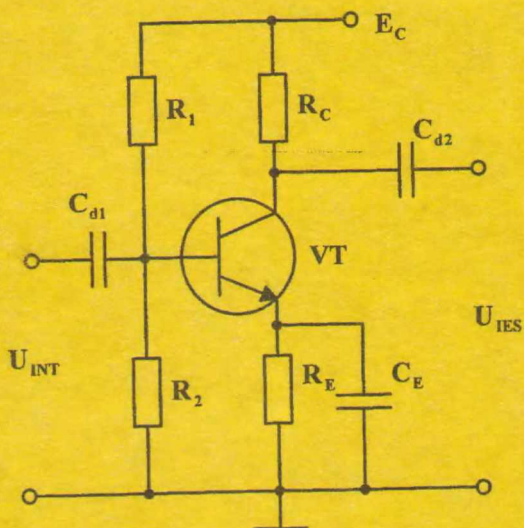


UNIVERSITATEA TEHNICĂ A MOLDOVEI

DISPOZITIVE ELECTRONICE
GHID PENTRU LUCRĂRI PRACTICE

Partea 2



Chișinău
2007

UNIVERSITATEA TEHNICĂ A MOLDOVEI

Facultatea Radioelectronică și Telecomunicații

**Catedra Telecomunicații
Catedra Sisteme Optoelectronice**

**DISPOZITIVE ELECTRONICE
GHID PENTRU LUCRĂRI PRACTICE**

Partea 2

Chișinău
U.T.M.
2007

Prezentul ghid pentru lucrări practice, la disciplina DISPOZITIVE ELECTRONICE este destinat studenților U.T.M., cu specialitățile: 2101, Telecomunicații; 2105, Sisteme optoelectronice; 1871, Inginerie și management în telecomunicații, formele de studii de zi și cu frecvență redusă.

Elaborare: *conf.univ.dr.* **Nicolae BEJAN**

conf. univ. dr. **Pavel NISTIRIUC**

lect-asist.univ. **Alisa MAȘNIC**

Redactor responsabil: conf. univ. dr. **Nicolae BEJAN**

Recenzent: prof.univ.dr.hab.. **PAVEL BODIUL**

2. CALCULUL CIRCUITELOR ELECTRONICE CU TRANZISTOARE BIPOLARE

2.1. Tranzistoare bipolare. Procesele fizice

Tranzistorul bipolar prezintă un dispozitiv semiconductor care conține 3 regiuni de conductibilitate alternate, proprietățile de amplificare a cărui sunt condiționate de injecția și extracția purtătorilor de sarcină. Aceste tranzistoare se numesc bipolare, deoarece funcționarea lor se bazează pe utilizarea purtătorilor de sarcină de ambele semne. În funcție de tipurile de conductibilitate a regiunilor deosebim tranzistoare bipolare de tip **p-n-p** și de tip **n-p-n**.

Structurile și notațiile acestor tipuri de tranzistoare sunt prezentate în fig.2.1. Între fiecare regiune a semiconductorului și ieșirile lui este un contact ohmic, care în figură este arătat cu linie îngroșată. Cele 2 regiuni de la extremități au același tip de conductibilitate și sunt numite emitor (E) și respectiv colector (C). Regiunea din mijloc are o conductibilitate de tip opus față de regiunile externe și se numește bază (B).

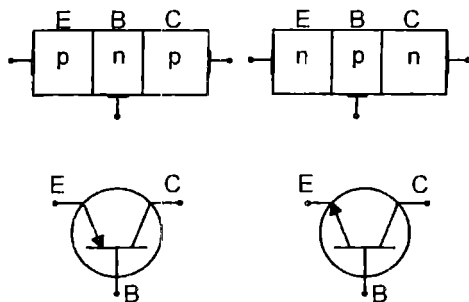


Fig. 2.1

Baza este regiunea în care sunt injectați purtătorii de sarcină minoritari pentru această regiune. Emitor – regiunea care injectează purtătorii de sarcină în bază. Colectorul este destinat pentru extracția purtătorilor de sarcină din bază. Joncțiunea între emitor și bază se numește joncțiunea emitorului, iar între bază și colector – joncțiunea colectorului.

În dependență de tipul polarizării joncțiunilor deosebim următoarele regimuri de funcționare ale tranzistorului: regim normal activ – joncțiunea emitorului este polarizată direct, iar joncțiunea colectorului – indirect; regim de blocaj (sau de tăiere) – ambele joncțiuni sunt polarizate indirect (tranzistorul este închis); regim de saturație – ambele joncțiuni sunt polarizate direct (tranzistorul e deschis); regim activ invers – joncțiunea emitorului e polarizată indirect, iar joncțiunea colectorului – direct. Regimurile de blocaj și de saturație sunt caracteristice funcționării tranzistorului ca element comutator. Regimul activ se folosește la funcționarea tranzistorului în amplificatoare și generatoare. Conectarea inversă se folosește în schemele întrerupătorilor în două direcții, utilizând tranzistoare simetrice, în care ambele regiuni extreme posedă proprietăți identice.

În dependență, care pin a tranzistorului este comun pentru circuitul de intrare și cel de ieșire se deosebesc 3 tipuri de scheme de conectare a tranzistorului: cu bază comună (BC), cu emitor comun (EC) și cu colector comun (CC) (fig.2.2, a, b, c).

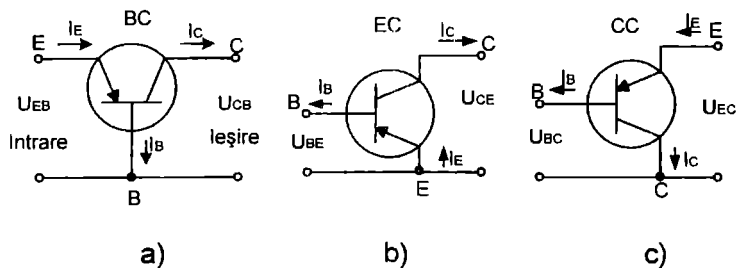


Fig. 2.2

Pentru a determina dependențele analitice dintre curent și tensiunea tranzistorului ideal este utilizată schema echivalentă după Ebers – Molls (vezi fig.2.3). Acest model este alcătuit din 2 joncțiuni p-n ideale, conectate față în față. Rezistența de volum a straturilor, capacitățile joncțiunilor și efectul de modulare a grosimii bazei nu se i-au în considerație.

$$I_C = \frac{\alpha I_{EBO}}{1 - \alpha \alpha_1} (e^{U_{EB}/\varphi_T} - 1) - \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha \alpha_1} (e^{U_{CB}/\varphi_T} - 1). \quad (2.5)$$

Luând în considerație, că $I_B = I_E - I_C$, obținem:

$$I_B = \frac{(1 - \alpha) I_{EBO}}{1 - \alpha \alpha_1} (e^{U_{EB}/\varphi_T} - 1) + (1 - \alpha_1) \frac{I_{CBO}}{1 - \alpha \alpha_1} (e^{U_{CB}/\varphi_T} - 1). \quad (2.6)$$

Rezolvând egalitatea (2.4) în dependență de U_{EB} , obținem relația ce descrie caracteristicile ideale de intrare ale tranzistorului $U_{EB} = f(I_E) | U_{CB} = \text{const.}$:

$$U_{EB} = \varphi_T \ln \left[\frac{I_E}{I_{EBO}} + 1 + \alpha (e^{U_{CB}/\varphi_T} - 1) \right]. \quad (2.7)$$

Relația corespunzătoare caracteristicilor de ieșire poate fi obținută din egalitatea (2.5):

$$I_C = \alpha I_E - I_{CBO} (e^{U_{CB}/\varphi_T} - 1). \quad (2.8)$$

În baza primei legi a lui Kirchhoff pentru curenții din circuitul tranzistorului putem scrie: $I_E = I_C + I_B$. Caracteristicile de intrare și ieșire ale tranzistorului real în conexiunea cu bază comună (BC) sunt prezentate în fig.2.4, a, b.

În regiunea activă $|U_{CB}| < 0$ și $|U_{CB}| \gg \varphi_T$, de aceea la conectarea normală avem:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CBO}. \quad (2.9)$$

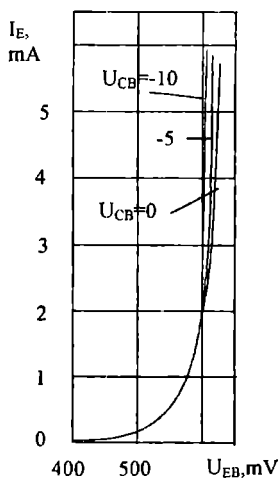
Deci, curentul colectorului I_C în regim activ de funcționare a tranzistorului include suma a 2 componente: curentul I_{CBO} și o parte din curentul emitorului, care este determinat de fluxul purtătorilor de sarcină, injectați în bază și transferați (cu excluderea celor ce recombinează în bază) la joncțiunea colectorului.

Mărima

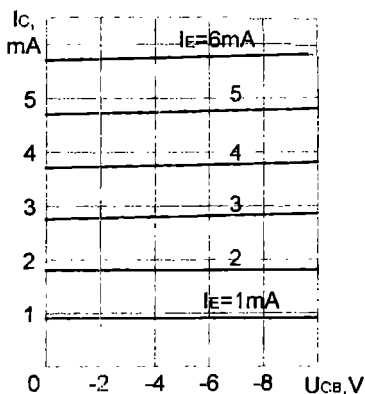
$$\alpha = \frac{I_C - I_{CBO}}{I_E}, \quad (2.10)$$

se numește coeficient static (integral) de transfer al curentului emitorului și constituie $0,95 \div 0,999$.

Deoarece $I_C \gg I_{CBO}$, de regulă coeficientul de transfer este: $\alpha = I_C / I_E$.



a)



b)

Fig.2.4

În regim indirect (joncțiunea colectorului este polarizată direct, iar a emitorului - polarizată indirect) curentul emitorului este:

$$I_E = \alpha_1 I_C + I_{EBO} \quad (2.11)$$

Mărimea:

$$\alpha_1 = \frac{I_E - I_{EBO}}{I_C} \quad (2.12)$$

se numește coeficient indirect de transfer al curentului colectorului. De regulă $\alpha_1 < \alpha$.

La analiza funcționării tranzistorului bipolar în curent alternativ (cu semnale de amplitudine minoră) este introdus coeficientul diferențial de transfer al curentului emitorului

$$\alpha_{\text{dif}} = \left. \frac{dI_C}{dI_E} \right|_{U_{CB}=\text{const}} \quad (2.13)$$

Pentru analiza tranzistorului cu funcționarea la un nivel de injecție nu prea mare mărimea α puțin se modifică cu variația curentului emitorului, de aceea se poate considera $\alpha_{\text{dif}} = \alpha$. În continuare coeficientul diferențial de transfer al curentului emitorului va fi notat prin α .

În fig.2.5 sunt reprezentate caracteristicile statice curent-tensiune (CCT) ale tranzistorului în conexiunea cu emitorul comun (EC).

În primul cadran în fig.2.5 sunt reprezentate caracteristicile de ieșire $I_C = f(U_{CE})|_{I_B = \text{const}}$. Regiunea I – regiune activă, în care regiunea emitorului este deschisă, iar joncțiunea colectorului - închisă. După cum a mai fost spus, în această regiune tranzistorul funcționează în regim de amplificare. Dacă joncțiunea emitorului este închisă, atunci tranzistorul funcționează în regiunea III, căreia îi corespunde curenți indirecti mici (regim de blocaj). În regiunea II ambele joncțiuni sunt deschise, adică tranzistorul lucrează în regim de saturație.

În cadranul doi este reprezentată caracteristica de transfer după curent, adică dependența $I_C = f(I_B)$ pentru $U_{CE} = \text{const}$.

În al treilea cadran este reprezentată caracteristica de

intrare – dependența $I_B = f(U_{BE})|_{U_{CE} = \text{const}}$.

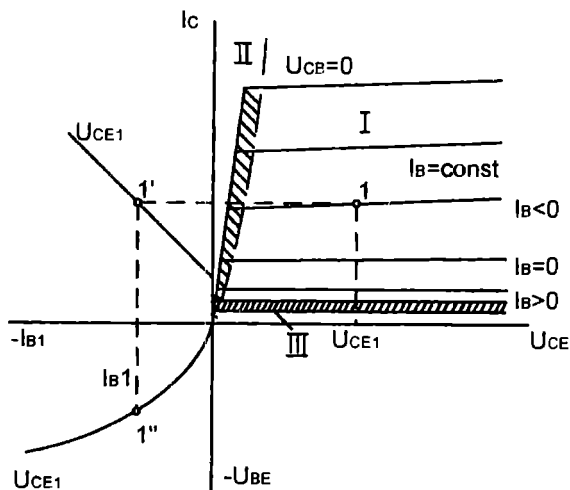


Fig. 2.5

Curentul colectorului în tranzistorul în conexiune EC se determină conform relației:

$$I_C = \frac{\alpha}{1-\alpha} I_B + \frac{I_{CB0}}{1-\alpha}. \quad (2.14)$$

Introducând notații putem scrie:

$$I_C = B I_B - I_{CE0}, \quad (2.15)$$

unde $B = \alpha / (1-\alpha)$ este coeficientul static (integral) de transfer al curentului bazei; $I_{CE0} = I_{CB0} / (1-\alpha) = (1+B) I_{CB0}$ –curentul indirect a jonctiunii colectorului pentru conexiunea EC la $I_B=0$, adică pentru ieșirile bazei decuplate.

Coeficientul de transfer a curentului bazei este

$$B = \frac{I_C - I_{CB0}}{I_B + I_{CB0}}. \quad (2.16)$$

Fiindcă $I_{CB0} \ll I_C$ și $I_{CB0} \ll I_B$, practic coeficientul de transfer a curentului bazei este determinat de relația:

$$B = I_C / I_B . \quad (2.17)$$

La funcționarea tranzistorului în curent alternativ de amplitudine mică se folosește coeficientul diferențial de transfer a curentului bazei:

$$\beta = \left. \frac{dI_C}{dI_B} \right|_{U_{CE} = \text{const}} . \quad (2.18)$$

Relația următoare reprezintă legătura dintre coeficientul diferențial β și coeficientul static B :

$$\beta = B + (I_B + I_{CB0}) \frac{d\beta}{dI_B} .$$

Dependența $\beta(I_B)$ este mai evidentă, decât dependența $\alpha(I_E)$. Însă nu vom avea mare eroare, dacă considerăm $d\beta/dI_B=0$ și obținem $\beta \approx B$.

După cum a fost menționat mai sus, în circuitele electronice tranzistorul poate fi utilizat în trei moduri de conexiune: EC, CC și BC.

De regulă se folosește conexiunea EC, deoarece permite obținerea unui coeficient de amplificare în putere mai major. Această conexiune posedă coeficienți de amplificare în tensiune, (cu inversia fazei tensiunii de intrare la 180°), la curenți destul de înalți și corespunzător o rezistență de intrare mare.

Conexiunea CC mai este numită repetor pe emitor, deoarece tensiunea la emitor după polaritate coincide cu tensiunea de intrare și are aproximativ aceeași valoare. Această conexiune amplifică curentul și puterea, dar nu amplifică tensiunea ($K_U < 1$). Ea posedă cea mai mare valoare a rezistenței de intrare și cea mai mică valoare a rezistenței de ieșire, din toate trei posibilități de conectare a tranzistorului, de aceea se folosește în calitate de amplificator de acordare a rezistenței mici în sarcină cu rezistență mare de ieșire a etajului, altfel spus, este folosit în calitate de transformator al rezistențelor. Repetorul pe emitor este echivalent cu un generator de tensiune, care puțin variază la variația rezistenței de sarcină.

Conexiunea BC amplifică în tensiune și putere, dar nu amplifică în curent (coeficientul de amplificare în curent este mai mic ca unitatea). Posedă o rezistență de ieșire mare. Dar în comparație cu conexiunea EC rezistența de intrare este foarte mică, ce condiționează utilizarea redusă a lor în amplificatoare de tensiune înaltă. De regulă conexiunea BC se utilizează la amplificarea în tensiune la frecvențe foarte înalte.

2.2. Schemele echivalente și parametrii tranzistorului bipolar

La calculul analitic al circuitelor electronice cu tranzistoare bipolare se folosesc pe larg schemele echivalente. Sunt foarte răspândite modelele fizice și imaginare ale tranzistorului. Schema echivalentă fizică reprezintă parametrii fizici ai tranzistorului. În fig.2.6,a,b, sunt prezentate schemele în T la curent și tensiune alternativă în conexiunea BC și EC corespunzător. Ele corespund regiunii lineare ale CCT de intrare și ieșire a tranzistorului, unde parametrii tranzistorului pot fi considerați constanți. Aici r_E este rezistența diferențială a joncțiunii emitorului (în conectare directă).

$$r_E = \left. \frac{dU_{EB}}{dI_E} \right|_{U_{CB}=\text{const}} \quad (2.19)$$

Valoarea r_E este dependentă de componenta continuă a curentului emitorului

$$r_E \approx \varphi_T / I_E = 0,026 / I_E \quad (2.20)$$

Valoarea numerică a rezistenței r_E se plasează în gama: unități ÷ zeci de Ohmi. r_B – rezistența de volum a bazei – rezistența curentului bazei. De regulă, $r_B \gg r_E$ și constituie **100÷500 Ω**. Sursa echivalentă de curent αI_E , reprezintă componenta de tranziție a curentului emitorului, ce traversează baza și ajunge în colector.

Rezistența

$$r_C = \left. \frac{dU_{CB}}{dI_C} \right|_{I_E=\text{const}}$$

prezintă rezistența diferențială a joncțiunii colectorului (polarizată indirect); reprezintă schimbarea curentului colectorului cu modificarea tensiunii U_{CB} . Are o valoare de $0,5 \div 1 \text{ M}\Omega$.

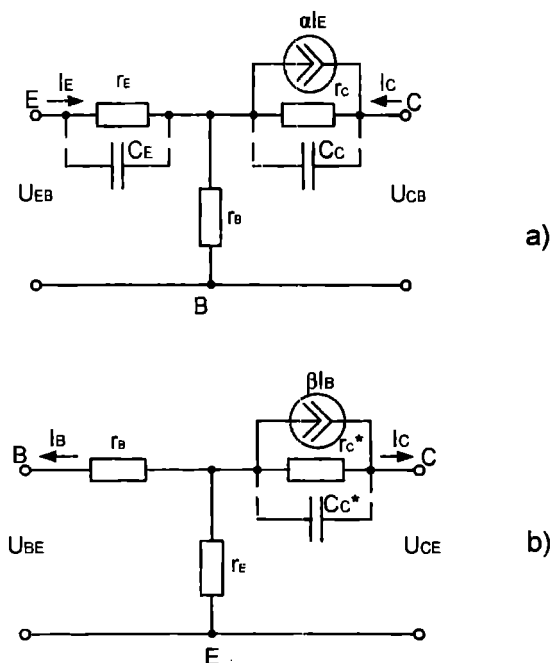


Fig. 2.6

C_E și C_C prezintă capacitățile joncțiunii emitorului și a colectorului. Fiecare este egală cu suma capacităților de barieră și de difuzie corespunzătoare joncțiunii.

Deoarece, la frecvențe înalte capacitatea C_C șuntează rezistența enormă r_C , are o influență considerabilă asupra funcționării tranzistorului, iar capacitatea C_E șuntează rezistența r_E de valoare mică și influența ei este neînsemnată. Capacitatea C_C se i-a în considerație la frecvențe zeci de kHz,

iar capacitatea C_E – la frecvențe ce depășesc unități și zeci MHz. La funcționarea tranzistorului la frecvențe medii (zeci Hz – unități kHz) capacitățile joncțiunilor nu se i-au în considerație și în schema echivalentă nu se fixează.

Coeficientul diferențial de transfer al curentului emitorului este:

$$\alpha = dI_C / dI_E \Big|_{U_{CB} = \text{const.}}$$

Acest coeficient posedă valori de 0,9 – 0,999.

În schema echivalentă în T a tranzistorului, conexiunea EC, (fig.2.6.b) rezistențele r_E , r_B au același sens fizic și aceleași valori, ca și în schema BC. Astfel încât curentul de intrare în schema EC – curentul bazei, în circuitul de ieșire este conectată sursa de curent βI_B . Rezistența $r_C^* = R_C / (1 + \beta)$, reprezintă schimbarea curentului colectorului cu modificarea tensiunii U_{CB} . Astfel încât curentul de intrare în schema EC este curentul bazei, care este de $1 + \beta$ ori mai mic decât curentul emitorului, atunci la trecerea de la schema BC la schema EC se micșorează de $1 + \beta$ ori rezistența activă și cea capacitivă a joncțiunii colectorului. În schema EC $C_C^* = (1 + \beta) C_C$. Majorarea capacității C_C^* are o influență mai mare la frecvențe înalte, decât influența capacității C_E . În legătură cu această capacitate C_E în schema EC de regulă este neglijată.

