

Capitolul 3

TRANZISTOARE BIPOLARE

<https://www-inst.eecs.berkeley.edu/~ee105/sp04/handouts/lectures/Lecture22.pdf>

<http://www.cs.tut.fi/kurssit/TLT-8016/Chapter4.pdf>

<https://www.pitt.edu/~qi4/Academic/ME2082/Transistor%20Basics.pdf>

3.1. Introducere. Structuri, simboluri și notații ale TB

Tranzistorul bipolar (TB) - primul dispozitiv semiconductor activ (care poate realiza câștig de putere).

TB a fost inventat de Bardeen, Brattain și Shockley la Bell Laboratories, în anul 1948.

„Tranzistor” - transfer-rezistor, adică rezistență de transfer.

„Bipolar” - la conducția curentului electric participă atât electronii cât și golurile, deci purtători mobili de sarcină de ambele polarități.

Structuri, simboluri și notații pentru tranzistorul bipolar

Tranzistorul bipolar este un dispozitiv semiconductor cu trei borne, ce conține două joncțiuni pn. TB se realizează într-un monocristal semiconductor și este alcătuit din trei zone alternate ca tip de conductibilitate, numite:

E - emitor

B - bază și

C - colector.

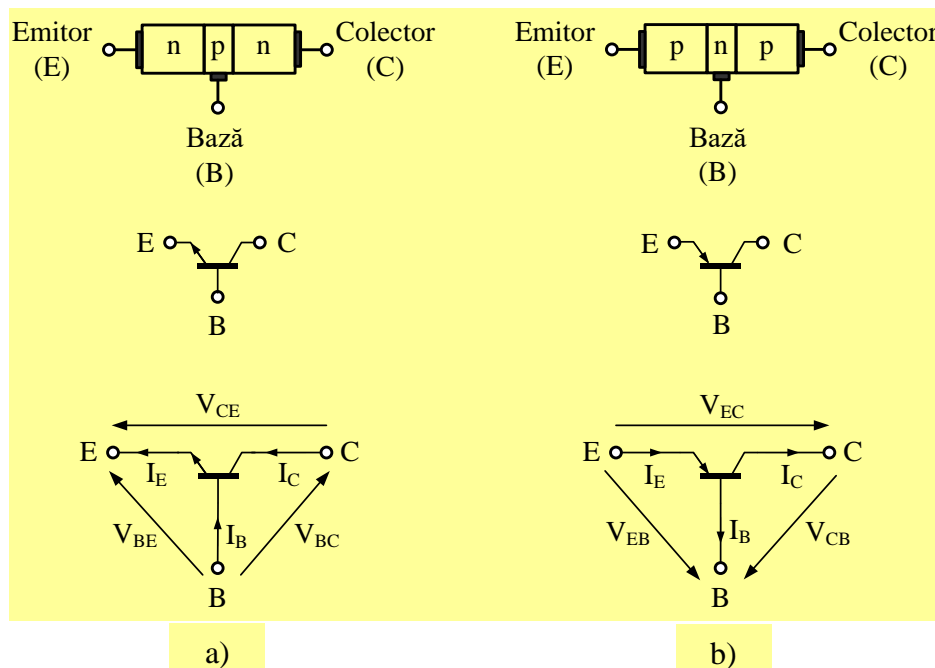


Fig. 3.1. TB – structuri, simboluri și notații a) TB npn; b) TB pnp.

Săgeata din simbolul TB se pune întotdeauna pe borna emitorului cu sensul de la zona p la zona n. Ea marchează sensul normal al curentului prin tranzistor.

Un TB este complet descris de

- cei trei curenți prin borne și
- cele trei tensiuni dintre fiecare pereche de borne.

Considerăm un TB npn.

Pentru acesta, ecuațiile de legătură, general valabile, sunt:

(3.1)

(3.2)

Din caracteristicile de catalog sau din modelul TB se obțin două ecuații de dispozitiv, iar din circuitul de polarizare al TB se obțin două ecuații de circuit. Cele șase ecuații permit determinarea curenților I_C , I_E și I_B , precum și a tensiunilor V_{BE} , V_{BC} și V_{CE} , tranzistorul fiind astfel complet determinat.

3.2. Principiul de funcționare (efectul de tranzistor) (28.10.2024)

Ecuatiile de dispozitiv

TB în funcționare normală:

- joncțiunea bază-emitor (BE) – numită și joncțiunea emitorului – este polarizată direct, iar
- joncțiunea bază-colector (BC) – numită și joncțiunea colectorului – este polarizată invers.

Pentru un TB pnp, în funcționare normală:

- $V_{EB} > 0$ și
- $V_{CB} < 0$.

Dacă $V_{EB} \gg V_T \approx 26 \text{ mV}$, atunci curentul de emitor este mult mai mare decât curentul rezidual al joncțiunii emitorului și se poate considera că:

(3.3)

La TB pnp cu siliciu, $V_{EB} \approx 0,6 \text{ } 0,7 \text{ V}$.

