

## 2. TRANZISTOARE BIPOLARE

### 2.1. Generalități

*Tranzistorul bipolar* sau *tranzistorul bipolar cu joncțiuni* (acronimul TB sau TBJ) este unul dintre cele mai utilizate dispozitive semiconductoare în electronică. Numele de *tranzistor* pune în evidență funcția de amplificare a semnalelor, realizată de dispozitiv, echivalentă cu un transfer de rezistență (transfer resistor). Denumirea *bipolar* provine din însăși funcționarea dispozitivului, bazată pe deplasarea simultană a două tipuri de purtători mobili de sarcină: electroni și goluri. Tranzistorul bipolar poate juca rolul de sursă comandată de curent sau de comutator.

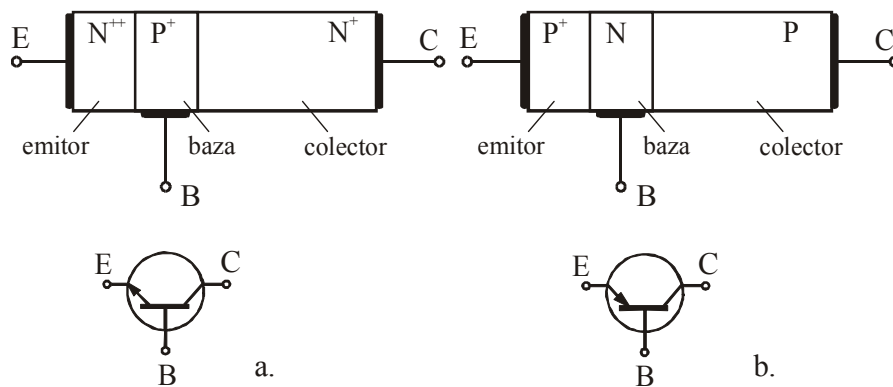


Fig. 2.1.1. Structurile schematizate și simbolurile grafice pentru cele două tipuri de TB:  
a. TB de tip NPN; b. TB de tip PNP

Tranzistorul bipolar este constituit din trei straturi semiconductoare cu dopare alternantă (NPN sau PNP), care determină două joncțiuni PN. Prin urmare, două configurații sunt posibile: *tranzistoare bipolare NPN* și *tranzistoare bipolare PNP*. Concentrația de impurități diferă în cele trei regiuni. Cele două straturi extreme de același tip sunt *emitorul* (E) - puternic dopat - și *colectorul* (C) - cu o dopare mai slabă cu impurități, dar cu o lățime mai mare. Stratul median, numit *bază* (B), este foarte îngust și mai puțin dopat decât emitorul. Electrozii metalici externi (terminalele TB) poartă numele regiunilor tranzistorului: *emitor*, *bază* și *colector*. Structurile schematizate și simbolurile grafice ale celor două tipuri de tranzistoare bipolare sunt date în fig. 2.1.1. În simbolul grafic al tranzistorului bipolar, săgeata din emitor desemnează joncțiunea de comandă a tranzistorului și este orientată în sensul curentului direct al acesteia. Structura tranzistorului bipolar conține *joncțiunea bază-emitor*, notată  $j_{BE}$  și denumită *joncțiune de comandă*, și *joncțiunea bază-colector*, notată  $j_{BC}$ .

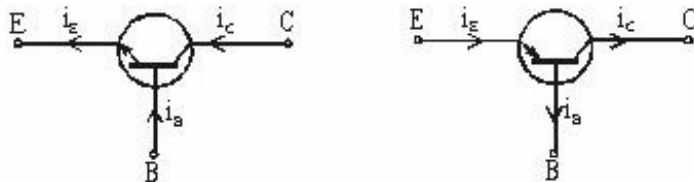


Fig. 2.1.2. Sensurile normale ale curenților TB.

Tranzistorul bipolar poate fi privit ca un nod de circuit. Sensurile normale ale curenților (fig. 2.1.2) corespund regimului activ normal de funcționare al TB și conduc la ecuația

$$i_E = i_C + i_B. \quad (2.1.1)$$

De asemenea, considerând ochiul de circuit care conține electrozii tranzistorului, se obține

$$u_{CE} + u_{EB} + u_{BC} = 0. \quad (2.1.2)$$

Ecuațiile (2.1.1) și (2.1.2) sunt valabile pentru ambele tipuri de tranzistoare bipolare.

### a) Efectul de tranzistor

Utilizarea tranzistoarelor bipolare în aplicații de tipul amplificatoarelor de semnal se bazează pe efectul de tranzistor. Pentru ca apariția acestui efect să fie posibilă, structura tranzistorului bipolar trebuie să îndeplinească următoarele două condiții tehnologice:

- grosimea constructivă a bazei să fie foarte mică ;
- regiunea emitorului să fie mult mai dopată cu impurități decât regiunea bazei.

*Efectul de tranzistor* apare într-un TB cu joncțiunile polarizate în moduri diferite (una direct, iar cealaltă invers) și constă în comanda unui curent invers important prin joncțiunea polarizată invers, prin intermediul curentului direct al celeilalte joncțiuni.

Din cauza asimetriei tranzistorului în raport cu regiunea bazei, efectul de tranzistor este mult mai pronunțat în regim activ normal ( $j_{BE}$  polarizată direct, iar  $j_{BC}$  polarizată invers). În aceste condiții, ținând seama că  $U_{BC} < 0$  și  $|U_{BC}| \gg U_T$ , se obține

$$I_C = \alpha_N \cdot I_E + I_{CB0}. \quad (2.1.3)$$

Coeficientul  $\alpha_N$  (sau  $\alpha_F$ ) reprezintă *factorul static de amplificare în curent, între emitorul și colectorul tranzistorului bipolar în regim activ normal*.

Dacă se exprimă curentul de colector în funcție de cel de bază, în regim activ normal, se obține

$$I_C = \beta_N \cdot I_B + (1 + \beta_N) \cdot I_{CB0} = \beta_N \cdot I_B + I_{CE0} \cong \beta_N \cdot I_B. \quad (2.1.4)$$

Coeficientul  $\beta_N$  (sau  $\beta_F$ ), este numit *factor static de amplificare în curent, între baza și colectorul tranzistorului bipolar în regim activ normal*. Cei doi parametri statici, care descriu comportarea TB în regim activ normal, au valori mult diferite:  $\alpha_N$  este subunitar, în timp ce  $\beta_N$  este mult mai mare decât unitatea ( $\times 10 \div \times 100$ ). Din această cauză  $I_{CE0} \gg I_{CB0}$ , dar ambii curenți pot fi neglijați.

### b) Regimuri de funcționare. Modele de c.c.

În funcție de modul de combinare al polarizărilor joncțiunilor bază-emitor și bază-colector ale unui tranzistor bipolar, pot fi stabilite patru regimuri de funcționare, după cum urmează:

- *regimul activ normal* (RAN), atunci când  $j_{BE}$  este polarizată direct și  $j_{BC}$  este polarizată invers;
- *regimul activ invers* (RAI), atunci când  $j_{BE}$  este polarizată invers și  $j_{BC}$  este polarizată direct;
- *regimul de saturație* (RS), atunci când ambele joncțiuni ale tranzistorului sunt polarizate direct;
- *regimul de blocare* (RB), atunci când ambele joncțiuni ale tranzistorului sunt polarizate invers.

În tabelul 2.1.1, se prezintă schematic aceste regimuri de funcționare, împreună cu polaritățile tensiunilor  $U_{BE}$  și  $U_{BC}$ , pentru ambele tipuri de tranzistoare bipolare: NPN și PNP.

Considerând regimul activ normal al unui TB de tip NPN, pentru  $U_{CB} \gg U_T$  se obține ecuația (2.1.3), în care  $I_{CB0}$  este curentul rezidual de colector al TB cu emitorul în gol și poate fi neglijat în raport cu  $I_C$ . Modelul (simplificat) de c.c. al TB funcționând în RAN, este cel din fig. 2.1.3.a.

Dacă se ține seama de valorile foarte mici ale curenților reziduali, modelul simplificat al unui tranzistor bipolar blocat se rezumă la un întrerupător deschis, ca în fig. 2.1.3.b. Frontiera dintre regimurile activ normal și de blocare ale unui tranzistor bipolar este descrisă de ecuația  $U_{BE} = 0$ .