Coeficientul diferențial de transfer a curentului bazei în schema EC:

$$\beta = \frac{dI_C}{dI_B} \Big|_{U_{CE} = \text{const.}}$$

Fiind fapt că în tranzistor este prezentă o reacție pozitivă, condiționată de efectul Earley (modulația grosimii bazei cu U_{CB}) atunci în circuitele de intrare a schemei echivalente trebuie de introdus o sursă de tensiune, ce reprezintă influența acesteia.

De asemenea se întâlnesc și modelele imaginare ale tranzistorului. Ele se bazează pe reprezentarea tranzistorului

ca cuadripol, ce poate fi caracterizat de unul din cele șase sisteme de ecuații, ce fac legătura între curenții și tensiunile de intrare și ieșire. De regulă, mai des se folosesc următoarele trei sisteme de ecuații:

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= z_{11} \dot{I}_1 + z_{12} \dot{I}_2; \\ \dot{U}_2 &= z_{21} \dot{I}_1 + z_{22} \dot{I}_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.21)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{I}_1 &= y_{11} \dot{U}_1 + y_{12} \dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 &= y_{21} \dot{U}_1 + y_{22} \dot{U}_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.22)$$

$$\left. \begin{aligned} \dot{U}_1 &= h_{11} \dot{I}_1 + h_{12} \dot{U}_2; \\ \dot{I}_2 &= h_{21} \dot{I}_1 + h_{22} \dot{U}_2. \end{aligned} \right\} \quad (2.23)$$

Schemele echivalente ale tranzistorului cu parametri z , y , h sunt prezentate în fig.2.7.a,b,c corespunzător.

Practic se utilizează sistemul parametrilor – h , deoarece acești parametri ușor pot fi măsurați și determinați după CCT a tranzistorului. Parametrii – h ai tranzistorului posedă următorul sens fizic:

$$h_{11} = \left. \dot{U}_1 / \dot{I}_1 \right|_{\dot{U}_2=0} - \text{rezistența de intrare a tranzistorului în}$$

regim de scurtcircuit la ieșire în curent alternativ;

$$h_{12} = \left. \dot{U}_1 / \dot{U}_2 \right|_{\dot{I}_1=0} - \text{coeficientul de reacție inversă după}$$

tensiune în regim mers în gol la intrare în curent alternativ;

$$h_{21} = \left. \dot{I}_2 / \dot{I}_1 \right|_{\dot{U}_2=0} - \text{coeficientul de transfer în curent în}$$

regim scurtcircuit la ieșire în curent alternativ;

$h_{22} = \dot{I}_2 / \dot{U}_2 \Big|_{\dot{I}_1=0}$ – conductibilitatea de ieșire pentru mers în gol la intrare în curent alternativ.

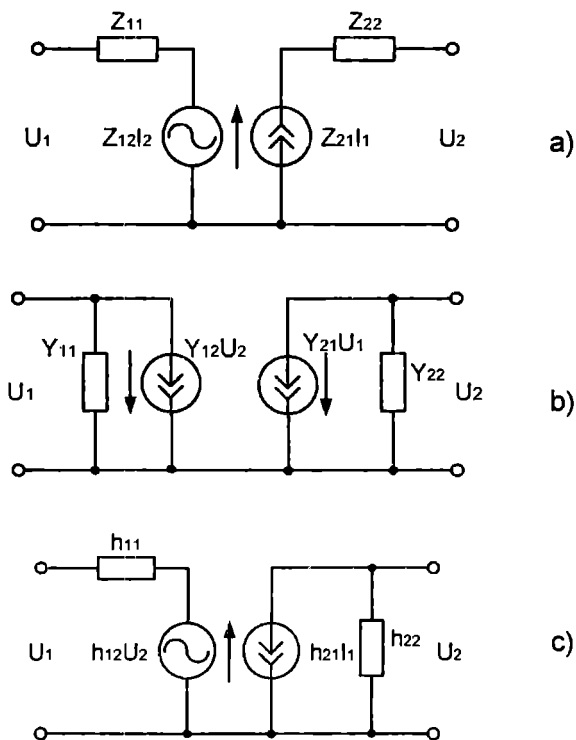


Fig.2.7

Valoarea parametrilor h depinde de schema de conectare a tranzistorului. Legătura parametrilor h și parametrii fizici ai schemei echivalente în conectarea BC a tranzistorului este prezentată de următoarele relații:

$$r_E = h_{11B}(1-h_{21B})h_{12B}/h_{22B}; \quad (2.24)$$

$$r_B = h_{12B}/h_{22B}; \quad (2.25)$$

$$r_C = 1/h_{22B}; \quad (2.26)$$

$$\alpha = |h_{21B}|. \quad (2.27)$$

2.3. Influența temperaturii asupra regimului de funcționare a tranzistorului

Funcționarea tranzistorului este puternic influențată de temperatura la care se află joncțiunile p-n. Se deosebesc trei cauze de bază a instabilității curentului colectorului cu variația temperaturii. Mai întâi de toate foarte dependent de temperatură este curentul ce apare la polarizarea indirectă a joncțiunii colectorului I_{CBO} , ce se dublează cu modificarea temperaturii la fiecare 10°C pentru tranzistoarele realizate pe bază de Ge și la fiecare 7°C pentru cele realizate pe bază de Si. În afară de aceasta, tensiunea bază - emitor odată cu creșterea temperaturii se micșorează. Orientativ valoarea acestei viteze de micșorare este $\Delta U_{BE} / \Delta T = -2,5 \text{ mV} / ^{\circ}\text{C}$. În fine, coeficientul de transfer al curentului bazei $\beta(h_{21E})$ crește cu creșterea temperaturii joncțiunilor.

O influență mai defavorabilă asupra funcționării tranzistorului cu modificarea temperaturii o are majorarea curentului I_{CBO} . Acest factor în cel mai rău caz poate aduce la străpungerea joncțiunii colectorului tranzistorului.

2.4. Parametrii electrici și termici maximal admisibili

Parametrii electrici și termici maximal admisibili sunt acei parametri, ce nu trebuie depășiți la orice condiții de exploatare și la care este asigurată funcționarea normală a tranzistorului bipolar.

Puterea disipată maximă a colectorului P_{Cmax} – puterea maximă disipată în tranzistor la temperatura mediului ambiant T_m (sau carcasei T_c). La funcționarea tranzistorului în regim de reconectare, la puterea, disipată în joncțiunea colectorului, se adaugă puterea, disipată în bază.

Valoarea admisibilă a P_{max} la anumită temperatură a carcasei T_c sau a mediului T_m se determină conform relației următoare:

$$P_{max}(T_c) = (T_{j,max} - T_c) / R_{tj-c}, \quad (2.28)$$

$$P_{\max}(T_m) = (T_{j,\max} - T_m) / R_{tj-m}, \quad (2.29)$$

unde: $T_{j,\max}$ este temperatura maxim admisă a joncțiunii p-n; R_{tj-c} – rezistența termică joncțiune – carcasă; R_{tj-m} – rezistența termică joncțiune – mediu ambiant.

Tensiunea maximă: $U_{CB\max}$; $U_{CE\max}$; $U_{EB\max}$. Pentru majoritatea tranzistoarelor bipolare se prezintă rezistența maximă între bază și emitor R_B , la care este admisibilă valoarea $U_{CE\max}$ în lipsa tensiunii de blocare a bazei.

Curenții maxim admisibili: $I_{C\max}$; $I_{E\max}$; $I_{B\max}$ (sunt reglementați doar pentru tranzistoarele de putere medie și majoră).

2.5. Proprietățile de frecvență și în comutație ale tranzistoarelor bipolare

Cu creșterea frecvenței coeficientul de transfer al curentului emitorului se micșorează după modul și devine o mărime complexă. Drept rezultat, are loc un decalaj între componentele alternative ale curentului colectorului și emitorului. Proprietățile de frecvență ale tranzistorului sunt caracterizate alături de alți parametri.

Frecvența limită a coeficientului de transfer după curent f_{h21} – este numită acea frecvență, la care modulul coeficientului de transfer în curent se micșorează de $\sqrt{2}$ ori, adică cu 3 dB în comparație cu valoarea la frecvențe mici. La cuplarea tranzistorului în schema BC această frecvență este notată f_{h21B} sau uneori f_α . În dependență de valoarea acestei frecvențe se deosebesc tranzistoare bipolare: de frecvențe joase ($f_{h21B} \ll 3\text{MHz}$), de frecvențe medii ($3\text{MHz} \leq f_{h21B} \leq 30\text{MHz}$), de frecvențe înalte ($30\text{MHz} \leq f_{h21B} \leq 300\text{MHz}$) și de frecvențe supraînalte ($f_{h21B} \geq 300\text{MHz}$).

În conectarea EC frecvența limită a coeficientului de transfer în curent se notează prin f_{h21B} sau f_β . E necesar de menționat faptul că coeficientul de transfer al curentului bazei în schema EC are o dependență mai mare de frecvență, decît

în schema BC, astfel încât frecvența f_{h21E} aproximativ este de h_{21E} ori mai mică ca frecvența f_{h21B} .

Frecvența limită a coeficientului de transfer după curent în schema EC este numită acea frecvență f_{lim} la care modulul coeficientului de transfer a curentului bazei este egal cu unitatea. La orice frecvență din gama frecvențelor $0, f_{lim} < f < f_{lim}$ modulul coeficientului de transfer în curent se modifică cu viteza de **6 dB/octavă**, adică îndoit cu schimbarea frecvenței de două ori. Pentru tranzistor sunt adevărate următoarele relații:

$$f_{h21E} \approx f_{h21B} / h_{21E}; \quad f_{h21B} \approx 1,2 f_{lim}.$$

Frecvența maximă de generare f_{max} , este numită acea frecvență, la care tranzistorul funcționează în regim de autogenerare cu reacție negativă optimă. Este de ordinul MHz și aproximativ $f_{max} \approx 200 \sqrt{f_{lim} / \tau_c}$. Aici f_{lim} (MHz) – frecvența limită; T_c – constanta de timp a circuitului de reacție inversă (negativă), ce caracterizează proprietățile de amplificare și de frecvență a tranzistorului, determină stabilitatea etajului amplificator la autoexcitare.

Un parametru destul de important este rezistența bazei tranzistorului r_B , care prezintă rezistența ohmică disipată pe regiunea bazei. Această rezistență este necesar de-a fi cunoscută la calculul rezistenței de intrare a etajului. Se determină prin modificarea constantei de timp a circuitului de reacție inversă T_c , fiind fapt că $T_c = r_B C_c$, unde C_c este capacitatea joncțiunii colectorului.

La funcționarea tranzistorului bipolar în calitate de element comutator (fig.2.8,a) este necesar, ca în regim de conducție rezistența regiunii colector - emitor să fie minimă, iar în regim de blocaj – maximală. Deci, când tranzistorul este deconectat, adică joncțiunea emitorului este polarizată indirect, punctul de funcționare corespunde punctului A, situat pe dreapta de sarcină, determinată de rezistența la sarcină R_s (fig.2.8,b). Acest regim de funcționare corespunde regimului de blocaj a tranzistorului. Cu mărirea curentului bazei punctul de funcționare se deplasează pe dreapta de sarcină în direcția

majorării curentului colectorului. Când curentul bazei atinge valoarea $I_{B, \text{cupl}}$ (punctul B) curentul colectorului atinge valoarea maximă, joncțiunea colectorului se deschide și tranzistorul trece în regim de saturație. Acestui moment îi corespunde tensiunea de rest între colector și emitor $U_{CE \text{ rest}}$.

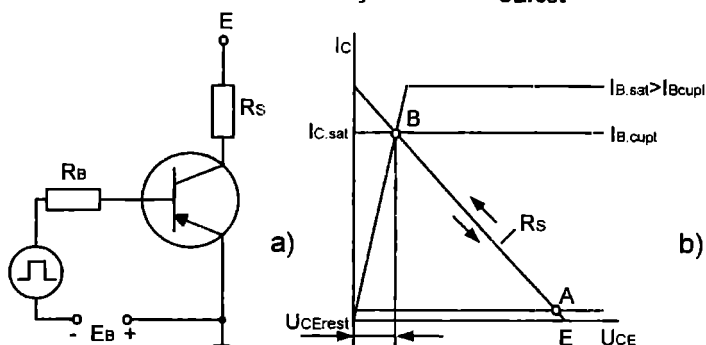


Fig. 2.8

Majorarea în continuare a curentului bazei nu condiționează creșterea de mai departe a curentului colectorului, fiind fapt că valoarea acestui curent este limitată de rezistența de sarcină R_S . Și deci avem următoarele relații:

$$I_{C \text{ sat}} = I_{C \text{ max}} = (E - U_{CE \text{ rest}}) / R_S \approx E / R_S;$$

$$I_{B, \text{cupl}} \approx I_{C, \text{max}} / B.$$

Punctul A și B reprezintă stările limită de funcționare ale tranzistorului bipolar în calitate de cheie electronică.

2.6. Probleme rezolvate

PR.2.1. Să se reprezinte circuitele de cuplare ale tranzistorului cu BC pentru tranzistoare tip **p-n-p** și **n-p-n**. Să se indice polaritatea surselor de alimentare pentru funcționarea tranzistorului:

- în regim activ;
- în regim de blocaj;
- în regim de saturație;

d) în regim de inversie.

Pentru toate cazurile prevăzute să se indice orientarea curenților emitorului I_E , colectorului I_C și bazei I_B .

Rezolvare

Schemele de conectare ale tranzistorului cu BC, polaritatea surselor de alimentare și orientarea curenților pentru diferite regiuni de funcționare a tranzistorului sunt prezentate pe fig.2.9,a,b,c,d.

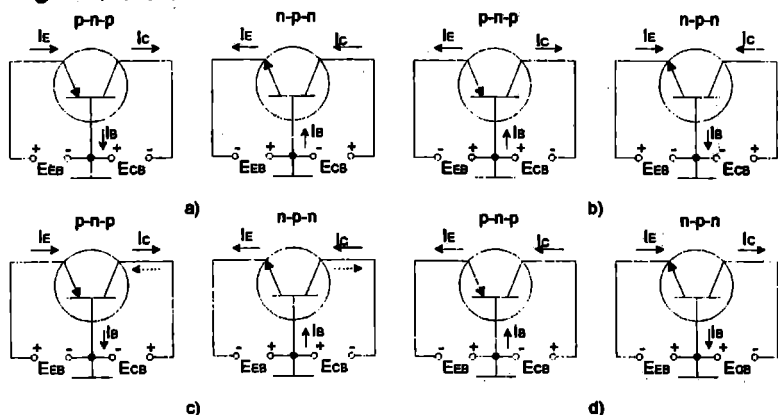


Fig.2.9

PP.2.2. Un tranzistor de tip **p-n-p** este cuplat după schema EC (vezi fig.2.2,b). În ce regim funcționează tranzistorul, dacă:

- tensiunea bază-emitor $U_{BE} = -0,4 \text{ V}$ și tensiunea colector-emitor $U_{CE} = -0,3 \text{ V}$;
- tensiunea $U_{BE} = -0,4 \text{ V}$ și tensiunea $U_{CE} = -10 \text{ V}$;
- $U_{BE} = 0,4 \text{ V}$ și tensiunea $U_{CE} = -10 \text{ V}$?

Rezolvare

- tranzistorul funcționează în regim de saturație, fiind fapt că la jonțiunea emitorului avem tensiunea de polarizare directă ($-0,4 \text{ V}$) și la jonțiunea colectorului de asemeni,

tensiunea de polarizare directă(0,1V).

- b) Tranzistorul funcționează în regim activ, deoarece jonctiunea emitorului este polarizată direct (-0,4 V), iar a colectorului –indirectă cu tensiunea (-9,6 V).
- c) Ambele jonctiuni sunt polarizate indirect (la emitor -0,4 V, la colector -10,4 V); respectiv tranzistorul funcționează în regim de blocaj.

PP.2.3. Un tranzistor de tipul n-p-n este conectat în montaj BC. Tensiunea emitor-bază $U_{BE}=-0,5\text{ V}$, tensiunea colector-bază $U_{CB}=12\text{ V}$. Să se determine tensiunea colector –emitor U_{CE} .

Rezolvare

Aici utilizăm următoarea relație

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

de unde

$$U_{CE}=12\text{ V}+0,5\text{ V}=12,5\text{ V}.$$

PP.2.4. Un tranzistor tip p-n-p este conectat după schema EC. Tensiunea bază-emitor $U_{BE}=-0,8\text{ V}$, tensiunea colector-emitor $U_{CE}=-10\text{ V}$. Să se determine tensiunea colector-bază U_{CB} .

Rezolvare

Vom utilizăm următoarea relație:

$$U_{EB}+U_{BC}+U_{CE}=0.$$

Respectiv

$$U_{CB}=-10\text{ V}+0,8\text{ V}=-9,2\text{ V}.$$

PP.2.5. În tranzistorul de tip n-p-n concentrația electronilor la jonctiunea emitorului este egală cu 10^{20} m^{-3} . Suprafața jonctiunilor este aceeași și $S=1\cdot 10^{-6}\text{ m}^2$. Să se reprezinte distribuția concentrației electronilor în regiunea bazei și să se determine curentul colectorului, dacă grosimea efectivă a bazei

este egală cu $4 \cdot 10^{-5} \text{ m}$ iar mobilitatea electronilor la $T=300 \text{ K}$ este $\mu_n=0,39 \text{ m}^2/(\text{V}\cdot\text{s})$.

Rezolvare:

Presupunem, că grosimea bazei este mult mai mică ca lungimea de difuzie a electronilor (purători minoritari), concentrația în regiunea bazei este mult mai mică ca concentrația donatorilor în regiunea emitorului și a colectorului, în regiunea bazei lipsește recombinarea purătorilor de sarcină (distribuția electronilor în bază este liniară), iar concentrația purătorilor minoritari la joncțiunea colectorului este nulă. Conform acestei presupuneri, trasăm distribuția aproximativă a electronilor în regiunea bazei (vezi fig.2.10.)

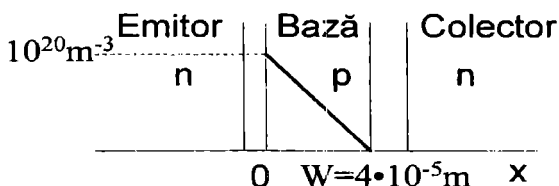


Fig.2.10

Densitatea curentului purătorilor de sarcină minoritari (electronii) în regiunea bazei se determină după următoarea relație

$$j_n = e D_n \frac{dn_e}{dx}.$$

Coeficientul de difuzie se determină din ecuația lui Einchtein:

$$\frac{D_n}{\mu_n} = \frac{k \cdot T}{e},$$

de unde obținem:

$$D_n = \frac{k \cdot T \cdot \mu_n}{e} = \frac{1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 \cdot 0,39}{1,602 \cdot 10^{-19}} = 1 \cdot 10^{-2} \frac{\text{m}^2}{\text{s}}.$$

Determinăm gradientul concentrației electronilor în bază:

$$\frac{dn_e}{dx} = -\frac{10^{20}}{4 \cdot 10^{-5}} = -0,25 \cdot 10^{25} \text{ m}^{-4}.$$

Dacă admitem tensiunea pozitivă, atunci curentul colectorului în regim activ de funcționare are valoarea:

$$\begin{aligned} I_C &= -j_n \cdot S = -e \cdot D_n \frac{dn_e}{dx} \cdot S = \\ &= 1,602 \cdot 10^{-19} \cdot 1 \cdot 10^{-2} \cdot 0,25 \cdot 10^{25} \cdot 1 \cdot 10^{-6} \text{ mA}. \end{aligned}$$

PR.2.6. Suprafața joncțiunilor emitorului și a colectorului în tranzistorul de tip **p-n-p** este aceeași și-i egală cu $1 \cdot 10^{-6} \text{ m}^2$,

coeficientul de difuzie a golurilor în bază $D_p = 4,7 \cdot 10^{-3} \frac{\text{m}^2}{\text{s}}$. La

$U_{CB} = -1 \text{ V}$ distribuția concentrației golurilor în regiunea bazei are aspectul, prezentat în fig.2.11.

Să cere:

a) neglijând curenții de scurgere, să se determine curentul emitorului, format de goluri;

b) să se calculeze rezistența diferențială între colector și bază la $U_{CB} = -16 \text{ V}$, dacă grosimea regiunii de sarcină spațială e joncțiunea colectorului $W_C = (1 + \sqrt{|U_{CB}|}) \cdot 10^{-6} \text{ m}$. Se admite, că condițiile pentru joncțiunea emitor-bază nu se modifică și corespund condițiilor, prezentate în fig.2.11.

