u_{EC} > U_{ECsat} \text{ pentru } pnp, \quad (3.14)$$

unde  $U_{CEsat}$  sau  $U_{ECsat}$  este tensiunea de saturație a tranzistorului *npn*, respectiv *pnp* (cu o valoare uzuală de câteva zecimi de volt).

### 3.1.4 Tranzistorul bipolar în saturație

În regim de saturație ambele joncțiuni ale TB sunt polarizate direct (conform tabelului 3.1). În cazul tranzistorului *npn* aceasta înseamnă:

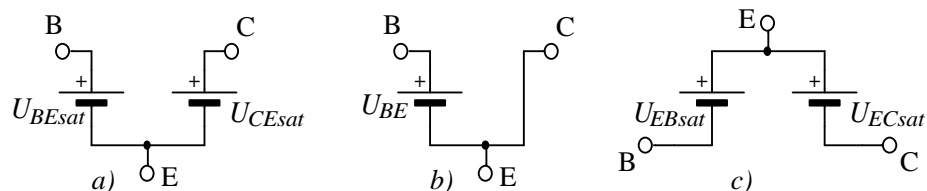
$$u_{BE} > 0; \quad u_{BC} > 0. \quad (3.15)$$

Tranzistorul bipolar intră în regim de saturație dacă în baza tranzistorului se forțează din exterior un curent mai mare decât curentul de bază necesar pentru menținerea curentului de colector al tranzistorului:

$$i_B > \frac{i_C}{\beta}, \quad (3.16)$$

Surplusul de curent din bază  $\Delta i_B = i_B - (i_C/\beta)$  deschide joncțiunea bază-colector.

Deoarece ambele joncțiuni ale tranz. sunt deschise, tensiunea dintre colector și emitor este mică:  $u_{CE} = u_{BE} - u_{BC} (\cong 0,7 - 0,4 \dots 0,6 = 0,1 \dots 0,3V)$ . Dacă se consideră această tensiune aproximativ constantă, în locul unui tranzistor *npn* saturat se poate utiliza circuitul echivalent din figura 3.6.a.



**Fig. 3.6.** Scheme echivalente pentru tranzistorul bipolar saturat: a) tranzistor *npn*, b) schemă simplificată pentru *npn*, c) tranzistor *pnp*.

Tensiunea de saturație a tranzistorului  $U_{CEsat}$  are o valoare uzuală de câteva zecimi de volt; în cazul tranzistoarelor de mică putere se poate considera  $U_{CEsat} \cong 0,2V$ . La o analiză simplificată a circuitelor care conțin tranzistoare

saturate se poate considera tensiunea de saturație a tranzistorului ca fiind nulă, mai ales dacă tensiunile din circuitul colectorului au valori mai mari decât câțiva volți. În acest caz circuitul echivalent al tranzistorului se simplifică și devine cel din figura 3.6.b. Tensiunea bază-emitor a tranzistoarelor în saturație are de obicei valori mai mari decât în RAN  $U_{BEsat}=0,7...0,9V$ . Pentru simplitate se consideră tensiunea bază-emitor cu aceeași valoare din RAN:  $U_{BEsat}\cong U_{BE}\cong 0,7V$ .

Pentru a realiza o saturație fermă a tranzistorului, raportul dintre curentul de colector și cel de bază, numit **factor de amplificare forțat** (de circuitul exterior):

$$\beta_{fortat} = \frac{i_C}{i_B} < \beta, \quad (3.17)$$

se alege de obicei  $\beta_{fortat} = 10...20 \ll \beta. \quad (3.18)$

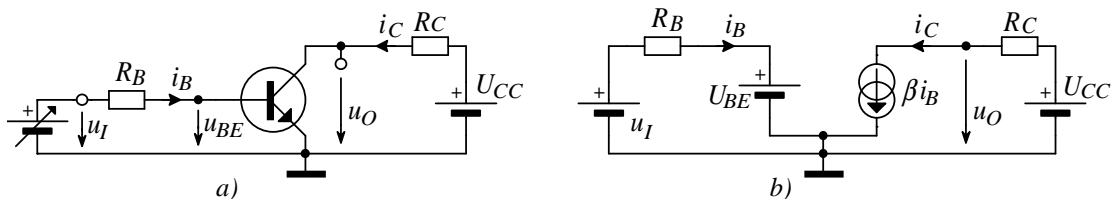
În cazul tranzistoarelor *pnp* sensul tensiunilor se inversează și se poate utiliza circuitul echivalent din figura 3.6.c, unde  $U_{ECsat}$  este tensiunea de saturație a tranzistorului (cu valori uzuale de câteva zecimi de volt, ca și la tranzistorul *npn*).