La un TB, cele două joncțiuni sunt cuplate electric. **Condițiile de cuplare a joncțiunilor** sunt:

a) Joncțiunea EB să fie de tip p^+n (puternic asimetrică), rezultă **I_E în majoritate de goluri**.

b) **Baza să fie foarte subțire** în comparație cu lungimea de difuzie (L_p) a golurilor minoritate în baza de tip n, astfel încât întregul flux de goluri să ajungă în zona de sarcină spațială a colectorului. Aici golurile sunt antrenate de câmpul electric

(fig. 3.2) și ca urmare va rezulta un curent de colector:

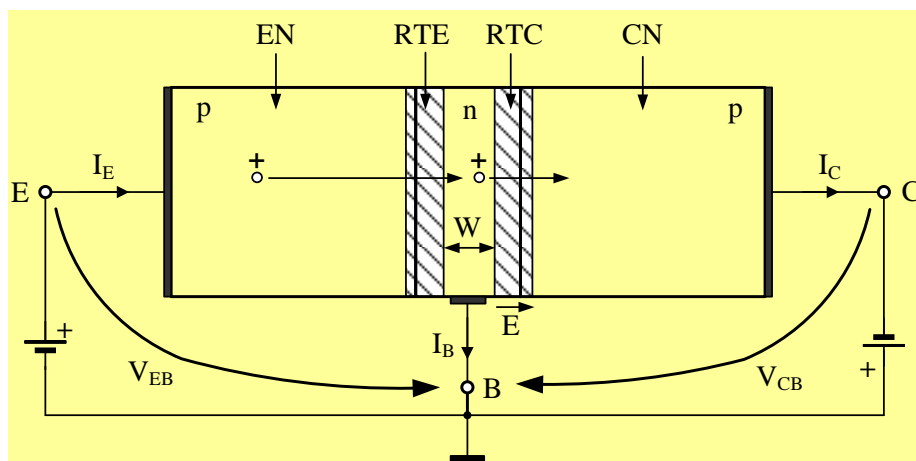


Fig. 3.2. Principiul de funcționare al tranzistorului bipolar.

Ecuatiile de circuit

Considerăm circuitul din fig. 3.4. Rezultă:

(3.4)

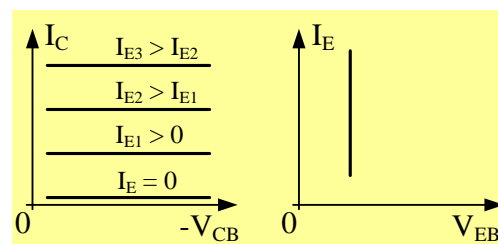


Fig. 3.3. Ilustrarea ecuațiilor de dispozitiv simplificate.

(3.5)

(3.6)

Din sistemul de ecuații (3.3) – (3.6), considerând tensiunea V_{EB} cunoscută, se obține:

și

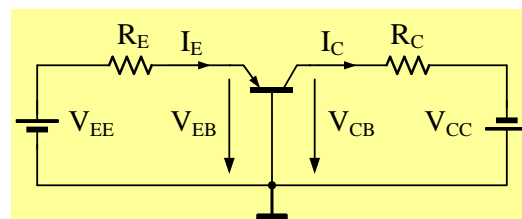


Fig. 3.4. Circuit pentru polarizarea unui tranzistor bipolar pnp.

Notă: Calculele sunt valabile dacă $V_{CB} < 0$ și curentul rezidual al jonctiunii colectorului este neglijabil.

3.3. Relații între curenții prin tranzistor

Componentele curenților prin tranzistor

Considerăm un TB tip pnp polarizat astfel încât să funcționeze normal, ca în fig. 4.5. Joncțiunea emitorului este de tip p⁺n (puternic asimetrică), astfel, curentul prin această joncțiune este în majoritate de goluri:

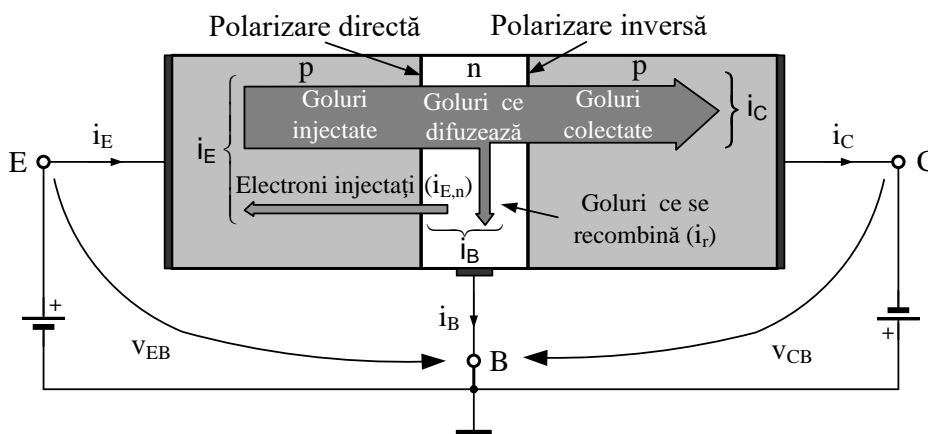


Fig. 3.5. Circuit pentru polarizarea unui tranzistor bipolar pnp.

O parte din golurile injectate din emitor în bază se recombină formând curentul de recombinare, i_r .

În circuitul din fig. 3.6, TB este în conexiunea emitor comun, curentul i_C fiind controlat de curentul i_B . Din (3.5) și (3.2) rezultă:

$$i_C = \beta_F i_B$$

(3.6)

β_F - factor de amplificare în curent (sau câștig de curent) în conexiunea emitor comun (EC).

Uzual, β_F ia valori între câteva zeci și câteva sute.