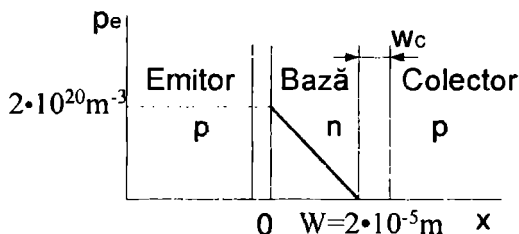


Fig.2.11

Rezolvare

Densitatea curentului golorilor în regiunea bazei este:

$$j_p = -e \cdot D_p \cdot \frac{dp_e}{dx};$$

curentul emitorului format de golori se determină conform următoarei expresii:

$$I_p = -e \cdot D_p \frac{dp_e}{dx} \cdot S.$$

Gradientul concentrației golorilor:

$$\frac{dp_e}{dx} = -\frac{p_e}{w} = -\frac{2 \cdot 10^{20}}{2 \cdot 10^{-5}} = -1 \cdot 10^{25} \text{ golori/m}^4.$$

Respectiv,

$$\begin{aligned} I_p &= j_p \cdot S = -e D_p \frac{dp_e}{dx} \cdot S = \\ &= 1,602 \cdot 10^{-19} \cdot 47 \cdot 10^{-4} \cdot (10 \cdot 10^{25}) \cdot 10^{-6} = 7,5 \text{ mA}. \end{aligned}$$

Curentul colectorului este:

$$I_C = \frac{e \cdot D_p \cdot S \cdot p_e}{(w_{\text{tot}} - w_C)} = \frac{e \cdot D_p \cdot S \cdot p_e}{w_e}$$

unde w este grosimea efectivă a bazei.

Respectiv

$$w_{\text{tot}} = w + w_C = 2 \cdot 10^{-5} + (1 + \sqrt{|U_{CB}|}) \cdot 10^{-6}$$

$$\text{la } U_{CB} = -1 \text{ V } w_{\text{tot}} = 2 \cdot 10^{-5} + 2 \cdot 10^{-6} = 2,2 \cdot 10^{-5} \text{ m}.$$

Atunci

$$I_C = \frac{e \cdot D_p \cdot S \cdot p_e}{[w_{\text{tot}} - (1 + \sqrt{|U_{CB}|})] \cdot 10^{-6}}.$$

Derivând această relație în funcție de U_{CB} obținem:

$$\left| \frac{dI_C}{dU_{CB}} \right| = \frac{e \cdot D_p \cdot S \cdot p_e \cdot (|U_{CB}|^{-1/2} / 2) \cdot 10^{-6}}{[w_{\text{tot}} - (1 + \sqrt{|U_{CB}|}) \cdot 10^{-6}]^2}.$$

La $U_{CB} = -16V$ derivata va fi:

$$\left| \frac{dI_C}{dU_{CB}} \right| = \frac{1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 4,7 \cdot 10^{-3} \cdot 10^{-6} \cdot 2 \cdot 10^{20} \cdot (16^{-1/2} / 2) \cdot 10^{-6}}{[2,2 \cdot 10^{-5} - (1 + \sqrt{16 \cdot 10^{-6}})^2]} =$$

$$= \frac{1,88 \cdot 10^{-14}}{2,89 \cdot 10^{-10}} \text{ Sm.}$$

Rezistența diferențială se calculează ca

$$r_c = \frac{dU_{CB}}{dI_{CB}} = \frac{2,89 \cdot 10^{-10}}{1,88 \cdot 10^{-14}} \cong 15,4 \text{ k}\Omega.$$

PR.2.7. Tranzistorul cu parametrii $\alpha = 0,995$, $\alpha_1 = 0,01$, $I_{EBC} = 10^{-14} \text{ A}$, $I_{CBC} = 10^{-13} \text{ A}$, este conectat în schema, ilustrată în fig. 2.12.

Să se determine tensiunea colector-emitor U_{CE} , și curenții I_E , I_C , I_B .

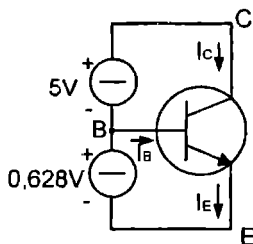


Fig.2.12

Rezolvare:

Tensiunea colector-emitor o determinăm utilizând următoarea relație:

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

de unde:

$$U_{CE} = 5 + 0,62 = 5,62 \text{ V.}$$

Determinăm valoarea curentului colectorului

$$I_C = \alpha \cdot I_{EBC} \cdot (e^{\frac{e \cdot U_{BE}}{kT}} - 1) - I_{CBC} \cdot (e^{\frac{e \cdot U_{BC}}{kT}} - 1).$$

Observăm că ultimul termen din relația precedentă poate fi omis datorită tensiunii negative majore U_{BC} . Fixând valorile variabilelor din condițiile problemei, obținem:

$$I_C = 0,995 \cdot 10^{-14} \cdot (e^{0,62 / 0,025} - 1) - 10^{-13} \cdot (e^{-5 / 0,025} - 1) = 2,3 \cdot 10^{-4} \text{ A.}$$

Calculăm curentul emitorului după relația următoare

$$I_E = I_{EBC} \cdot (e^{\frac{e \cdot U_{BE}}{kT}} - 1) - \alpha_1 \cdot I_{CBC} \cdot (e^{\frac{e \cdot U_{BC}}{kT}} - 1) = 10^{-14} \cdot (2,3 \cdot 10^{10}) - 10^{-14} = 2,3 \cdot 10^{-4} \text{ A.}$$

Curentul bazei este

$$I_B = -I_C + I_E = 0.$$

Real curentul bazei nu este nul. Aceasta s-a obținut din cauza calcului aproximativ a curentului:

$$I_C = 0,995 \cdot 2,3 \cdot 10^{-14} \cdot 10^{10} = 2,3 \cdot 10^{-4} \text{ A.}$$

Respectiv, real obținem:

$$I_B = -0,995 \cdot 2,3 \cdot 10^{-4} + 2,3 \cdot 10^{-4} = 1,15 \cdot 10^{-6} \text{ A.}$$

PR.2.8. În fig.2.13,a,b sunt reprezentate caracteristicile de intrare și ieșire ale tranzistorului bipolar cuplat în EC. Să se traseze caracteristica de transfer ale curentului $I_C = f(I_B)$ la valoarea $U_{CE} = -5 \text{ V} = \text{const}$ și caracteristica de transfer $I_C = f(U_{BE})$ la valoarea $U_{CE} = -5 \text{ V} = \text{const}$.

Rezolvare:

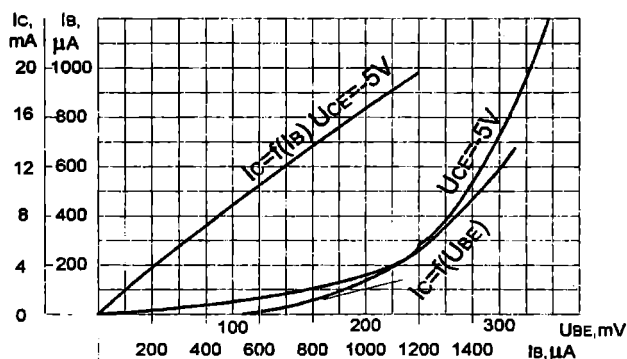
Prima curbă – dependența $I_C = f(I_B)$ la $U_{CE} = -5 \text{ V} = \text{const}$ – se trasează după punctele **A,B,C,D,E,F**, ce prezintă punctele de intersecție pe verticală la $U_{CE} = -5 \text{ V}$ cu caracteristicile de ieșire pentru diferiți curenți I_B . Această curbă poate fi trasată pe dependența caracteristicii de intrare, dacă pe axa coordonatelor fixăm valoarea I_C , iar pe axa absciselor – valoarea I_B .

Curba a doua se trasează pe baza caracteristicilor de intrare și ieșire. De exemplu, la tensiunea colector – emitor $U_{CE} = -5 \text{ V}$ curentul bazei $I_B = 200 \text{ }\mu\text{A}$ corespunde caracteristicii de intrare tensiunea $U_{BE} = 225 \text{ mV}$, iar la cea de ieșire curentul $I_C = 3,9 \text{ mA}$. Deoarece în sistemul de coordonare $I_C - U_{BE}$ fixăm

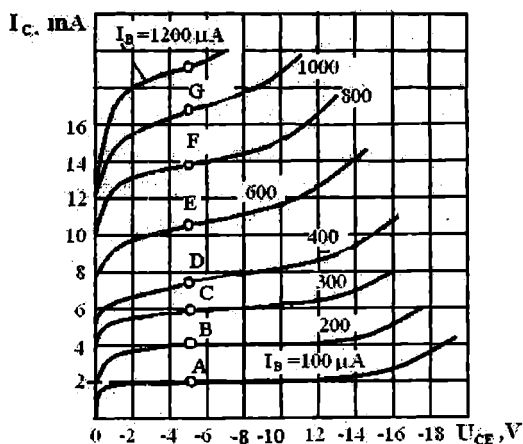
punctul cu aceste coordonate (**3,9 mA; 225 mV**). Analogic fixăm și alte puncte, după care trasăm curba.

Pentru comoditate datele obținute pot fi plasate sub formă de tabel (pentru $U_{CE} = -5V$).

$I_B, \mu A$	100	200	300	400	600
U_{BE}, mV	180	225	245	265	288
I_C, mA	2,0	3,9	5,7	7,4	10,5
Punctele	A	B	C	D	E



a)



b)

Fig.2.13

Conform caracteristicilor de transfer trasate (fig.2.13,a) este evident, că caracteristica $I_c=f(I_b)$ este aproape liniară, iar dependența $I_c=f(U_{BE})$ în partea de jos este brusc nelineară.

PR.2.9. Un tranzistor de tip **p-n-p** este cuplat în circuit cu BC. Să se demonstreze că rezistența diferențială a emitorului aproximativ poate fi determinată după relația $r_E \approx k \cdot T / (e \cdot I_E)$, unde I_E - curentul emitorului. Să se determine la $T=300\text{ K}$, dacă $I_E=2\text{ mA}$.

Rezolvare

Datorită faptului că jonțiunea emitorului este polarizată direct, atunci curentul emitorului poate fi determinat după următoarea relație:

$$I_c = I_{EB0} (e^{e \cdot U_{EB} / (k \cdot T)} - 1),$$

unde I_{EB0} - curentul indirect.

Atunci

$$r_E = \left. \frac{dU_{EB}}{dI_E} \right|_{U_{CB}=\text{const}} = \frac{k \cdot T}{e \cdot (I_E + I_{EB0})}.$$

Dar

$$I_E \gg I_{EB0} \text{ și } r_E \approx k \cdot T / (e \cdot I_E) \approx \phi_k / I_E.$$

Penru $I_E = 2\text{ mA}$ și $T=300\text{ K}$, obținem:

$$r_E = 1,38 \cdot 10^{-23} \cdot 300 / (1,6 \cdot 10^{-19} \cdot 2 \cdot 10^{-3}) = 13\ \Omega.$$

PR.2.10. Utilizând schema echivalentă a tranzistorului în conexiunea BC (vezi fig.2.14,a), să se stabilească dependența dintre parametrii schemei și parametrii hibrizi **h**.

Rezolvare

Parametrii

$$h_{11B} = \left. \frac{U_1}{I_1} \right|_{U_2=0} \quad \text{și} \quad h_{21B} = \left. \frac{I_2}{I_1} \right|_{U_2=0}$$

se determină în regim de scurt circuit la ieșire pentru curent alternativ. Deoarece pentru calculul acestor parametri schema este transformată (vezi fig.2.14,b) aplicând legile Kirchhoff, fixăm tensiunea la intrare

$$\dot{U} = r_E \cdot \dot{I}_1 + \frac{(1-\alpha)\dot{I}_1 \cdot r_B \cdot r_C}{r_B + r_C}.$$

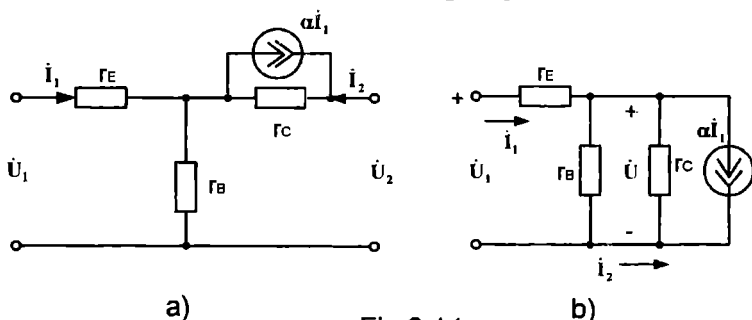


Fig.2.14

Respectiv rezistența de intrare a tranzistorului când la ieșire avem scurt circuit după curent alternativ este:

$$h_{11B} = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = r_E + \frac{(1-\alpha)r_B r_C}{r_B + r_C}.$$

Această relație poate fi simplificată, luând în considerație că $r_C \gg r_B$: $h_{11B} \approx r_E + r_B(1-\alpha)$.

Din fig.2.14,b este evident că:

$$\dot{I}_2 + \alpha \dot{I}_1 = \dot{U} / r_C, \text{ dar } \dot{U} = \frac{(1-\alpha)\dot{I}_1 r_C r_B}{r_B + r_C}.$$

Respectiv,

$$\dot{I}_2 = -\alpha \dot{I}_1 - \frac{(1-\alpha)\dot{I}_1 r_B}{r_B + r_C} = -\dot{I}_1 \left(\frac{\alpha r_B + \alpha r_C + r_B - \alpha r_B}{r_B + r_C} \right) = -\dot{I}_1 \left(\frac{\alpha r_C + r_B}{r_B + r_C} \right),$$

de unde se obține

$$h_{21B} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right|_{U=0} = -\frac{r_B + \alpha r_C}{r_B + r_C}.$$

Divizând numărătorul și numitorul la r_C , obținem

$$h_{21B} = -(r_B / r_C + \alpha) / (1 + r_B / r_C).$$

Dat fiind fapt că $\alpha \approx 1$ și $r_B/r_C \ll 1$, obținem $h_{21B} \approx -\alpha$.

Parametrii h_{12B} și h_{22B} se determină în regim mers în gol la intrare în curent alternativ. În rezultat generatorul de curent se deconectează. Se observă, că în acest caz $h_{12B} = r_B / (r_B + r_C)$ și $h_{22B} = 1 / (r_B + r_C)$.

PR.2.11. Să se stabilească legătura dintre parametrii-Z și parametrii-y ai tranzistorului bipolar.

Rezolvare

Sistemul de ecuații pentru parametrii-Z poate fi scris în modul următor în felul următor:

$$\dot{U}_1 = Z_{11} \dot{I}_1 + Z_{12} \dot{I}_2;$$

$$\dot{U}_2 = Z_{21} \dot{I}_1 + Z_{22} \dot{I}_2.$$

Sistemul de ecuații pentru parametrii-y este:

$$\dot{I}_1 = y_{11} \dot{U}_1 + y_{12} \dot{U}_2;$$

$$\dot{I}_2 = y_{21} \dot{U}_1 + y_{22} \dot{U}_2.$$

Trecerea de la un sistem de ecuații la altul se realizează simplu cu ajutorul determinantului. Calculând ecuațiile primului sistem în funcție de \dot{I}_1 și \dot{I}_2 obținem:

$$\dot{I}_1 = \frac{\begin{vmatrix} \dot{U}_1 & Z_{12} \\ \dot{U}_2 & Z_{22} \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} Z_{11} & Z_{12} \\ Z_{21} & Z_{22} \end{vmatrix}} = \frac{Z_{22} \dot{U}_1 - Z_{21} \dot{U}_2}{Z_{11} Z_{22} - Z_{21} Z_{12}} = \frac{Z_{22}}{\Delta Z} \dot{U}_1 - \frac{Z_{12}}{\Delta Z} \dot{U}_2;$$

$$\dot{I}_2 = \frac{\begin{vmatrix} Z_{11} & \dot{U}_1 \\ Z_{21} & \dot{U}_2 \end{vmatrix}}{\Delta Z} = -\frac{Z_{21}}{\Delta Z} \dot{U}_1 + \frac{Z_{11}}{\Delta Z} \dot{U}_2,$$

unde $\Delta Z = Z_{11}Z_{22} - Z_{12}Z_{21}$ prezintă determinantul matricei. Înlocuind coeficienții de pe lângă \dot{U}_1 și \dot{U}_2 din al doilea sistem cu coeficienții respectivi din primul sistem, obținem următoarele expresii:

$$\begin{aligned} y_{11} &= Z_{22} / \Delta Z; & y_{12} &= -Z_{12} / \Delta Z; \\ y_{21} &= -Z_{21} / \Delta Z; & y_{22} &= Z_{11} / \Delta Z. \end{aligned}$$

PR.2.12. Să se exprime parametrii h_{12E} și h_{11E} în conexiunea EC a tranzistorului prin parametrii h ai tranzistorului în conexiunea BC.

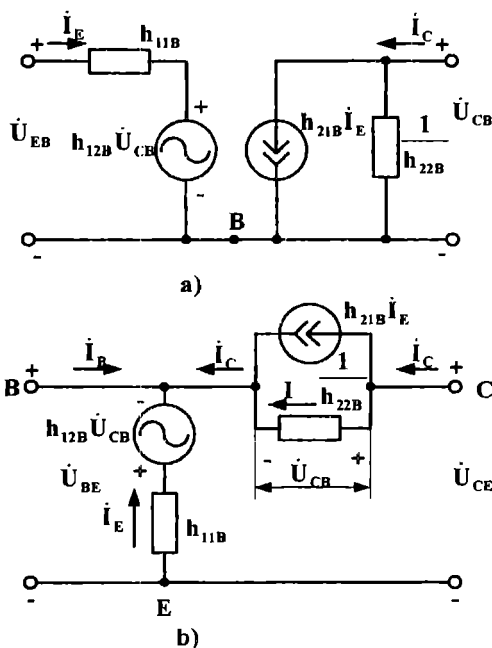


Fig.2.15

Rezolvare

Schema echivalentă a tranzistorului în conexiunea cu bază comună este prezentată în fig.2.15,a. Dacă tranzistorul dat îl

conectăm în EC, atunci schema echivalentă va avea forma, prezentată în fig.2.15,b.

După definiție:

$$h_{12E} = \left. \frac{\dot{U}_{BE}}{\dot{U}_{CE}} \right|_{\dot{I}_B=0} = - \left. \frac{\dot{U}_{CB} + \dot{U}_{CE}}{\dot{U}_{CE}} \right|_{\dot{I}_B=0} = \left(1 - \frac{\dot{U}_{CB}}{\dot{U}_{CE}} \right) \Big|_{\dot{I}_B=0},$$

dacă $\dot{I}_B = 0$, atunci $\dot{I}_C = -\dot{I}_E$ și curentul (fig.2.15,a) $I = -(1 + h_{21B})I_E$. Dat fiind fapt că h_{22B} este conductibilitatea atunci $\dot{I} = h_{22B} \dot{U}_{CB} = -(1 + h_{21B}) \dot{I}_E$.

Aplicând a 2-a lege a lui Kirchhoff, pentru conturul de ieșire în fig.2.15,b putem scrie:

$$h_{11B} \dot{I}_E + h_{21B} \dot{U}_{CB} - \dot{U}_{CB} + \dot{U}_{CE} = 0$$

Combinând ultimele două expresii, obținem:

$$-\frac{h_{11B}h_{22B}}{1+h_{21B}} \dot{U}_{CB} + h_{21B} \dot{U}_{CB} - \dot{U}_{CB} + \dot{U}_{CE} = 0$$

sau

$$\dot{U}_{CB}/\dot{U}_{CE} = \frac{1+h_{21B}}{h_{11B}h_{22B} + (1-h_{12B})(1+h_{21B})}.$$

Respectiv

$$h_{21E} = 1 - \frac{\dot{U}_{CB}}{\dot{U}_{CE}} = \frac{h_{11B}h_{22B} - (1+h_{21B})h_{12B}}{h_{11B}h_{22B} + (1-h_{12B})(1+h_{21B})}.$$

Fiind fapt că $h_{12B} \ll 1$ și $h_{22B}h_{11B} \ll 1+h_{21B}$, această relație se simplifică și devine

$$h_{12E} \cong \frac{h_{11B}h_{22B}}{1+h_{21B}} - h_{12B}.$$

După definiție, $h_{11E} = \left. \frac{\dot{U}_{BE}}{\dot{I}_B} \right|_{\dot{U}_{CE}=0}$, adică se determină în

regim de scurtcircuit la ieșire. Scurtcircuitele ieșirilor de circuit

din fig.2.15,a, obținem schema ilustrată în fig.2.16. Menționăm, că în acest caz tensiunea $\dot{U}_{CB} = -\dot{U}_{BE}$.