**În concluzie**, tranzistorul este saturat datorită unui curent excesiv în bază și se comportă într-o primă aproximare ca un comutator închis (între colector și emitor). Mai exact, tensiunea colector-emitor este de câteva zecimi de volt.

## 3.2 APLICAȚII SIMPLE ALE TRANZISTOARELOR

### 3.2.1 Inversorul cu tranzistor bipolar

Inversorul de tensiune în forma lui cea mai simplă este prezentat în figura 3.7. Sursa de tensiune de la intrare se conectează între bază și emitor (prin intermediul rezistenței  $R_B$ ) iar ieșirea se preia între colector și emitor. Emitorul este conectat la masă și este comun intrării și ieșirii; se spune despre tranzistor că este în **conexiunea emitor comun**.



**Fig. 3.7.** Inversorul cu tranzistor bipolar: a) schema de principiu, b) schema echivalentă cu tranzistorul în RAN.

Tranzistorul este utilizat ca amplificator de curent, iar rezistențele realizează conversia curent-tensiune. Rezistența  $R_B$  transformă tensiunea de intrare în curent de bază conform T2K pe bucla de intrare:

$$u_I = R_B i_B + u_{BE} \Rightarrow i_B = \frac{u_I - u_{BE}}{R_B}. \quad (3.19)$$

Rezistența  $R_C$  transformă curentul de colector în tensiune de ieșire conform T2K pe bucla de ieșire:

$$u_O = U_{CC} - R_C i_C, \quad (3.20)$$

unde cu  $U_{CC}$  s-a notat tensiunea sursei de alimentare a circuitului. Se consideră cazul uzual în care este îndeplinită condiția,

$$U_{CC} \gg U_{D0}, \quad (3.21)$$

unde  $U_{D0} \cong 0,5V$  este tensiunea de deschidere a unei diode cu siliciu (joncțiunea bază-emitor).

Pentru tensiuni de intrare mici ( $u_I < U_{D0}$ ) tranzistorul este blocat, curenții prin tranzistor sunt neglijabili și tensiunea de ieșire are o valoare ridicată:

$$u_O = U_{CC} - R_C i_C \cong U_{CC}, \quad (i_C \cong 0). \quad (3.22)$$

Pentru tensiuni de intrare suficient de mari, tranzistorul intră în saturație. În acest caz tensiunea de ieșire este mică:

$$u_O = U_{CEsat} (\cong 0,2V), \quad (3.23)$$

și curentul de colector atinge o valoare apropiată de valoarea maximă posibilă:

$$i_C = \frac{U_{CC} - U_{CEsat}}{R_C} \cong \frac{U_{CC}}{R_C} (= I_{Cmax}). \quad (3.24)$$

Intrarea în saturație a tranzistorului are loc dacă se injectează în baza acestuia un curent mai mare decât cel necesar pentru a susține curentul din colector. Condiția (3.16), de intrare în saturație, devine:

$$i_B = \frac{u_I - U_{BE}}{R_B} > \frac{i_C}{\beta} \cong \frac{U_{CC}}{\beta R_C} \Rightarrow u_I > U_{BE} + \frac{R_B}{\beta R_C} U_{CC}. \quad (3.25)$$

Tensiunea bază-emitor s-a considerat constantă,  $U_{BE} (= U_D \cong 0,7V)$ .

Cele două situații extreme: tranzistorul blocat și respectiv tranzistorul saturat sunt utilizate la circuitele care lucrează în comutație sau în cazul circuitelor logice. În acest ultim caz, dacă se alocă valoarea logică "0" pentru tensiuni mici (apropiate de zero volți) și valoarea logică "1" pentru tensiuni ridicate (apropiate de  $U_{CC}$ ) se observă că valoarea logică de ieșire este inversul valorii logice de intrare; circuitul cu tranzistor realizează **funcția de inversare** sau negare logică.