Pentru un tranzistor npn în RAN(regim activ normal) se poate scrie:

(3.7)

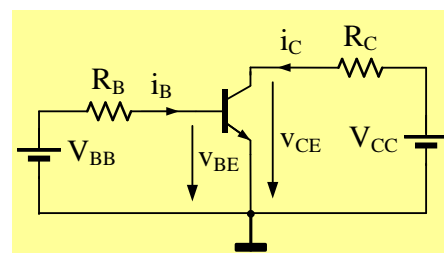


Fig. 3.6. Circuit pentru polarizarea unui tranzistor bipolar npn.

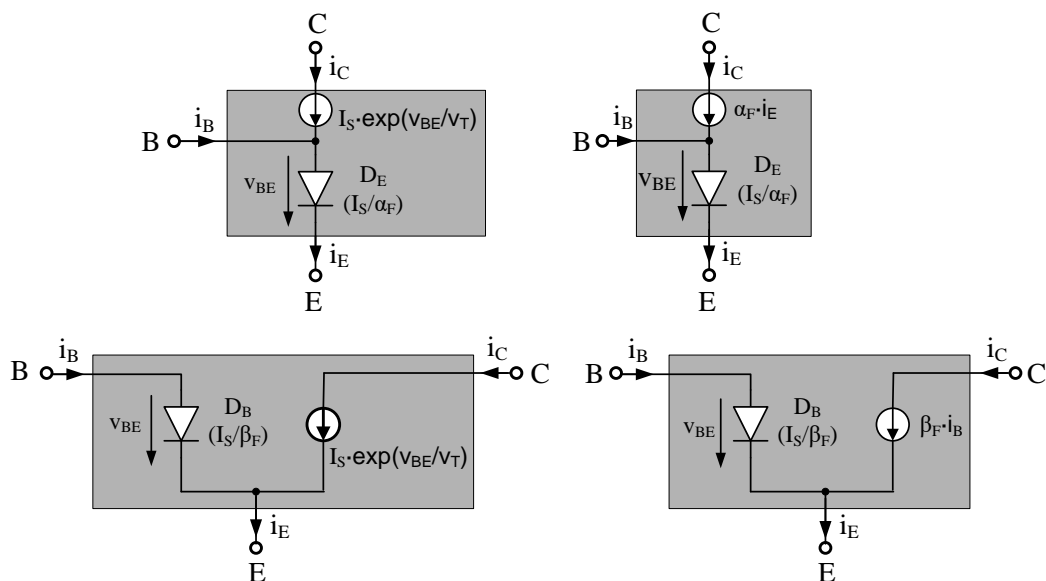


Fig. 3.7. Circuite echivalente pentru tranzistorul bipolar.

Din relațiile (3.5), (3.5) și (3.7) → circuite echivalente pentru un TB de tip npn.

Aplicația 3.1 (26.10.2021)

Se consideră schema din figura 3.8.

Date: T ($\beta_F = 100$ și $I_S = 10^{-14}$ A).

Se cere: Să se calculeze potențialele din emitor și colector și curentul i_B .

Rezolvare:

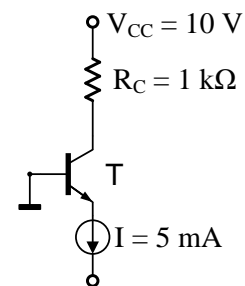


Fig. 3.8. Aplicația 3.1.

Aplicația 3.2

Fie circuitul din fig. 3.9.

Date: $V_{EB} = 0,7$ V și $V_E = 1$ V.

Se cere: $V_B = ?$, $V_C = ?$, $I_B = ?$, $I_C = ?$, $I_E = ?$, $\beta_F = ?$, $\alpha_F = ?$.

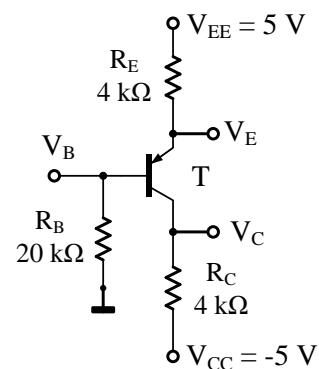
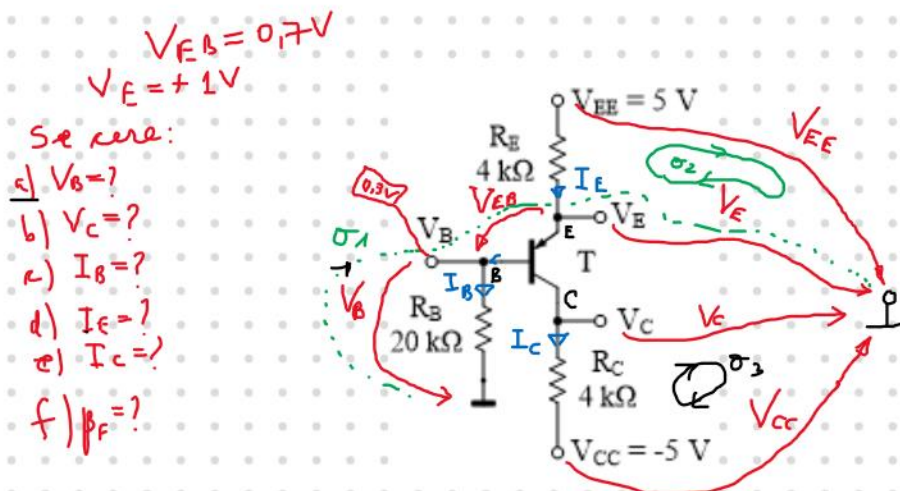


Fig. 3.9. Aplicația 3.2.

