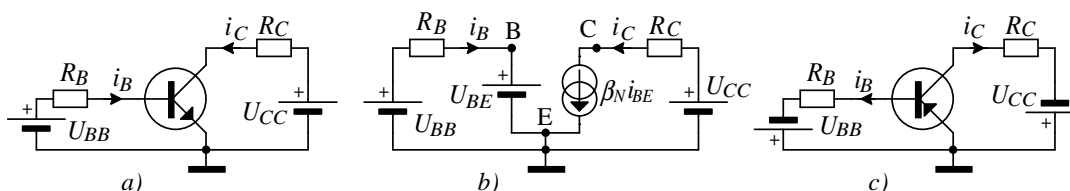


### 3.1 CIRCUITE DE POLARIZARE

Circuitele de polarizare asigură funcționarea tranzistorului în punctul static de funcționare dorit. Punctul static de funcționare (*psf*) reprezintă valoarea mărimilor electrice din tranzistor, măsurate în curent continuu. Fiind un dispozitiv cu trei terminale, tranzistorul este caracterizat în *cc* de 3 curenți și 3 tensiuni. Definiția *psf* se face cu o mulțime de 4 mărimi electrice, doi curenți și două tensiuni, uzual  $\{I_C, U_{CE}, I_B, U_{BE}\}$ , celelalte două mărimi electrice rezultă din cele două teoreme ale lui Kirchhoff aplicate tranzistorului. Adesea se consideră suficientă precizarea *psf* cu ajutorul perechii tensiune-curent de ieșire,  $\{I_C, U_{CE}\}$ , pereche care reprezintă coordonatele unui punct în planul caracteristicilor de ieșire ale tranzistorului în conexiunea EC.

Pentru polarizarea tranzistorului în RAN trebuie asigurată polarizarea directă a joncțiunii B-E și polarizarea inversă a joncțiunii B-C. Cea mai directă soluție de polarizare este utilizarea a două circuite de polarizare distincte pentru bază și colector, soluție prezentată în figura 3.16.a. Circuitul de polarizare pentru tranzistorul *npn* este prezentat în figura 3.16.c.



**Fig. 3.16.** Circuite de polarizare cu două surse de alimentare.

- a) schema de principiu pentru TB de tip *npn*, b) schema echivalentă simplificată, c) schema de principiu pt. *pnp*, (s-a obținut prin inversarea polarității surselor).  
Sensul curenților prin tranzistoare s-a ales conform convenției din paragraful 3.1.

#### 3.1.1 Determinarea *psf* utilizând modelul de semnal mare

O metodă mai simplă de determinare a *psf* este prin calcul direct cu schema echivalentă (simplificată) a tranzistorului din figura 3.16.b. Se presupun cunoscuți parametrii statici ai TB,  $\beta_N$  și  $U_{BE}$ . Dacă nu se cunosc, se pot considera valori în intervalele:  $U_{BE}=0,6...0,8V$  și  $\beta_N=100...500$  pentru tranzistoarele uzuale (siliciu, mică putere). Se observă dispersia mare a valorii factorului de amplificare  $\beta_N$ , notat mai simplă cu  $\beta$ . În lipsa unor informații mai precise despre parametrii TB, se poate considera o estimare inițială pentru aceștia la o valoare medie a intervalelor precizate.

Se determină curentul de bază aplicând T2K pe bucla de intrare:

$$I_B = \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_B} \quad (3.24).$$

Curentul de colector este fixat (conform schemei echivalente) de generatorul de curent (comandat) din colectorul tranzistorului conform relației:

$$I_C = \beta \cdot I_B \quad (3.25).$$

Tensiunea colector-emitor rezultă din T2K aplicată pe bucla de ieșire:

$$U_{CE} = U_{CC} - R_C \cdot I_C \quad (3.26).$$

La tranzistoarele de tip *pnp* sensul tensiunilor de polarizare se schimbă, conform figurii 3.16.c, deci aceste tensiuni apar în calcule cu valori negative. Calculele se fac cu relațiile de mai sus, dar curenții se iau cu semn schimbat și tensiunile pe tranzistor rezultă negative:  $U_{BE} < 0$ ,  $U_{CE} < 0$ .

