

LUCRAREA 3

Tranzistorul bipolar

1. Prezentare teoretică

Tranzistorul bipolar este un dispozitiv format din trei regiuni semiconductoare realizate succesiv în același monocristal, în ordinea npn sau pnp. Simbolurile celor două tipuri de tranzistoare și mărimile electrice asociate sunt prezentate în fig. 3.1. Săgeata indică sensul real al curentului în funcționarea în regiunea activă normală. Între mărimile electrice asociate tranzistorului există relațiile:

$$I_E = I_B + I_C \quad \text{și} \quad V_{BE} = V_{CE} + V_{BC} \quad (3.1)$$

Deoarece în structura tranzistorului bipolar apar două joncțiuni (BE și BC), rezultă că tranzistorul bipolar poate funcționa în patru regimuri sau regiuni de lucru, după cum se indică în tabelul 3.1.

Regimul de funcționare	Modul de polarizare al joncțiunii	
	BE	BC
Regiunea activă normală	Direct	Invers
Regiunea activă inversă	Invers	Direct
Regiunea de blocare	Invers	Invers
Regiunea de saturație	Direct	Direct

Tabelul 3.1

Regimurile de lucru normal și invers sunt regimuri active, deoarece tranzistorul bipolar permite obținerea unei amplificări. Funcționarea tranzistorului bipolar în regiunile de saturație și de tăiere este întâlnită în utilizarea ca element de comutație, deoarece în aceste regimuri puterea disipată de tranzistori este mică datorită valorii reduse a tensiunii, respectiv curentului.

Relațiile teoretice ce permit interpretarea caracteristicii statice experimentale și care descriu comportarea tranzistorului bipolar în orice regim de lucru poartă denumirea de ecuațiile Ebers -Moll. Datorită complexității, aceste ecuații nu prezintă un interes practic deosebit.

Tranzistorul poate fi conectat în circuit în una din conexiunile fundamentale: bază comună BC, emitor comun EC, colector comun CC, terminalul comun circuitului de intrare și celui de ieșire dând denumirea conexiunii. În fig. 3.2 este prezentat tranzistorul în cele trei conexiuni fundamentale.

Pentru calculele practice ale circuitelor cu tranzistoare în regim static se utilizează caracteristicile statice determinate experimental. Există un număr considerabil de caracteristici statice, în funcție de de conexiune și tipul marimilor electrice (parametru sau variabila). În cataloagele de tranzistoare sunt date familiile de caracteristici statice în conexiunea EC (caracteristica de intrare, de ieșire, de transfer în cazul funcționării tranzistorului în regim activ normal și alte caracteristici cu utilitate în funcție de aplicație). Caracteristicile statice la tranzistoarele pnp au aceeași formă ca la tranzistoarele npn, diferă numai semnul curenților și tensiunilor. Ne vom referi la caracteristicile statice principale ale tranzistorului bipolar npn de mică putere, în conexiune EC.

Caracteristica statica de intrare reprezintă dependența unei mărimi de intrare în funcție de o altă mărime de intrare, având ca parametru o mărime de ieșire. Caracteristica $I_B = I_B(V_{BE})$ cu V_{CE} parametru este reprezentată în fig. 3.3. Sub valoarea de prag V_{BEP} curentul I_B este practic nul, după care

crește exponențial, apoi practic liniar. Contrapanta acestei drepte reprezintă rezistența statică de intrare, notată h_{11E} , al cărei ordin de mărime este unități - zeci de $k\Omega$

$$h_{11E} = \frac{1}{\frac{\partial I_B}{\partial V_{EB}}} I_{B0} = \frac{V_T}{I_{B0}} \quad (3.2)$$

unde V_T reprezintă tensiunea termică (26 mV la 300K).

Pentru diverse valori ale tensiunii V_{CE} caracteristicile rezultă distincte, dar foarte apropiate. Pentru $V_{CE} > 0,1V$ se poate liniariza caracteristica astfel: zero până la V_{BEP} și dreapta de contrapantă h_{11E} pentru $V_{BE} > V_{BEP}$. Tensiunea V_{BEP} reprezintă tensiunea de prag pentru o joncțiune pn, luând valorile cunoscute în funcție de semiconductorul de bază. V_{BEP} se poate determina experimental prin extrapolarea caracteristicii liniare către zero.