Rezolvare:



$$a) \text{TKT}(\sigma_1): -V_B - V_{EB} + V_E = 0 \quad (1)$$

$$V_B = V_E - V_{EB} = 1 - 0,7 = 0,3V$$

$$d) \text{TKT}(\sigma_2): -V_E - R_E \cdot I_E + V_{EE} = 0 \quad (2)$$

$$I_E = \frac{V_{EE} - V_E}{R_E} = \frac{5 - 1}{4} = 1 \frac{V}{k\Omega} = 1mA$$

$$c) V_B = R_B \cdot I_B \quad (3) \Rightarrow I_B = \frac{V_B}{R_B} = \frac{0,3V}{20k\Omega} = 0,015mA$$

$$I_B = 15\mu A$$

$$e) I_E = I_C + I_B \quad (4) \Rightarrow I_C = I_E - I_B = 1 - 0,015 = 0,985mA$$

$$f) \beta_F = \frac{I_C}{I_B} = \frac{1}{0,015} = \frac{1000}{15} \approx 66,6$$

Efectul Early (modularea grosimii bazei) (facultativ)

Fie un TB polarizat în regiunea activă, ca în fig. 3.6. Joncțiunea colectorului este polarizată invers. Dacă V_{CE} crește rezultă o creștere a regiunii de sarcină spațială a joncțiunii colectorului, care se extinde în baza tranzistorului (mai slab dopată). Ca urmare, lățimea efectivă a bazei, W se va reduce și factorul de amplificare în curent va crește, determinând o creștere a curentului de colector.

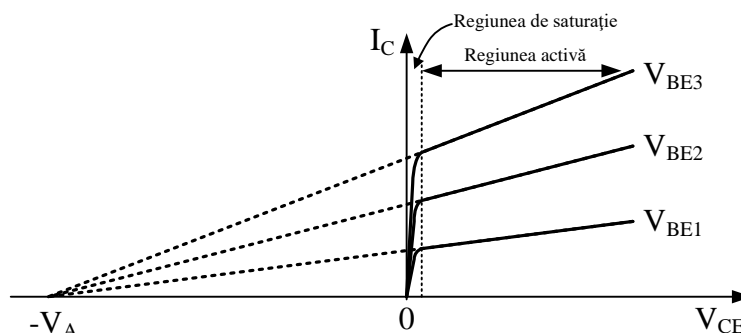


Fig. 3.10. Efectul Early.

(3.8)

V_A - tensiune Early și ia valori uzuale între 50 și 100 V.

În circuitul echivalent al TB, efectul Early se concretizează prin apariția unei rezistențe, r_o între colector și emitor de valoare:

(3.9)

Să considerăm că se cunoaște: $V_A = 100$ V și $I_C = 5$ mA. Rezultă:

3.4. Regimul static al tranzistorului bipolar (25.10.2023)

Considerăm TB polarizat în RAN - **regiunea activă normală**.

Pentru o analiză rapidă a unui circuit cu TB se presupune că $V_{BE} = 0,7$ V pentru TB de tip npn sau $V_{EB} = 0,7$ pentru TB de tip pnp.

Această presupunere trebuie însă susținută de configurația circuitului de polarizare al TB.

În fig. 3.11 este ilustrată o schemă de polarizare a unui TB, care permite funcționarea acestuia în RAN.

,

Aplicația 3.3

Pentru circuitul din fig. 3.11 **se cunoaște**: $R_C = 1 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$ și T ($V_{BE} = 0,7 \text{ V}$, $\beta_F = 100$ și $I_S = 10^{-14} \text{ A}$).

Se cere să se determine curenții prin borne și regimul de funcționare pentru T .

Rezolvare

Folosind relațiile anterioare se obține:

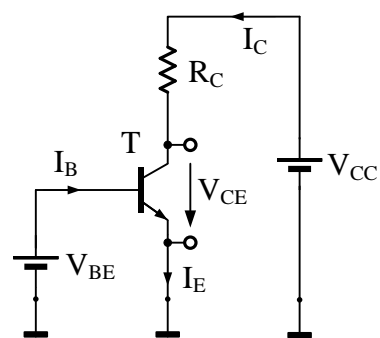


Fig. 3.11. Polarizarea TB.

$T(V_{BE} = 0,7 \text{ V}, V_{CE} = 7 \text{ V}, I_C = 4,93 \text{ mA})$ T este în RAN.

Observație: Joncțiunea colectorului este polarizată invers dacă $V_{BC} < 0$. Ca urmare, este necesar ca $V_{CE} = -V_{CB} + V_{BE} > 0,7 \text{ V} = V_{CE,sat}$. Rezultă că polarizarea inversă a joncțiunii colectorului pentru un tranzistor de tip npn se realizează dacă $V_{CE} > V_{CE,sat} = 0,7 \text{ V}$.

Regiunile de lucru ale tranzistorului bipolar

Fiecare din cele două joncțiuni ale TB poate fi polarizată direct sau invers. Ca urmare există patru situații posibile, corespunzătoare la patru regiuni de lucru ale TB, prezentate în tabelul 3.1.