Tabelul 2.1.1. Regimurile de funcționare ale unui TB

Regimul de funcționare	Tipul TB	Polarizarea	
		joncțiunii bază-emitor	joncțiunii bază-colector
Regimul activ normal (RAN)		<b>Direct</b>	<b>Invers</b>
	NPN	$U_{BE} > 0$	$U_{BC} < 0$
	PNP	$U_{EB} > 0$	$U_{CB} < 0$
Regimul activ invers (RAI)		<b>Invers</b>	<b>Direct</b>
	NPN	$U_{BE} < 0$	$U_{BC} > 0$
	PNP	$U_{EB} < 0$	$U_{CB} > 0$
Regimul de saturație (RS)		<b>Direct</b>	<b>Direct</b>
	NPN	$U_{BE} > 0$	$U_{BC} > 0$
	PNP	$U_{EB} > 0$	$U_{CB} > 0$
Regimul de blocare (RB)		<b>Invers</b>	<b>Invers</b>
	NPN	$U_{BE} < 0$	$U_{BC} < 0$
	PNP	$U_{EB} < 0$	$U_{CB} < 0$

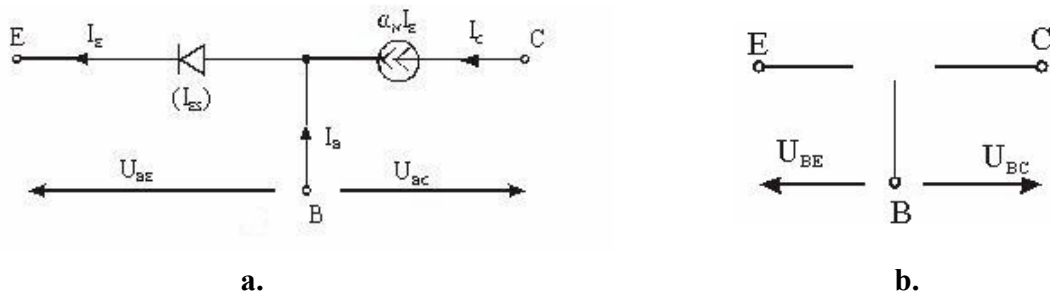


Fig. 2.1.3. Modelul simplificat de c.c. pentru un TB de tip NPN:  
**a.** în RAN ; **b.** în RB.

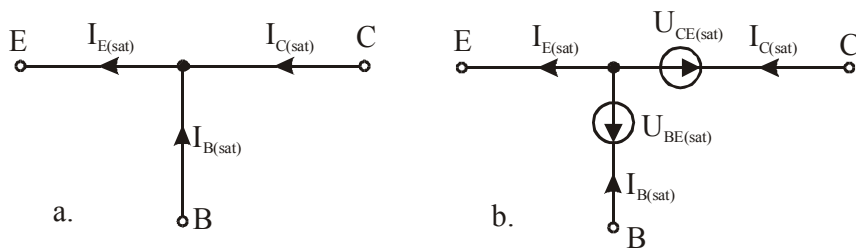


Fig. 2.1.4. Modele simplificate de c.c., cu circuit echivalent, pentru un TB tip NPN, în RS:  
**a.** modelul cu întrerupător închis; **b.** modelul cu surse de tensiune.

În regim de saturație, TB are ambele joncțiuni polarizate direct. Reprezentarea simplificată a unui tranzistor bipolar saturat este aceea de întrerupător închis (fig. 2.1.4.a). Pentru tranzistoare de mică putere, valorile uzuale ale  $U_{BE(sat)}$  sunt de  $0,7V \div 0,8V$ , în timp ce  $U_{CE(sat)}$  are valori de  $0,05V \div 0,3V$ . Un model frecvent utilizat pentru reprezentarea unui tranzistor bipolar saturat este acela din fig. 2.1.4.b, în care sunt evidențiate cele două tensiuni:  $U_{BE(sat)}$  și  $U_{CE(sat)}$ .

## 2.2. Conexiuni. Caracteristici statice

### a) Conexiunile tranzistorului bipolar

Unui TB i se poate asocia un cuadripol, prin apartenența unui electrod atât la circuitul de intrare, cât și la acela de ieșire al cuadripolului. Întrucât oricare dintre cei trei electrozi ai tranzistorului poate să fie borna comună a circuitelor de intrare și de ieșire ale cuadripolului, rezultă trei moduri de conectare ale dispozitivului, denumite *conexiuni*, și anume: *conexiunea bază comună* (BC) – fig. 2.2.1.a, *conexiunea emitor comun* (EC) – fig. 2.2.1.b și *conexiunea colector comun* (CC) – fig. 2.2.1.c. Pentru fiecare conexiune, electrodul din circuitul de intrare (CI) al cuadripolului și electrodul din circuitul de ieșire (CO) sunt cei precizați în fig. 2.2.1.

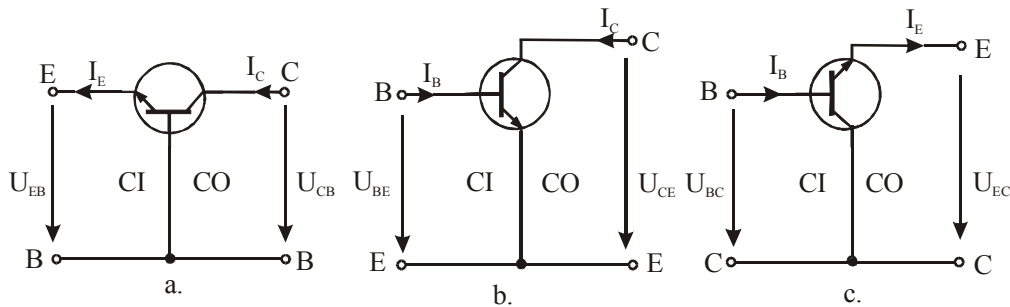


Fig. 2.2.1. Conexiunile TB: **a.** conexiunea bază comună (BC); **b.** conexiunea emitor comun (EC); **c.** conexiunea colector comun (CC)

### b) Caracteristicile statice ale tranzistorului bipolar

Caracteristicile statice exprimă grafic dependența dintre curenții unui TB și tensiunile aplicate la bornele acestuia, în regim static, la o temperatură precizată. Cuadripolul echivalent al tranzistorului bipolar în regim static permite definirea a trei familii de caracteristici statice: *de intrare*, *de ieșire* și *de transfer*. Fiecare familie se reprezintă în cadranul I și exprimă grafic dependența dintre trei mărimi (curenți sau tensiuni): una reprezentată pe ordonată, o alta reprezentată pe abscisă, iar a treia mărime este parametrul familiei. Frecvent, în foile de catalog, sunt date familiile de caracteristici statice ale tranzistorului bipolar, pentru conexiunea EC.

Ca exemple, vor fi prezentate sumar cele trei familii de caracteristici statice ale unui TB de tip NPN, de mică putere ( $P_{\max} = 300\text{mW}$ ), la temperatură constantă ( $T_a = 25^\circ\text{C}$ ) și pentru conexiunea EC. Mărimile de intrare ale tranzistorului bipolar în conexiunea EC sunt curentul de bază și tensiunea bază-emitor, iar cele de ieșire sunt curentul de colector și tensiunea colector-emitor.

**Familia caracteristicilor statice de intrare** exprimă grafic dependența dintre cele două mărimi de intrare ale TB în conexiune EC ( $I_B$  și  $U_{BE}$ ), având ca parametru o mărime de ieșire ( $U_{CE}$ ):

$$I_B = f(U_{BE}) \Big|_{U_{CE}=\text{ct}; T_a=\text{ct}} \quad (2.2.1)$$

Caracteristicile statice de intrare (fig. 2.2.2.a) sunt foarte apropiate unele de altele, ceea ce arată o slabă influență a tensiunii colector-emitor asupra curentului de bază.

**Familia caracteristicilor statice de transfer** exprimă grafic dependența dintre curentul de ieșire și tensiunea de intrare ale TB în conexiune EC, considerând ca parametru al familiei tensiunea  $U_{CE}$ :

$$I_C = f(U_{BE}) \Big|_{U_{CE}=\text{ct}; T_a=\text{ct}} \quad (2.2.2)$$

Valorile mărimilor electrice din (2.2.2) corespund regimului activ normal al TB. Reprezentarea grafică a acestei familii de caracteristici este dată în fig. 2.2.2.b.

**Familia caracteristicilor statice de ieșire** exprimă grafic dependența dintre mărimile de ieșire ale TB în conexiune EC ( $I_C$  și  $U_{CE}$ ), având ca parametru o mărime de intrare ( $I_B$  sau  $U_{BE}$ ):

$$I_C = f(U_{CE}) \Big|_{I_B = ct; T_a = ct} \quad (2.2.3)$$

În planul familiei caracteristicilor statice de ieșire, având ca parametru curentul de bază (fig. 2.2.3), pot fi separate trei regiuni, care se numesc ca și regimurile de funcționare cărora le corespund: regiunea activă normală (RAN), regiunea de saturație (RS) și regiunea de blocare (RB).

În majoritatea aplicațiilor de amplificarea semnalelor, punctul de funcționare al tranzistorului bipolar nu părăsește regiunea activă normală, situație în care, puterea disipată pe cele două joncțiuni,

$$P_D = I_E \cdot U_{BE} + I_C \cdot U_{CB} \cong I_C \cdot U_{CE}, \quad (2.2.4)$$

poate atinge valori mari.