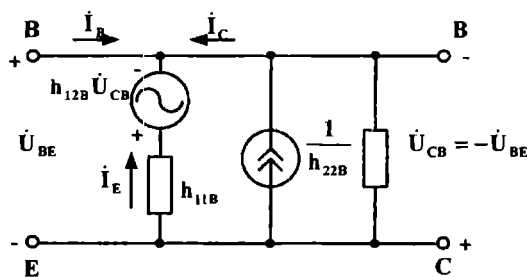


Fig.2.16

Aplicând a doua lege a lui Kirchhoff conturului de intrare, obținem $\dot{U}_{CB} - h_{11B} \dot{I}_E - h_{12B} \dot{U}_{CB} = 0$. Combinând ultimele două relații obținem:

$$\dot{I}_E = \frac{1 - h_{21B}}{h_{11B}} \dot{U}_{CB}.$$

Aplicând prima lege a lui Kirchhoff pentru punctul B, obținem

$$\dot{I}_B + \dot{I}_E + h_{21B} \dot{I}_E - h_{22B} \dot{U}_{BE} = 0$$

sau

$$\dot{I}_B = (1 + h_{21B}) \frac{1 - h_{21B}}{h_{11B}} \dot{U}_{BE} + h_{22B} \dot{U}_{BE}.$$

Rezultă că

$$h_{11E} = \frac{\dot{U}_{BE}}{\dot{I}_B} = \frac{h_{11B}}{h_{11B} h_{22B} + (1 - h_{12B})(1 + h_{21B})}.$$

Această expresie este exactă.

Fiind fapt că $h_{12B} \ll 1$ și $h_{22B} h_{11B} \ll 1 + h_{21B}$, atunci relația devine

$$h_{11B} \approx h_{11B} / (1 + h_{21B}).$$

PR.2.13. Să se determine, dacă sunt compatibili următorii parametri ai unui tranzistor cuplat cu BC: $h_{11} = 30 \Omega$;

$h_{12B}=4 \cdot 10^{-3}$; $h_{21B}=-0,97$; $h_{22B}=1 \cdot 10^{-6}$ Sm. Parametrii în punctul static de funcționare sunt: $U_{CB}=-5$ V; $I_E=1$ mA.

Rezolvare

Necesitatea verificării compatibilității celor 4 parametri h este condiționată de faptul că ei caracterizează unul și același tranzistor, și deoarece între parametri există relații bine determinate. În foile de catalog sunt fixate valorile medii a parametrilor, care pot să nu îndeplinească aceste relații. Astfel spus, folosind în calcul valorile tipice a parametrilor fixați în îndrumare, se pot obține rezultate absurde.

Verificarea corectitudinii parametrilor tranzistorului, calculând cu ajutorul acestor parametri valoarea rezistențelor schemei echivalente în T cu generator trebuie să fie pozitive.

Determinăm parametrii proprii ai tranzistorului:

$$\alpha = -h_{21B} = 0,97;$$

$$r_B \approx \frac{h_{12B}}{h_{22B}} = \frac{4 \cdot 10^{-3}}{1 \cdot 10^{-6}} = 4000 \Omega$$

$$r_E = h_{11B} - h_{21B} \left(\frac{1 + h_{21B}}{h_{22B}} \right) = h_{11B} - r_B(1 - \alpha) = 30 - 4000(1 - 0,97) = -90 \Omega;$$

$$r_C = \frac{1}{h_{22B}} - r_B \approx \frac{1}{h_{22B}} = \frac{1}{10^{-6}} = 1 \text{ M}\Omega$$

Fiind fapt că valoarea parametrului r_E s-a obținut negativă, rezultă că valorile parametrilor indicați în condițiile problemei sunt incompatibile. Valoarea negativă a rezistenței r_E este condiționată de valoarea prea mare r_B , iar ultima – de valoarea prea mare a parametrului h_{12B} .

În acest caz de incompatibilitate a parametrilor în calitate de date de intrare în calcul se folosesc 3 parametri – h , indicați în îndrumar, iar al 4-lea se determină luând în considerație valorile celorlalți, fixați adăugător datorită unei rezistențe a schemei echivalente a tranzistorului. De exemplu, în cazul prevăzut utilizăm $h_{11B}=30 \Omega$; $h_{21B}=-0,97$; $h_{22}=1 \mu$ Sm și

presupunem, că valoarea rezistenței r_E în schema echivalentă a tranzistorului la $U_{CB}=-5\text{ V}$ și $I_E=1\text{ mA}$ constituie $26\ \Omega$.

Considerând $r_E=26\ \Omega$ și $\alpha=|h_{21B}|$, calculăm r_B după relația:

$$r_B = \frac{h_{11B}}{1+|h_{21B}|} = \frac{30-26}{1-0,97} = 133\ \Omega.$$

Apoi determinăm parametrul h_{12B} :

$$h_{12B} = r_B h_{22} = 133 \cdot 10^{-6} = 0,133 \cdot 10^{-3}.$$

PR.2.14. În circuitul prezentat în fig.2.17,a, $E_C=-10\text{V}$, $R_S=2\text{ k}\Omega$, $R_E=1\text{ k}\Omega$. De determinat nominala rezistenței de intrare a circuitului, dacă coeficientul de transfer a curentului bazei tranzistorului este: $\beta=50$.

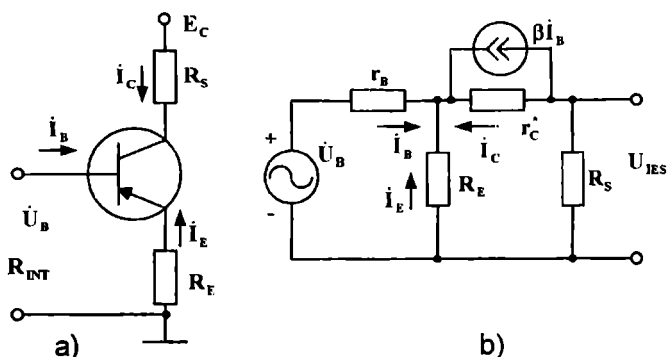


Fig.2.17

Rezolvare

Rezistența de intrare $R_{int} = \dot{U}_B / \dot{I}_B$. Luând în considerație că căderea de tensiune pe jonțiunea emitorului poate fi neglijată, atunci $\dot{U}_B \approx -\dot{I}_E R_E$, iar $\dot{I}_E = -\dot{I}_B (\beta + 1)$. Prin urmare, $R_{int} = \dot{I}_B (\beta + 1) R_E / \dot{I}_B = 1(50 + 1) = 51\text{ k}\Omega$. Această valoare aproximativă a rezistenței de intrare este obținută fără a lua în considerație rezistențele r_E și r_B . Dacă luăm în considerație aceste rezistențe, atunci relația rezistenței de intrare va avea

forma: $R_{int} = (r_E + R_E)(\beta + 1) + r_B$. Practica ne-a demonstrat că: $r_E \ll R_E$, și $r_B \ll R_E(\beta + 1)$, de aceea aproximativ se consideră, că $R_{int} \cong R_E(\beta + 1)$.

Aici de asemeni nu a fost luată în considerație influența rezistenței r_C . Schema echivalentă, ce ține seama de această influență, este prezentată în fig.2.17,b. Presupunem, că $r_C^* = \infty$ și generatorul de curent $\beta \dot{I}_B$ lipsește. Atunci curentul colectorului \dot{I}_C este nul și curentul de intrare a bazei este determinat numai de r_B și R_E . În acest caz $R_{int} = r_B + R_E$.

Acum admitem, că rezistența r_C^* este infinită, dar avem un generator de curent $\beta \dot{I}_B$. Prin urmare, sursa \dot{U}_B formează curentul \dot{I}_B , iar sursa $\beta \dot{I}_B$ va forma curentul colectorului $\dot{I}_C = \beta \dot{I}_B$. Acești curenți condiționează pe rezistența R_E căderea de tensiune $R_E(\dot{I}_B + \beta \dot{I}_B)$. Din analiza schemei rezultă, că:

$$\dot{I}_B = \frac{\dot{U}_B - R_E(\beta + 1)\dot{I}_B}{r_B}.$$

Calculând această ecuație în raport cu \dot{I}_B , obținem:

$$\dot{I}_B = \frac{\dot{U}_B}{r_B + R_E(\beta + 1)}.$$

Atunci rezistența de intrare este:

$$R_{int} = \dot{U}_B / \dot{I}_B = r_B + R_E(\beta + 1).$$

Considerăm, că rezistența r_C^* este finită. La micșorarea r_C^* cea mai mare parte a curentului $\beta \dot{I}_B$ va circula prin această rezistență, în loc să circule spre ieșirea colectorului și să formeze curentul acestuia. Prin urmare, căderea de tensiune pe rezistorul R_E , va fi mai mică și rezistența de intrare se va micșora. Să analizăm acest fenomen, înlocuind în schema din fig.2.17,b generatorul de curent cu un generator de tensiune. Utilizând metoda generatorului echivalent, obținem circuitul, prezentat în fig.2.18. Pentru contururi putem scrie următoarele relații:

$$\dot{U}_B = (r_B + R_E)\dot{I}_B + R_E\dot{I}_C;$$

$$0 = (R_E - \beta r_C^*)\dot{I}_B + (R_E + r_C^* + R_S)\dot{I}_C.$$

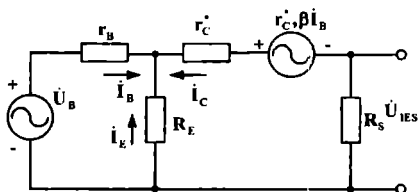


Fig.2.18

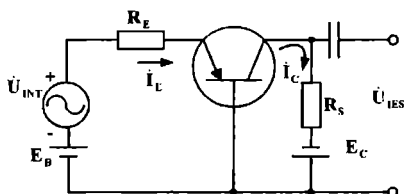


Fig.2.19

Calculând aceste ecuații în raport cu i_B obținem:

$$\dot{I}_B = \frac{\begin{vmatrix} \dot{U}_B & R_E \\ 0 & R_E + r_C^* + R_S \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} r_B + R_E & R_E \\ R_E - \beta r_C^* & R_E + r_C^* + R_S \end{vmatrix}} = \frac{\dot{U}_B (R_E + r_C^* + R_S)}{(r_B + R_E)(R_E + r_C^* + R_S) - R_E(R_E - \beta r_C^*)}$$

În urma calculelor numitorului obținem:

$$r_B(R_E + r_C^* + R_S) + R_E^2 + R_E r_C^* + R_E R_S - R_E^2 + R_E \beta r_C^*$$

sau

$$r_B(R_E + r_C^* + R_S) + R_E[r_C^*(\beta + 1) + R_S].$$

Dacă împărțim numărătorul și numitorul ecuației pentru \dot{I}_B la $R_E + r_C^* + R_S$, atunci relația va avea următoarea formă: $\dot{I}_B = \dot{U}_B / R_{int}$ unde R_{int} -rezistența de intrare. Prin urmare, rezistența de intrare este:

$$R_{int} = r_B + \frac{R_E[r_C^*(\beta + 1) + R_S]}{R_E + r_C^* + R_S}.$$

Divizând numărătorul și numitorul la r_C^* , obținem:

$$R_{int} = r_B + \frac{R_E[(\beta + 1) + R_S / r_C^*]}{1 + (R_E + R_S) / r_C^*}.$$

Am obținut expunerea corespunzătoare pentru rezistența de intrare. Din această expunere se poate de determinat rolul rezistenței r_C^* . Dacă

$$(R_E + R_S) / r_C^* \ll 1,$$

atunci $R_S / r_C^* \ll 1$ și ecuația i-a forma: $R_{int} = r_B + R_E (\beta + 1)$.

PR.2.15. În schema prezentată în fig.2.19, tranzistorul funcționează în regim activ. Considerând, rezistența R_E mult mai mare decât rezistența joncțiunii emitorului, și rezistența joncțiunii colectorului $r_C \gg R_S$, să se fixeze coeficientul de amplificare în tensiune K_U .

Rezolvare

Tensiunea de ieșire este

$$\dot{U}_{ies} = -\dot{I}_C \cdot R_S.$$

Neglijând căderea de tensiune pe joncțiunea emitorului putem scrie

$$\dot{I}_E = \frac{U_{int}}{R_E}.$$

Neglijând cu valoarea curentului de scurgere a colectorului I_{CBO} , obținem curentul colectorului

$$\dot{I}_C = -\alpha \dot{I}_E.$$

Prin urmare

$$\dot{U}_{ies} = \alpha \dot{I}_E R_S = \alpha \dot{U}_{int} R_S / R_E.$$

Coeficientul de amplificare în tensiune

$$K_U = \dot{U}_{ies} / \dot{U}_{int} = \alpha R_S / R_E.$$

PR.2.16. Circuitul prezentat în fig.2.20 posedă componente cu parametri: $R_E=5 \text{ k}\Omega$, $R_S=10 \text{ k}\Omega$, $E_E=10 \text{ V}$, $E_C=30 \text{ V}$. Să se determine valoarea tensiunii colector-bază U_{CB} .

Rezolvare

Valorile coeficientului de transfer a curentului emitorului α și a curentului colectorului la polarizare indirectă nu sunt fixate, pentru ca cititorul să se deprindă individual să obțină aproximările respective. Dacă temperatura, la care

funcționează tranzistorul, nu este prea mare, atunci putem considera $I_{CBO}=0$. Coeficientul de transfer a curentului emitorului α se consideră egal cu unitatea. Atunci, neglijând căderea de tensiune pe jonțiunea emitorului, putem fixa

$$I_E = E_E / R_E = 10 / (5 \times 10^3) = 2 \text{ mA},$$

iar curentul colectorului $I_C \approx \alpha I_E \approx I_E = 2 \text{ mA}$. Prin urmare,

$$U_{CB} = E_C - I_C R_S = 30 - 2 \cdot 10 = 10 \text{ V}.$$

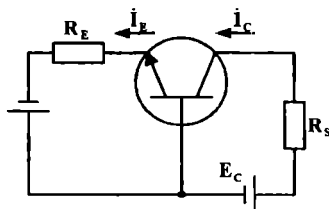


Fig.2.20

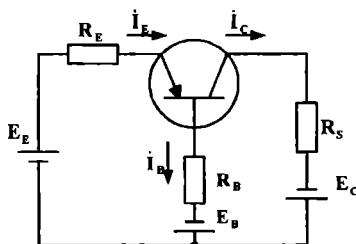


Fig.2.21

PR.2.17. În circuitul prezentat în fig.2.21, $E_E=2\text{V}$, $R_E=2\text{k}\Omega$, $R_B=15\text{k}\Omega$, $E_B=3\text{V}$, $R_S=4\text{k}\Omega$, $E_C=16\text{V}$. Tranzistorul posedă următorii parametri: $\alpha=0,98$; $I_{CBO}=10\mu\text{A}$. Să se determine valoarea curentul colectorului.

Rezolvare

Aplicând legea a doua a lui Kirchhoff pentru circuitul de intrare (emitor - bază) și neglijând căderea de tensiune U_{BE} pe jonțiunea emitorului, vom scrie:

$$E_E + E_B = I_E R_E + I_B R_B.$$

Curentul bazei

$$I_B = I_E(1 - \alpha) - I_{CBO}$$

și prin urmare,

$$E_E + E_B = I_E R_E + [I_E(1 - \alpha) - I_{CBO}] R_B$$

de unde curentul emitorului este:

$$I_E = \frac{E_E + E_B + I_{CBO} R_B}{R_E + R_B(1 - \alpha)} = \frac{2 + 3 + 0,01 \cdot 15}{2 + 15(1 - 0,98)} = 2,4 \text{ mA}.$$

Deci, curentul colectorului este determinat de următoarea relație:

$$I_C = \alpha I_E + I_{CB0} = 0,98 \cdot 2,4 \cdot 10^{-3} + 10 \cdot 10^{-6} \approx 2,36 \text{ mA.}$$

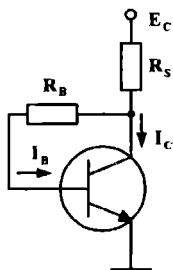


Fig.2.22

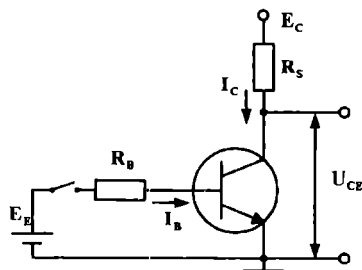


Fig.2.23

PR.2.18. Să se demonstreze, că curentul colectorului pentru circuitul prezentat în fig.2.22, poate fi determinat conform relației

$$I_C \approx \beta \cdot \frac{(E_C + I_{CB0} R_B)}{(R_B + \beta R_S)}.$$

Rezolvare

Aici

$$I_C = \beta I_B + I_{CB0}(\beta + 1); U_{CE} \cong I_B R_B; U_{CE} = E_C - (I_B + I_C) R_S.$$

Din ultimele două expresii obținem:

$$I_B R_B = E_C - (I_B + I_C) R_S,$$

de unde:

$$I_B = \frac{E_C - I_C R_S}{R_B + R_S}.$$

Înlocuind această ecuație în expresia pentru I_C , vom obține:

$$I_C = \beta \frac{E_C - I_C R_S}{R_B + R_S} + I_{CB0}(\beta + 1),$$

de unde

$$I_C = \frac{\beta E_C + I_{CB0}(\beta + 1)(R_B + R_S)}{R_B + R_S(\beta + 1)}.$$

Luând în considerație, că $\beta \gg 1$ și $\beta + 1 \approx \beta$, obținem:

$$I_C \approx \beta \frac{E_C + I_{CB0}(R_S + R_B)}{R_B + \beta R_S}.$$

Astfel încât $R_B \gg R_S$, atunci

$$I_C \approx \beta \frac{E_C + I_{CB0} R_B}{R_B + \beta R_S}.$$

2.19. În circuitul prezentat în fig.2.23, se utilizează un tranzistor cu coeficientul de transfer după curentul bazei $\beta=50$ și curentul de scurgere a joncțiunii colectorului $I_{CB0}=10 \mu A$. Se cunoaște, că $R_B=10 k\Omega$, $E_E=1 V$, $R_S=5 k\Omega$, $E_C=20 V$. Să se determine valoarea tensiunii colector - emitor la conectarea și deconectarea întrerupătorului, considerând, că coeficientul β nu variază.

Rezolvare

Cînd cheia este deconectată la curentul bazei $I_B=0$ și într-un tranzistor ideal curentul colectorului

$$I_C = \beta I_B + I_{CB0}(\beta + 1) = 10 \cdot 10^{-6} \cdot 51 = 0,51 \text{ mA};$$

$$U_{CE} = E_C - I_C R_S = 20 - 0,51 \cdot 5 = 17,5 \text{ V}.$$

Neglijând căderea de tensiune pe joncțiunea emitorului, determinăm curentul bazei la conectarea întrerupătorului

$$I_B \approx E_E / R_B = 1 / (10 \cdot 10^3) = 100 \mu A.$$

Dacă considerăm, că se păstrează regim activ de funcționare, atunci curentul colectorului

$$I_C = \beta I_B + I_{CB0}(\beta + 1) = 50 \cdot 10^{-4} + 51 \cdot 10^{-5} = 5,51 \text{ mA}$$

și tensiunea colector – emitor:

$$U_{CE} = E_C - I_C R_S = 20 - 5,51 \cdot 10^{-3} \cdot 5 \cdot 10^3 = -7,5 \text{ V}.$$

Rezultatul obținut indică, că tranzistorul funcționează în regim de saturație, dat fiind faptului că joncțiunea emitorului și a colectorului sunt polarizate direct. Însă în regim de saturație curentul colectorului nu poate depăși valoarea

$$I_{Cmax} \approx E_C / R_S = 4 \text{ mA}.$$

Pentru această valoare tensiunea colector - emitor $U_{CE} \approx 0$. Astfel, la cuplarea întrerupătorului $U_{CE} \approx 0$.

PR.2.20. Conform circuitului prezentat în fig.2.24, să se determine, la ce tensiune de intrare minimală tranzistorul va funcționa în regim de saturație, dacă: $E_C = -28 \text{ V}$, $R_B = 15 \text{ k}\Omega$, $R_E = 1 \text{ k}\Omega$, $R_S = 2 \text{ k}\Omega$. Se consideră, că la granița regimului de saturație $\beta = 9$.