### 3.1.2 Polarizarea de la o singură sursă de alimentare

Dezavantajul evident al circuitelor de polarizare prezentate în paragrafele precedente este utilizarea a două surse de alimentare. Pentru circuitele din figura 3.16, în locul celor două surse se poate utiliza o sursă unică atât pentru polarizarea bazei cât și a colectorului, ca în figura 3.19.

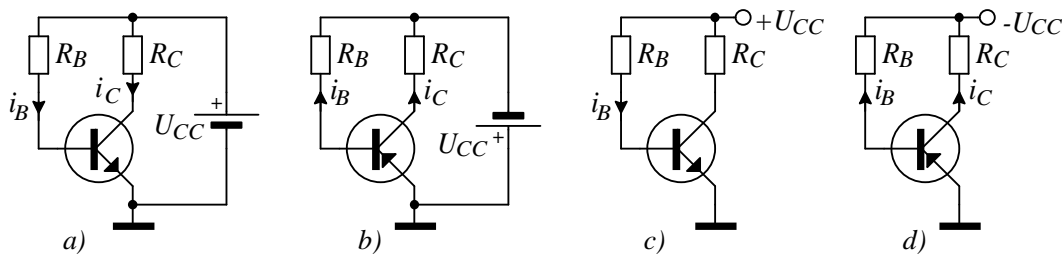


Fig. 3.19. Circuite de polarizare cu sursă de alimentare unică.

Circuitele de polarizare din figura 3.19 punctele a), c) sunt pentru tranzistoare *nnp*, iar cele de la punctele b), d) pentru tranzistoare *pnp*. În schemele c) și d) în locul sursei de alimentare s-a notat potențialul bornei de alimentare a circuitului (față de masă). Acest mod de a nota sursele de alimentare se va utiliza în continuare pentru a simplifica schemele.

### 3.1.3 Variația *psf* cu temperatura

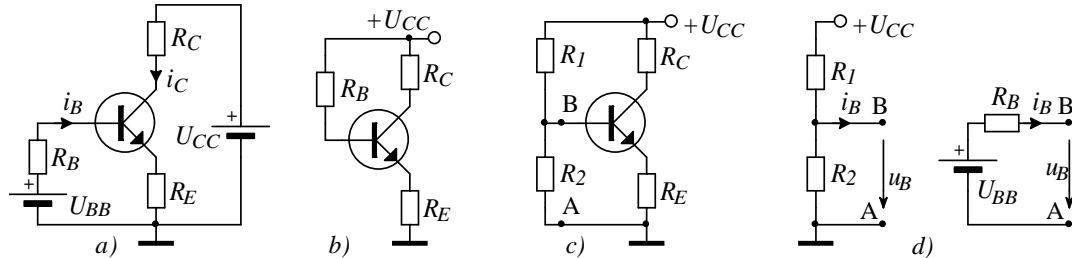
După cum s-a arătat în paragraful 3.3.1, parametrii tranzistorului variază cu temperatura:

- Factorul  $\beta$  crește cu creșterea temperaturii, coeficientul tipic fiind de  $+0,7\%/^{\circ}\text{C}$ ;
- Valoare tipică a coeficientului de temperatură al tensiunii  $U_{BE}$  este de  $-2\text{mV}/^{\circ}\text{C}$ .

Modificarea acestor parametri ai TB duce la modificarea *psf*. În circuitele de polarizare prezentate, tensiunea  $U_{BE}$  are o importanță relativ redusă (întrucât  $U_{BE} \ll U_{BB}$ ) și deci variația acesteia cu temperatura nu va influența semnificativ curentul  $I_B$ . Pentru  $I_B$  constant variația factorului de amplificare  $\beta$  cu temperatura va duce la modificarea în aceeași măsură a valorii curentului de colector deoarece  $I_C = \beta \cdot I_B$ . Prin urmare coeficientul de variație al curentului static  $I_C$  cu temperatura va fi același cu coeficientul lui  $\beta$ .

### 3.1.4 Circuit de polarizare cu $R_E$ și cu divizor în bază

Reducerea influenței parametrilor tranzistoarelor asupra  $psf$  se realizează prin introducerea rezistorului  $R_E$  între emitorul tranzistorului și masă. Circuitul de principiu pentru tranzistorul  $npn$  este prezentat în figura 3.20.a, iar circuitul practic cel mai des utilizat este cel din figura 3.20.c.