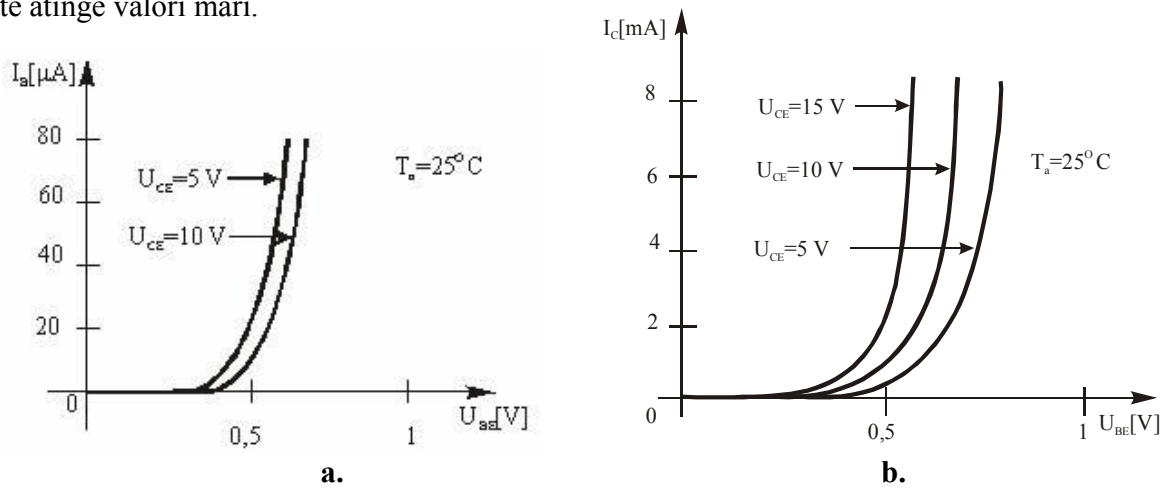


Fig. 2.2.2. **a.** Familia caracteristicilor statice de intrare. **b.** Familia caracteristicilor statice de transfer.

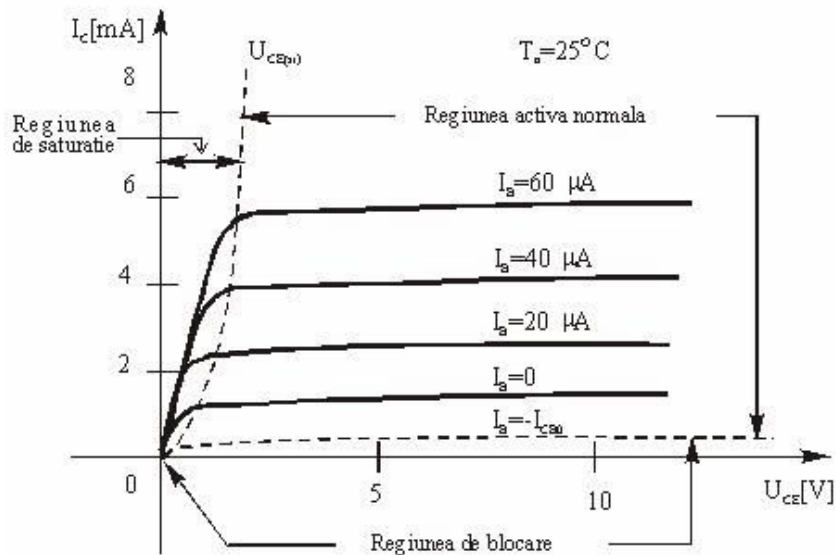


Fig. 2.2.3. Familia caracteristicilor statice de ieșire

### c) Influența temperaturii asupra caracteristicilor statice ale tranzistorului bipolar

Efectul variației temperaturii asupra caracteristicilor statice se manifestă prin creșterea curenților dispozitivului, odată cu creșterea temperaturii, ca în fig. 2.2.4, în care s-a presupus că parametrul familiei este menținut constant și se modifică numai temperatura.

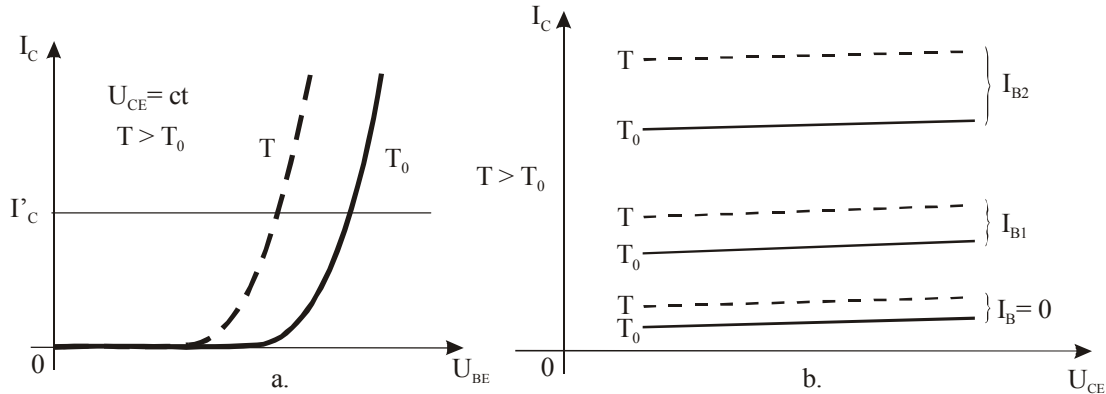


Fig. 2.2.4. TB în conexiunea EC, în RAN. Influența temperaturii asupra caracteristicilor statice: a. de transfer; b. de ieșire

Toți parametrii statici ai unui TB sunt funcții de temperatură. Curenții reziduali ai tranzistorului bipolar cresc odată cu creșterea temperaturii, ca și la dioda redresoare. În cazul particular al funcționării tranzistorului în regim activ normal, la un curent constant de colector ( $I_C$ ), tensiunea bază-emitor scade linear la creșterea temperaturii, după relația

$$U_{BE}(T)_{I_C} = U_{BE}(T_0)_{I_C} + b \cdot \Delta T, \quad (2.2.5)$$

în care  $b \cong -2\text{mV}/^\circ\text{C}$ . În cazul factorilor statici de amplificare în curent,  $\alpha_N$  și  $\beta_N$ , se constată creșterea valorii parametrului, la creșterea temperaturii.

Modelele matematice ale TB în regim activ normal evidențiază dependența curentului de colector de trei parametri statici,

$$I_C = f(I_{CB0}, U_{BE}, \beta_N). \quad (2.2.6)$$

Curentul de colector are un *coeficient pozitiv de temperatură*, iar variația curentului de colector poate fi exprimată în funcție de variațiile parametrilor statici.

### d) Solicitări maxime în curent și în tensiune

Pentru evitarea deteriorării tranzistorului bipolar prin încălzire excesivă și pentru asigurarea unei funcționări a acestui dispozitiv la parametrii garantați de producător, se impune să nu se depășească *valorile limită absolută* (VLA) precizate în catalog, oricare ar fi regimul de lucru al dispozitivului. Pentru tranzistoarele bipolare de uz general și de mică putere, producătorul specifică principalele valori limită absolută termice și electrice. Dintre valorile limită absolută de natură termică, specificate la  $T_a = 25^\circ\text{C}$ , cele mai importante sunt: puterea disipată maximă admisibilă  $P_{\text{max}}$  (sau  $P_{\text{tot}}$ ), temperatura maximă a joncțiunilor ( $T_{j\text{max}}$ ), valorile maxime ale rezistențelor termice joncțiune-mediul ambiant  $R_{\text{thj-a}}$  și joncțiune-capsulă  $R_{\text{thj-c}}$ . Pentru starea de conducție a tranzistorului bipolar, sunt stabilite valorile limită ale curenților de colector ( $I_{C\text{max}}$ ) și de bază ( $I_{B\text{max}}$ ). Tensiunea la care se produce creșterea rapidă a unui curent rezidual reprezintă *tensiunea de străpungere* a joncțiunii sau a structurii. Din această categorie de tensiuni, producătorul specifică  $U_{EB0}$ ,  $U_{CB0}$ ,  $U_{CE0}$ .

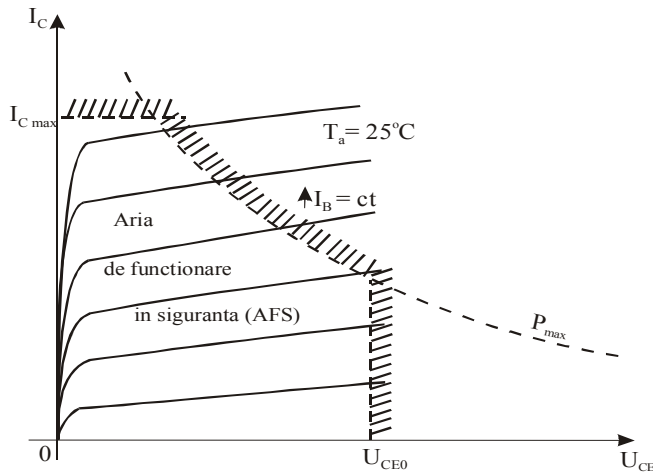


Fig. 2.2.5. Aria de funcționare în siguranță în c.c.