Dacă tensiunea de intrare are valori medii, atunci tranzistorul va funcționa în regiunea activă normală (RAN). Tranzistorul se comportă ca o sursă de curent controlată din circuitul bazei și de aceea se preferă utilizarea schemei echivalente din figura 3.3.c. Schema echivalentă a inversorului este prezentată în figura 3.7.b. Funcționarea circuitului poate fi descrisă cu relațiile (3.6), (3.19) și (3.20), relații din care se obține caracteristica de transfer a circuitului:

$$u_O = U_{CC} - R_C \beta i_B = U_{CC} - R_C \beta \frac{u_I - U_{BE}}{R_B}. \quad (3.26)$$

### Exemplu

Să se exprime analitic și să se reprezinte grafic caracteristica de transfer a inversorului din figura 3.7.a pentru:  $R_C = 1k\Omega$ ,  $R_B = 10k\Omega$ ,  $u_I = 0 \dots 5V$  și  $U_{CC} = 5V$ . Se consideră modelul din fig. 3.4.b cu  $U_{BE} (= U_D) = 0,7V$ ,  $\beta = 100$  și  $U_{CEsat} = 0,2V$ .

**Rezolvare:** În blocare:  $i_B \cong 0$ ,  $u_{BE} = u_I - R_B i_B \cong u_I$ . Tranzistorul este blocat dacă dioda bază-emitor este blocată:  $u_{BE} < U_D$  adică  $u_I < U_D$ . Dacă tranzistorul este blocat,  $i_C \cong 0$  și conform (3.22) rezultă:

$$u_O = U_{CC} - R_C \cdot i_C \cong U_{CC} = 5V, \text{ pentru } u_I < 0,7V.$$

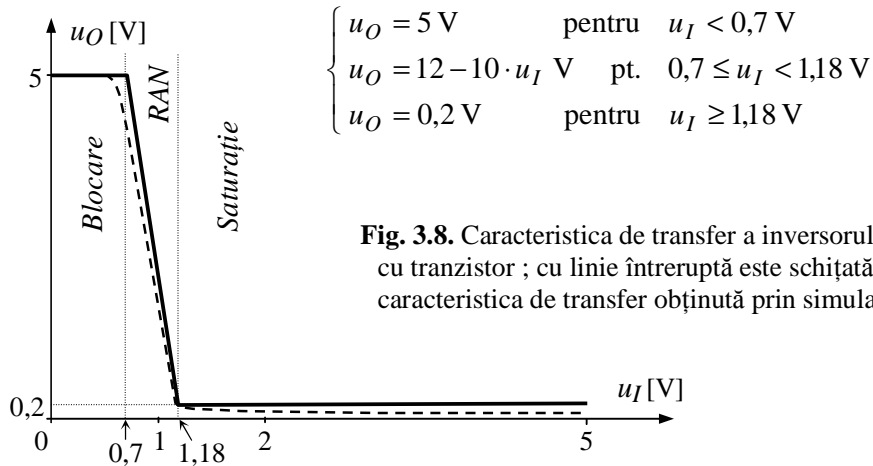
Pentru  $u_I > 0,7V$  dioda bază-emitor este în conducție și tranzistorul poate fi în RAN sau în saturație. Dacă  $u_O > 0,2V$ , tranzistorul este în RAN și caracteristica de transfer este dată de (3.26):

$$u_O = 5 - 1k \cdot 100 \frac{u_I - 0,7}{10k} = 12 - 10 \cdot u_I \text{ [V]}, \text{ pt. } 12 - 10 \cdot u_I > 0,2 \Rightarrow u_I < 1,18V.$$

În saturație, conform (3.23):  $u_O = 0,2V$  pentru  $u_I > 1,18V$  – relația (3.25).

Caracteristica de transfer a circuitului pentru întreg domeniul de variație a tensiunii de intrare este reprezentată grafic în figura 3.8. Pentru comparație, s-a reprezentat cu linie întreruptă caracteristica obținută prin simulare.