Caracteristica statică de ieșire este descrisă de dependența unei mărimi de ieșire de o altă mărime de ieșire, având ca parametru o mărime de intrare. Caracteristica $I_c = I_c(V_{CE})$, cu I_B parametru este prezentată în fig.3.4, valorile fiind tipice pentru un tranzistor bipolar npn de mică putere. În planul caracteristicilor de ieșire se definesc zonele de funcționare ale tranzistorului și mărimile cele mai importante care limitează funcționarea sa. În regiunea de saturație joncțiunea emitorului și joncțiunea colectorului sunt polarizate direct, ceea ce implică o valoare redusă a tensiunii V_{CE} (tipic 0,05-0,3 V). Vom justifica forma caracteristicilor în această zonă. La scăderea lui V_{CE} ($I_B = \text{constant}$) sub V_{BE} joncțiunea BC se polarizează direct ($V_{BC} > 0$) și electronii vor fi emiși nu numai de emitor, dar și de colector, ceea ce duce la scăderea curentului I_c , deci la pătrunderea în regiunea de saturație. Frontiera dintre regiunea activă normală și cea de saturație este definitivă de condiția $V_{CB} = 0$. La un curent de bază mai mare (la o tensiune V_{BE} mai ridicată), tensiunea V_{CE} de saturație este mai mare deoarece pentru trecerea în zona de saturație este necesar ca, $V_{CE} = V_{BE}$. Deci tensiunea colector-emitor la care începe scăderea curentului I_c reprezintă tensiunea de saturație V_{CEsat} , dependentă de V_{BE} sau I_B . În regiunea de blocare în joncțiunea emitorului în joncțiunea colectorului sunt invers polarizate. Frontiera dintre regiunea activă normală și regiunea de tăiere este determinată, în calculele practice, de curba, $I_B = 0$. În regiune activă normală (joncțiunea emitorului direct polarizată și joncțiunea colectorului invers polarizată) pentru I_B constant I_c crește ușor cu V_{CE} datorită efectului Early și pentru V_C constant I_c crește cu I_B .

Funcționarea tranzistorului în regiunea activă normală este tipică circuitelor analogice, față de funcționarea în regiunea de saturație sau de blocare, specifică circuitelor digitale.

Principalii parametri ce limitează funcționarea tranzistorului sunt: valoarea maximă a curentului de colector I_{CM} , puterea maximă disipată P_{DM} și tensiunea de strapungere colector-emitor cu baza în gol V_{CEO} .

La curenți de colector mai mari decât I_{CM} factorul β_0 scade foarte mult, ceea ce impune limitarea în curent. Un al doilea factor este evitarea distrugerii tranzistorului. Datorită neomogenității celor două joncțiuni, rezultatele din procesul de fabricație, la depășirea valorii I_{CM} apar densități mari de curent, care prin efectele locale pot distruge joncțiunile.

Regiunea de funcționare a tranzistorului este limitată de hiperbola de disipație maximă. În RAN ambele joncțiuni sunt practic parcurse de același curent, însă cum tensiunile de polarizare sunt mult diferite, pierderile de putere sunt mult mai mari pe joncțiunea BC, invers polarizată. Parametrul de catalog limitativ corespunzător este puterea disipată maximă admisibilă P_{DM} . Ecuația hiperbolei de disipație devine: $V_{CB} = V_{CE} + V_{EB} \cong V_{CE}$ $V_{CB} = I_c = P_{DM} = \text{const}$ deoarece $V_{CB} = V_{CE} + V_{EB} \cong V_{CE}$.

După puterea maximă disipată, tranzistoarele pot fi: de mică putere (0,13-0,8 W), de medie putere (6,5 W) sau de putere (25-117 W - Si).

Tensiunea maximă până la care pot lucra tranzistoarele este un alt parametru limitativ impus pentru protecția tranzistorului bipolar. Specificația de catalog este V_{CEO} , tensiune de străpungere colector-emitor cu baza în gol ($I_B=0$), cu valori tipice de ordinul zecilor de V (20-50 V). Străpungerea tranzistorului pentru I_B constant nu este determinată de mecanismul de multiplicare în avalanșă; din acest motiv V_{CEO} se numește și tensiune de susținere. Valoarea tensiunii V_{CEO} este dată de relația:

$$V_{CEO} = \frac{V_{CBO}}{\sqrt[\pi]{\beta_0}} \quad (3.4)$$

reprezentând aproximativ (0,1-0,3) V_{CBO} , unde V_{CBO} reprezintă tensiunea de străpungere a tranzistorului în conexiunea BC cu emitorul în gol. În majoritatea aplicațiilor tranzistoarele sunt folosite pentru tensiuni mai mici decât V_{CEO} . Funcționarea în apropierea tensiunii de străpungere devine distructivă numai dacă puterea disipată (curentul I_C) atinge valori excesive.

Forma caracteristicilor nu se modifică semnificativ cu temperatura. Circuitele de polarizare trebuie să mențină punctul de funcționare în regiunea activă normală la o variație de temperatură, pentru o funcționare liniară. Neasigurarea unor valori (I_C , V_{CE}) constante conduce la ambalare termică (la o creștere a temperaturii curentul de colector crește, deci și puterea disipată; aceasta conduce la o nouă creștere de temperatură, etc.; la depășirea P_{DM} tranzistorul se distruge).