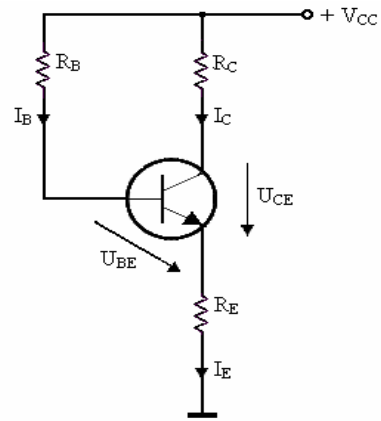


Fig. 2.3.1. Circuit de polarizare cu rezistență în emitor

Ținând seama de toate limitările care sunt impuse unui tranzistor bipolar în funcționare, în planul caracteristicilor statice de ieșire, se stabilește o zonă de funcționare sigură a dispozitivului (fig. 2.2.5), numită *arie de funcționare în siguranță*; aceasta este delimitată de hiperbola de disipație maximă ( $P_{max}$ ),  $U_{CE0}$  și  $I_{Cmax}$ .

### 2.3. Circuite de polarizare

*Circuitul de polarizare* este un circuit electric de c.c., care permite fixarea punctului static de funcționare (p.s.f.) al tranzistorului bipolar în regiunea activă normală a caracteristicilor statice și care asigură menținerea poziției (stabilizarea) punctului respectiv. Această problemă este importantă în practică, deoarece caracteristicile statice, ca și parametrii statici ai tranzistorului, au o mare dispersie de fabricație și, în plus, depind puternic de temperatură. Pentru toate circuitele cu tranzistoare bipolare, p.s.f. al dispozitivului trebuie să se găsească în interiorul ariei de funcționare în siguranță (AFS).

Stabilizarea p.s.f. în raport cu condițiile de funcționare este asigurată în:

- *circuitele liniare de polarizare*, prin utilizarea unei reacții negative în c.c., după curentul de ieșire al tranzistorului sau după tensiunea de ieșire a acestuia;
- *circuitele neliniare de polarizare*, prin alimentarea tranzistorului la curent constant.

În vederea comparării diferitelor circuite de polarizare, din punctul de vedere al stabilizării p.s.f., se studiază sensibilitatea mărimilor electrice  $I_C$  și  $U_{CE}$ , care caracterizează p.s.f., la variațiile principalilor parametri statici ai TB și ale altor elemente de circuit (tensiuni continue de alimentare, rezistențe).

Un circuit liniar de polarizare, frecvent întâlnit în aplicații, este circuitul de polarizare cu rezistență în emitor (fig. 2.3.1). O singură sursă de tensiune continuă stabilizată ( $+V_{CC}$ ) asigură polarizarea corectă a ambelor joncțiuni ale tranzistorului (tensiunile  $U_{BEQ} > 0$  și  $U_{CBQ} > 0$  și de valori impuse). Acest circuit permite menținerea p.s.f. într-o vecinătate mică a poziției inițiale. În circuitul de polarizare din fig. 2.3.1, constituit din rezistorii  $R_B$ ,  $R_C$ ,  $R_E$  și sursa de tensiune continuă  $V_{CC}$ , mărimile electrice ( $I_{BQ}$ ,  $I_{CQ}$ ,  $I_{EQ}$ ,  $U_{BEQ}$ ,  $U_{CEQ}$ ,  $U_{CBQ}$ ) ce caracterizează p.s.f. Q al tranzistorului bipolar, fixat în regiunea activă normală a caracteristicilor statice de ieșire, satisfac ecuațiile:

$$V_{CC} = R_B \cdot I_B + U_{BE} + R_E \cdot I_E, \quad (2.3.1)$$

$$V_{CC} = R_C \cdot I_C + U_{CE} + R_E \cdot I_E, \quad (2.3.2)$$

$$R_B \cdot I_B = R_C \cdot I_C + U_{CB}, \quad (2.3.3)$$

$$I_C = \beta_N \cdot I_B + (\beta_N + 1) \cdot I_{CB0}. \quad (2.3.4)$$

Considerând  $\beta_N \gg 1$  și  $R_E \cdot \beta_N \gg R_B$ , se obține expresia simplificată a curentului de colector de forma

$$I_C \cong \frac{V_{CC} - U_{BE} + (R_B + R_E) \cdot I_{CB0}}{R_E}. \quad (2.3.5)$$

În aceste condiții, curentul de colector devine independent de parametrul static  $\beta_N$ .

Rezistorul  $R_E$  asigură o reacție negativă serie de curent, prin intermediul căreia se stabilizează p.s.f. al tranzistorului. Astfel, orice tendință de modificare a curentului de colector este imediat sesizată la intrarea circuitului și determină modificarea în sens opus a curentului de bază și a tensiunii bază-emitor; aceste două mărimi comandă revenirea curentului de colector la valoarea inițială.

## 2.4. Modele de semnal mic

În cele mai multe circuite de procesare a semnalelor analogice, tranzistoarele bipolare funcționează în regim de variații mici, în jurul unui punct Q de repaus, din regiunea activă normală. Poate fi stabilit un model linear al tranzistorului bipolar, valabil pentru variații mici și lente ale diferitelor mărimi electrice, în jurul valorilor de regim static.

*Regimul variabil de semnal mic* este regimul variabil al tranzistorului bipolar, în care este îndeplinită *condiția de semnal mic* :

$$|u_{be}| \ll U_T \text{ și } |u_{bc}| \ll U_T. \quad (2.4.1)$$

În inegalitățile de mai sus, apar variațiile tensiunilor  $U_{BE}$  și  $U_{BC}$  ale tranzistorului. Condiția de semnal mic este aceeași indiferent de conexiunea dispozitivului.

### a) Modelul cu parametri hibridi

Pentru descrierea comportării tranzistorului bipolar la variații mici, de frecvențe joase, este preferat *modelul cu parametri hibridi*. La frecvențe joase, toți parametrii hibridi au valori independente de frecvență. Modelul cu parametri hibridi este reprezentat în fig. 2.4.1.b și corespunde reprezentării dispozitivului ca un cuadripol (fig. 2.4.1.a).

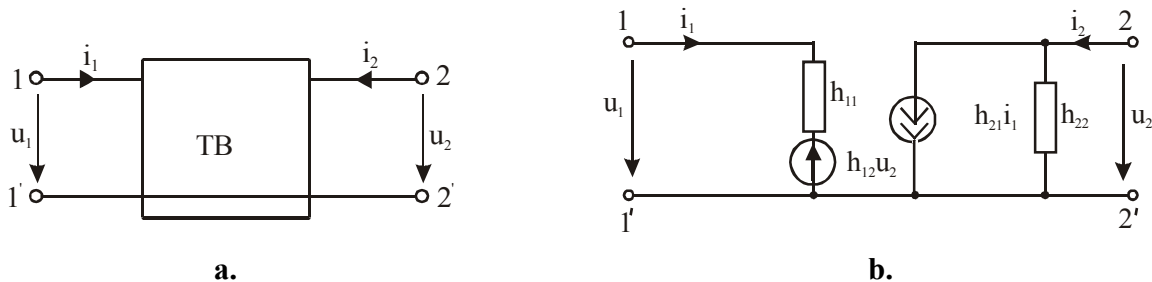


Fig. 2.4.1. a. Cuadripolul asociat TB în regim variabil de semnal mic și frecvențe joase.

b. Modelul general cu circuit echivalent, cu parametri hibridi

Relațiile care definesc acest model sunt următoarele :

$$u_1 = h_{11} \cdot i_1 + h_{12} \cdot u_2, \quad (2.4.2)$$

$$i_2 = h_{21} \cdot i_1 + h_{22} \cdot u_2. \quad (2.4.3)$$

Curentul de intrare și tensiunea de ieșire sunt variabilele independente, iar tensiunea de intrare și curentul de ieșire sunt variabilele dependente.

Mărimile  $h_{ij}$  cu  $i, j = \overline{1,2}$  reprezintă parametrii dinamici de semnal mic ai tranzistorului bipolar, numiți *parametri hibridi*, întrucât au semnificații diferite (rezistență, conductanță, adimensionali). Valorile parametrilor hibridi sunt diferite de la o conexiune la alta a TB, pentru același p.s.f. și la aceeași temperatură. Pentru a distinge cele trei seturi de valori ale parametrilor hibridi, ce



caracterizează același TB, în aceleași condiții de măsurare, se atașează acestora un indice suplimentar:  $h_{ije}$  pentru conexiunea EC,  $h_{ijb}$  conexiunea BC,  $h_{ijc}$  pentru conexiunea CC. Parametrii hibridi ai tranzistorului bipolar, pentru o anumită conexiune, depind de datele tehnologice ale tranzistorului, de p.s.f. ales și de temperatură. De exemplu, pentru un tranzistor bipolar tip NPN, cu codul BC 171C, în p.s.f.  $I_{CQ} = 2\text{mA}$ ,  $U_{CEQ} = 5\text{V}$  și la  $T_a = 25^\circ\text{C}$ , valorile parametrilor  $h_{ije}$  sunt următoarele:  $h_{11e} = 8,7\text{k}\Omega$ ;  $h_{12e} = 3 \cdot 10^{-4}$ ;  $h_{21e} = 675$ ;  $h_{22e} = 6 \cdot 10^{-5} \Omega^{-1}$ .