Caracteristica de transfer este descrisă analitic de funcția liniarizată pe porțiuni:



**Fig. 3.8.** Caracteristica de transfer a inversorului cu tranzistor; cu linie întreruptă este schițată caracteristica de transfer obținută prin simulare.

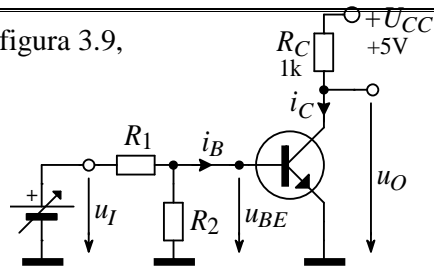
### Problemă de proiectare

a) Să se dimensioneze circuitul inversor din figura 3.9, astfel încât să realizeze:

- $u_O \cong U_{CC}$  pentru  $u_I = 0 \dots 1V$ ,
- $u_O = U_{CEsat} \cong 0$  pentru  $u_I = 2 \dots 5V$ .

Parametrii tranzistorului se consideră  $U_{D0} = 0,5V$ ,  $U_{BE} = 0,7V$  și  $\beta = 100$ .

b) Să se determine tensiunea de intrare de la care tranzistorul intră în saturație dacă  $\beta = 300$ .



**Fig. 3.9.** Inversor logic cu tranzistor



**Rezolvare:**

a) Dimensionarea circuitului se reduce la aflarea valorilor rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$ . Pentru tranzistorul blocat, divizorul de tensiune lucrează în gol ( $i_B \cong 0$ ) și deci:

$$u_{BE} = u_I \frac{R_2}{R_1 + R_2} \text{ sau } \frac{u_I}{u_{BE}} = 1 + \frac{R_1}{R_2}.$$

La limita ieșirii din blocare, conform relației (3.11):  $u_{BE} = U_{D0} = 0,5\text{V}$  și trebuie ca  $u_I = 1\text{V}$  (conform enunțului). Din relația precedentă rezultă:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{u_I}{u_{BE}} - 1 = \frac{1}{0,5} - 1 = 1 \Rightarrow R_1 = R_2.$$

La limita intrării în saturație ( $u_I = 2\text{V}$ ), cf. relației (3.25), curentul de bază este:

$$i_B \cong \frac{U_{CC}}{\beta R_C} = \frac{5}{100 \cdot 1\text{k}} = 0,05\text{mA}.$$

Curentul necesar prin  $R_1$ :  $i_{R1} = i_{R2} + i_B = \frac{U_{BE}}{R_2} + i_B$ , obținut din T1K,

se poate determina și din legea lui Ohm:  $i_{R1} = \frac{u_I - U_{BE}}{R_1}$ . Pentru  $R_1 = R_2$ , rezultă:

$$\frac{U_{BE}}{R_2} + i_B = \frac{u_I - U_{BE}}{R_2}, \quad R_2 = \frac{u_I - 2U_{BE}}{i_B} = \frac{2 - 2 \cdot 0,7}{0,05\text{m}} = 12\text{k}\Omega$$

b) Pentru  $\beta = 300$ , la limita intrării în saturație ( $u_I = 2\text{V}$ ), curentul  $i_B$  necesar este:

$$i_B \cong \frac{U_{CC}}{\beta R_C} = \frac{5}{300 \cdot 1\text{k}} = 0,0167\text{mA},$$

iar tensiunea de intrare la care apare acest curent (pentru  $R_1 = R_2 = 12\text{k}\Omega$ ) se poate calcula din:

$$\frac{u_I - U_{BE}}{R_1} = \frac{U_{BE}}{R_2} + i_B \Rightarrow u_I = R_1 i_B + 2U_{BE} = 12\text{k} \cdot 0,0167\text{m} + 2 \cdot 0,7 = 1,6\text{V}.$$

**În concluzie** circuitul analizat poate fi utilizat ca inversor logic. Intervalele de tensiuni corespunzătoare nivelelor logice la intrare sunt:

- pentru "0" logic :  $u_I = 0 \dots 1\text{V}$  – depinde de tensiunea de deschidere a tranzistorului  $U_{D0}$  și de raportul rezistențelor de la intrare (nu depinde de  $\beta$ );
- pentru "1" logic :  $u_I = 2 \dots 5\text{V}$  pentru  $\beta = 100$  și  $u_I = 1,6 \dots 5\text{V}$  pentru  $\beta = 300$  – depinde de factorul de amplificare în curent al tranzistorului. Pentru ca circuitul să funcționeze cu orice tranzistor care are  $\beta \geq 100$ , se va considera intervalul de tensiuni care asigură saturarea tranzistorului pentru  $\beta$  minim, deci  $u_I = 2 \dots 5\text{V}$ , saturarea tranzistoarelor care au  $\beta$  mai mare fiind asigurată implicit.

### 3.2.2 Circuit de comandă al unui releu cu tranzistor bipolar

Dimensionarea circuitului de comandă cu tranzistor bipolar se va face pe baza unui exemplu. Circuitul din figura 3.11 declanșează un releu electromagnetic la scăderea iluminării ambiante sub un anumit prag. Contactele de forță ale releului pot fi utilizate de exemplu pentru cuplarea automată a sistemului de iluminare de siguranță. Ca senzor de lumină este utilizată fotorezistența  $FR$  – componentă semiconductoare a cărei rezistență scade la creșterea iluminării (datorită purtătorilor de sarcină generați optic).

Prin modificarea rezistenței  $R_1$  se poate ajusta pragul de declanșare. Dioda  $D$  are rolul de a crea o cale de curent pentru tensiunea de autoinducție care apare la decuplarea releului (în momentul blocării tranzistorului). În lipsa diodei această tensiunea ar putea duce la străpungerea tranzistorului.

#### Exemplu de proiectare

Să se calculeze  $R_1$  pentru ca releul să cupleze la acea iluminare pentru care fotorezistența are  $R_{FR}=5k\Omega$ , dacă  $U_{CC}=12V$ ,  $U_{BE}=0,7V$ ,  $\beta=100$ . Rezistența releului este  $R_{Rel}=1k\Omega$  iar tensiunea de prag (la care cuplează releul) este  $U_P=6V$ .

La ce valoare a  $FR$  va cupla releul dacă  $\beta=200$ ?

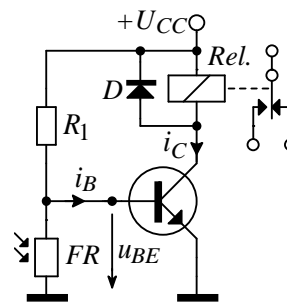


Fig. 3.11. Releu optic

#### Rezolvare:

Declanșarea releului se produce la apariția tensiunii de prag pe releu. Curentul prin releu este curentul de colector al tranzistorului. Curenții prin

tranzistor sunt:  $i_C = \frac{U_P}{R_{Rel}} = \frac{6}{1k} = 6mA$ ,  $i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{6m}{100} = 0,06mA$ .

Acest curent de bază trebuie să apară pentru  $R_{FR}=5k\Omega$ . Curentul prin fotorezistență și rezistența  $R_1$  necesară se pot determina prin aplicarea succesivă a legii lui Ohm:

$$i_{FR} = \frac{U_{BE}}{R_{FR}} = 0,14mA, \quad i_{R1} = i_B + i_{FR} = 0,2mA, \quad R_1 = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{i_{R1}} = \frac{11,3}{0,2m} \cong 56k\Omega$$

Dacă factorul de amplificare crește, curentul necesar în bază scade, curentul prin  $R_1$  nu se modifică și deci cuplarea releului se va produce pentru o altă valoare a fotorezistenței:

$$i_{FR1} = i_{R1} - \frac{i_C}{\beta} = 0,2m - \frac{6m}{200} = 0,17mA, \quad R_{FR1} = \frac{U_{BE}}{i_{FR1}} = \frac{0,7}{0,17m} = 4,12k\Omega.$$

**Observație:** Pentru aplicația propusă modificarea fotorezistenței de la  $5k\Omega$  la circa  $4k\Omega$  este acceptabilă; declanșarea releului optic se va produce la un nivel de iluminare ceva mai ridicat dacă factorul de amplificare al tranzistorului este mai mare.