Caracteristica statică de transfer reprezintă dependența unei mărimi de ieșire în funcție de mărime de intrare, cu parametru oricare variabilă electrică. Considerăm caracteristica $I_C = I_C(I_B)$ cu V_{CE} parametru. În cazul funcționării în regiunea activă normală ($V_{CE} > 1V$) obținem o curbă reprezentată în fig. 3.5.a. La curenți medii β_0 este constant, caracteristica fiind o dreaptă. Factorul β_0 se va reduce, la curenți mari, fața de situația funcționării la curenți medii datorită în principal nivelului mare de injecție ce conduce la reducerea curentului de colector și la curenți mici, prin creșterea curentului de bază datorată curentului de recombinare. Din caracteristica de transfer vom obține doi parametri c.c. ai tranzistorului bipolar în conexiune EC: factorul de amplificare β_0 și curentul rezidual colector-emitor cu baza în gol I_{CEO} . Curentul I_{CEO} se obține prin extrapolarea dreptei $I_C(I_B)$ la $I_B=0$, iar factorul β_0 din panta acestei drepte. Factorul static de amplificare în curent se mai notează $\beta_F, h_{FE}, \text{sau } h_{21E}$. Valorile tipice pentru β_0 sunt cuprinse între 50 și 1000, iar pentru curentul I_{CEO} 1 - 100 nA în cazul tranzistorului cu Si și 0,1 - 10 mA în cazul tranzistorului cu Ge. Am obținut astfel patru parametri ce caracterizează tranzistorul bipolar în regim static: $I_C = I_C(V_{BE}), V_{CE} = ct$. Modelul electric liniarizat ce utilizează acești parametri este prezentat în fig. 3.6.

Caracteristica de transfer $I_C = I_C(V_{BE}), V_{CE} = ct$, este reprezentată în fig. 3.5.b. Parametri statici ce apar în acest caz sunt tensiunea V_{BEP} și transconductanța g_{0m} , dată de panta dreptei.

Regimul dinamic presupune suprapunerea componentelor variabile în timp (v_{be}, i_b, v_{ce}, i_c) peste componentele continue ale aceluiași mărimi (V_{BE}, I_B, V_{CE}, I_C). Condiția cantitativă de semnal mic pe care trebuie să o îndeplinească tensiunea v_{be} în cazul unei sinusoide este:

$$\pi V_{be} \ll V_T \quad (3.5)$$

Considerăm un tranzistor npn, conexiunea EC, în regiunea activă normală.

Regimul de semnal mic este un regim liniar; componentele variabile de semnal i_c, i_b, v_{ce} , sunt direct proporționale cu v_{be} . Pentru a exprima relațiile analitice între componentele de semnal asociate tranzistorului în regim dinamic de semnal mic se definesc parametrii de semnal mic. Aceștia pot fi naturali (au legătură directă cu fenomenele fizice din tranzistor) sau de cuadripol (se definesc considerând tranzistorul ca un diport electric liniar). În scopul descrierii comportării dispozitivului se elaborează un circuit echivalent. Circuitul echivalent, cu parametrii de semnal mic și relațiile dintre

componentele de semnal definesc modelul de semnal mic al tranzistorului. Circuitul echivalent natural în (Giacoletto) este prezentat în fig. 3.7. În calculele curente nu se consideră toate elementele circuitului, efectul unora putându-se neglija în funcție de condițiile de lucru.

Considerăm că în RAN expresiile (3.6) pentru curentul de colector și de bază descriu comportarea tranzistorului

$$i_C = I_S \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \quad (3.6)$$

$$i_B = \frac{I_S}{\beta_0} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right)$$

Parametrii r_π , g_m și β reprezintă un set minimal pentru analiză - în particular în cazul comportării la joasă frecvență. Acești parametri depind de punctul static de funcționare și de temperatură. Ei se definesc conform relațiilor de mai jos.

Rezistența dinamică de intrare

$$r_\pi = \frac{1}{\frac{\partial i_B}{\partial i_{BE}}} \mapsto PSF \quad (3.7)$$

Factorul dinamic de amplificare în curent

$$\beta = \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \mapsto PSF \quad (3.8)$$

Panta, conductanța mutuală sau transconductanța

$$g_m = \frac{\partial i_C}{\partial v_{BE}} \mapsto PSF \quad (3.9)$$

Utilizând ecuațiile (3.6) obținem:

$$r_\pi = \frac{\beta_0 V_T}{I_C} = \frac{V_T}{I_E} \quad (3.10)$$

$$g_m = \frac{I_C}{V_T} = \beta_0 \frac{I_B}{V_T} \quad (3.11)$$

unde V_{BE} , I_C , I_B reprezintă valorile în PSF. Pentru $T = 300$ K se utilizează relația: $g_m = 40I_C$

$$\beta = \beta_0 \quad (3.12)$$

$$g_m r_\pi = \beta_0 \quad (3.13)$$

Se observă că atât conductanța de intrare, cât și panta sunt direct proporționale cu curentul de colector. Valorile tipice pentru r_π sunt de orduinul unități - zeci de $k\Omega$, iar pentru g_m zeci mA/v .

În schemă mai apar elementele: r_{bb} , r_{μ} , r_0 , C_{π} și C_{μ} . Rezistența de bază r_{bb} are valori mici, în domeniul zeci - sute de Ω , reprezentând rezistența regiuni semiconductoare dintre contactul de bază și un punct intern bazei, situat în zona ce interceptează fluxul purtătorilor minoritari.