Tabelul 3.1

Nr. crt.	Joncțiunea bază-emitor (BE)	Joncțiunea bază-colector (BC)	Funcționarea TB
1	Polarizată direct	Polarizată direct	Regiunea de saturație (RS)
2	Polarizată direct	Polarizată invers	Regiunea activă normală (RAN)
3	Polarizată invers	Polarizată direct	Regiunea activă inversă (RAI)
4	Polarizată invers	Polarizată invers	Regiunea de blocare sau tăiere (RB)

Pentru a stabili dacă o joncțiune a TB este polarizată direct sau invers se va determina căderea de tensiune între zona p și zona n. Dacă aceasta este pozitivă, atunci joncțiunea este polarizată direct, iar dacă este negativă, atunci joncțiunea este polarizată invers. De exemplu, în fig. 3.11 TB este de tip npn și ca urmare trebuie determinată tensiunea V_{BE} (căderea de tensiune dintre bază și emitor). Deoarece $V_{BE} = 0,7 \text{ V} > 0$, joncțiunea bază-emitor este polarizată direct.

Conexiunile de bază ale TB

Stabilirea conexiunii de lucru a TB într-un circuit se poate face pe schema de curent alternativ. Borna TB care este conectată la masă, pe schema de c.a. determină numele conexiunii de lucru.

Conexiunile posibile de lucru ale TB sunt:

1. **bază comună (BC);**
2. **colector comun (CC);**
3. **emitor comun (EC);**
4. **sarcină distribuită (SD).**

De remarcat că, într-un etaj de amplificare, **baza (B) poate fi numai bornă de intrare, iar colectorul (C) poate fi numai bornă de ieșire**

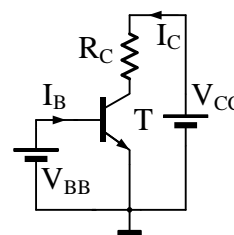


Fig. 3.12. TB în conexiunea EC.

Conexiunea emitor comun

În fig. 3.12 - TB este în conexiunea emitor comun (EC), și funcționează în RAN.

Caracteristica de intrare a circuitului, prezentată în fig. 4.13a, este dată de relația:

Caracteristica de ieșire este prezentată în fig. 3.13b și este dată de relația:

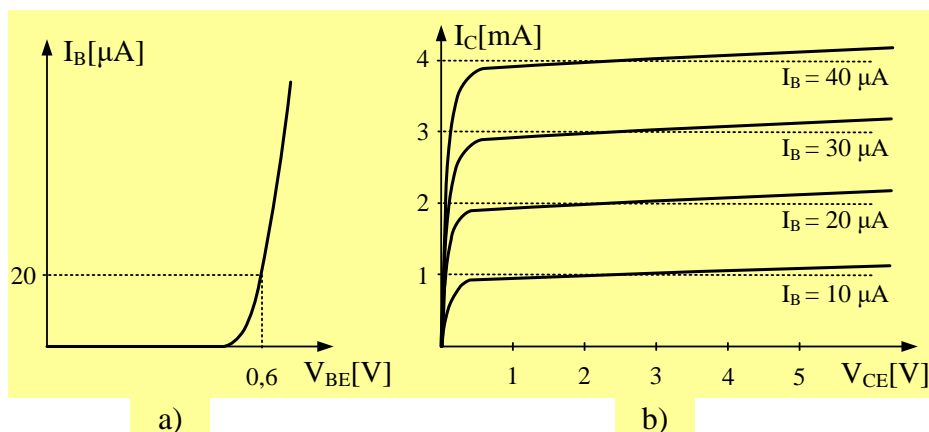


Fig. 3.13. Caracteristicile TB în conexiunea EC: a) caracteristica de intrare; b) caracteristica de ieșire.

Relația dintre curentul de ieșire, I_C și curentul de intrare:

Pentru $V_{CE} > 1$ V se observă pe caracteristica de ieșire din fig. 3.13b că I_C crește odată cu creșterea tensiunii de ieșire, V_{CE} . Această dependență este cunoscută ca efectul Early. Astfel, dacă se ține cont de acest efect, expresia curentului de colector devine:

unde V_A reprezintă tensiunea Early.

3.5. Polarizarea tranzistorului bipolar

Pentru polarizarea TB se pot utiliza diverse circuite. În continuare vom analiza două variante.

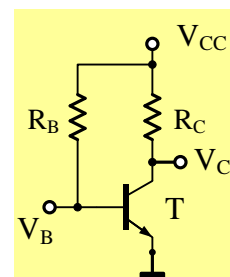


Fig. 3.14. TB polarizat cu curent de bază constant.

Polarizarea tranzistorului bipolar cu un rezistor în bază (la seminar)

În fig. 3.14 este prezentat un circuit în care TB primește un curent constant în bază:

De remarcat că pentru V_{CC} suficient de mare (de exemplu peste 15 V), curentul de bază se poate aproxima cu:

Eroarea introdusă prin realizarea acestei aproximări este mai mică de 5 % pentru $V_{CC} > 15$ V.

Aplicația 3.4

Pentru circuitul din fig. 3.14 se știe că: $R_C = 10\text{ k}\Omega$, $\beta_F = 150$ și $V_{CC} = 12$ V.

Se cere să se dimensioneze rezistorul R_B astfel încât TB (cu siliciu) să fie polarizat în mijlocul RAN.

Rezolvare

În mijlocul RAN:

Curentul de bază necesar este:

Valoarea necesară pentru R_B este: $2,85\text{ M}\Omega$

Alegem $R_B = 3\text{ M}\Omega$. Dacă refacem calculele cu valoarea aleasă, obținem:

Aplicația 3.5

În circuitul din aplicația anterioară în care $R_B = 3\text{ M}\Omega$ s-a schimbat TB cu unul care are $\beta_F = 300$.

Se cere să se determine regiunea de lucru pentru TB.