**Fig. 3.20.** Circuite de polarizare cu  $R_E$ ; Schema principală: a) cu două surse, b) cu sursă unică; c) Schema utilizată practic și d) echivalarea divizorului de polarizare a bazei (pentru cazul c).

Prin înlocuirea divizorului din bază cu sursa Thévenin echivalentă (figura 3.20.d) circuitul de polarizare se reduce la cel din figura 3.20.a. Parametrii sursei Thévenin se calculează conform figurii 3.20.d:

$$U_{BB} = u_B|_{i_B=0} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{CC}, \quad R_B = R_1 \parallel R_2 \quad (3.29).$$

Stabilizarea  $psf$  față de variațiile factorului de amplificare în curent al tranzistorului  $\beta$  are loc după următorul mecanism:

- La creșterea lui  $\beta$  (datorată creșterii temperaturii sau înlocuirii tranzistorului cu un altul cu  $\beta$  mai mare) crește curentul de colector:  $I_C = \beta \cdot I_B$  (3.30),
- tensiunea în emitorul tranzistorului crește:  $U_E = R_E I_E = R_E (\beta + 1) I_B$  (3.31),
- dar curentul de bază al tranzistorului scade:  $I_B = \frac{U_{BB} - U_{BE} - U_E}{R_B}$  (3.32)
- compensând o parte din creșterea curentului de colector – în relația (3.30)  $\beta$  crește,  $I_B$  scade.

Curentul de colector rezultă prin înlocuirea succesivă a relațiilor (3.31) în (3.32) și (3.32) în (3.30). Rezultă astfel:

$$I_C = \frac{\beta(U_{BB} - U_{BE})}{R_B + R_E(\beta + 1)} \quad (3.33)$$

și pentru  $R_B \ll \beta R_E$  (condiție care se poate realiza deoarece  $\beta$  este de ordinul sutelor), curentul de colector nu mai depinde semnificativ de  $\beta$ :

$$I_C \cong \frac{\beta(U_{BB} - U_{BE})}{R_E(\beta + 1)} \cong \frac{U_{BB} - U_{BE}}{R_E} \quad (3.34).$$

Efectul variației tensiunii  $U_{BE}$  (de exemplu variația cu temperatura este de circa  $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$ ) este nesemnificativ dacă numărătorul expresiei (3.34) este mult mai mare decât respectiva variație.

În final se verifică dacă tranzistorul este în regim activ normal; tensiunea în colector trebuie să fie mai mare decât în bază, sau  $U_{CE} > U_{BE}$ .  $U_{CE}$  se calculează din T2K cu relația:

$$U_{CE} \cong U_{CC} - (R_C + R_E)I_C \quad (3.35).$$

### Dimensionarea circuitului de polarizare

Conform celor arătate anterior, la proiectarea circuitului de polarizare trebuie ca rezistența de emitor să fie suficient de mare  $R_E \gg R_B/\beta$  sau (ținând seama că la circuitele practice  $R_2 > R_B$ ) rezultă o condiție între componentele circuitului (mai convenabilă la proiectare):

$$\beta R_E \gg R_2 \quad (3.36).$$

Condiția (3.34) este echivalentă cu neglijarea rezistenței  $R_B$  în schema din figura 3.20.a sau altfel spus tensiunea în baza tranzistorului  $u_B$  nu depinde de curentul de bază  $i_B$ . Din punctul de vedere al curenților din circuit, aceasta se reduce la a alege prin divizor un curent suficient de mare:

$$I_{Div} \gg I_B \quad (3.37),$$

sau o condiție echivalentă, mai ușor de utilizat practic (valabilă deoarece  $\beta \gg 10$ , sau  $\beta > 100$ ) este:

$$I_{Div} > I_E/10 \quad (3.38).$$

Cele trei relații anterioare sunt aproximativ echivalente; la dimensionarea circuitului de polarizare se va utiliza cea mai potrivită dintre ele în funcție de datele de proiectare disponibile.