Rezistența de ieșire se definește ca:

$$r_0 = \frac{1}{\frac{\partial i_C}{\partial v_{CE}}} \mapsto PSF \quad (3.14)$$

și modelează efectul variației curentului de colector cu tensiunea V_{CE} (efect Early).

În condiții de semnal mic, expresia lui r_0 în funcție de PSF este:

$$r_{\eta} = \frac{r\pi}{\eta} \quad (3.15)$$

unde V_A reprezintă tensiunea Early, tipic cuprinsă între 50V și 100V. Domeniul de valori pentru r_0 este 50-100 k Ω .

Rezistența de reacție r_{μ} modelează, ca și r_0 , efectul variației grosimii efective a bazei prin parametrul η :

$$r_{\eta} = \frac{r\pi}{\eta} \quad (3.16)$$

Ordinul de mărime al parametrului η este 10^{-5} - 10^{-3} , rezistențele r_0 și r_{μ} putându-se neglija în cele mai multe situații.

Dacă nu se respectă condiția de semnal mic funcționarea dinamică a tranzistorului devine esențial neliniară, depășindu-se limitele regiunii active normale. Tranzistorul va intra în regiunea de saturație sau în tăiere și semnalul de ieșire va fi distorsionat.

Pentru variații rapide ale tensiunilor aplicate pe joncțiuni trebuie să se considere și efectele capacitive C_{π} și C_{μ} . C_{π} reprezintă capacitatea de intrare cu valori de ordinul zecilor de pF. Ea este formată din două componente: C_{be} și C_{de} . Capacitatea C_{be} este capacitatea de barieră a joncțiunii BE, iar C_{de} capacitatea de difuzie a joncțiunii BE. Cum joncțiunea BE este direct polarizată pentru funcționarea în RAN, rezultă C_{de} dominantă, C_{π} fiind dat de relația:

$$I_{B_1} = \frac{E_1}{R_E}, I_{B_2} = \frac{E_2}{R_E}, I_{B_s} = \frac{I_{C_{sat}}}{\beta_0}, \tau_i = (R_B + r_{BB'}) (C_{be} + C_{bc}) \quad (3.17)$$

unde τ_0 reprezintă timpul mediu de tranzit al electronilor prin bază, având valori tipice de unități-zeci de ns.

Capacitatea de reacție C_{μ} este de forma:

$$C_{\mu} = C_{de} + C_{be} \cong C_{be}$$

$$C_{\mu} = \frac{C_{\mu_0}}{\sqrt{1 - \frac{V_{CE}}{\Phi_{B_0C}}}} \quad (3.18)$$

deoarece la joncțiunea invers polarizată predomină capacitatea de barieră. În relația (3.18) $C_{\mu 0}$ reprezintă capacitatea de barieră la polarizare nulă, cu valori de ordinul pF, ϕ_{B0C} diferența internă de potențial a joncțiunii BC, iar rangul n ia valoarea 2 la tranzistoarele aliniată și 3 la cele cu bază difuzată. În catalog se specifică C_{bc} la o valoare tipică a tensiunii V_{CB} . Pentru o altă valoare se poate utiliza în calculul capacității C_{bc} relația (3.18).

Funcționarea tranzistorului bipolar în regim de comutație reprezintă trecerea acestuia din stare de blocare în stare de conducție (comutație directă) sau din starea de conducție în stare de blocare (comutație inversă). Tranzistorul bipolar funcționează în conexiunea EC ca un comutator comandat de tensiune. Puterea de comandă este foarte redusă: în blocare - curent mic (μA) și rezistență mare ($M\Omega$) și în saturație - tensiune mică și rezistență mică (Ω). Aplicând tensiunea $e(t)$ în baza tranzistorului obținem pentru curentul de bază, tensiunea V_{CE} și tensiunea V_{BE} formele de undă din fig. 3.8. Timpul de comutație directă t_{cd} reprezintă timpul scurs din momentul aplicării tensiunii E_1 până în momentul când $i_c(t)$ atinge valoarea $0,9 I_{C_{sat}}$. Curentul de colector în regim de saturație este limitat doar de rezistența R_C din colector. Valoarea acestui curent este:

$$I_{C_{sat}} \cong \frac{E_C}{R_C} \quad (3.19)$$

Timpul de comutație directă are doua componente: timpul de întârziere t_i și timpul de creștere t_r . Timpul de întârziere reprezintă timpul necesar încărcării capacităților de barieră C_{be} și C_{bc} și ca primii purtători de sarcină injectați să ajungă la colector. Timpul de creștere este timpul datorat formării noii distribuții de purtători minoritari în bază corespunzătoare regimului de saturație.