Rezolvare

Curentul de bază va fi același. Presupunem că TB a rămas în RAN și determinăm curentul de colector și tensiunea colector-emitor:

Se știe că pentru ca TB să fie în RAN, o condiție este ca:

În cazul de față TB se află la limita dintre regiunea de saturație și RAN.

În concluzie, polarizarea TB prin injectarea unui curent constant în bază (fig. 3.16) nu este o soluție practică deoarece punctul static de funcționare (PSF) al TB este foarte sensibil la schimbarea valorii parametrului β_F . Cum acest parametru are o dispersie de fabricație foarte mare (în catalog poate fi precizat cu o toleranță de $\pm 100\%$) și o variație rapidă cu modificarea temperaturii dispozitivului, circuitul de polarizare din fig. 3.16 se utilizează rar în aplicații.

Polarizarea tranzistorului bipolar cu divizor în bază și rezistor în emitor

În fig. 3.15 este prezentată cea mai utilizată variantă de polarizare a TB în circuitele discrete. R_{B1} și R_{B2} formează un divizor de tensiune pentru care s-a realizat echivalarea Thévenin cu relațiile:

Se obține astfel circuitul echivalent din fig. 3.15b, în care se pot scrie următoarele ecuații:

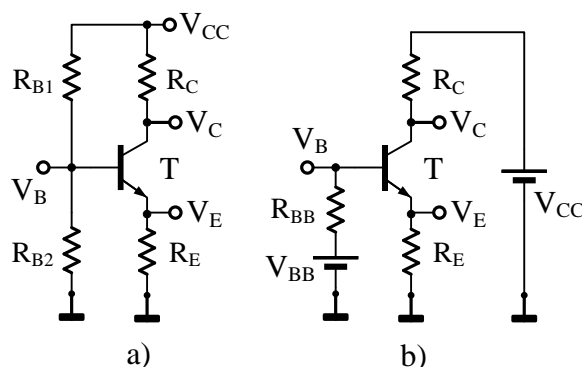


Fig. 3.15. a) TB polarizat cu divizor în bază și rezistor în emitor; b) circuit echivalent (echivalarea Thévenin a divizorului de tensiune).

în care s-a neglijat I_{CB0} . Prin rezolvarea sistemului de ecuații de mai sus se obține:

Aplicația 3.6

Pentru circuitul din fig. 3.15 se cunoaște că: $R_{B1} = 84\text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 36\text{ k}\Omega$, $R_C = 5\text{ k}\Omega$, $R_E = 5\text{ k}\Omega$, $T(\beta_F = 100, V_{BE} = 0,6\text{ V})$ și $V_{CC} = 12\text{ V}$.

Se cere să se determine PSF-ul și regimul de funcționare pentru TB.

Rezolvare

$T(V_{BE} = 0,6 \text{ V}; V_{CE} = 6,34 \text{ V}; I_C = 0,566 \text{ mA})$ T este în RAN.

Aplicația 3.7

În aplicația anterioară s-a schimbat TB cu unul care are $\beta_F = 200$.
Se cere să se determine regiunea de lucru pentru TB.

Rezolvare

$T(V_{BE} = 0,6 \text{ V}; V_{CE} = 6,18 \text{ V}; I_C = 0,582 \text{ mA})$ T este în RAN.

În aplicațiile 3.5 și 3.7 s-a considerat că parametrul β_F își dublează valoarea. Comparând rezultatele pentru cele două aplicații se observă că la circuitul din fig. 3.14 s-a obținut o variație pentru V_{CE} de la 6 V la 0,6 V, pe când la circuitul din fig. 3.15 V_{CE} s-a modificat doar de la 6,34 V la 6,18 V. În concluzie, circuitul de polarizare cu divizor în bază și rezistor în emitor asigură o polarizare a TB practic insensibilă la modificarea parametrului β_F în limite foarte largi. Trebuie însă să se îndeplinească următoarea condiție în alegerea valorilor rezistențelor pentru rezistoarele R_{B1} , R_{B2} și R_E :

3.6. Regimul dinamic al TB (02.11.2018)

În fig. 3.16, circuitul de polarizare al TB determină funcționarea acestuia în punctul static de funcționare Q al caracteristicii de transfer. În fig. 3.17 este ilustrată aplicarea unei surse de semnal mic, v_{be} în serie cu sursa de polarizare V_{BE} . Aceasta va determina o variație a curentului de colector în jurul punctului Q, ca în fig. 3.16. Curentul de colector are expresia:

$$(3.9)$$

Dacă se îndeplinește condiția de semnal mic:

$$(3.10)$$

atunci se poate aproxima ultima exponențială din relația (3.9) cu primii doi termeni. Adică:

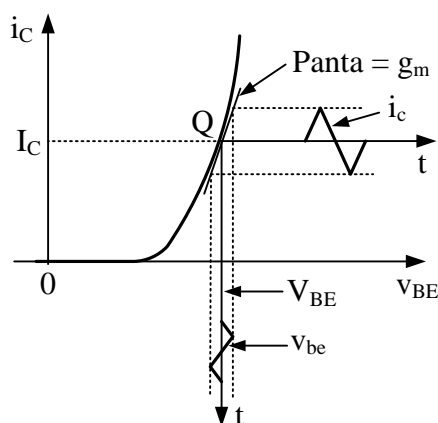


Fig. 3.16. Aproximarea liniară a caracteristicii de transfer a TB.