Din ecuația de continuitate a tranzistorului, pentru un  $\beta$  suficient de mare:

$$I_E = I_C + I_B = I_C + \frac{I_C}{\beta} = I_C \left( \beta + \frac{1}{\beta} \right), \quad \beta \gg 1 \Rightarrow I_E \cong I_C \quad (3.39).$$

Acestui curent (aproximativ identic în colector și în emitor) i se spune **curent prin tranzistor**. Aproximația din relația precedentă se folosește adesea la calculul circuitelor cu tranzistoare.

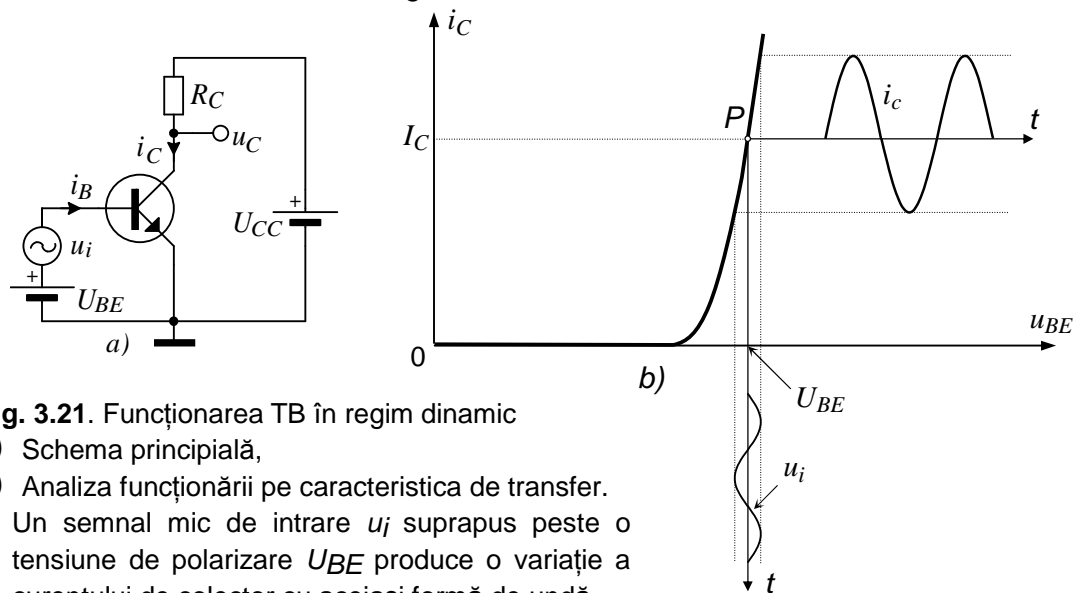
Pentru a reduce dependența curentului de polarizare a colectorului  $I_C$  de variațiile tensiunii  $U_{BE}$  cu temperatura, rezistența  $R_E$  se alege de obicei astfel încât tensiunea de emitor să fie:

$$U_E = U_{R_E} \cong R_E I_C = 1\text{V} \dots U_{CC}/3 \quad (3.40).$$

## 3.2 TRANZISTORUL ÎN REGIM DINAMIC

Tranzistoarele sunt folosite în regim liniar mai ales ca amplificatoare. Pentru a funcționa ca amplificator, tranzistorul trebuie polarizat în RAN cu ajutorul unui circuit de polarizare care are rolul de a fixa un curent continuu prin tranzistor. Prin analiza regimului dinamic al tranzistorului se înțelege analiza funcționării acestuia din punctul de vedere al variațiilor mărimilor electrice prin tranzistor.

Analiza comportării tranzistorului la variații se poate face cu ajutorul caracteristicilor statice ale acestuia sau cu ajutorul modelelor de regim dinamic ale tranzistorului, modele utile pentru analiza funcționării tranzistorului în ca. La cel mai simplu circuit în care tranzistorul funcționează ca amplificator (de tensiune) de ca, cel din figura 3.21.a, semnalul de ieșire poate fi analizat utilizând caracteristica de transfer a tranzistorului ca în figura 3.21.b.



**Fig. 3.21.** Funcționarea TB în regim dinamic

a) Schema principală,

b) Analiza funcționării pe caracteristica de transfer.

Un semnal mic de intrare  $u_i$  suprapus peste o tensiune de polarizare  $U_{BE}$  produce o variație a curentului de colector cu aceeași formă de undă.