La aplicarea pe bază a comenzii de comutație inversă curentul de bază atinge valoarea $-E_2/R_E$, dar curentul de colector nu se anulează instantaneu. Este necesar un timp, denumit timp de comutație inversă, pentru ca I_C să scadă la 0,1 din valoarea sa inițială. Acest timp este cel mai important în funcționarea tranzistorului în regim de comutare. El este datorat timpului necesar evacuării sarcinii în exces stocată în bază (t_g) și timpul necesar formării noilor distribuții corespunzătoare blocării tranzistorului (t_f).

Expresiile analitice ce intervin în comutația tranzistorului sunt date de relațiile:

$$t_i = \tau_i \ln \frac{E_2 - E_1}{V_{BE} - E_1} + \frac{1}{3} \frac{1}{2\pi f_T} \quad (3.20)$$

$$t_r = \tau_r \ln \frac{I_{B_1}}{0,9I_{B_S} - I_{B_1}} \quad (3.21)$$

$$t_g = \tau_g \ln \frac{I_{B_1} - I_{B_2}}{I_{B_2} - I_{B_S}} \quad (3.22)$$

$$t_c = \tau_r \ln \frac{0,9I_{B_S} - I_{B_2}}{0,1I_{B_S} - I_{B_2}} \quad (3.23)$$

unde

$$I_{B_1} = \frac{E_1}{R_E}, I_{B_2} = \frac{E_2}{R_E}, I_{B_S} = \frac{I_{C_{sat}}}{\beta_0}, \tau_i = (R_B + r_{BB'}) (C_{be} + C_{bc}), \quad (3.24)$$

$$\tau_r = \beta \left(\frac{1}{2\pi f_T} + R_C C_{bc} \right), \tau_g = \frac{1}{2\pi} \left(\frac{1}{f'_T} + \frac{1}{f'_{T_1}} \right) \frac{1}{1 - \alpha \alpha_I}$$

unde τ_s este o constantă de timp de stocare, f_T , α reprezintă frecvența de tăiere și amplificarea în curent în conexiunea BC în regiunea activă normală, f_{T1} , α_1 în BC inversă și f_T frecvența de tăiere în EC normală.

Pentru creșterea vitezei de comutație a tranzistoarelor bipolare rezistența R_B se șuntează cu un condensator C_A , denumit condensator de accelerare (R_B limitează t_i). Se corectează astfel forma tensiunii de colector, formându-se fronturi mai abrupte.

Pentru ca tranzistorul să fie saturat este necesar ca $I_{B1} \gg I_{Bsat}$, dar o valoare prea mare a acestuia conduce la un t_s mare, deci la un t_{ci} mare. În scopul controlului lui I_{B1} se utilizează dioda de comutație D, conform fig. 3.9. Când dioda se deschide curentul trece prin diodă direct în colector, ocolind baza. Rezistența R_{B1} se dimensionează astfel:

$$\frac{1}{r_0} = \frac{1}{R_0} - \frac{1}{R_C}; R_0 = \frac{V_0}{V - V_0} R_1 \quad R_{B1} = \frac{V_D - V_{CE_{satincip}}}{I_{BS_{min}}} \quad (3.25)$$

2 Aparate necesare

- sursă de c.c. dublă stabilizată
- generator de semnal sinusoidal de audio frecvență
- multimetru
- generator de semnal dreptunghiular
- osciloscop

3 Determinări experimentale

1. Se va executa montajul din fig. 3.10. pentru ridicarea caracteristicii de intrare $I_B = I_B(V_B)$ a tranzistorului pnp în conexiunea EC, pentru $V_{CE} = 1V$ și $V_{CE} = -5V$ constant și $I_B \ll 100\mu A$. Rezistența se va obține de la cutia decadică de rezistențe. Se va regla sursa E_B astfel încât curentul de bază să ia valorile înscrise în tabelul 3.2.

$V_{BE}(V)$						
$I_B(\mu A)$	5	10	20	50	80	100

Tabelul 3.2.

2. Se va studia variația tensiunii V_{BE} când tensiunea V_{CE} variază de la 1V la -6V. Curentul I_B va fi fixat la valoarea de 100 μA .

3. Pentru ridicarea caracteristicilor de ieșire și de transfer se realizează montajul din fig. 3.11. Rezultatele se trec în tabelul 3.3.

$V_{CE}(V)$	0,2	0,5	2	4	6	
$I_C(mA)$						$I_B=0\mu A$
						$I_B=20\mu A$
						$I_B=50\mu A$
						$I_B=80\mu A$
						$I_B=100\mu A$

Tabelul 3.3.

4. Cu ajutorul schemei din fig. 3.12. se studiază comportarea unui tranzistor în conexiunea EC în regim de semnal mic și joasă frecvență, pentru fiecare PSF, conform tabelului 3.4. La intrare se aplică un semnal sinusoidal de frecvență 10kHz și amplitudine reglată astfel încât amplitudinea semnalului în baza tranzistorului să fie egală cu 10 mV. Se măsoară amplitudinea semnalului de la ieșire (punctul O). Se măsoară potențialele continue în punctele A și B. Pentru calculul mărimilor din tabelul 3.4. se utilizează relațiile:

$$\beta_F = \frac{I_C}{I_B} = \frac{I_C}{V_A - V_B} R_B$$

$$\beta = \frac{V_0 / R_C}{(V - V_B) / R_B}$$

$$g_m = \frac{V_0 / R_C}{V}$$

$$r_\pi = \frac{V_b}{(V - V_b) / R_B}$$
(3.26)

unde V , V_b reprezintă amplitudinea semnalului sinusoidal de la generator, respectiv din punctul B.