Dacă  $h_{12e}$  și  $h_{22e}$  au valori foarte mici și poate fi neglijată rezistența  $1/h_{22e}$  în raport cu rezistența externă conectată între C și E, tranzistorul poate fi înlocuit cu modelul hibrid simplificat, obținut considerând  $h_{12e} = 0$  și  $h_{22e} = 0$ .

### b) Modelul natural în $\Pi$

Elaborarea *modelului natural în  $\Pi$* , denumit și *modelul Giacoletto*, s-a bazat pe analiza proceselor fizice care se petrec într-un TB, în regim de variații mici în jurul unui p.s.f. din regiunea activă normală a caracteristicilor statice de ieșire. Acest model de semnal mic, este prezentat în fig. 2.4.2, pentru TB în conexiunea EC. Aceeași structură poate fi utilizată și pentru descrierea comportării tranzistorului în conexiunile BC și CC, în orice domeniu de frecvențe: joase, medii sau înalte.

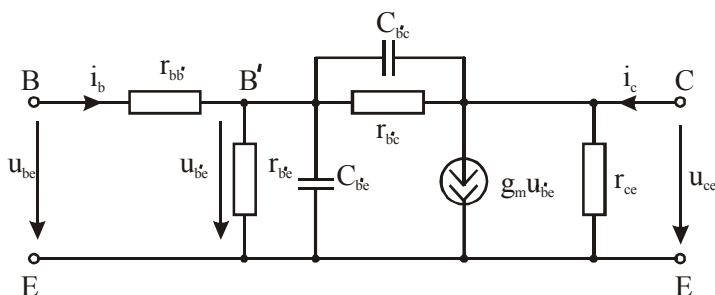


Fig. 2.4.2. Modelul natural în  $\Pi$  al TB în conexiunea EC

La frecvențe joase (domeniu în care poate fi neglijat efectul celor două capacități interne  $C_{b'e}$ ,  $C_{b'c}$ ), modelul Giacoletto va conține numai elementele de natură rezistivă ( $r_{bb'}$ ,  $r_{b'e}$ ,  $r_{b'c}$ ,  $r_{ce}$ ) și este echivalent cu modelul cu parametri hibridi, al TB în conexiune EC. Pe baza acestei echivalențe, se pot determina, prin calcul, rezistențele modelului Giacoletto în funcție de parametrii  $h_{ije}$  cu  $i, j = \overline{1,2}$ . Pentru valorile parametrilor hibridi menționate mai sus, s-au obținut  $r_{b'e} = 8,65\text{k}\Omega$ ,  $r_{bb'} = 50\Omega$ ,  $r_{b'c} = 28,833\text{M}\Omega$ ,  $r_{ce} = 27,32\text{k}\Omega$ . În aceleași condiții, s-au obținut  $g_m = 78\text{mA/V}$ ,  $C_{b'e} = 312\text{pF}$  și  $C_{b'c} = 0,45\text{pF}$ . De cele mai multe ori, efectele rezistențelor  $r_{b'c}$  și  $r_{ce}$  se neglijează.

## 2.5. Caracteristici generale ale amplificatoarelor de semnal mic

Într-un amplificator de semnal mic, se presupune îndeplinită condiția de semnal mic pentru toate tranzistoarele. Performanța funcțională și rezistențele de intrare și de ieșire reprezintă caracteristicile esențiale ale amplificatoarelor de semnal mic. Din caracteristicile de frecvență ale performanței funcționale, se extrag amplificarea în bandă și banda de trecere.

### a) Caracteristici de regim armonic permanent

Amplificatoarele de semnal mic sunt circuite electronice liniare care nu modifică forma semnalului amplificat. În domeniul frecvență, pentru descrierea comportării amplificatorului în regim

armonic permanent, se folosește amplificarea complexă ( $\underline{A}$ ), definită ca raportul amplitudinilor complexe ale semnalelor de ieșire și de intrare, sau funcția de transfer  $A(s)$  (cu  $s = j\omega$  și  $\omega = 2\pi f$ ), definită ca raportul transformatei Laplace ale semnalelor de ieșire și de intrare (condiții inițiale nule):

$$\underline{A} = \frac{\underline{X}_o}{\underline{X}_i} \text{ sau } A(s) = \frac{X_o(s)}{X_i(s)}. \quad (2.5.1)$$

Funcția de transfer în frecvență poate fi exprimată prin modulul  $A(\omega)$  și faza  $\varphi(\omega)$ :

$$\underline{A} = A(j\omega) = P(\omega) + jQ(\omega) = A(\omega) \cdot e^{j\varphi(\omega)}. \quad (2.5.2)$$

Amplificatoarele de semnal mic reale au caracteristici de frecvență care diferă de acelea ale amplificatorului ideal: modulul amplificării are o porțiune de nivel maxim și aproape constant pe un domeniu limitat de frecvențe (fig. 2.5.1), iar faza amplificării este o funcție neliniară de frecvență.

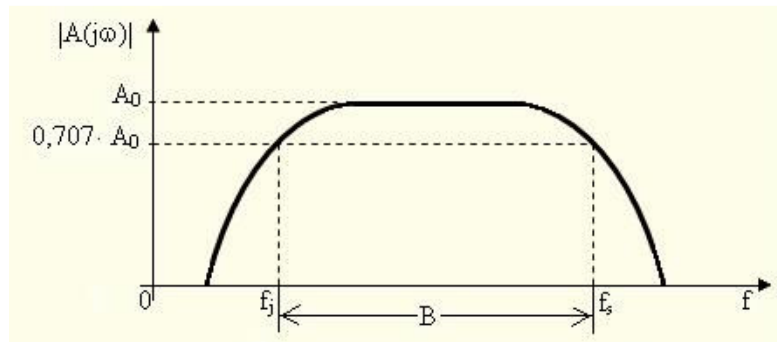


Fig. 2.5.1. Caracteristica modul-frecvență a amplificatorului real de c.a.

Pe caracteristica modulului amplificării (fig. 2.5.1), sunt evidențiați doi parametri importanți pentru caracterizarea comportării amplificatoarelor de semnal mic în regim armonic permanent și anume: amplificarea în bandă ( $A_0$ ), și banda de frecvențe de trecere ( $B$ ).

- *Amplificarea în bandă* reprezintă valoarea maximă a modulului amplificării în banda de frecvențe de trecere (notația generală,  $A_0$ ).
- *Banda de frecvențe de trecere*,  $B$ , definită ca domeniul de frecvențe cuprins între frecvența limită inferioară (sau limită de jos)  $f_j$  și frecvența limită superioară (sau limită de sus)  $f_s$ . Cele două frecvențe caracteristice sunt definite prin relațiile:

$$\frac{|A(j\omega_j)|}{A_0} = 0,707 \text{ și } \frac{|A(j\omega_s)|}{A_0} = 0,707. \quad (2.5.3)$$

Banda de frecvențe de trecere a unui amplificator de c.c. este determinată de frecvența limită superioară ( $B = f_s$  întrucât  $f_j = 0$ ), iar în cazul unui amplificator de c.a.,  $B = f_s - f_j$ .

- *Produsul amplificare-bandă*,  $P$ , este o caracteristică a amplificatorului, definită de produsul dintre amplificarea în bandă și banda de trecere:

$$P = A_0 \cdot B = A_0 \cdot (f_s - f_j), \text{ pentru amplificatoarele de c.a.;} \quad (2.5.4)$$

$$P = A_0 \cdot B = A_0 \cdot f_s, \text{ pentru amplificatoarele de c.c.} \quad (2.5.5)$$

Amplificatoarele pot fi de tip neinversor sau inversor, după cum  $\underline{A}_0 = A_0$  sau  $\underline{A}_0 = -A_0$ . În banda de trecere, semnalul de ieșire va fi în fază cu semnalul de intrare – în cazul amplificatoarelor neinversoare, sau defazat cu  $180^\circ$  – în amplificatoarele inversoare.

### b. Reprezentarea tip cuadripol a amplificatorului

Un amplificator poate fi reprezentat ca un cuadripol, la intrarea căruia se aplică un generator de curent sau de tensiune, cu impedanța internă  $Z_s$ , iar la ieșire se conectează o impedanță de sarcină ( $Z_L$ ), ca în fig. 2.5.2.a sau b. Amplificatorul se comportă față de sarcină ca o sursă echivalentă de tensiune sau de curent (comandată de semnalul de intrare), cu impedanța internă  $Z_o$ . În banda de frecvențe de trecere a amplificatorului, impedanțele devin rezistențe, curenții și tensiunile se notează ca valori instantanee ( $u_s, u_i, u_o, i_i, i_o$  etc.) iar performanța funcțională a circuitului (amplificarea de tensiune, amplificarea de curent, rezistența de transfer sau conductanța de transfer) este un număr real.