Rezolvare

În regim de saturație tensiunea $U_{CE} \approx 0$. Tensiunea de intrare

$$U_{INT} = -I_E R_E - I_C R_S.$$

Tensiunea sursei de alimentare a colectorului este

$$E_C = -I_E R_E - I_C R_S.$$

Curentul emitorului

$$I_E \approx I_B (\beta + 1).$$

Curentul colectorului

$$I_C \approx \beta I_B.$$

Prin urmare, tensiunea de intrare va fi:

$$U_{INT} = -[I_B (\beta + 1) R_S + I_B R_B] = -I_B [R_E (\beta + 1) + R_B].$$

Dacă tensiunea sursei de alimentare este determinată de următoarea relație

$$E_C = -I_B (\beta + 1) R_E + I_B \beta R_S = -I_B [R_E (\beta + 1) + \beta R_S],$$

atunci curentul bazei va fi:

$$I_B = \frac{-E_C}{R_E (\beta + 1) + \beta R_S} = \frac{28}{10^3 (9 + 1) + 9 \cdot 2 \cdot 10^3} = 1 \text{ mA}.$$

Astfel, în final obținem

$$U_{INT} = -1[1(9 + 1) + 15] = -25 \text{ V}.$$

PR.2.21. În circuitul prezentat în fig.2.25 se utilizează un tranzistor cu coeficientul de transfer după curentul emitorului $\alpha = 0,99$ și curentul de saturație a colectorului $I_{CB0} = 10 \text{ }\mu\text{A}$. Să se determine, la ce valoare minimă a tensiunii de intrare tranzistorul va funcționa în regim de saturație, dacă $R_E = -3 \text{ k}\Omega$, $R_S = 2 \text{ k}\Omega$, $E_C = 20 \text{ V}$.

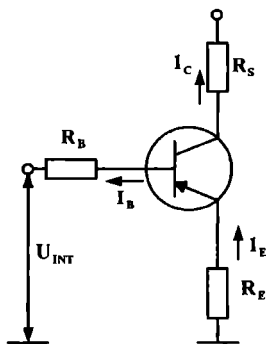


Fig.2.24

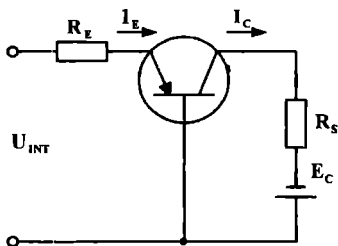


Fig.2.25

Rezolvare

Tranzistorul va funcționa în regim de saturație, dacă tensiunea colector-bază $U_{CB}=0$. Tensiunea dată se determină după următoarea relație:

$$U_{CB} = -E_C + I_C R_S .$$

Egalând tensiunea cu zero, determinăm curentul colectorului

$$I_C = E_C / R_S = 20 / (2 \cdot 10^3) = 10 \text{ mA} .$$

Din relația $I_C = \alpha I_E + I_{CBO}$ obținem, că

$$I_E = (I_C - I_{CBO}) / \alpha = (10 \cdot 10^{-3} - 10 \cdot 10^{-6}) / 0,99 = 10 \text{ mA} .$$

Neglijând căderea de tensiune pe joncțiunea emitorului, determinăm tensiunea la intrare

$$U_{INT} \approx I_E R_E = 10 \cdot 10^{-3} \cdot 3 \cdot 10^3 = 30 \text{ V} .$$

PR.2.22. În circuitul prezentat în fig.2.26 ($R_B=50 \text{ k}\Omega$, $R_S=10 \text{ k}\Omega$, $E_C=24 \text{ V}$) se utilizează un tranzistor cu coeficientul de amplificare a curentului bazei $\beta=19$. Să se determine valoarea tensiunii colector-emitor.

Rezolvare

Neglijând curentul I_{CBO} , avem:

$$U_{CE} = E_C - I_E R_S = E_C - I_B (\beta + 1) R_S = E_C - U_{CE} (\beta + 1) R_S / R_B ,$$

de unde

$$U_{CE} = \frac{E_C}{1 + (R_S / R_B)(\beta + 1)} = \frac{24}{1 + \left(\frac{10 \cdot 10^3}{50 \cdot 10^3} \right) (19 + 1)} = 4,8 \text{ V}.$$

PR.2.23. În circuitul prezentat în fig.2.27, tranzistorul funcționează în regim activ. Să se determine coeficientul de amplificare după curent $K_I = \Delta I_S / \Delta I_{int}$.

Rezolvare

Aici

$$I_B = I_{int} + I_f; \quad (1)$$

$$I_S = I_f + I_C; \quad (2)$$

$$E_C = I_f R_f + I_S R_S; \quad (3)$$

$$I_C = \beta I_B. \quad (4)$$

Introducând relația (4) în (2), vom obține:

$$I_S = I_f + \beta I_B. \quad (5)$$

Vom scrie relațiile (1), (5) și (3) astfel, încât să fie comod de lucrat cu ajutorul determinantului:

$$I_{int} = I_f - I_B + 0 \quad (1,a)$$

$$0 = I_f + \beta I_B - I_S \quad (5,a)$$

$$E_C = R_f I_f + 0 + R_S I_S \quad (3,a)$$

de unde

$$I_C = \frac{\begin{vmatrix} 1 & -1 & -I_S \\ 1 & \beta & 0 \\ R_f & 0 & E_C \end{vmatrix}}{\begin{vmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 1 & \beta & -1 \\ 1 & 0 & R_S \end{vmatrix}} = \frac{\beta E_C + \beta I_{int} R_f + E_C}{\beta R_S + R_f + R_S} = \frac{E_C(\beta + 1) + \beta I_{int} R_f}{R_f + R_S(\beta + 1)};$$

$$K_I = \frac{dI_S}{dI_{int}} \cong \frac{\Delta I_S}{\Delta I_{int}} = \frac{\beta R_f}{R_f + R_S(\beta + 1)} = \frac{\beta}{1 + R_S(\beta + 1)/R_f}.$$

Menționăm, că dacă $R_S(\beta+1)/R_f \gg 1$ și $\beta \gg 1$, atunci $K_I = R_f/R_S$, adică nu depinde de proprietățile tranzistorului. Aceasta este rezultatul reacției negative, condiționată de rezistorul R_f .

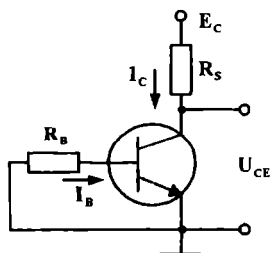


Fig.2.26

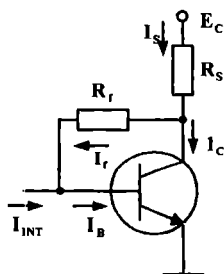


Fig.2.27

PR.2.24. Tranzistorul, utilizat în circuitul amplificatorului cuplat EC, posedă parametrii: $h_{11E}=1,4 \text{ k}\Omega$, $h_{21E}=45$, $h_{12E}=4,3 \cdot 10^{-4}$, $h_{22E}=18 \text{ }\mu\text{S/m}$. Rezistența de sarcină $R_S=16\text{k}\Omega$, rezistența internă a sursei de semnal $R_g=300 \text{ }\Omega$. De determinat rezistența de intrare R_{int} , rezistența de ieșire $R_{ieș}$, coeficienții de amplificare în curent K_I , în tensiune K_U și în putere K_P .

Rezolvare

Schema echivalentă a amplificatorului bazat pe tranzistor pentru semnale mici este prezentată în fig.2.28.a. Considerăm $\dot{I}_B = \dot{I}_1$, $\dot{I}_C = \dot{I}_2$. Din figură rezultă, că pentru circuitul de intrare și cel de ieșire sunt adecvate ecuațiile

$$\dot{U}_1 = h_{11E} \dot{I}_1 + h_{12E} \dot{U}_2; \quad (1)$$

$$\dot{I}_2 = h_{21E} \dot{I}_1 + h_{22E} \dot{U}_2; \quad (2)$$

$$\dot{U}_2 = -\dot{I}_2 R_S. \quad (3)$$

Înmulțind partea stângă și partea dreaptă a ecuației (1) cu h_{21E} , iar partea stângă și dreaptă a ecuației (2) cu h_{11E} , vom obține:

$$h_{21E} \dot{U}_1 = h_{21E} h_{11E} \dot{I}_1 + h_{12E} h_{21E} \dot{U}_2; \quad (4)$$

$$h_{11E} \dot{I}_2 = h_{11E} h_{21E} \dot{I}_1 + h_{11E} h_{22E} \dot{U}_2. \quad (5)$$

Scăzând relația (4) din (5), vom obține:

$$h_{11E} \dot{I}_2 - h_{21E} \dot{U}_1 = (h_{11E} h_{22E} - h_{12E} h_{21E}) \dot{U}_2, \quad (6)$$

unde $h_{11E} h_{22E} - h_{12E} h_{21E} = \Delta h$ este determinantul matricei.

Din (3) rezulta, că

$$\dot{I}_2 = -\dot{U}_2 / R_S. \quad (7)$$

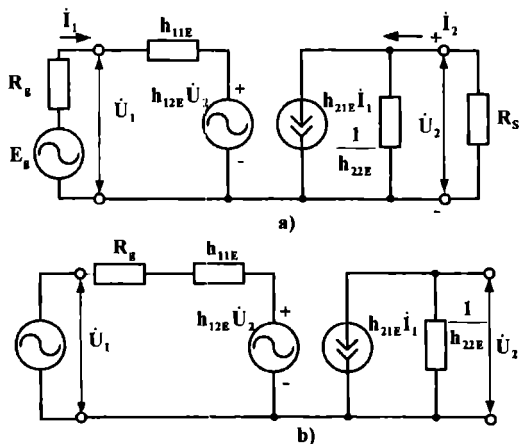


Fig.2.28

Introducând (7) în (6), vom obține:

$$-h_{21E} \dot{U}_1 = \dot{U}_2 (\Delta h + h_{11E} / R_S) = (\dot{U}_2 / R_S) (\Delta h R_S + h_{11E}).$$

Prin urmare,

$$K_U = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = -\frac{h_{21E} R_S}{h_{11E} + \Delta h R_S} = -\frac{45 \cdot 16 \cdot 10^3}{1,4 \cdot 10^3 + (1,4 \cdot 10^3 \cdot 18 \cdot 10^{-6} - 4,3 \cdot 10^{-4} \cdot 45) \cdot 16 \cdot 10^3} = -485.$$

Pentru determinarea coeficientului de amplificare în curent K_I înlocuim (3) în (2); atunci:

$$\dot{I}_2 = h_{21E} \dot{I}_1 - h_{22E} R_S \dot{I}_2, \quad (8)$$

sau

$$\dot{I}_2 (1 + h_{22E} R_S) = h_{21E} \dot{I}_1, \quad (9)$$

de unde

$$K_1 = \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} = \frac{h_{21E}}{1 + h_{22E} R_S} = \frac{45}{1 + 18 \cdot 10^{-6} \cdot 16 \cdot 10^{-3}} = 34,9. \quad (10)$$

Determinăm rezistența de ieșire din circuitul din fig.2.28,b. În acest circuit R_g - rezistența internă a sursei de semnal. Din analiza schemei rezultă, că:

$$\dot{U}_1 = (R_g + h_{11E})\dot{I}_1 + h_{12E}\dot{U}_2; \quad (11)$$

$$\dot{I}_2 = h_{21E}\dot{I}_1 + h_{22E}\dot{U}_2. \quad (12)$$

Înmulțind relația (11) cu h_{21E} și (12) cu $(R_g + h_{11E})$, vom obține:

$$h_{21E}\dot{U}_1 = h_{21E}(R_g + h_{11E})\dot{I}_1 + h_{21E}h_{12E}\dot{U}_2; \quad (13)$$

$$(R_g + h_{11E})\dot{I}_2 = h_{21E}(R_g + h_{11E})\dot{I}_1 + h_{22E}(R_g + h_{11E})\dot{U}_2. \quad (14)$$

Scăzând (13) din (14), vom obține:

$$\dot{I}_2(R_g + h_{11E}) - h_{21E}\dot{U}_1 = [h_{22E}(R_g + h_{11E}) - h_{12E}h_{21E}]\dot{U}_2,$$

de unde

$$\begin{aligned} R_{ies} &= \frac{\dot{U}_2}{\dot{I}_2} = \frac{R_g + h_{11E}}{h_{22E}(R_g + h_{11E}) - h_{12E}h_{21E}} = \\ &= \frac{R_g + h_{11E}}{h_{22E}R_g + \Delta h} = \frac{1,4 \cdot 10^3 + 300}{18 \cdot 10^{-6} \cdot 300 + 58 \cdot 10^{-4}} = 15,2 \text{ k}\Omega. \end{aligned}$$

Luând în considerație rezistența de sarcină, rezistența de ieșire efectivă este:

$$R'_{ies} = \frac{R_{ies}R_S}{R_{ies} + R_S} = \frac{15,2 \cdot 10^3 \cdot 16 \cdot 10^3}{15,2 \cdot 10^3 + 16 \cdot 10^3} = 7,8 \text{ k}\Omega.$$

Determinăm rezistența de intrare R_{int} . Introducând relația (3) în (1), vom obține

$$\dot{U}_1 = h_{11E}\dot{I}_1 - h_{12E}R_S\dot{I}_2. \quad (15)$$

Din relația (9) determinăm

$$\dot{I}_2 = h_{21E}\dot{I}_1 / (1 + h_{22E}R_S). \quad (16)$$

Înlocuind această ecuație în (15), vom obține:

$$\dot{U}_1 = h_{11E} - \frac{h_{21E}h_{12E}R_S}{1 + h_{22E}R_S}\dot{I}_1.$$

Prin urmare,

$$R_{int} = \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} = h_{11E} - \frac{h_{21E}h_{12E}R_S}{1 + h_{22E}R_S} = 1,4 \cdot 10^3 - \frac{45 \cdot 4,3 \cdot 10^{-4} \cdot 16 \cdot 10^3}{1 + 18 \cdot 10^{-6} \cdot 16 \cdot 10^3} = 1160 \Omega.$$

Coeficientul de amplificare în putere este

$$K_p = |K_I K_U| = 482 \cdot 34,9 \approx 16822.$$

PR.2.25. Tranzistorul este plasat în circuitul amplificatorului după cuplaj EC. Etajul este alimentat de sursa **E=10 V**. Polarizarea bazei este realizată de rezistorul R_B (fig.2.29). Caracteristicile tranzistorului sunt prezentate în fig.2.30,a,b. Se cunoaște, că componenta continuă a curentului bazei $I_{B0} = 0,3 \text{ mA}$, amplitudinea componentei alternative a curentului bazei $I_{mB} = 0,2 \text{ mA}$, nominala rezistorului sarcinii $R_S = 500 \Omega$, iar puterea maximă admisibilă, disipată de colector, $P_{C_{max}} = 150 \text{ mW}$. Se cere:

a) trasarea dreptei $P_{C_{max}}$;

b) conform caracteristicilor de ieșire de a găsi componenta continuă a curentului colectorului I_{C0} , componenta continuă a tensiunii colector-emitor U_{CE0} , amplitudinea componentei alternative a curentului colectorului I_{mC} , amplitudinea tensiunii de ieșire $U_{mR} = U_{mCE}$, coeficientul de amplificare în curent K_I , puterea de ieșire $P_{ieș}$, puterea, disipată în sarcină de componenta continuă a curentului colectorului, P_{R0} , puterea totală consumată în circuitul colectorului P_0 , randamentul circuitului colectorului η . De a verifica, dacă puterea P_{C0} în regim static nu întrece, puterea maximal admisibilă $P_{C_{max}}$;

c) cu ajutorul caracteristicilor de intrare de a determina tensiunea de polarizare U_{BE0} , amplitudinea semnalului de intrare U_{mBE} , puterea de intrare P_{in} , coeficientul de amplificare în tensiune K_U și în putere K_p , rezistența de intrare a etajului R_{in} , nominala rezistorului R_B și capacitatea condensatorului de divizare C_d . Banda de frecvențe care amplifică oscilațiile **80 Hz – 5 kHz**.

Rezolvare

Fiind fapt, că în circuitul de intrare avem circulația

curentului la orice cuplaj a tranzistorului, pentru calculul regimului de funcționare a tranzistorului nu este suficientă familia caracteristicilor de ieșire, e nevoie și de familia caracteristicilor, ce definesc regimul de lucru a circuitului de intrare. De remarcat că, în îndrumare de regulă este prezentată o caracteristică de intrare, deoarece caracteristicile de intrare, ridicate la tensiuni de ieșire diferite, sunt plasate aproape una de alta.

Ordinea de rezolvare a problemei este următoarea. Pe familia caracteristicilor de ieșire trasăm dreapta puterii maximal admisibile, utilizând ecuația următoare

$$I_{K_{max}} = P_{K_{max}} / |U_{CE}| = 150 \cdot 10^{-3} / |U_{CE}|.$$

Substituind valorile U_{CE} , egale, de exemplu, **-7,5; -10, -15** și **-20 V**, obținem valorile I_C , egale **20, 15; 10** și **7,5 mA** respectiv. Dreapta $P_{C_{max}}$ trasată conform punctelor date se prezintă în fig. 2.30,b.

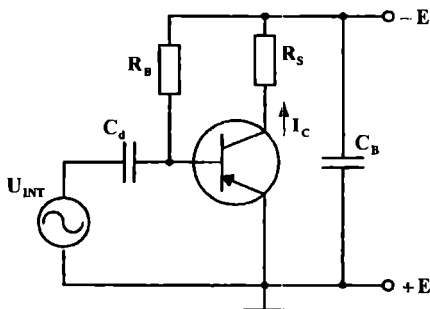


Fig.2.29

Apoi, utilizând ecuația dreptei de sarcină $I_C = \frac{(E - U_{CE})}{R_S}$,

pe familia caracteristicilor de ieșire trasăm dreapta de sarcină: $I_C = 0$, $U_{CE} = E = -10$ V - primul punct al dreptei de sarcină; la

$U_{CE} = 0$, $I_C = \frac{E}{R_S} = 10/500 = 20$ mA - al doilea punct al dreptei de sarcină.

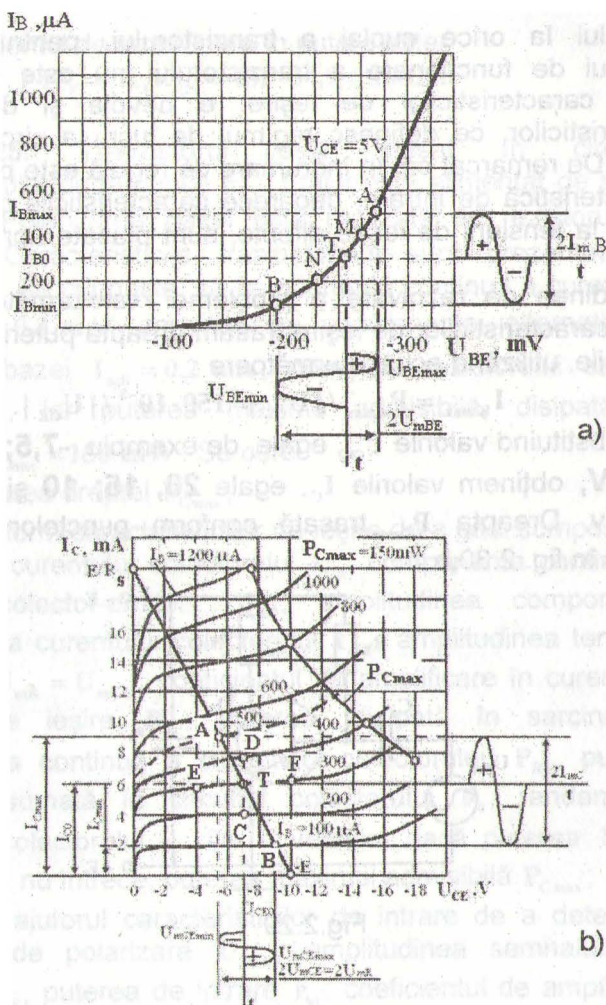


Fig.2.30

Punctul de intersecție al dreptei de sarcină cu caracteristica, corespunzător componentei continue a curentului bazei $I_{B0} = 300 \mu A$, va defini punctul static de funcționare. Punctului îi va corespunde componenta continuă a curentului

colectorului $I_{C0} = 6 \text{ mA}$ și componenta continuă a tensiunii $U_{CE0} = -7 \text{ V}$.

Amplitudinea componentei variabile a curentului colectorului o vom determina ca valoare medie

$$I_{mC} = \frac{I_{Cmax} - I_{Cmin}}{2} = \frac{9 \cdot 10^{-3} - 2 \cdot 10^{-3}}{2} = 3,5 \text{ mA}.$$

Următoarea ordine de rezolvare a problemei este:

- determinăm amplitudinea componentei variabile a tensiunii pe sarcină

$$U_{mR} = U_{mCE} = I_{mC} R_S = 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 0,5 \cdot 10^3 = 1,75 \text{ V};$$

- coeficientul de amplificare în curent

$$K_1 = I_{mC} / I_{mB} = 3,5 \cdot 10^{-3} / (0,2 \cdot 10^{-3}) = 17,5;$$

- puterea de ieșire

$$P_{ies} = 0,5 I_{mC} U_{mR} = 0,5 \cdot 3,5 \cdot 10^{-3} \cdot 1,75 = 3 \text{ mW};$$

- puterea totală consumată a circuitului colectorului

$$P_0 = E I_{C0} = 10 \cdot 6 \cdot 10^{-3} = 60 \text{ mW};$$

- randamentul circuitului colectorului

$$\eta = P_{ies} / P_0 = 3 \cdot 10^{-3} / (60 \cdot 10^{-3}) = 0,05 = 5 \%.$$

- puterea, disipată în colector a componentei continue a curentului colectorului,

$$P_{C0} = I_{C0} U_{CE0} = 6 \cdot 10^{-3} \cdot 7 = 42 \text{ mW} < P_{Cmax} = 150 \text{ mW},$$

adică regimul de lucru admisibil.