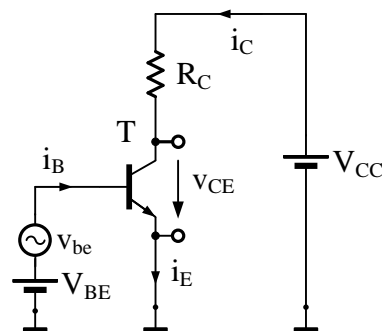


Fig. 3.17. Circuit de amplificare cu TB.

$$(3.11)$$

Ca urmare, curentul de colector se poate aproxima astfel:

$$(3.12)$$

Se observă că i_C are două componente: una continuă, I_C și una variabilă, i_c , aceasta din urmă putând fi scrisă și sub forma:

$$(3.13)$$

unde g_m este panta tranzistorului sau transconductanța, definită și în relația (3.8), și corespunde cu panta caracteristicii de transfer în punctul static de funcționare Q din fig. 3.18.

$$\boxed{} [\text{mA/V}] \quad (3.14)$$

Relația (4.12) aproximează caracteristica exponențială din fig. 4.16 cu o dreaptă, în vecinătatea punctului Q.

3.6.1. Modelarea tranzistorului bipolar la semnal mic și frecvențe joase

Modelul natural

Dacă îndeplinirea condiției de semnal mic permite aproximarea liniară a caracteristicii de transfer a TB în jurul PSF-ului, lucrul la frecvențe joase permite neglijarea capacităților parazite ale TB. Astfel, TB se poate modela cu o sursă de curent comandată în tensiune, însă trebuie să ținem cont și de dependența curentului de bază de tensiunea v_{be} . Curentul de bază are următoarea expresie:

$$(3.15)$$

Al doilea termen în relația anterioară reprezintă componenta variabilă:

$$(3.16)$$

Rezistența dintre bază și emitor, la semnal mic, se notează cu r_{be} sau cu r_{π} și se definește astfel:

$$(3.17)$$

Pentru ca sursa de curent comandată în tensiune să determine un câștig de tensiune este necesar să se conecteze un rezistor în colector și să se măsoare tensiunea pe acesta, ca în fig. 3. 17. Rezultă:

$$(3.18)$$

Componenta variabilă are expresia:

$$(3.19)$$

din care rezultă amplificarea în tensiune (sau câștigul în tensiune) la semnal mic:

$$(3.20)$$

Nu trebuie uitat că g_m depinde de I_C .

Circuitul echivalent al TB la semnal mic ($v_{be} \ll V_T$) și frecvențe joase este cunoscut ca modelul natural simplificat, în cele două variante ilustrate în fig. 3.18. Pentru creșterea acurateții modelului TB la semnal mic, frecvențe joase, se adaugă un rezistor r_o între colector și emitor și un rezistor r_{μ} între colector și bază, așa cum se va ilustra în modelul de semnal mic și frecvență înaltă din secțiunea următoare.

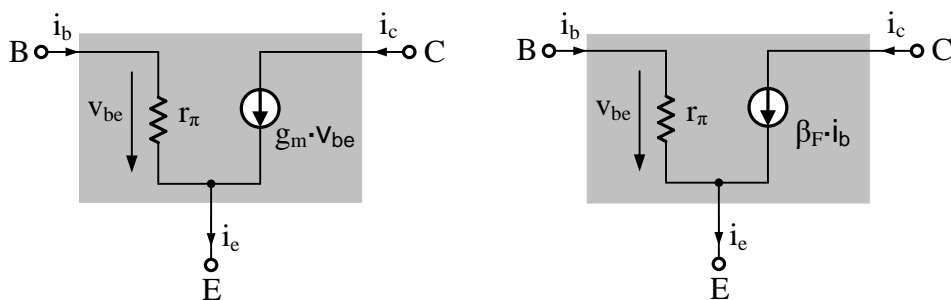


Fig. 3.18. Modelul natural al TB la semnal mic: a) cu generator de curent comandat în tensiune; b) cu generator de curent comandat în curent.

Utilizarea modelului de semnal mic al tranzistorului bipolar

1. Se determină PSF-ul pentru TB și se verifică funcționarea acestuia în RAN. Valoarea curentului de colector se va folosi în pasul următor.
2. Se calculează parametrii modelului de semnal mic: g_m și r_π , cunoscuți și ca parametri dinamici.
3. Se determină (desenează) schema echivalentă de curent alternativ prin:
 - înlocuirea surselor de tensiune continuă cu scurtcircuit;
 - înlocuirea surselor de curent constant cu întrerupere (rezistență infinită);
 - înlocuirea condensatoare C_∞ cu scurtcircuit.

Condensatoarele C_∞ sunt condensatoare care la frecvența de lucru au o impedanță neglijabilă (nulă).

4. Se determină (desenează) schema echivalentă de semnal mic a circuitului prin **înlocuirea** în schema de la punctul precedent a **TB cu modelul de semnal mic**.
5. Se analizează circuitului obținut la punctul 4.

Analiza grafică a unui amplificator cu tranzistor bipolar

Considerăm circuitul din fig. 3.19. Mai întâi se determină curentul de bază I_B (sau tensiunea V_{BE}). Pentru aceasta se scrie ecuația Kirchhoff pe ochiul de intrare.

Dreapta de sarcină corespunzătoare ecuației precedente va intersecta caracteristica de intrare a tranzistorului,

$i_B = i_B(V_{BE})$ în punctul $M(V_{BE}, I_B)$.