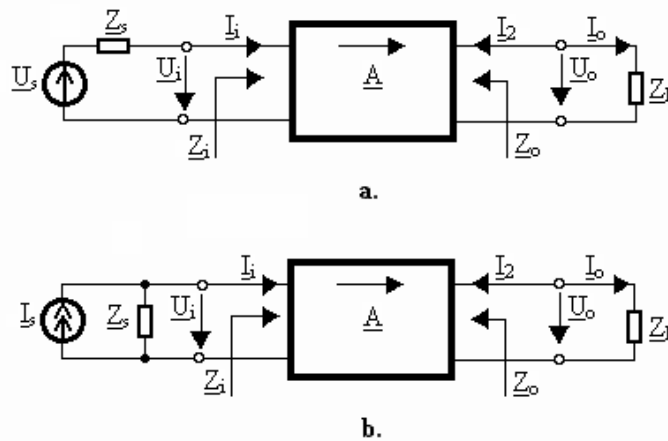


Fig. 2.5.2. Reprezentarea tip cuadripol a amplificatorului cu: **a.** sursă de tensiune la intrare; **b.** sursă de curent la intrare

În banda de trecere, principalele performanțe ale unui amplificator sunt următoarele:

- rezistența de intrare,

$$R_i = \frac{u_i}{i_i}; \quad (2.5.6)$$

- rezistența de ieșire,

$$R_o = -\left. \frac{u_o}{i_o} \right|_{u_s=0} \quad \text{sau} \quad R_o = -\left. \frac{u_o}{i_o} \right|_{i_s=0}; \quad (2.5.7)$$

- amplificarea de tensiune,

$$A_{U0} = \frac{u_o}{u_i}; \quad (2.5.8)$$

- amplificarea de curent,

$$A_{I0} = \frac{i_o}{i_i}. \quad (2.5.9)$$

Pentru performanțele funcționale  $A_U$  și  $A_I$  se mai definesc

- amplificarea de tensiune cu ieșirea în gol,

$$A_{u0} = \left. \frac{u_o}{u_i} \right|_{R_L \rightarrow \infty}, \quad (2.5.10)$$

- amplificarea de curent cu ieșirea în scurtcircuit,

$$A_{i0} = \left. \frac{i_o}{i_i} \right|_{R_L=0} \quad (2.5.11)$$

**Câștigul unui amplificator** este amplificarea exprimată în unități logaritmice (decibeli). De exemplu, *câștigul în tensiune*,  $G_U$ , exprimă amplificarea de tensiune în unități logaritmice, prin relația

$$G_U[\text{dB}] = 20 \lg |\underline{A}_U| \quad (2.5.12)$$

Dacă pentru un amplificator se cunosc rezistența de intrare, rezistența de ieșire și performanța funcțională cu ieșirea în gol sau în scurtcircuit, se poate deduce circuitul echivalent al amplificatorului. În cele ce urmează vor fi prezentate circuitele echivalente ale amplificatorului de tensiune și amplificatorului de curent.

➤ **Circuitul echivalent al unui amplificator de tensiune**

Mărimile reprezentative ale unui amplificator de tensiune sunt  $u_i$  și  $u_o$ , iar la intrarea circuitului se conectează un generator de tensiune. Amplificatorul se comportă față de sarcină tot ca un generator de tensiune, cu tensiunea de ieșire de mers în gol  $A_{u0} \cdot u_i$  și cu rezistența internă  $R_o$ . Circuitul echivalent al amplificatorului este dat în figura 2.5.3. Amplificarea globală de tensiune a circuitului are expresia

$$A_{u0s} = \frac{u_o}{u_s} = A_{u0} \cdot \frac{R_L}{R_L + R_o} \cdot \frac{R_i}{R_i + R_s} \quad (2.5.14)$$

Pentru a avea un transfer optim (maxim) în tensiune de la generatorul de semnal la amplificator trebuie ca  $R_i \gg R_s$ . Pentru ca transferul în tensiune de la amplificator la rezistența de sarcină să fie optim trebuie ca  $R_o \ll R_L$ . În concluzie, rezistențele de intrare și de ieșire ale unui amplificator de tensiune trebuie să satisfacă aceste două inegalități.

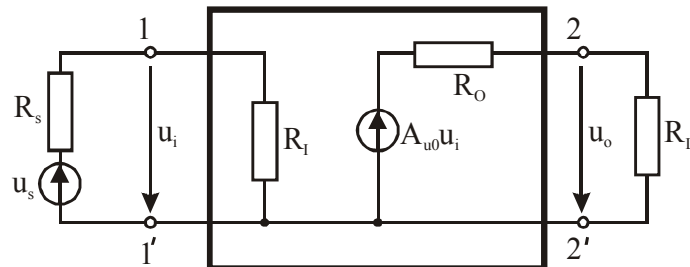


Fig. 2.5.3. Circuitul echivalent al amplificatorului de tensiune

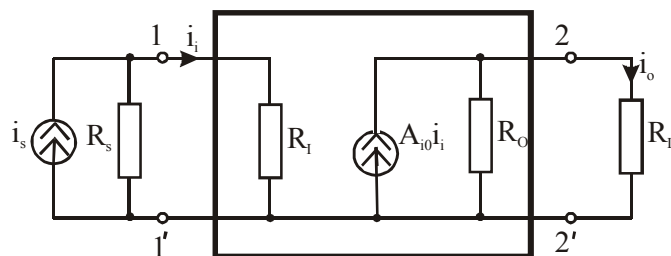


Fig. 2.5.4. Circuitul echivalent al amplificatorului de curent

➤ **Circuitul echivalent al unui amplificator de curent**

Mărimile reprezentative ale unui amplificator de curent sunt  $i_i$  și  $i_o$ , iar la intrarea circuitului se conectează un generator de curent. Amplificatorul se comportă față de sarcină tot ca un

generator de curent, cu curentul de ieșire de scurtcircuit  $A_{i0} \cdot i_i$  și cu rezistența internă  $R_o$ . Circuitul echivalent este dat în fig. 2.5.4. Amplificarea globală de curent a circuitului are expresia

$$A_{i0s} = \frac{i_o}{i_s} = A_{i0} \cdot \frac{R_o}{R_L + R_o} \cdot \frac{R_s}{R_i + R_s} \quad (2.5.15)$$

Pentru a avea un transfer optim în curent de la generatorul de semnal la amplificator trebuie ca  $R_i \ll R_s$ . Pentru ca transferul în curent de la amplificator la rezistența de sarcină să fie maxim trebuie ca  $R_o \gg R_L$ . În concluzie, rezistențele de intrare și de ieșire ale unui amplificator de curent trebuie să satisfacă ultimele două inegalități.

## 2.6. Circuite cu tranzistoare bipolare

### 2.6.1. Amplificatoare de semnal mic

Caracteristica generală a tuturor amplificatoarelor de semnal mic este nivelul mic al semnalului de ieșire (în comparație cu valoarea absolută maximă pe care ar putea s-o atingă) și îndeplinirea condiției de semnal mic pentru toate dispozitivele active din structură.

În circuitele echivalente ale acestor amplificatoare intervin două categorii de capacități: cele de cuplare și de decuplare (cu valori  $\times \mu\text{F} \dots \times 100 \mu\text{F}$ ), respectiv capacitățile interne ale dispozitivelor active și capacitățile parazite (cu valori  $\times \text{pF} \dots \times 100 \text{pF}$ ). Valorile mult diferite ale acestor două categorii de capacități fac ca ele să nu influențeze simultan răspunsul în frecvență al amplificatorului. Comportarea în frecvență a circuitului este de tip filtru trece bandă. La frecvențe joase, răspunsul amplificatorului este dictat de capacitățile sale de cuplare sau de decuplare (cele interne sau parazite se comportă ca niște întreruperi de circuit), iar răspunsul la frecvențe înalte este determinat de capacitățile interne ale dispozitivelor active (capacitățile de cuplare sau decuplare se comportă ca niște scurtcircuitate). Circuitul echivalent pentru domeniul frecvențelor medii nu conține capacități (cele de cuplare sau decuplare sunt înlocuite cu scurtcircuitate, iar cele interne - cu întreruperi de circuit). Ca urmare, studiul comportării în frecvență se va realiza pe trei circuite echivalente diferite, pentru frecvențe joase, medii, respectiv înalte.

Se va analiza comportarea la frecvențe medii a unui amplificator de semnal mic, realizat cu un tranzistor bipolar în conexiune emitor comun (semnalul de intrare se aplică pe bază, iar cel de ieșire se culege din colector). Schema de principiu a circuitului este dată în fig. 2.6.1. Tensiunea sinusoidală aplicată de la generator provoacă variații sinusoidale ale potențialului bazei și curentului de bază, în jurul nivelurilor de c.c. Datorită amplificării în curent a TB, variația curentului de bază are ca efect o variație mai mare a curentului de colector, în același sens. Variația curentului de colector provoacă variația în sens opus a tensiunii colector-emitor. TB este polarizat în regim activ normal, iar din circuitul echivalent în curent continuu se poate determina punctul static de funcționare. Rezistența din emitor asigură o reacție negativă în curent continuu, stabilizându-se astfel p.s.f. al tranzistorului.