Pentru determinarea rezistenței r_0 se conectează punctul I la masă, O cu C și în I_1 se conectează generatorul de semnal sinusoidal cu frecvența 5 kHz și amplitudine reglată astfel încât amplitudinea semnalului în punctul O să fie egală cu 100 mV. Se notează și amplitudinea semnalului aplicat la intrare. Rezistența r_0 se determină di relațiile:

$$\frac{1}{r_0} = \frac{1}{R_0} - \frac{1}{R_C}; R_0 = \frac{V_0}{V - V_0} R_1$$
(3.27)

$E_C(V)$	$V_{CE}(V)$	$I_C(mA)$	β_F	β	$g_m(mA/V)$	$r_\pi(k\Omega)$	$r_0(k\Omega)$
8	4						
12	4						
16	4						
20	4						

Tabelul 3.4.

5. Pentru un PSF fixat se studiază comportarea neliniară a tranzistorului în afara regiunii active normale, la intrarea în regim de taiere sau în regiunea de saturație. Se va observa, pe osciloscop, limitarea semnalului de ieșire pentru $R_L = 1k\Omega$ și $R_L = 4k\Omega$. În cazul în care $R_L = 4k\Omega$ sarcina este dată

numai de R_C , iar pentru obținerea unei sarcini de $1\text{ k}\Omega$ vom conecta R_2 în punctul O. Se vor desena în fiecare caz formele de undă $V_0(t)$. Se vor determina valorile tensiunii V_0 pentru care apare limitarea.

6. Se conectează la intrare sursa $E_C=5\text{V}$ și se verifică dacă tranzistorul este saturat. Se studiază regimul de comutație al tranzistorului bipolar cu configurația din fig. 3.13. în variantele: condensatorul C_V și dioda D nu sunt cuplate, respectiv succesiv cuplate. În cazul în care se cuplează C_V , acesta se variază până la obținerea unui front abrupt al tensiunii v_{CE} (în acest caz $t_{cd}=0$).

3.4 Prelucrarea și interpretarea datelor experimentale

1. Cu datele de la punctele 1.3.1, 1.3.2, 1.3.3. se vor trasa caracteristicile tranzistorului bipolar, în conexiunea EC.
2. Din caracteristici se vor determina parametrii statici de semnal mare (de c.c.) h_{11E} , h_{21E} , I_{CE0} și V_{BEP} .
3. Conform datelor din tabelul 3.4. se reprezintă grafic β , $\beta_F(I_C)$ pe același grafic, r_π și $1/g_m(I_C)$ pe alt grafic și $r_0(I_C)$. Se vor compara valorile experimentale cu cele teoretice; se va indica modul în care PSF-ul influențează fiecare parametru.
4. Se va explica forma de undă a tensiunii $v_0(t)$, obținută la punctul 3.3.5, în funcție de sarcină.
5. Se vor analiza și se vor comenta formele de undă $v_{BE}(t)$, $i_B(t)$, $v_{CE}(t)$, pentru fiecare din situațiile precizate la punctul 3.3.6.

Figuri și desene

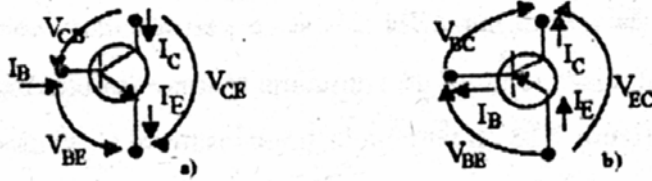


Figura 3.1.

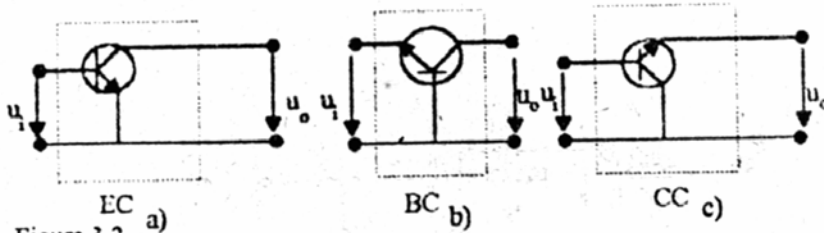


Figura 3.2.

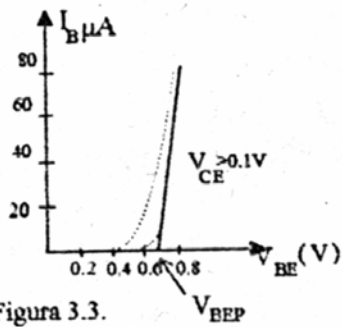


Figura 3.3.