Caracteristica de transfer a tranzistorului din figura 3.21.b este o caracteristică de tip exponențial, conform ecuației tranzistorului (3.12). Pentru a obține o funcționare cât mai liniară trebuie îndeplinite două condiții:

- tensiunea variabilă de intrare  $u_i$  (numită semnal de intrare) trebuie suprapusă peste o tensiune continuă  $U_{BE}$  (numită tensiune de polarizare a intrării) și
- nivelul semnalului de intrare trebuie să fie suficient de mic pentru a putea aproxima curba exponențială cu o dreaptă.

Tensiunea de polarizare a intrării determină poziția punctului static de funcționare (*psf*)  $P$ , valoarea curentului continuu prin tranzistor și implicit valoarea tensiunii statice la ieșire  $U_{CE}$ . La aplicarea semnalului variabil la intrare, tensiunea instantanee de intrare se modifică și punctul de funcționare al tranzistorului se deplasează în jurul *psf*. După cum se vede în figura 3.21.b, curentul prin tranzistor se modifică și implicit se va modifica și tensiunea de colector a tranzistorului:

$$u_C = U_{CC} - R_C \cdot i_C.$$

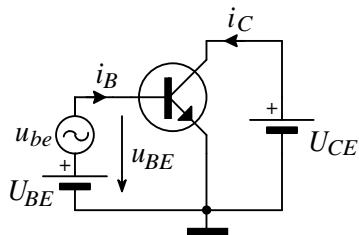
Tensiunea de colector scade atunci când curentul de colector crește (creștere cauzată de creșterea tensiunii semnalului de intrare) și deci semnalul de ieșire (variația tensiunii de colector) este în antifază cu semnalul de intrare.

Tensiunea de polarizare a intrării  $U_{BE}$  trebuie aleasă astfel încât semnalul de ieșire să nu fie limitat. Situația cea mai convenabilă apare atunci când tensiunea de alimentare  $U_{CC}$  este împărțită în mod egal între tranzistor și rezistența de colector:  $U_{CE} = U_{CC}/2$ . În acest caz amplitudinea semnalului la ieșire poate atinge valoarea maximă (teoretic  $U_{CC}/2$ ). Pe de altă parte, cu cât semnalul de intrare este mai mare cu atât semnalul de ieșire va avea abateri de formă mai semnificative (față de forma de la intrare) și se spune că este distorsionat.

Metoda de analiză grafo-analitică prezentată se utilizează uneori la analiza de semnal mare a amplificatoarelor cu tranzistoare. Dacă nivelul semnalului de intrare este suficient de mic, se folosesc metode de analiză analitice liniare. Liniarizarea apare prin aproximarea exponențialei cu o dreaptă (tangenta în  $psf$ ) astfel încât la analiza circuitelor din punctul de vedere al semnalului, tranzistoarele pot fi înlocuite cu modele (sau scheme echivalente) de regim dinamic liniare.

### 3.2.1 Regimul dinamic la semnal mic

Se consideră circuitul din figura 3.22, cel mai simplu circuit cu tranzistor în regim dinamic.



**Fig. 3.22.** Circuit simplificat pentru determinarea parametrilor de regim dinamic ai tranzistorului.

Tensiunea de colector este fixată de sursa  $U_{CE}$ . Tensiunea în bază are o componentă de  $cc$   $U_{BE}$  și o componentă de  $ca$   $u_{be}$ :  $u_{BE} = U_{BE} + u_{be}$ .

Tranzistorul este polarizat în RAN,  $U_{CE} > U_{BE}$ . Se va analiza dependența curenților prin tranzistor de tensiunea variabilă  $u_{be}$ , cu scopul de a identifica un circuit echivalent de regim dinamic pentru tranzistorul bipolar.