Prin capacitatea  $C_1$  se cuplează generatorul de semnal la intrarea amplificatorului, iar prin capacitatea  $C_3$  se cuplează rezistența de sarcină  $R_5$  la ieșirea circuitului. La frecvențe medii și înalte, capacitatea  $C_2$  decuplează (scurtcircuitează) rezistența  $R_4$ , eliminând efectul reacției negative. În regim dinamic, punctul  $+V_{CC}$  de potențial constant este conectat la masa montajului.

Circuitul echivalent la frecvențe medii (fig. 2.6.2) se obține înlocuind capacitățile de cuplare ( $C_1, C_3$ ) și de decuplare ( $C_2$ ) cu scurtcircuitate și tranzistorul - cu modelul său (simplificat) pentru frecvențe medii. S-a folosit notația  $R_B = R_1 // R_2$ . Pe baza acestui circuit se calculează următoarele performanțe ale amplificatorului:

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_{be}}{I_b} = R_{12} // (r_{b'b} + r_{b'e}), \quad (2.6.1)$$

$$R_o = \left. \frac{U_o}{I_c} \right|_{U_s=0} = R_3 // r_{ce}, \quad (2.6.2)$$

$$\underline{A}_{US0} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{U_o}{U_i} \cdot \frac{U_i}{U_s} = -\frac{g_m \cdot (r_{ce} // R_3 // R_5) \cdot r_{b'e}}{r_{b'b} + r_{b'e}} \cdot \frac{U_i}{U_s} = \underline{A}_{U0} \cdot \frac{R_i}{R_s + R_i}, \quad (2.6.3)$$

$$\underline{A}_{U0} = -\frac{g_m \cdot (r_{ce} // R_3 // R_5) \cdot r_{b'e}}{r_{b'b} + r_{b'e}} = -\frac{\beta_0 \cdot (r_{ce} // R_3 // R_5)}{r_{b'b} + r_{b'e}} \cong -g_m \cdot (R_3 // R_5). \quad (2.6.4)$$

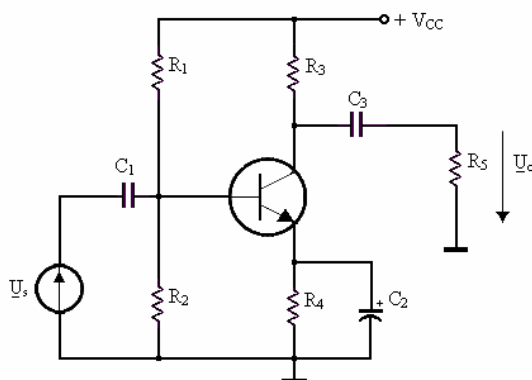


Fig. 2.6.1. Schema de principiu a unui amplificator de semnal mic cu TB în conexiunea EC

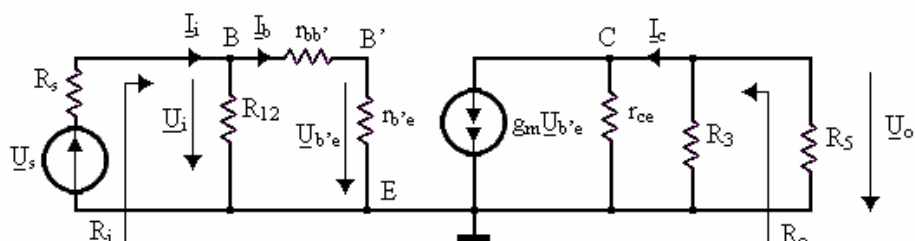


Fig. 2.6.2. Circuitul echivalent simplificat al amplificatorului pentru frecvențe medii

### Discuție

Pentru aceeași valoare a rezistenței de sarcină și considerând generatorul de semnal de la intrare ideal, performanțele amplificatoarelor realizate cu același tranzistor bipolar în conexiune EC, BC sau CC sunt diferite. Dintre concluziile unei analize comparative, pot fi menționate următoarele:

- rezistența  $R_i$  are valoarea cea mai mică (zeci de ohmi) pentru conexiunea BC, valoarea cea mai mare (sute de  $k\Omega$ ) pentru conexiunea CC și o valoare moderată ( $k\Omega$ ) pentru conexiunea EC.
- rezistența  $R_o$  are cea mai mică valoare (ohmi) pentru conexiunea CC, o valoare foarte mare (sute de  $k\Omega$ ) pentru conexiunea EC și cea mai mare valoarea ( $M\Omega$ ) pentru conexiunea BC.
- amplificatoarele cu TB în conexiune BC și CC sunt neinversoare, iar cel cu TB în conexiune EC este inversor.
- etajele cu tranzistoare în conexiunile EC și CC realizează amplificări de curent (în modul), de valori mari (150...200). La conexiunea BC,  $|A_{I0}|$  este subunitar și apropiat de 1.

- amplificări de tensiune (în modul) de valori mari (150...200) pot fi obținute în etajele realizate cu tranzistoare în conexiunile EC și BC. La conexiunea CC,  $|A_{U0}|$  este subunitar și apropiat de 1, motiv pentru care etajul de amplificare se numește *repetor pe emitor*.

### 2.6.2. Amplificatoare de putere

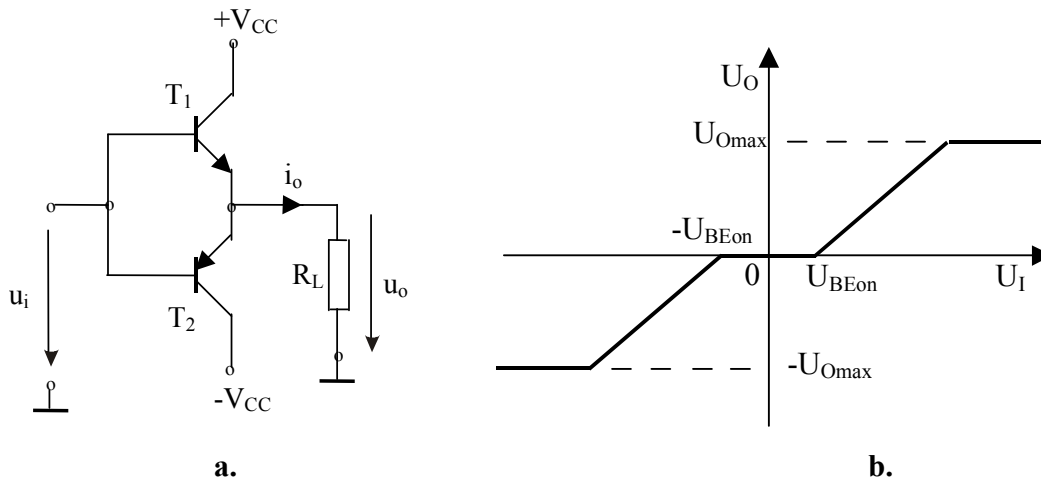
În principiu, structura internă a unui amplificator integrat conține etajul de intrare, etaje intermediare și etajul de ieșire (final). Etajul de intrare asigură o bună adaptare în impedanță la intrarea amplificatorului și are adesea două borne calde de intrare și o singură bornă caldă de ieșire. Etajele intermediare au ca funcție principală amplificarea. Etajul de ieșire (amplificator de semnal mare sau de putere) trebuie să asigure puterea utilă în sarcină, în condițiile unui nivel acceptabil de distorsionare a semnalului de ieșire, dar trebuie să asigure și o adaptare optimă în impedanță la ieșirea amplificatorului (ceea ce presupune o impedanță de intrare foarte mare și o impedanță de ieșire foarte mică, dacă este un amplificator de tensiune). Alte cerințe impuse etajului de ieșire al unui amplificator sunt bandă de frecvențe cât mai mare și consum redus de putere în absența semnalului de intrare.

Etajele de ieșire sunt amplificatoare de semnal mare, motiv pentru care analiza și proiectarea se realizează pe baza modelelor obținute prin liniarizarea pe porțiuni a caracteristicilor statice ale dispozitivelor active. Structura și performanțele unui etaj de ieșire sunt determinate de *clasa de funcționare* a dispozitivelor active care asigură nivelul dorit al curentului prin sarcină. Dacă se consideră un semnal de intrare sinusoidal, se pot defini mai multe clase de funcționare pentru amplificatoarele de semnal mare (A, AB, B, C), în funcție de zona caracteristicilor statice în care se plasează p.s.f. ale dispozitivelor active, pe durata T a unei perioade a semnalului de intrare.