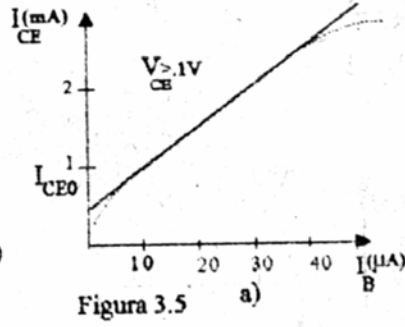


Figura 3.5 a)

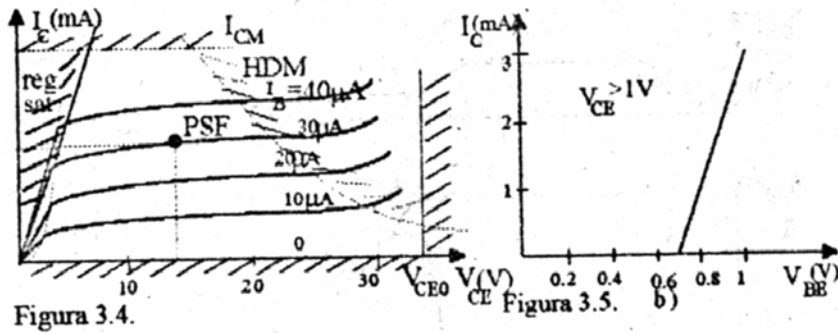


Figura 3.4.

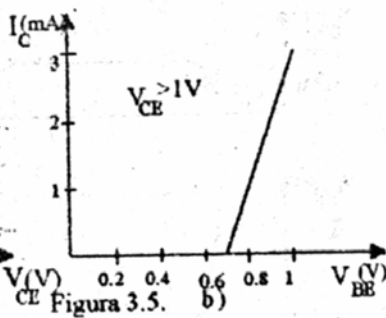


Figura 3.5. b)

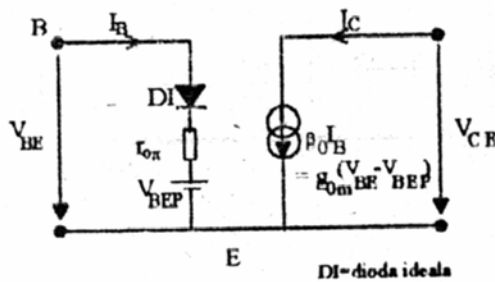


Figura 3.6.

DI = dioda ideala

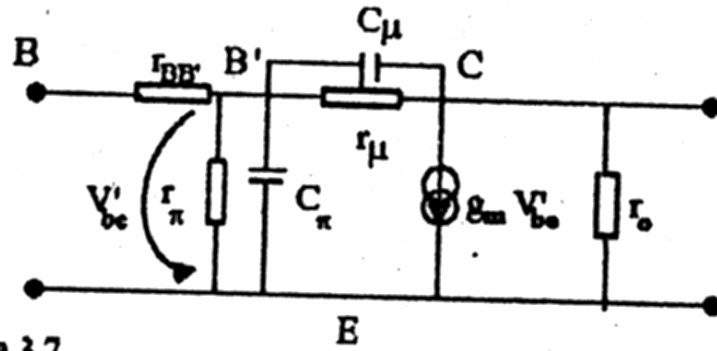


Figura 3.7.