Curenții în  $psf$  se determină fără semnal la intrare,  $u_{be} = 0$ . Conform (3.12)

și (3.11):

$$I_C = I_S \exp \frac{U_{BE}}{U_T}, \quad I_B = \frac{I_C}{\beta} \quad (3.41).$$

### Transconductanța

Pentru o tensiune de semnal nenulă, conform ecuației tranzistorului (3.12):

$$i_C = I_S \exp \frac{U_{BE} + u_{be}}{U_T} = I_S \exp \frac{U_{BE}}{U_T} \cdot \exp \frac{u_{be}}{U_T} = I_C \exp \frac{u_{be}}{U_T} \quad (3.42).$$

Dacă se dezvoltă exponențiala în serie de puteri și se rețin primii termeni:

$$i_C = I_C \left[ 1 + \frac{u_{be}}{U_T} + \frac{1}{2!} \left( \frac{u_{be}}{U_T} \right)^2 + \frac{1}{3!} \left( \frac{u_{be}}{U_T} \right)^3 + \dots \right] \cong I_C \left( 1 + \frac{u_{be}}{U_T} \right) \quad (3.43).$$

Aproximația din relația precedentă este valabilă doar dacă:

$$u_{be} \ll U_T \quad (\text{practic se admite: } u_{be} < 10\text{mV}) \quad (3.44).$$

Inecuația de mai sus este denumită **condiție de semnal mic**. Dacă se consideră condiția mai concretă  $u_{be} < 10\text{mV}$  (obținută pentru  $U_T \cong 25\text{mV}$ ), atunci eroarea introdusă de aproximația din relația (3.43) este mai mică de 10%.

$$\text{Curentul de colector al tranzistorului este: } i_C = I_C + i_c \quad (3.45).$$

$$\text{Din relația (3.43) rescrisă: } i_C = I_C + \frac{I_C}{U_T} u_{be} \quad (3.46),$$

$$\text{rezultă componenta de semnal a curentului: } i_c = \frac{I_C}{U_T} u_{be} = g_m u_{be} \quad (3.47),$$

$$\text{unde } g_m = \frac{i_c}{u_{be}}, \quad g_m = \frac{I_C}{U_T} \quad (3.48),$$

reprezintă transconductanța sau panta tranzistorului. **Transconductanța** este variația curentului de colector  $i_C$  raportată la variația tensiunii  $u_{BE}$ . Din punct de vedere grafic, transconductanța poate fi interpretată ca fiind panta caracteristicii de transfer a tranzistorului în punctul static de funcționare  $P$  (din figura 3.21.b):

$$g_m = \frac{di_C}{du_{BE}}$$

Conform relației (3.47), în ca la semnal mic, tranzistorul se comportă ca o sursă de curent controlată în tensiune.

### Rezistența de intrare în bază

Pentru a determina rezistența văzută de sursa de semnal, se va determina curentul de bază din (3.11 – a doua relație, cu  $\beta_N$  înlocuit cu  $\beta$ ) și folosind (3.46):

$$i_B = \frac{i_C}{\beta} = \frac{I_C}{\beta} + \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{U_T} u_{be}, \quad i_B = I_B + i_b \Rightarrow i_b = \frac{1}{\beta} \frac{I_C}{U_T} u_{be} \quad (3.49).$$

$$\text{Ținând seama de relația (3.48) se obține: } i_b = \frac{g_m}{\beta} u_{be} \quad (3.50).$$

Rezistența de semnal mic dintre bază și emitor, privind dinspre bază, este prin definiție:

$$r_\pi = \frac{du_{BE}}{di_B} \quad \text{sau} \quad r_\pi = \frac{u_{be}}{i_b} \quad (3.51).$$

Din (3.50) rezultă că rezistența de intrare în bază:  $r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m}$  (3.52),

este direct proporțională cu  $\beta$  și invers proporțională cu  $I_C$  (curentul continuu de polarizare al tranzistorului). Din (3.49) și ținând seama de (3.41) rezultă și o altă

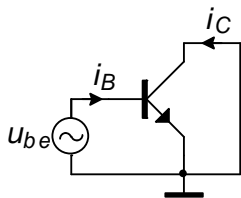
expresie pentru  $r_{\pi}$ :  $r_{\pi} = \frac{U_T}{I_B}$  (3.53).

### 3.2.2 Modele de semnal mic ale tranzistorului bipolar

Conform analizei din paragrafele anterioare, se constată că fiecare tensiune și curent prin amplificatorul cu tranzistor are o componentă de *cc* și o componentă de *ca*. Componentele de *cc* se determină cu ajutorul circuitului echivalent de *cc*. Circuitul echivalent de *cc* se obține prin înlocuirea sursei de *ca* cu un scurtcircuit (deoarece are valoarea medie nulă) și eventualele condensatoare din circuit se înlocuiesc cu întreruperi de circuit. Analiza de *cc* a circuitelor s-a făcut la studiul circuitelor de polarizare a tranzistoarelor.