În continuare calculul este efectuat conform caracteristicilor de intrare (fig.2.30,a). Deoarece caracteristicile de intrare a tranzistorului sunt plasate aproape una de alta, în calitate de caracteristică de intrare se fixează caracteristica ridicată pentru $U_{CE} = -5 \text{ V}$. Aceasta se poate efectua în acel caz, dacă sursa oscilațiilor amplificate funcționează ca generator de curent, adică când rezistența internă a sursei de semnal este mai mare ca rezistența de intrare a tranzistorului. Din dependență găsim, că $|U_{BE0}| = 0,25 \text{ V}$.

Amplitudinea tensiunii de intrare este

$$U_{mBE} = \frac{U_{BEmax} - U_{BEmin}}{2} = \frac{277 \cdot 10^{-3} - 187 \cdot 10^{-3}}{2} = 45 \text{ mV}.$$

Modulul coeficientului de amplificare în tensiune:

$$|K_U| = U_{mCE3} / U_{mBE} = 1,75 / (45 \cdot 10^{-3}) = 39.$$

Coeficientul de amplificare în putere:

$$K_P = |K_I K_U| = 39 \cdot 17,5 \approx 690.$$

Puterea de intrare:

$$P_{INT} = 0,5 I_{mB} U_{mB} = 0,5 \cdot 0,2 \cdot 10^{-3} \cdot 45 \cdot 10^{-3} = 4,5 \mu W.$$

Rezistența de intrare:

$$R_{INT} = U_{mBE} / I_{mB} = 45 \cdot 10^{-3} / (0,2 \cdot 10^{-3}) = 225 \Omega.$$

Nominala rezistorului:

$$R_B = \frac{E - |U_{BE0}|}{I_{B0}} = \frac{10 - 0,25}{0,3 \cdot 10^{-3}} = 32,5 \text{ k}\Omega.$$

Capacitatea condensatorului C_d se determină din condiția:

$$\frac{1}{\omega_i C_d} = \frac{R_{INT}}{10},$$

unde ω_i prezintă frecvența de lucru inferioară.

Atunci

$$C_d = \frac{10}{\omega_i R_{INT}} = \frac{10}{2\pi f_i R_{INT}} = \frac{10}{6,28 \cdot 80 \cdot 225} = 90 \mu F.$$

PR.2.26. Pentru punctul de funcționare a amplificatorului, analizat în problema precedentă, să se determine parametrii

$h_{21E}, h_{22E}, R_{ieq} = \frac{1}{h_{22e}}, h_{11e}$ și $y_{21E} = S$ și analitic de calculat

mărimile K_I, K_U, K_P, R_{INT}

Rezolvare

Vom calcula parametrii în punctul de funcționare la

$$U_{CE} = -7 \text{ V și } I_{C0} = 6 \text{ mA}$$

$$h_{21E} = \beta = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} \Big|_{U_{CE}=\text{const.}}$$

După punctele C și D (fig.2.30,b) determinăm:

$$h_{21E} = \frac{3,7 \cdot 10^{-3}}{0,2 \cdot 10^{-3}} = 18,5.$$

După punctele E și F determinăm:

$$h_{22E} = \left. \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} \right|_{I_B = \text{const}} ;$$

$$h_{22E} = 0,7 \cdot 10^{-3} / 6 = 117 \text{ } \mu\text{Sm} ;$$

$$R_{IES} = 1/h_{22E} = 1/(0,117 \cdot 10^{-3}) = 8,5 \text{ k}\Omega$$

și parametrul

$$h_{11E} = \left. \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} \right|_{U_{CE} = \text{const}} .$$

După punctele M și N (fig.2.30,a) determinăm

$$h_{11E} = 40 \cdot 10^{-3} / (0,19 \cdot 10^{-3}) = 210 \text{ } \Omega .$$

Panta caracteristicii tranzistorului este

$$S = y_{21E} = h_{21E} / h_{11E} = 18,6 / 210 = 88 \text{ mA/V} .$$

Cu ajutorul parametrilor calculați vom stabili mărimile necunoscute prin relații de aproximare. Coeficientul de amplificare în curent $K_I \approx h_{21E} = 18,5$ sau mai precis,

$$\begin{aligned} K_I &= h_{21E} R_{IES} / (R_S + R_{IES}) = \\ &= 18,5 \cdot 8,5 \cdot 10^3 / (0,5 \cdot 10^3 + 8,5 \cdot 10^3) = 17,5 \end{aligned}$$

ceea ce coincide cu rezultatele calculului grafo-analitic.

Rezistența de intrare

$$R_{INT} \cong h_{11E} \approx 210 \text{ } \Omega .$$

Coeficientul de amplificare în tensiune

$$K_U \approx -h_{21E} R_S / R_{INT} \approx -18,5 \cdot 500 / 210 = -44$$

sau mai precis,

$$K_U = -17,5 \cdot 500 / 210 = -41,5 .$$

Coeficientul de amplificare în putere

$$K_p = |K_I K_U| = 17,5 \cdot 41,5 = 725 .$$

PR.2.27. Cu ce este egală puterea maxima admisibilă a tranzistorului $\Gamma T108A$, aflat într-un mediu aerian la temperatură de $T = 20^\circ\text{C}$, dacă rezistența termică a joncțiunii -mediului înconjurător R_{jm} este $0,8 \text{ K/mW}$, iar temperatura maximal admisibilă a joncțiunii $T_{j\text{max}} = 80^\circ\text{C}$?

Rezolvare

Temperatura joncțiunii

$$T_j = T_m + R_{jm} P_{CE}$$

unde: T_j prezintă temperatura joncțiunii, $^{\circ}\text{C}$; T_m - temperatura mediului înconjurător, $^{\circ}\text{C}$; R_{jm} - rezistența de străpungere termică joncțiune - mediu înconjurător, K/mW ; P_{CE} - puterea, degajată pe joncțiunea emitorului și colectorului, mW .

Calculând mărimea T_j egală cu $T_{j\max}$ și substituind valorile numerice, obținem:

$$P_{CE} = (T_j - T_m) / R_{jm} = (80 - 20) / 0,8 = 75 \text{ mW}.$$

PR.2.28. Pe caracteristicile de ieșire a tranzistorului $\Gamma\text{T}108\text{A}$ pentru cuplaj EC (fig.2.31) trasați dreapta de putere maximal admisibilă la temperatura mediului înconjurător de 30 și 50°C , dacă temperatura maximal admisibilă a joncțiunii este de $T_{j\max} = 80^{\circ}\text{C}$ și rezistența termică joncțiune-mediul $R_{jm} = 0,8 \text{ K/mW}$.

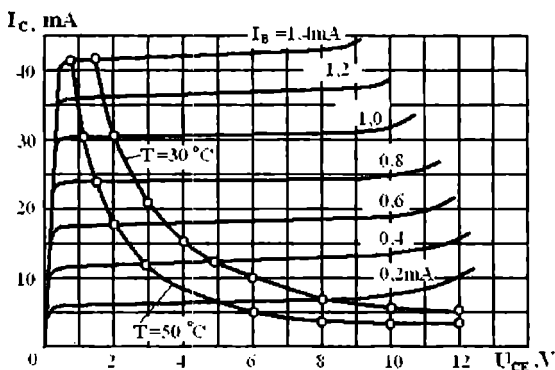


Fig. 2.31

Rezolvare

Calculăm puterea maximală, disipată în tranzistor la temperatura de 30°C , conform relației următoare:

$$P_{CE\max} = (T_j - T_m) / R_{jm} = (80 - 30) / 0,8 = 62,5 \text{ mW}.$$

Deoarece $P_{CE\max} = U_{CE} I_C$, atunci, impunând valorile U_{CE} , vom calcula valorile curentului colectorului conform relației

$$I_{C\max} = P_{CE\max} / U_{CE}.$$

Rezultatele obținute sunt prezentate mai jos.

U_{CE}, V	1,50	2,00	3,00	4,00	5,00	6,00
I_C, mA	41,50	31,30	21,00	15,60	12,50	10,40
U_{CE}, V	7,00	8,00	10,00	11,00	12,00	
I_C, mA	9,00	7,80	6,31	5,71	5,20	

La temperatura $T = 50^{\circ}\text{C}$ $P_{CE\max} = (80 - 50) / 0,8 = 37,5 \text{ mW}$.

Analogic, impunând valorile U_{CE} , determinăm I_C, mA .

U_{CE}, V	0,91	1,50	2,00	3,00	4,00	6,00
I_C, mA	37,50	25,00	18,80	12,50	9,40	6,25
U_{CE}, V	8,00	10,00	12,00			
I_C, mA	3,11	4,70	3,80			

Curbele trasate conform acestor date sunt prezentate în fig.2.31

PR.2.29. Tranzistorul realizat pe bază de Ge ΓT108A este utilizat în circuit cu terminalele bazei mers în gol. Să se stabilească temperatura, la care va avea loc străpungerea termică, dacă tranzistorul posedă următoarele date: temperatura maximal admisibilă a joncțiunii $T_{j\max} = 80^{\circ}\text{C}$, rezistența termică joncțiune – mediu $R_{jm} = 0,8 \text{ K/mW}$, curentul la polarizare indirectă a joncțiunii colectorului $I_{CB0} = 10 \mu\text{A}$ la

20°C, coeficientul de transfer a curentului bazei $\beta = 50$ (constant în intervalul de temperaturi de la 20 până la 80°C). Tensiunea sursei de alimentare $E_c = -10$ V.

Rezolvare

Puterea, disipată de tranzistor

$$P_{CE} = U_{EC} I_C \quad (1)$$

Atunci variația puterii, provocată de schimbarea temperaturii

$$dP_{CE} = \frac{\partial P_{CE}}{\partial U_{EC}} dU_{EC} + \frac{\partial P_{CE}}{\partial I_C} dI_C \quad (2)$$

Fiind fapt, că U_{CE} este valoare constantă, atunci $dU_{CE} = 0$. Rezultă

$$dP_{CE} = \frac{\partial P_{CE}}{\partial I_C} dI_C \quad (3)$$

Fiind fapt că

$$\frac{\partial P_{CE}}{\partial I_C} = U_{EC} \quad (4)$$

obținem

$$dP_{CE} = U_{EC} dI_C \quad (5)$$

întrucât

$$dI_C = S_{IC} dI_{CB0} \quad (6)$$

unde $S_{IC} = \Delta I_C / \Delta I_{CB0}$ este coeficientul nestabilă a temperaturii în curent.

Pentru acest circuit

$$S_{IC} = \beta + 1 = 50 + 1 = 51. \quad (7)$$

Introducând relațiile (6) și (7) în (5), obținem:

$$dP_{CE} = U_{EC} (\beta + 1) dI_{CB0} \quad (8)$$

Presupunând, că curentul I_{CB0} se dublează la creșterea temperaturii cu fiecare 10°C, se poate scrie:

$$I_{CB0} = I_{CB0(T=20^\circ C)} e^{(T-T_0)/10}. \quad (9)$$

Pentru comoditatea efectuării calcului, vom considera cifra 2 ca o putere a numărului e. Deoarece $2 \approx e^{0,7}$, atunci relația (9) poate fi scrisă în felul următor

$$I_{CB0} = I_{CB0(T=20^{\circ}C)} e^{A(T-T_0)}, \quad (10)$$

unde $A=0,07$.

Diferențiem (10) după T

$$\frac{dI_{CB0}}{dT} = AI_{CB0(T=20^{\circ}C)} e^{A(T-T_0)}. \quad (11)$$

Substituind (10) în (11), obținem:

$$\frac{dI_{CB0}}{dT} = AI_{CB0}, \quad (12)$$

sau

$$dI_{CB0} = AI_{CB0} dT.$$

Înlocuind (12) în (8), obținem:

$$dP_{CE} = U_{EC} (\beta + 1) AI_{CB0} dT.$$

Respectiv,

$$\frac{dP_{CE}}{dT} = U_{EC} (\beta + 1) AI_{CB0} = 10 \cdot 51 \cdot 0,07 = 35,07 I_{CB0},$$

unde dP_{CE}/dT se exprimă în mW/grad, iar I_{CB0} - în mA.

Presupunând, că $dT_{CE}/dT \approx \Delta P_{CE}/\Delta T$ și egalând această expresie cu mărimea, inversă a rezistenței termice (condiția străpunerii termice), obținem

$$\Delta P_{CE} / \Delta T = 1 / R_{jm}.$$

În cazul analizat $35,07 I_{CB0} = (1/0,8) \text{ mW/grad}$, de unde $I_{CB0} \approx 36 \mu A$. Acest rezultat înseamnă, că străpungerea termică a tranzistorului va avea loc, dacă curentul invers a joncțiunii colectorului $I_{CB0} \geq 36 \mu A$. Din relația (9) se poate ușor de calculat temperatura joncțiunii, la care curentul va atinge $36 \mu A$:

$$I_{CB0} = I_{CB0(T=20^{\circ}C)} 2^{(T_1-T_0)/10}. \quad (13)$$

Logaritmând (13), obținem:

$$\lg \frac{I_{CB0}}{I_{CB0}(T_0=20^\circ\text{C})} = \frac{T_j - T_0}{10} \lg 2$$

adică

$$\lg \frac{36}{10} = \frac{T_j - 20}{10} \lg 2.$$

Respectiv

$$0,56 = \frac{(T - 20)}{10} 0,301,$$

de unde $T = 5,6/0,301 + 20 = 38,6^\circ\text{C}$. Deci, la condiții date străpungerea termică a tranzistorului $\Gamma\text{T}108\text{A}$ cu terminalele bazei mers în gol va avea loc la temperatura joncțiunii $T_j = 38,6^\circ\text{C}$.

PR.2.30. Tranzistorul cu coeficientul de transfer al curentului bazei $\beta = 49$ se utilizează în circuitul prezentat în fig.2.32. Să se determine tensiunea U_{CE} la $T = 50^\circ\text{C}$, dacă curentul invers a joncțiunii colectorului $I_{CB0} = 10 \mu\text{A}$ este dependent de temperatură conform legii $I'_{CB0} = I_{CB0} e^{0,08(T-T_0)}$, unde $T - T_0 = 50 - 25 = 25^\circ\text{C}$. Tensiunea sursei $E_C = +20 \text{ V}$.

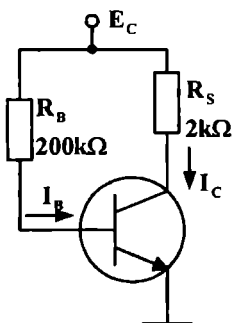


Fig.2.32

Rezolvare

Aici

$$I'_{CB0} = I_{CB0} e^{0,08(T-T_0)} = 10 \cdot 10^{-6} e^{0,08 \cdot 25} = 74 \mu\text{A};$$

$$\Delta I_{CB0} = I'_{CB0} - I_{CB0} = 74 - 10 = 64 \mu A.$$

Atunci variația tensiunii va fi:

$$\Delta U_{CE} = -\Delta I_C (\beta + 1) R_S = -64 \cdot 10^{-6} (49 + 1) \cdot 2 \cdot 10^3 = -6,4 \text{ V}$$

Tensiunea colector – emitor la $T = 25^\circ C$

$$U_{CE} = E_C - I_C R_S,$$

iar

$$I_C = \beta I_B + I_{CB0} (\beta + 1) = 49 \cdot 20 / (200 \cdot 10^3) + 10 \cdot 10^{-6} (49 + 1) = 5,4 \text{ mA}.$$

Astfel,

$$U_{CE} = 20 - 5,4 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3 = 9,2 \text{ V}.$$

Tensiunea colector – emitor la temperatura $T = 50^\circ C$.

$$U'_{CE} = U_{CE} + \Delta U_{CE} = 9,2 + (-6,4) = 2,8 \text{ V}.$$

PR.2.31. Tranzistorul cu parametrii $\beta = 50$ și $I_{CB0} = 10 \mu A$ la $T = 25^\circ C$ este utilizat în circuitul, prezentat în fig.2.32. Tensiunea $E_C = +20 \text{ V}$ iar $U_{BE} = 100 \text{ mV}$. Să se determine tensiunea U_{CE} la $T = 25$ și $50^\circ C$. Coeficientul termic al tensiunii este: $\partial U_{BE} / \partial T = -2,5 \text{ mV} / K$.

Rezolvare:

La $T = 25^\circ C$:

$$I_B = (E_C - U_{BE}) / R_b = (20 - 0,1) / (200 \cdot 10^3) = 99,5 \mu A;$$

$$I_C = \beta I_B + I_{CB0} (\beta + 1) = 50 (99,5 \cdot 10^{-6}) + 10 \cdot 10^{-6} \cdot 51 = \\ = 4,98 + 0,51 = 5,49 \text{ mA};$$

$$U_{CE} = E_C - I_C R_S = 20 - 5,49 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3 = 9 \text{ V}.$$

La $T = 50^\circ C$ tensiunea pe jonțiunea emitorului se micșorează până la valoarea

$$U'_{BE} = U_{BE} + \frac{\partial U_{BE}}{\partial T} \Delta T = 100 \cdot 10^{-3} - 2,5 \cdot 10^{-3} (50 - 25) = 37,5 \text{ mV}.$$

Respectiv,

$$I'_B = (20 - 37,5 \cdot 10^{-3}) / (200 \cdot 10^3) \approx 20 / (200 \cdot 10^3) = 0,1 \text{ mA}.$$

Menționăm, că din cauza rezistenței enorme R_b variația tensiunii U_{BE} , provocată de variația temperaturii, practic nu are nici o importanță. Variația curentului bazei, provocată de

variația tensiunii U_{BE} , $\Delta I_B = 100 - 99,5 = 0,5 \mu A$. Variația curentului colectorului, provocată de aceeași cauză, alcătuiește $50(0,5 \cdot 10^{-6}) = 25 \mu A$.

Valoarea obținută a curentului I_{CB0} o vom stabili după relația următoare:

$$I'_{CB0} = I_{CB0} e^{0,00 \Delta T} = 10 \cdot 10^{-6} e^{0,00(50-25)} = 74 \mu A.$$

Valoarea obținută a curentului colectorului

$$I_C = \beta I_B + I_{CB0} (\beta + 1) = 50(0,1 \cdot 10^{-3}) + 74 \cdot 10^{-6} \cdot 51 = 8,7 \text{ mA}.$$

Respectiv,

$$U_{CE} = 20 - 8,7 \cdot 10^{-3} \cdot 2 \cdot 10^3 = 2,6 \text{ V}.$$

PR.2.32. Tranzistorul de tip МП21В funcționează conform circuitului prezentat în fig.2.33,a. Utilizând caracteristicile de ieșire a tranzistorului (fig.2.33,b), de determinat grafic punctul de funcționare la $E_C = -40 \text{ V}$ și $R_S = 1 \text{ k}\Omega$.

Rezolvare

Reieșim din faptul, că

$$U_{CE} = E_C + I_E R_S = E_C + (I_B + I_C) R_S.$$

Deoarece $I_B \approx -U_{CE} / R_B$, atunci, substituind această valoare în ecuația pentru U_{CE} , obținem

$$U_{CE} = E_C + (-U_{CE} / R_B + I_C) R_S.$$

Rezolvând ultima ecuație în raport cu variabila U , obținem ecuația dreptei de sarcină

$$U_{CE} = \frac{E_C}{1 + R_S / R_B} + \frac{R_S}{1 + R_S / R_B} I_C.$$

Fixând $I_C = 0$, obținem primul punct al dreptei de sarcină:

$$U_{CE} = \frac{E_C}{1 + R_S / R_B} = \frac{-40}{1 + 1/50} \approx -40 \text{ V},$$

iar pentru $U_{CE} = 0$ - al doilea punct al dreptei de sarcină:

$$I_C = -E_C / R_S = 40/10^3 = 40 \text{ mA}.$$

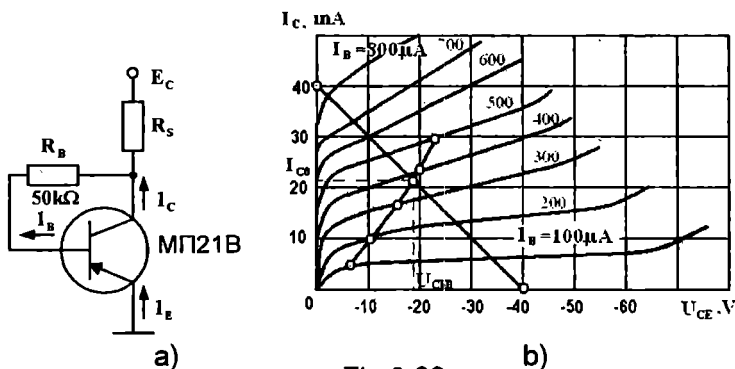


Fig.2.33

Pentru a găsi punctul de funcționare este necesar pe familia caracteristicilor de trasat dreapta de polarizare, utilizând relația $U_{CE} \approx -I_B R_B$. Prestabilind valorile I_B și substituindu-le în ultima ecuație, obținem valorile U_{CE} :

$I_B, \mu A$	100	200	300	400	500
U_{CE}, V	-5	-10	-15	-20	-25

Punctul de intersecție a drepte de sarcină cu dreapta de polarizare definește punctul de funcționare $U_{CE} = -19 V, I_{C0} = 22 mA$.