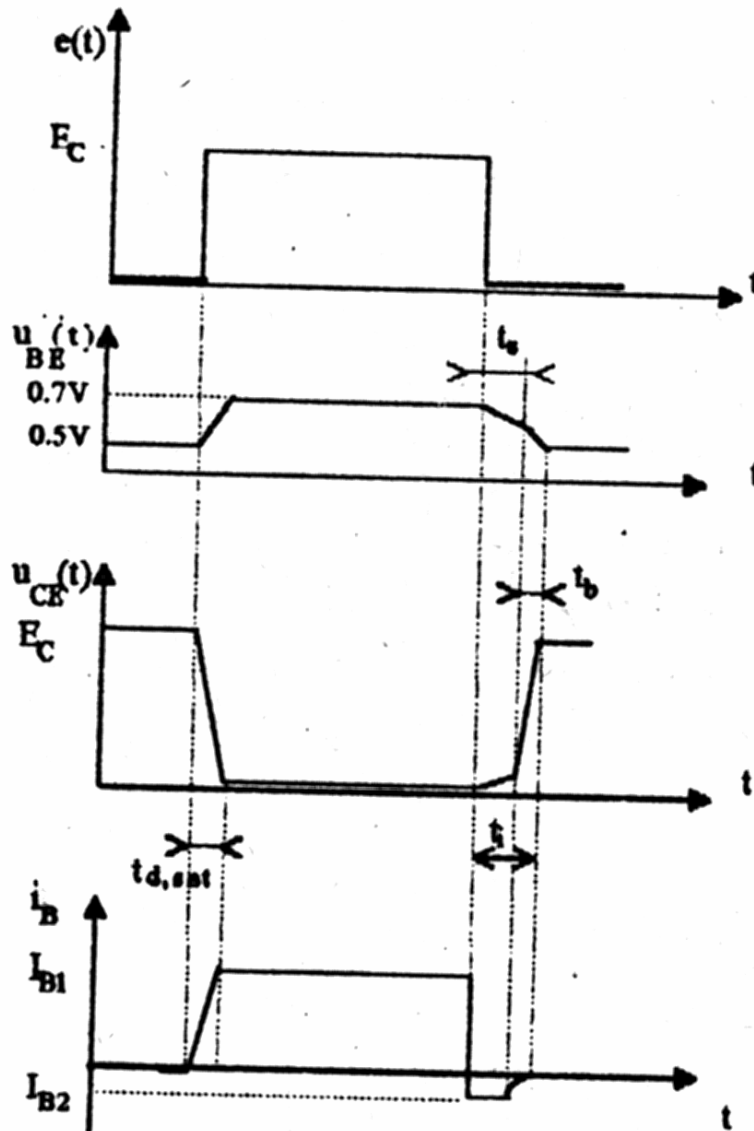


Figura 3.8.

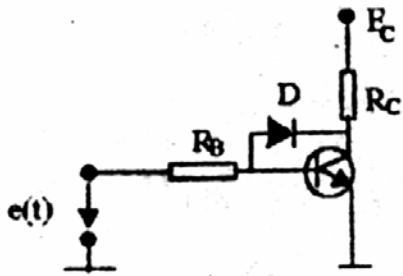


Figura 3.9.

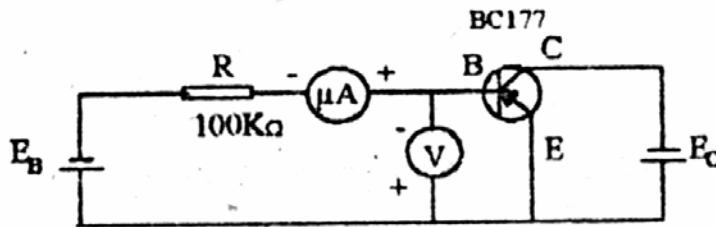


Figura 3.10.

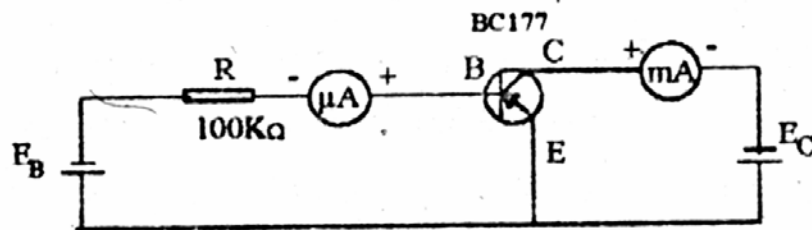


Figura 3.11.

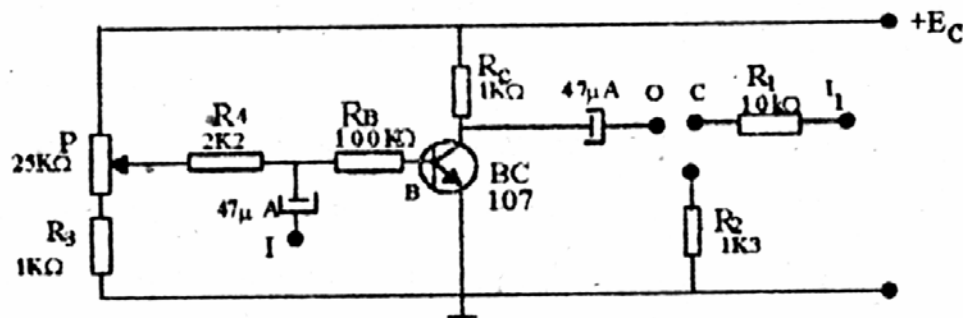


Figura 3.12.

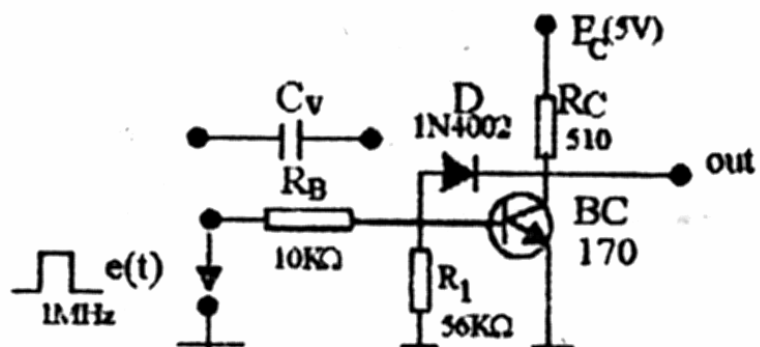


Figura 3.13.