- La un amplificator de putere clasă A, prin dispozitivul activ circulă un curent diferit de zero pe durata T; aceste circuite sunt caracterizate prin distorsiuni neliniare foarte mici și un randament redus (15 – 20%), fiind recomandate pentru asigurarea unor puteri utile reduse.
- Clasele AB și B de funcționare presupun utilizarea unor dispozitive active pereche, comandate în contratimp. Amplificatoarele în aceste clase au un randament ridicat (60 – 75%) și distorsionează puțin semnalul, fiind utilizate în amplificatoare de putere medie și mare.
- Clasa C de funcționare se folosește în amplificatoarele de radiofrecvență, iar clasa D (cu randament peste 95%) presupune funcționarea dispozitivelor active în regim de comutație.

Amplificatorul de putere în clasă B conține două repetoare pe emitor, realizate cu două tranzistoare complementare, care funcționează în contratimp; aceasta determină o putere mică disipată pe dispozitive în regim de repaus. Schema de principiu a circuitului este dată în fig. 2.6.3.a. Etajul are alimentare simetrică, asigurată de două surse de tensiune continuă:  $+V_{CC}$  și  $-V_{CC}$ . Tranzistoare sunt în conexiune CC și sunt cuplate cu bazele împreună și cu emitorii împreună. Cele două dispozitive active conduc alternativ, aproape câte o jumătate de perioadă fiecare, iar în absența semnalului de intrare  $u_i$  sunt blocate. Tensiunea aplicată la intrare se distribuie pe  $j_{BE}$  a fiecărui tranzistor și pe rezistența de sarcină  $R_L$ . Considerând tranzistoarele împerecheate, tensiunile de deschidere ale  $j_{BE}$  au aceeași valoare ( $U_{BE1,on} = U_{EB2,on} = U_{BEon} = 0,55...0,6V$ ) și tensiunile de saturație de asemenea ( $U_{CE1,sat} = U_{EC2,sat} = U_{CEsat} \leq 0,2V$ ). Când  $|u_i| \leq U_{BEon}$ , ambele tranzistoare sunt blocate, ceea ce determină o zonă de insensibilitate (situată în jurul originii) pe caracteristica statică de transfer a circuitului (fig. 2.6.3.b). Tranzistoarele T1 și T2 funcționează în contratimp, astfel:

- în alternanța pozitivă a tensiunii  $u_i$ , T1 conduce până la saturație, în timp ce T2 este blocat;
- în alternanța negativă a tensiunii  $u_i$ , T2 conduce până la saturație, în timp ce T1 este blocat.



**a.** **b.**  
 Fig. 2.6.3. Amplificator de putere în clasă B:  
 a. Schema de principiu; b. Caracteristica statică de transfer

După intrarea în saturație a oricăruia dintre tranzistoare, tensiunea de ieșire se limitează la o valoare al cărei modul este

$$U_{O\max} = V_{CC} - U_{CEsat} \cong V_{CC} \quad (2.6.5)$$

și este mai mică decât tensiunea de intrare corespunzătoare. Pe caracteristica statică de transfer (fig. 2.6.3.b),  $U_O = U_{O\max}$  cât timp T1 este saturat, respectiv  $U_O = -U_{O\max}$  când T2 este saturat. Dacă amplitudinea tensiunii sinusoidale de intrare nu depășește nivelul  $(U_{O\max} + U_{BE,on})$ , curentul prin rezistența de sarcină este tot sinusoidal, cu excepția zonei de trecere prin zero, în care apar distorsiunile de trecere (determinate de zona de insensibilitate de pe caracteristica statică de transfer). Eliminarea distorsiunilor de trecere se asigură prin folosirea clasei AB de funcționare.

Randamentul maxim al amplificatorului se definește cu relația

$$\eta_{\max} [\%] = 100 \frac{P_{u\max}}{P_{abs}}, \quad (2.6.6)$$

în care  $P_{u\max}$  este puterea utilă maximă, iar  $P_{abs}$  este puterea absorbită de cele două tranzistoare de la sursele de alimentare. La amplificatorul în clasă B, valoarea maximă a puterii utile în sarcină este

$$P_{u\max} = \frac{U_{O\max} I_{O\max}}{2} \cong \frac{V_{CC} I_{O\max}}{2}. \quad (2.6.7)$$

În timpul unei perioade a semnalului de intrare, fiecare tranzistor absoarbe putere de la una din surse, curentul mediu prin dispozitiv fiind  $I_{O\max} / \pi$ . Ca urmare,

$$P_{abs} = \frac{2}{\pi} V_{CC} I_{O\max}. \quad (2.6.8)$$

Valoarea maximă teoretică, rezultată pentru randament, este  $\eta_{\max} = 100\pi / 4 = 78,5\%$ .

### 2.6.3. Surse de curent

Circuitul echivalent al unei surse de curent constant este același cu al generatorului de curent din fig. 2.5.4, mărimile caracteristice fiind *curentul de ieșire de scurtcircuit* ( $I_S$ ) și *rezistența internă* sau *de ieșire* a sursei ( $R_O$ ); sunt de dorit valori cât mai mari ale acestei rezistențe. Sursele de curent constant (realizate cu tranzistoare bipolare sau unipolare) au o mare diversitate de configurații și sunt



frecvent întâlnite în circuitele integrate analogice. Utilizarea surselor de curent pentru polarizarea tranzistoarelor asigură stabilizarea p.s.f., prin reducerea sensibilității curentului prin tranzistor la variațiile tensiunilor surselor de alimentare și temperaturii. În regim dinamic, circuitul echivalent al sursei de curent constant se reduce la rezistența de ieșire, motiv pentru care aceste circuite se folosesc ca sarcini active pentru etajele de amplificare de c.a., în care substituie rezistențe convenționale de valori ridicate. Procedându-se astfel, se obțin valori mari ale modulului amplificării de tensiune, pentru valori rezonabil de mici ale tensiunilor de alimentare.

Pentru aprecierea performanței unei surse de curent constant, ca subcircuit al unei structuri analogice integrate, se folosesc trei parametri de performanță, care permit evaluarea influenței variațiilor sarcinii sursei, temperaturii și tensiunii de alimentare asupra curentului de ieșire  $I_O$ .

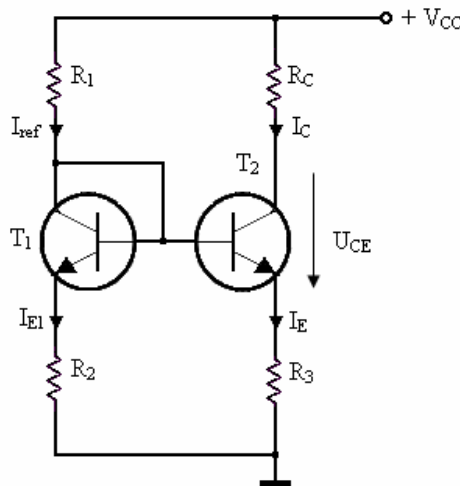


Fig. 2.6.4. Sursa standard de curent

De exemplu, configurația sursei standard de curenți mari (ordinul mA, în circuitele integrate analogice) este cea din fig. 2.6.4. P.s.f. al tranzistorului amplificator  $T_2$ , în conexiune EC, plasat în regiunea activă normală a caracteristicilor statice de ieșire, este fixat de curentul  $I_{REF}$ , care circulă prin ramura ce conține  $T_1$ , conectat ca diodă (joncțiunea bază-colector scurtcircuitată):

$$I_{REF} = \frac{V_{CC} - U_{BE1}}{R_1 + R_2} \cong \frac{V_{CC}}{R_1 + R_2}. \quad (2.6.9)$$

Expresia aproximativă se bazează pe satisfacerea condiției  $V_{CC} \gg U_{BE1}$ . În ipoteza diferențelor mici dintre tensiunile bază-emitor ale celor două TB, se poate scrie egalitatea

$$I_{REF} \cdot R_2 = I_C \cdot R_3. \quad (2.6.10)$$

Factorul de transfer în curent al sursei este

$$K_I = \frac{I_O}{I_{REF}} = \frac{I_C}{I_{REF}} = \frac{R_2}{R_3}. \quad (2.6.11)$$

Prin urmare, valoarea factorului  $K_I$  este stabilită de raportul rezistențelor din emitorii tranzistoarelor  $T_1$  și  $T_2$ . Pe baza relațiilor anterioare, se obține expresia curentului de ieșire al sursei (curentul de colector al tranzistorului  $T_2$ ):

$$I_C = \frac{R_2}{R_3} I_{REF} = \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{V_{CC} - U_{BE1}}{R_1 + R_2}. \quad (2.6.12)$$

Acest curent fiind independent de rezistența de sarcină a sursei ( $R_C$ ) și de parametrii și caracteristicile tranzistoarelor, nu își schimbă valoarea la înlocuirea dispozitivelor semiconductoare cu altele de același tip sau la schimbarea rezistenței de sarcină.

Rezistența de ieșire a sursei de curent este definită de relația

$$R_o = - \left. \frac{\Delta V_{CC}}{\Delta I_C} \right|_{V_{CC} = \text{ct}, T = \text{ct}}, \quad (2.6.13)$$

se determină dintr-un circuit echivalent în regim de variații mici, iar valorile obișnuite sunt de ordinul sutelor de  $k\Omega$ .

----- \*