PR.2.33. În circuitul, prezentat în fig.2.34, se utilizează tranzistorul cu coeficientul de transfer al curentului bazei $\beta = 50$ și curentul indirect al colectorului $I_{CBO} = 10 \mu A$. Tensiunea sursei de alimentare $E_C = -15 V$. Să se determine nominala rezistoarelor R_B și R_C , dacă curentul colectorului $I_C = 1 mA$, tensiunea colector – emitor $U_{CE} = -6 V$.

Rezolvare

Se cunoaște, că curentul colectorului

$$I_C = \beta I_B + I_{CBO} (\beta + 1),$$

de unde

$$I_B = \frac{I_C - I_{CB0}(1 + \beta)}{\beta} = \frac{1 - 10 \cdot 10^{-3}(50 + 1)}{50} = 10 \mu A.$$

Nominala rezistorului R_B o vom stabili conform relației

$$R_B = (-E_C + U_{BE})/I_B.$$

Deoarece

$$U_{BE} \ll E_C,$$

atunci

$$R_B \approx -E_C / I_B = 15 / (10 \cdot 10^{-6}) = 1,5 \text{ M}\Omega.$$

Determinăm nominala rezistenței sarcinii

$$R_S = (-E_C + U_{CE})/I_C = (15 - 6) / (1 \cdot 10^{-3}) = 9 \text{ k}\Omega.$$

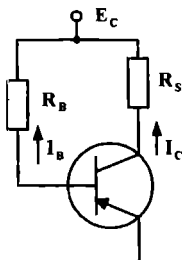


Fig.2.34

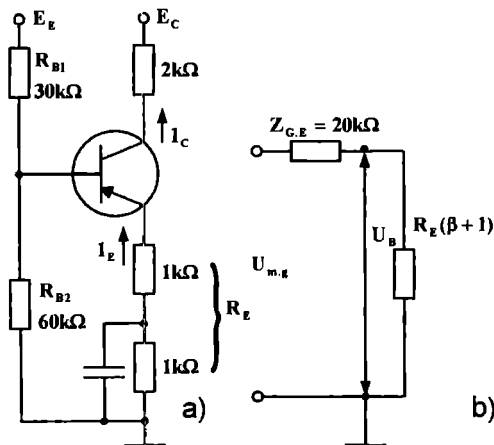


Fig.2.35

PR.2.34. Se dă circuitul, prezentat în fig. 2.35,a. Să se determine curentul colectorului, dacă coeficientul de transfer a curentului bazei tranzistorului $\beta = 50$, curentul indirect a joncțiunii colectorului $I_{CB0} \approx 0$ și $E_E = -30 \text{ V}$, $E_C = -40 \text{ V}$.

Rezolvare

Utilizând metoda generatorului echivalent, transformăm circuitul exterior al bazei. TEM a generatorului echivalent (tensiunea mers în gol) este

$$U_{m.g} = E_E \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{(-30)60}{30 + 60} = -20 \text{ V}.$$

Rezistența interioară a generatorului echivalent

$$Z_{GE} = \frac{R_{B1}R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} = \frac{30 \cdot 60}{30 + 60} = 20 \text{ k}\Omega.$$

Rezistența de intrare R_{INT} , măsurată între ieșirea bazei și ieșirea legată la punctul comun a schemei echivalente, $R_{INT} = R_E(\beta + 1) = 2 \cdot 51 = 102 \text{ k}\Omega$. Schema echivalentă a curentul emitor – bază este prezentată în fig.2.35,b. Din schema dată determinăm:

$$U_B = U_{m.g} \frac{R_E(\beta + 1)}{R_E(\beta + 1) + Z_{GE}} = -20 \frac{102}{102 + 20} = -16,7 \text{ V}.$$

Deoarece $U_{BE} \approx 0$, atunci $U_E = -16,7$. Determinăm curentul emitorului

$$I_E = -U_E / R_E = 16,7 / (2 \cdot 10^3) = 8,35 \text{ mA}.$$

Respectiv,

$$I_C \approx \alpha I_E = \frac{\beta}{(\beta + 1)} I_E = \frac{50}{50 + 1} 8,35 \cdot 10^{-3} = 8,2 \text{ mA}.$$

PR.2.35. Circuitul amplificatorului analizat este prezentat în fig.2.36. Să se determine circuitul de polarizare, dacă punctul de funcționare are următoarele coordonate: $I_C = 1 \text{ mA}$, $U_{CE} = -6 \text{ V}$ Coeficientul de amplificare al etajului $K_v = -8$.

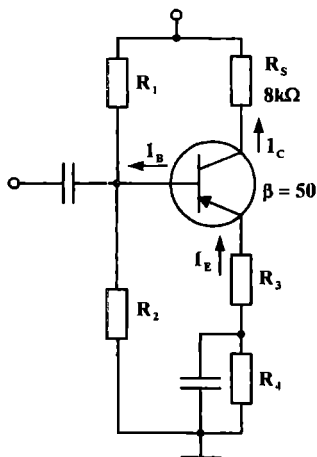


Fig.2.36

Rezolvare

Aici $U_{R_s} = I_C R_s = 10^{-3} \cdot 8 \cdot 10^3 = 8 \text{ V}$. Deoarece tensiunea $U_{CE} = -6 \text{ V}$, tensiunea sumară pe rezistoare în circuitul emitorului $U_E = 30 - 6 - 8 = 16 \text{ V}$. Neglijând curentul I_{CB0} , obținem $I_B = I_C / \beta = 1 \cdot 10^{-3} / 50 = 20 \mu\text{A}$.

Respectiv, $I_E = I_C + I_B = 1 + 0,02 = 1,02 \text{ mA}$. Pentru $|K_U| \leq 10$ este adevărată egalitate aproximativă $K_U \approx -R_s / R_E$, unde K_U prezintă coeficientul de amplificare în tensiune, de unde $R_E = R_s / |K_U| = 8 \cdot 10^3 / 8 = 1 \text{ k}\Omega$.

După cum vedem, rezistența R_E prezintă nominala rezistorului R_3 . Tensiunea pe acest rezistor

$$U_{R_3} = I_E R_3 = 1 \cdot 10^{-3} \cdot 1,02 \cdot 10^{-3} \approx 1 \text{ V}.$$

Respectiv, căderea de tensiune pe rezistorul R_4 este

$$U_{R_4} = 16 - 1 = 15 \text{ V}.$$

În așa mod

$$R_4 = 15 / (1 \cdot 10^{-3}) = 15 \text{ k}\Omega.$$

Vom calcula divizorul din circuitului bazei. Pentru funcționarea stabilă a circuitului este necesar, ca curentul prin

rezistorul R_2 să fie cel puțin de 5-10 ori mai mare, decât curentul bazei. Deoarece $I_B = 20 \mu A$, vom fixa $I_{div} = 200 \mu A$. Neglijând cu căderea de tensiune pe jonțiunea emitorului, se poate de considerat, că $U_B \approx U_E \approx -16 V$, de unde $R_2 = (16 / 200 \cdot 10^{-6}) = 80 k\Omega$.

Determinăm nominala pentru R_1 :

$$R_1 = (-E_C + U_E) / (I_B + I_{div}) = (30 - 16) / (220 \cdot 10^{-6}) = 63,5 k\Omega.$$

PR.2.36. Tranzistorul funcționează în cuplaj bază comună cu sarcina $R_S = 2 k\Omega$. Parametrii circuitului sunt: $r_E = 40 \Omega$, $r_B = 200 \Omega$, $r_C = 200 k\Omega$, $C_C = 20 pF$. Dacă neglijăm rezistența internă a sursei de semnal, să se determine pentru care frecvență, în baza influenței capacității C_C modulul coeficientului de amplificare $|K_f|$ se micșorează de două ori?

Rezolvare:

În fig.2.37(a) prezentăm schema echivalentă în T a tranzistorului. Curentul ce circulă prin rezistor R_S trebuie să fie de două ori mai mic ca curentul, ce circulă prin el la frecvență mică când capacitatea C_C nu influențează fig. 2.37(b).

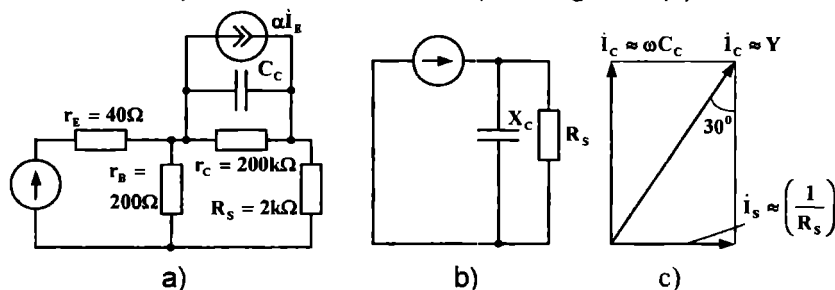


Fig.2.37

Fiind fapt că putem neglijă cu nominala rezistorului r_E și cu rezistența interioară a sursei de semnal atunci curenții sunt proporționali conductibilităților

$$1/R_S \text{ și } Y = \sqrt{(1/R_S)^2 + (\omega C_C)^2}.$$

Conform condițiilor problemei, la frecvență înaltă $1/R_s=Y/2$.
Rezultă

$$\frac{2}{R_s} = Y = \sqrt{\left(\frac{1}{R_s}\right)^2 + (\omega C_c)^2} = \frac{\sqrt{1 + (\omega C_c R_s)^2}}{R_s}.$$

După transformări obținem

$$4 = 1 + (\omega C_c R_s)^2$$

de unde:

$$\omega = \sqrt{3} / (C_c R_s);$$

$$f = \frac{\sqrt{3}}{2\pi C_c R_s} = \frac{\sqrt{3}}{2\pi \cdot 20 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^3} \approx 7 \text{ MHz}.$$

PR.2.37. La frecvențe joase coeficientul de transfer al curentului emitorului tranzistorului bipolar este $h_{21B0} = -0,98$, frecvența limită $f_{h21B} = 5 \text{ MHz}$. Să se determine:

a) modulul coeficientului de transfer al curentului emitorului $|h_{21B}|$ pentru acest tranzistor la frecvența **10 MHz**;

b) frecvența, la care modulul coeficientului de transfer al curentului emitorului se micșorează până la valoarea de **0,6**.

Rezolvare

Se cunoaște, că coeficientul de transfer al curentului emitorului h_{21B} se modifică în dependență de frecvență conform relației

$$h_{21B} = h_{21B0} \left[\frac{1}{1 + j(f / f_{h21B})} \right],$$

Unde: h_{21B0} este coeficientul de transfer al curentului emitorului la frecvență joasă: h_{21B} - frecvența limită, adică frecvența, la care $|h_{21B}| = |h_{21B0}| / \sqrt{2}$. Respectiv, dacă $|h_{21B0}| = 0,98$, $f_{h21B} = 5 \text{ MHz}$ și $f = 10 \text{ MHz}$, atunci

$$|h_{21B}| = \frac{0,98}{\sqrt{1 + (10/5)^2}} = 0,44.$$

Deci: $h_{21B0} = -0,98$, $|h_{21B}| = 0,6$ și $f_{h21B} = 5 \text{ MHz}$, avem:

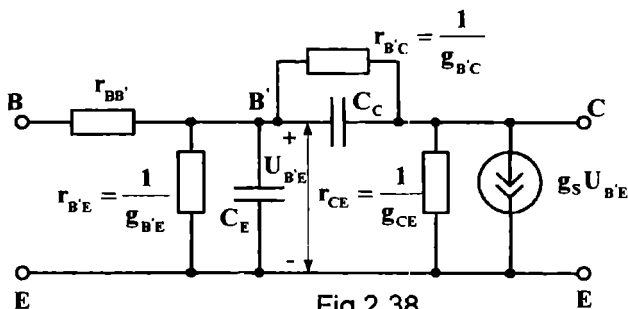
$$f = f_{h21B} \sqrt{(h_{21B0} / h_{21B})^2 - 1} = 5 \sqrt{(0,98 / 0,6)^2 - 1} = 6,24 \text{ MHz}.$$

PR.2.38. La $T=300\text{ K}$, în punctul în care tranzistorul funcționează static de funcționare cu coordonatele $I_C=10\text{ mA}$ și $U_{CE}=10\text{ V}$ la frecvențe joase tranzistorul posedă următorii parametri: $h_{11E}=500\ \Omega$, $h_{12E}=10^{-4}$, $h_{21E}=100$, $h_{22E}=50\ \mu\text{Sm}$.

Să se determine toți parametrii schemei echivalente hibride, dacă $f_{im}=50\text{ MHz}$ și $C_C=3\text{ pF}$.

Rezolvare

Circuitul echivalent hibrid este prezentat în fig.2.38. La calculele parametrilor vom ține cont de $g_s=I_C/\varphi_T$, unde I_C este curentul colectorului în punctul de funcționare iar $\varphi_T=kT/e$ - potențialul termic.



Pentru cazul examinat avem:

$$g_s = 10 \cdot 10^{-3} / (25,8 \cdot 10^{-3}) = 0,388\text{ Sm};$$

$$r_{B'E} = 1/g_{B'E} = h_{21E}/g_s = h_{21E}\varphi_T/I_C = 100/0,388 = 258\ \Omega;$$

$$r_{BB'} = h_{11E} - r_{B'E} = 500 - 258 = 242\ \Omega;$$

$$r_{B'C} = 1/g_{B'C} = r_{B'E}/h_{12E} = 258/10^{-4} = 2,58\text{ M}\Omega;$$

$$g_{CE} = 1/r_{CE} = h_{22E} - (1 + h_{21E})g_{B'C} = 50 \cdot 10^{-6} - 101 \cdot 0,388 \cdot 10^{-6} = 10,8 \cdot 10^{-6}\text{ Sm};$$

$$r_{CE} = 1/g_{CE} = 92,5\text{ k}\Omega;$$

$$C_E = g_s / (2\pi f_{im}) = 0,388 / (2\pi \cdot 50 \cdot 10^6) = 1235 \cdot 10^{-12} = 1235\text{ pF}.$$

2.7. Probleme propuse

PP.2.1. Folosind familia caracteristicilor de intrare și ieșire ale tranzistorului cuplat în circuitul EC (fig.2.13,a,b), să se traseze caracteristicile de intrare și ieșire pentru cuplarea CC.

PP.2.2. Utilizând familia caracteristicilor de intrare și ieșire pentru cuplare EC (fig.2.13.a,b), să se traseze caracteristicile de intrare și de ieșire pentru cuplarea BC.

PP.2.3. Conform caracteristicilor de intrare a tranzistorului în conexiunea BC(fig.2.4,a) în punctul de funcționare cu tensiunea emitor-bază $U_{EB}=0,62\text{ V}$ și tensiunea $U_{CB}=-5\text{ V}$ să se determine parametrii h_{11B} și h_{12B} .

PP.2.4. Dacă caracteristicile de ieșire a tranzistorului în conexiunea cu EC (fig.2.13,b) în punctul de funcționare cu tensiunea colector-emitor $U_{CE}=-8\text{ V}$ și curentul bazei $I_B=400\text{ }\mu\text{A}$. Să se determine parametrii h_{21E} și h_{22E} .

PP.2.5. Conform caracteristicilor de ieșire a tranzistorului în conexiunea BC(fig.2.4,b) în punctul de funcționare cu tensiunea colector-bază $U_{CB}=-6\text{ V}$ și curentul emitorului $I_E=3\text{ mA}$. Să se determine parametrii h_{21B} , h_{22B} .

PP.2.6. În etajul de amplificare, în cuplajul EC este utilizat un tranzistor, care posedă următorii parametrii: $h_{11E}=800\text{ }\Omega$, $h_{21E}=47$, $h_{12E}=5\cdot 10^{-4}$, $h_{22E}=80\text{ }\mu\text{Sm}$. Să se determine tensiunea de ieșire și rezistența de ieșire a acestui etaj, dacă TEM a sursei de tensiune de intrare $E_{int}=10\text{ mV}$, rezistența internă a sursei de tensiune de intrare $R_g=500\text{ }\Omega$, și rezistența de sarcină în circuitul colectorului $R_s=5\text{ k}\Omega$.

PP.2.7. În etajul de amplificare cuplat EC se utilizează un tranzistor, care posedă următorii parametrii: $h_{11E}=800\text{ }\Omega$, $h_{21E}=48$, $h_{12E}=5\cdot 10^{-4}$, $h_{22E}=80\text{ }\mu\text{Sm}$. Să se stabilească puterea de ieșire, dacă TEM a sursei de semnal $E_{int}=100\text{ mV}$,

rezistența internă a sursei $R_g=500\ \Omega$, și rezistența de sarcină în circuitul colectorului $R_s=8\ k\Omega$.

PP.2.8. Tranzistorul cuplat BC, posedă următorii parametri-h:

$$h_{11B}=18\ \Omega, h_{12B}=8\cdot 10^{-4}, h_{21B}=-0,98, h_{22B}=1,6\cdot 10^{-6}\text{Sm}.$$

Să se determine coeficientul de amplificare a etajului în putere, dacă rezistența de sarcină în circuitul colectorului $R_s=15\ k\Omega$.

PP.2.9. Tranzistorul posedă următorii parametri-h:

$$h_{11B}=20\ \Omega, h_{12B}=1,65\cdot 10^{-4}, h_{21B}=-0,99, h_{22B}=0,85\ \mu\text{Sm}.$$

Să se determine rezistența de intrare R_{int} , rezistența de ieșire R_{ies} , coeficienții de amplificare după curent K_i , după tensiune K_U și după puterea K_P a acestui tranzistor, cuplat CC, dacă rezistența internă a sursei de semnal $R_g=30\ k\Omega$, rezistența de sarcină $R_s=1\ k\Omega$.

PP.2.9. Tranzistorul este conectat după schema CC, posedă următorii parametri-h:

$$h_{11c}=22\ k\Omega, h_{12c}=1, h_{21c}=-31, h_{22c}=23\cdot 10^{-6}\text{Sm}.$$

Rezistența rezistorului de sarcina în circuitul colectorului $R_s=1\ k\Omega$, rezistența internă a sursei de semnal $R_g=10\ k\Omega$. Determinați coeficientul de amplificare în curent K_i , în tensiunea K_U și în putere K_P , rezistența de intrare R_{int} , rezistența de ieșire R_{ies} .

PP.2.10. Tranzistorul cuplat în schema EC posedă următorii parametri-h:

$$h_{11E}=2\ k\Omega, h_{12E}=5,9\cdot 10^{-4}, h_{21E}=60, h_{22E}=40\ \mu\text{Sm}.$$

Rezistența sarcinii în circuitul colectorului $R_s=30\ k\Omega$, rezistența internă a sursei de semnal $R_g=2\ k\Omega$. Să se determine rezistența de intrare R_{int} , rezistența de ieșire R_{ies} , coeficientul de amplificare în curent K_i , în tensiune K_U și în putere K_P .

PP.2.11. Tranzistorul în cuplajul BC în punctul static de funcționare posedă următorii parametri-h:

$$h_{11B}=20\ \Omega, h_{12B}=1,8\cdot 10^{-4}, h_{21B}=-0,99, h_{22B}=1\ \mu\text{Sm}.$$

Să se determine rezistența de intrare R_{int} , rezistența de ieșire R_{ies} , coeficientul de amplificare în curent K_i , în tensiune K_U și în putere K_p a etajului amplificator cu acest tranzistor, cuplat în schema amplificatorului în EC, dacă rezistența internă a sursei de semnal $R_g=1,5\text{ k}\Omega$, rezistența de sarcină $R_s=1\text{ k}\Omega$.