Pe de altă parte, analiza funcționării circuitului din punctul de vedere al semnalului, sau analiza de regim dinamic (analiza variațiilor mărimilor electrice) se poate face pe baza schemei echivalente de *ca*. Schema echivalentă de *ca* se obține prin eliminarea surselor de *cc*, care se înlocuiesc cu scurtcircuite. Se observă că tensiunea unei surse de tensiune continuă ideală este constantă, variația de tensiune este nulă și de aceea tensiunea semnalului dintre terminalele sursei este nulă. Din acest motiv sursele de tensiune continuă:  $U_{CC}$ ,  $U_{BE}$  respectiv  $U_{CE}$  se înlocuiesc cu scurtcircuite. Dacă circuitul ar conține surse ideale de curent, acestea s-ar înlocui cu întreruperi de circuit. Circuitul din figura 3.23 este util pentru determinarea tensiunilor și a curenților de semnal, nu este circuitul real al amplificatorului (deoarece nu conține circuitele de polarizare).

Dacă este îndeplinită condiția de semnal mic, adică tensiunea de semnal  $u_{be}$  este conformă cu relația (3.44), atunci relațiile între curenții și tensiunile din circuit sunt liniare. Relațiile liniare dintre mărimile electrice specifice tranzistorului pot fi reprezentate prin circuitele echivalente ale tranzistorului. Echivalența se păstrează cât timp semnalul aplicat este mic și aceste circuite se numesc **circuite echivalente de semnal mic** ale tranzistorului.



**Fig. 3.23.** Circuit pentru analiza de regim dinamic.

Sursele de *cc* sunt înlocuite cu scurtcircuite (pasivizate). În schemă apar doar mărimile de semnal. Acest circuit este o reprezentare a funcționării dinamice, nu este circuitul real.

#### Modelul în $\pi$

Un astfel de circuit echivalent este prezentat în figura 3.24.a; tranzistorul este reprezentat ca o sursă de curent controlată în tensiune (SCcU) care include



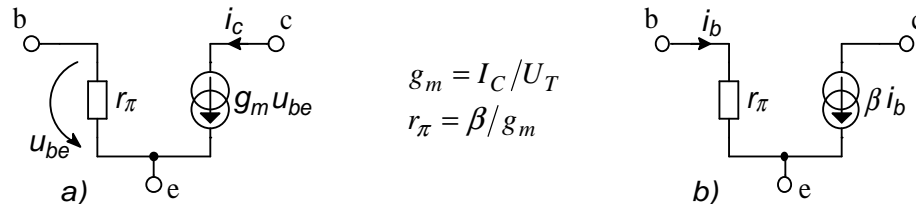
rezistența de intrare în bază  $r_\pi$ . Curenții prin circuitul echivalent sunt conformi cu relațiile (3.47) și (3.51):

$$i_c = g_m u_{be}, \quad i_b = \frac{u_{be}}{r_\pi}.$$

Un model ușor diferit se poate obține prin exprimarea curentului de colector funcție de curentul de bază conform relațiilor:

$$g_m u_{be} = g_m (i_b r_\pi) = (g_m r_\pi) i_b = \beta i_b;$$

tranzistorul este o sursă de curent controlată în curent (SCcI) ca în figura 3.24.b.



**Fig. 3.24.** Circuite echivalente de semnal mic pentru tranzistorul bipolar; tranzistorul ca sursă de curent controlată: a) în tensiune, b) în curent.

Aceste modele sunt versiuni simplificate ale modelului în  $\pi$  al tranzistorului, (modelul complet include componente suplimentare ce modelează efectele de ordinul doi din tranzistor). Parametrii modelelor de semnal mic depind de curentul static de colector  $I_C$ , conform relațiilor din figură.

Toate modelele de semnal mic se pot utiliza și pentru tranzistoarele de tip *npn*, fără a fi necesară schimbarea polarității surselor și a tensiunilor din schema echivalentă (aceste schimbări sunt posibile, dar nu sunt necesare; rezultatul obținut va fi același, deoarece se schimbă atât polaritatea sursei comandate, cât și cea a mărimii de comandă).