PP.2.12. Tranzistorul în cuplajul BC în punctul static de funcționare posedă următorii parametrii-h:

$$h_{11E}=1,6\text{ k}\Omega, h_{12E}=5\cdot 10^{-4}, h_{21E}=115, h_{22E}=160\text{ }\mu\text{Sm}.$$

Să se determine rezistența de intrare R_{int} , rezistența de ieșire R_{ies} , coeficientul de amplificare în curent K_i , în tensiune K_U și în putere K_p a etajului amplificator cu acest tranzistor, cuplat în BC, dacă rezistența internă a sursei de semnal $R_g=500\text{ }\Omega$, rezistența de sarcină $R_s=10\text{ k}\Omega$.

PP.2.13 Parametrii-h ai tranzistorului cuplat într-un amplificator în EC posedă următorii parametri:

$$\alpha=0,99, r_B=100\text{ }\Omega, r_C=2\cdot 10^6\text{ }\Omega, r_E=40\text{ }\Omega.$$

Să se determine rezistența de intrare R_{int} , și coeficientul de amplificare în tensiune K_U a etajului la frecvențe joase dacă rezistența de sarcină $R_s=5\text{ k}\Omega$.

PP.2.14. Tranzistorul cuplat într-un circuit amplificator în BC, posedă următorii parametri:

$$\alpha=0,97, r_B=500\text{ }\Omega, r_C=1\text{ M}\Omega, r_E=45\text{ }\Omega.$$

Rezistența de sarcină $R_s=2\text{ k}\Omega$, rezistența internă a sursei de semnal $R_g=500\text{ }\Omega$. Să se determine coeficientul de amplificare în curentul K_i în tensiune K_U , în putere K_p , rezistența de intrare R_{int} , și rezistența de ieșire R_{ies} a etajului amplificator.

PP.2.15. Să se determine aceleași mărimi ca și în problema precedentă, cu condiția că tranzistorul este cuplat în CC.

PP.2.16. Să se determine aceleași mărimi ca și în problema PP.2.14, cu condiția că tranzistorul este cuplat în EC.

PP.2.17. Să se demonstreze, că coeficientul de amplificare în putere a unui etaj poate fi exprimat prin relațiile:

$$K_P = K_I^2 R_S / R_{int} \text{ sau } K_P = K_U^2 R_{int} / R_S.$$

PP.2.18. Folosind schema echivalentă în T a tranzistorului, bipolar să se demonstreze, că în amplificatorul, construit în BC, coeficientul de amplificare în curent este:

$$K_I = -(\alpha r_C + r_B) / (r_C + r_B + R_S);$$

rezistența de intrare:

$$R_{int} = r_E + r_B(1 - K_I);$$

rezistența de ieșire:

$$R_{ies} = r_B + r_C - \left[\frac{r_B(r_B + \alpha r_C)}{R_g + r_E + r_B} \right].$$

PP.2.19 La temperatura mediului înconjurător de $T = 20^\circ\text{C}$, tranzistorul realizat pe bază de Ge posedă: curentul bazei $I_B = 80 \mu\text{A}$, curentul invers a joncțiunii colectorului $I_{CB0} = 10 \mu\text{A}$. Presupunând, că curentul I_{CB0} se dublează la creșterea temperaturii cu fiecare 10°C , să se determine curentul colectorului după cuplaj EC la temperatura de **20, 40, și 60°C** . Vom considera că coeficientul de transfer al curentului bazei β este constant în banda temperaturilor analizate și egal cu 49.

PP.2.20. Un tranzistor degajă pe joncțiunea colectorului puterea $P_C = 25 \text{ mW}$. Rezistența termică joncțiune - mediul înconjurător $R_{jm} = 0,5 \text{ K/mW}$. Ce temperatură are joncțiunea colectorului, dacă temperatura mediului înconjurător este $T_c = 40^\circ\text{C}$?

PP.2.21. Ce temperatură va avea joncțiunea colectorului tranzistorului, analizat în problema precedentă, dacă cu utilizarea radiatorului rezistența termică joncțiune - mediul înconjurător s-a micșorat până la $R_{jm} = 0,3 \text{ K/mW}$?

PP.2.22. Temperatura maximal admisibilă a jonctiunii colectorului tranzistorului, descris în problemele 2.48 și 2.49, este egală cu 90°C . Cu ce este egală puterea maximal admisibilă, degajată pe jonctiunea colectorului fără radiator și cu radiator la temperatura mediului înconjurător de $T_m = 40^{\circ}\text{C}$?

PP.2.23. Pentru transmiterea fără distorsiuni a semnalului în circuitul prezentat în fig.2.39, a în regim de repaos ($U_{\text{INT}}=0$), prin baza tranzistorului trebuie să circule curentul $I_{B0}=82\text{ }\mu\text{A}$. Să se determine nominala rezistorului circuitului bazei R , ce va asigura curentul dat, dacă $E_C=9\text{ V}$. Căderea de tensiune pe jonctiunea emitorului tranzistorului: $U_{BE0}=0,8\text{ V}$.

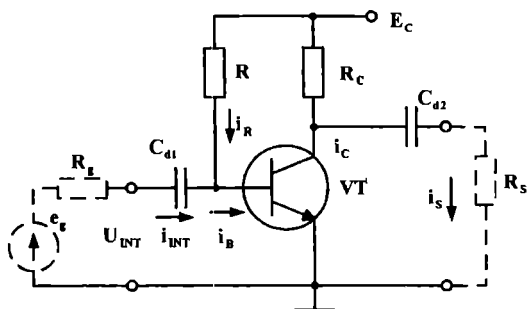


Fig.2.39

PP.2.24. Să se determine curentul colectorului tranzistorului (fig.2.39) n lipsa semnalului de intrare, dacă $E_C=9\text{ V}$, $R=10\text{ k}\Omega$, $U_{BE0}=0,6\text{ V}$. Coeficientul de amplificare în curent $h_{21E}=40$. Curentul de scurgere a tranzistorului va fi neglijat.

PP.2.25. Să se determine tensiunea U_{BE0} și curentul de repaos în circuitul bazei amplificatorului (fig.2.39) dacă tensiunea de la sursa de alimentare $E_C=12\text{ V}$, $R=40\text{ k}\Omega$, $I_{C0}=5,6\text{ mA}$, $h_{21E}=40$.

PP.2.26. Să se determine rezistența R , dacă curentul de repaos a colectorului constituie 10 mA (fig.39). Tensiunea

sursei de alimentare $E_C=12\text{ V}$, coeficientul de amplificare în curent $h_{21E}=40$, $U_{BE0}0,6\text{ V}$.

PP.2.27. Să se determine E_C în circuitul prezentat în fig.2.39, dacă $U_{C0}=20\text{ V}$, 100 mA , $R_C=100\ \Omega$.

PP.2.28. Să se determine nominala rezistorului ce trebuie cuplat în circuitul colectorului amplificatorului (fig.2.39), ca curentul colectorului să constituie $I_{C0}=3\text{ mA}$ la $U_{CE0}=7\text{ V}$, $E_C=16\text{ V}$.

PP.2.29. Să se determine curentul bazei I_{B0} și căderea de tensiune pe tranzistor U_{CE0} (fig.2.39), dacă $R=150\text{ k}\Omega$, $R_C=1,25\text{ k}\Omega$, $E_C=9\text{ V}$, $h_{21E}=40$. Neglijând cu valoarea U_{BE0} .

PP.2.30. Să se determine curentul bazei și a colectorului, precum și căderea de tensiune pe tranzistor U_{CE0} (fig.2.39), dacă $R=250\text{ k}\Omega$, $R_C=2\text{ k}\Omega$, $E_C=12\text{ V}$, $U_{BE0}=0,3\text{ V}$, iar $\beta=64$.

PP.2.31. Să se determine nominala rezistorului cuplat în circuitul colectorului a tranzistorului în cuplaj EC (fig.2.39), dacă $E_C=12\text{ V}$, $U_{IE5}=7,2\text{ V}$, $R=48\text{ k}\Omega$, $h_{21E}=40$. Căderea de tensiune și curentul indirect al tranzistorului pot fi neglijate.

PP.2.32. Să se determine tensiunea de ieșire a etajului (fig.2.39), dacă curentul bazei tranzistorului este $I_B=0,5\text{ mA}$, $h_{21E}=20$, $R_C=0,5\text{ k}\Omega$, $E_C=9\text{ V}$. Curentul indirect al tranzistorului va fi neglijat.

PP.2.33. Să se determine valoarea maximală și minimală a tensiunii de ieșire a etajului (fig.2.39) la aplicarea semnalului armonic de la generator $E_g=2\text{ V}$ cu rezistența internă $R_g=14\text{ k}\Omega$. Se cunoaște, că $E_C=9\text{ V}$, $R_C=7\text{ k}\Omega$, $R=84\text{ k}\Omega$, $h_{21E}=50$, $U_{BE0}=0,6\text{ V}$. Curentul indirect al tranzistorului poate fi neglijat.

PP.2.34. Din ce cauză cu majorarea R_C în circuitul din fig.2.39, a coeficientul de amplificare K_U inițial se majorează iar apoi se micșorează?

PP.2.35. Să se determine amplitudinea semnalului de intrare, necesară pentru obținerea la ieșirea etajului (fig.2.39) a unui semnal cu amplitudinea $U_{IES}=4$ V. Curentul de repaos a colectorului $I_{C0}=1$ mA, $r_B=125$ Ω , $h_{21E}=40$, $R_C=4,5$ k Ω .

PP.2.36. Să se determine valoarea minimală a tensiunii de alimentare, ce va asigura la ieșirea etajului (fig.2.39) semnal fără blocaj de amplitudinea 5 V.

PP.2.37. Cum decurge stabilizarea curentului colectorului în regim de repaos în etajul cuplat EC (vezi fig.2.40)?

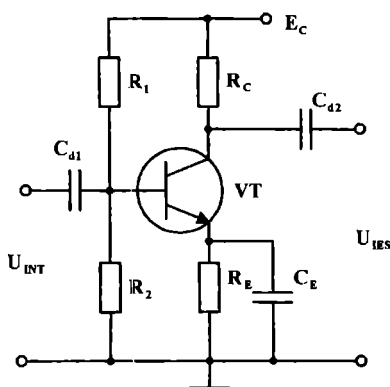


Fig.2.40

PP.2.38. Să se determine nominala R_E (fig.4.5), dacă prin tranzistor circulă curentul $I_{C0} \approx I_{E0}=5$ mA, iar tensiunea $U_{B0}=1,6$ V. Căderea de tensiune la joncțiunea emitorului tranzistorului $U_{BE0}=0,6$ V.

PP.2.39. Să se determine tensiunea de alimentare a etajului (fig.4.5), pentru care vom avea: $I_{E0} \approx I_{C0}=10$ mA, $U_{CE0}=5$ V. Nominele rezistoarelor: $R_E=100$ Ω , $R_C=1$ k Ω .

PP.2.40. Să se determine nominalele rezistoarelor din circuitul de polarizare a bazei tranzistorului, dacă tensiunea

$U_{B0}=2\text{ V}$, iar curentul prin rezistorul R_1 este determinat de relația $I_{R1}=2I_{B0}=1\text{ mA}$. Tensiunea de alimentare $E_C=10\text{ V}$.

PP.32.41. În circuitul prezentat în fig.2.39, coeficientul de amplificare este determinat de relația: $K_U = -h_{21E} R_C / h_{11E}$. Poate fi utilizată această relație pentru determinarea K_U în circuitul prezentat în fig.2.40?

PP.2.42. În circuitul prezentat în fig.2.40 avem mers în gol a condensatorului de șunt C_E . În urma acestei modificări a circuitului valorile coeficientului de amplificare în tensiune și rezistența de intrare vor rămâne neschimbate?

PP.2.43. Analizând circuitul prezentat în fig.2.40, să se fixeze expresiile pentru timpii de reîncărcare a condensatoarelor C_{d1} , C_{d2} , C_E .

PP.2.44. Cum variază banda de trecere a amplificatorului (fig.2.40) la frecvențe joase, dacă pentru un anumit coeficient a distorsiunilor de frecvență M_j vom majora capacitățile C_{d1} , C_{d2} , C_E ?

PP.2.43. Utilizînd datele din catalog, să se determine tipul tranzistorului ce va asigura amplificarea semnalului la frecvența 1 MHz pentru coeficientul distorsiunilor de frecvență $M_i = \sqrt{2}$. Considerăm $(R_C || R_S)=1\text{ k}\Omega$.

PP.2.44. Să se determine tensiunea de ieșire în circuitul repetorului pe emitor (fig.2.41) pentru $U_{INT}=0$, dacă căderea de tensiune pe joncțiunea emitorului și pe rezistorul R este: $U_{BEQ}=0,6\text{ V}$, $U_R=5,4\text{ V}$. Tensiunea sursei de alimentare $E_C=10\text{ V}$.

PP.2.45. Să se determine nominala rezistorului R din circuitul bazei tranzistorului, pentru care la ieșirea repetorului pe emitor (vezi fig.2.41) pentru $U_{INT}=0$, se obține $U_{IEŞ}=U_E=5\text{ V}$. Nominala rezistorului $R_E=1\text{ k}\Omega$, tensiunea sursei de alimentare

$E_C=12\text{ V}$, căderea de tensiune $U_{E0}=0,6\text{ V}$. Coeficientul de amplificare în curent $h_{21E}=50$.

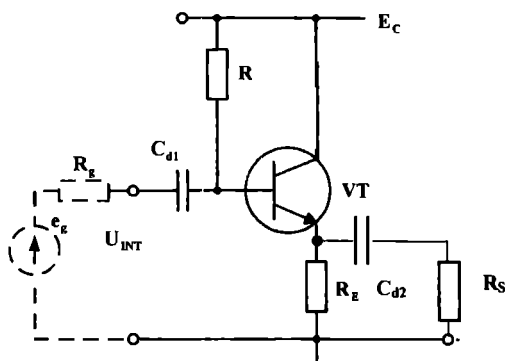


Fig.2.41

PP.2.46. Să se determine căderea de tensiune U_{CE0} (fig.2.41) pentru $U_{INT}=0$ și curentul emitorului $I_{E0}=2\text{ mA}$. Tensiunea de alimentare $E_C=8\text{ V}$, $R_E=1,5\text{ k}\Omega$.

PP.2.47. Să se determine tensiunea de ieșire a repetorului pe emitor (fig.2.41) pentru $U_{INT}=0$, dacă căderea de tensiune pe rezistorul $R=100\text{ k}\Omega$ este egală cu 5 V ; $h_{21E}=60$. Rezistența $R_E=1\text{ k}\Omega$.

PP.2.48. Să se determine valoarea minimă a tensiunii de alimentare, pentru care la ieșirea repetorului pe emitor (fig.2.41) un semnal alternativ de amplitudinea 6 V .

PP.2.49. Să se demonstreze, că faza semnalului de ieșire a repetorului pe emitor (fig.2.41) coincide cu faza semnalului de intrare.

PP.2.50. Amplitudinea semnalului de ieșire a repetorului pe emitor (fig.2.41) 4 V , căderea de tensiune pe jonțiunea emitorului tranzistorului $0,8\text{ V}$. Să se determine amplitudinea semnalului de intrare și coeficientul K_U .

PP.2.51. Să se determine amplitudinea semnalului de intrare și coeficientul de amplificare în putere a repetorului pe emitor (fig.4.16, a), dacă se cunosc următorii parametri: $h_{21E}=50$, $I_{B0}=50 \mu A$, $\Delta U_{BE}=0,2 V$, $R_E=4 k\Omega$.

PP.2.52. Să se determine amplitudinea tensiunii de ieșire și coeficienții K_U , K_P a repetorului pe emitor (fig.4.16, a), dacă amplitudinea semnalului de intrare $4 V$. Coeficientul de amplificare în curent $h_{21E}=60$, tensiunea $U_{BE}=0,5 V$.

PP.2.53. Coeficientul de amplificare a etajului cuplat EC (fig.2.39), ce funcționează de la generatorul semnalului de intrare cu rezistența internă $R_g=2 k\Omega$, este determinat de

următoarea relație: $K_U = \frac{U_{ies}}{e_g} = -h_{21E} \frac{(R_C \parallel R_S)}{R_g + h_{11E}}$. Considerând

$R_S \rightarrow \infty$, $R_C=1 k\Omega$, $R_{INT E}=0,5 k\Omega$, obținem $K_{U,E}=20$. Cum se va modifica coeficientul obținut dacă între sursa de semnal și etajul amplificator EC vom cupla un repetor pe emitor cu rezistența de intrare $R_{int,R}=8 k\Omega$, rezistența de ieșire $R_{ieș,R}=100 \Omega$ și $K_U=0,8$.

PP.2.54. Coeficientul de amplificare a etajului cuplat EC (fig.2.39), cu sarcina $R_S=100 \Omega$, este determinat de următoarea relație:

$$K_U = \frac{U_{ies}}{e_g} = -h_{21E} \frac{(R_C \parallel R_S)}{R_g + h_{11E}}.$$

Considerând $R_g \rightarrow \infty$, $h_{21E}=50$, $R_C=1 k\Omega$, $R_{ieș,E}=0,5 k\Omega$, obținem $K_{U,E}=10$. Cum se va modifica coeficientul de amplificare obținut, dacă între sarcina R_S și etajul amplificator vom cupla un repetor pe emitor (fig.4.41) cu următorii parametrii: $R_{int,R}=8 k\Omega$, $R_{ieș,R}=10 \Omega$ și $K_U=0,8$ dacă ($R_S \rightarrow \infty$)?

PP.2.55. Rezistența de intrare și ieșire a repetorului pe emitor (fig.2.41) se determină conform următoarelor relații:

$$R'_{INT} = h'_{11C} \approx h_{11C} \parallel R \text{ și } R_{IESC} = R_E \parallel \left[r_E + \frac{r_B + (R_g \parallel R)}{1 + h_{21E}} \right].$$

Se vor modifica acești parametri cu creșterea temperaturii

Bibliografie

1. D.Sandu. Electronica fizică și aplicată. Vol.1, – Iași, Editura A.I.Cuza: 1994, - 615 p.
2. D.Dascălu, A.Rusu, M.Profirescu, I.Costea Dispozitive și circuite electronice. - București: Editura Didactică și Pedagogică: 1982, – 679 p.
3. V.Zamfir Bazele radioelectronicii. – Timișoara, Facla: 1987, – 279 p.
4. Валенко В.С. Полупроводниковые приборы и основы схемотехники электронных устройств. – М.;Додэка: 2001, – 368 с.
5. Манаев Е.И. Основы радиоэлектроники. – М.; Радио и связь: 1990, – 512 с.
6. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Основы радиоэлектроники. – М.; Высшая школа: 1991. – 622 с.
7. Батушев Б.А. Электронные приборы. – М.: Высшая школа, 1980, – 383 с.
8. Пасынков В.В. Полупроводниковые приборы. – М.; Высшая школа: 1981, – 432 с.
9. Степаненко И.П. Основы микроэлектроники. – Москва -Санкт-Петербург; Лаборатория Базовых Знаний : 2001, - 488 с.
10. Дулин В.Н. Электронные приборы. – М.; Энергия: 1977, – 424 с.
11. Полупроводниковые приборы. Транзисторы. Справочник/ Под ред. Н.Н.Горюнова. – М.; Энергоатомиздат: 1985, – 864 с.
12. Лавриненко В.Ю. Справочник по полупроводниковым приборам. – Киев;Техника: 1984, – 419 с.
13. Морозова И.Г. Физика электронных приборов. – М.; Атомиздат: 1980, - 392 с.
14. Зи С. Физика полупроводниковых приборов. В 2-х книгах. - М.; Мир: 1984, - 912 с.

Cuprins

2. CALCULUL CIRCUITELOR ELECTRONICE CU TRANZISTOARE BIPOLARE.....	3
2.1. Tranzistoare bipolare. Procesele fizice.....	3
2.2. Schemele echivalente și parametrii tranzistorului bipolar.....	11
2.3. Influența temperaturii asupra regimului de funcționare a tranzistorului.....	16
2.4. Parametrii electrici și termici maximal admisibili....	16
2.5. Proprietățile de frecvență și în comutație ale tranzistoarelor bipolare.....	17
2.6. Probleme rezolvate.....	19
2.7. Probleme propuse.....	68
Bibliografie.....	78

DISPOZITIVE ELECTRONICE

GHID PENTRU LUCRĂRI PRACTICE

Partea 2

Elaborare: Nicolae BEJAN

Pavel NISTIRIUC

Alisa MAȘNIC

Redactor: Irina Enache

Bun de tipar 28.05.07
Hârtie ofset. Tipar RISO.
Coli de tipar 5,0

Formatul hârtiei 60x84 1/16.
Tirajul 100 ex.
Comanda nr. 89

U.T.M., 2004, bd. Ștefan cel Mare și Sfânt, 168.
Secția Redactare și Editare a U.T.M.
2068, Chișinău, str. Studenților, 9/9.