În pasul al doilea se scrie ecuația Kirchhoff pe ochiul de ieșire:

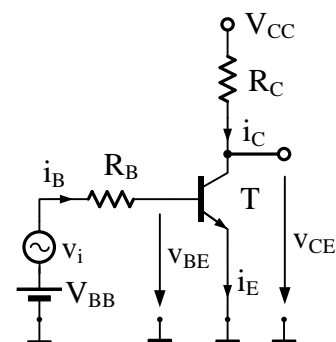


Fig. 3.19. Amplificator cu TB.

(3.21)

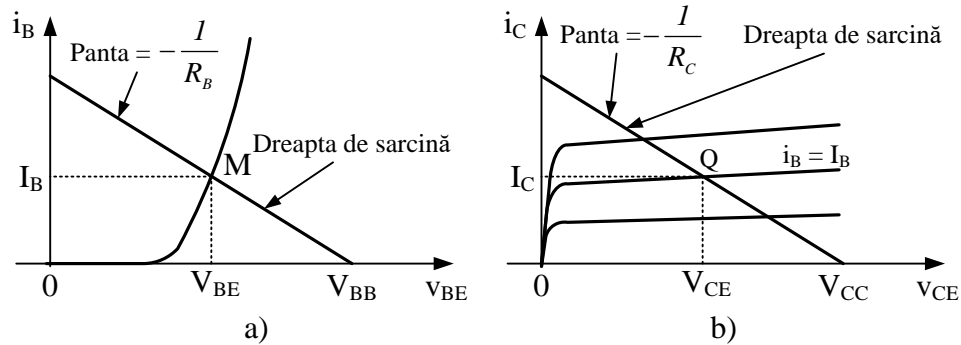


Fig. 3.20. Determinarea grafică a PSF-ului.

Coordonatele punctului Q reprezintă PSF-ul tranzistorului T din fig. 3.21.

Aplicarea la intrare a tensiunii variabile v_i determină o deplasare pe dreapta de sarcină din fig. 3.20a, cât și pe dreapta de sarcină din fig. 3.20b, în jurul PSF-ului. Astfel, prin aplicarea tensiunii v_i se obține o variație a curentului i_B , care determină o variație a curentului i_C . O deplasare pe dreapta de sarcină până în punctul $v_{CE} = V_{CC}$ determină un curent de colector $i_C = 0$, adică se ajunge în regiunea de blocare a TB. O deplasare spre stânga pe dreapta de sarcină până la $v_{CE} = V_{CE,sat}$ face ca TB să ajungă în regiunea de saturație.

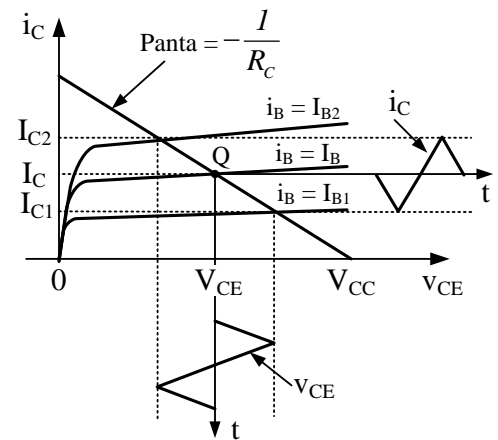


Fig. 3.21. Ilustrarea deplasării punctului instantaneu de funcționare pe dreapta de sarcină.

Pentru un amplificator de semnal, TB trebuie să rămână în RAN pentru orice valoare instantanee a semnalului, altfel semnalul la ieșire va fi distorsionat.

Modelul tranzistorului bipolar cu parametrii h (facultativ)

Modelul cu parametrii h (hibrizi) al TB se poate obține dacă se consideră dispozitivul ca fiind un diport. Un diport este un element de circuit sau circuit cu două borne de intrare – port de intrare – și două borne de ieșire – port de ieșire. Altfel spus, TB este considerat o „cutie neagră” cu două borne de intrare și două borne de ieșire. Prin bornele de intrare va circula curentul de intrare, I_i iar tensiunea dintre bornele de intrare, V_i se numește tensiune de intrare. În mod analog, prin bornele de ieșire circulă curentul de ieșire, I_o iar tensiunea V_o dintre bornele de ieșire se numește tensiune de ieșire. În fig. 3.22 s-au ilustrat aceste notații.

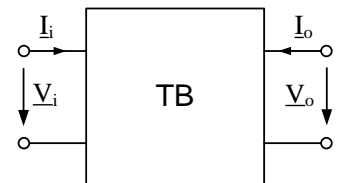


Fig. 3.22. Notatii pentru TB tratat ca diport.

Se va considera că I_i și V_o sunt variabilele diportului. Astfel, relațiile matematice ce definesc modelul cu parametrii hibrizi al TB sunt următoarele:

(3.22)

(3.23)

Termeni ce intervin în cele două ecuații sunt subliniați deoarece valorile pe care le pot lua sunt numere complexe (cu parte reală și parte imaginară). Modelul cu parametrii h este valabil și la frecvențe înalte. Pentru frecvențe joase se poate considera că toți termenii din relațiile (3.22) și (3.23) sunt reali.

Semnificația indicilor este următoarea: i – *input* (intrare), o – *output* (ieșire), r – *revers* (invers), f – *forward* (direct).

Semnificația parametrilor h este următoarea:

- impedanța de intrare, cu ieșirea în scurtcircuit;
- admitanța de ieșire, cu intrarea în gol;
- factor de transfer (amplificare) direct, cu ieșirea în scurtcircuit;
- factor de transfer în tensiune invers, cu intrarea în gol;

Indici pentru parametrii h , folosiți în special în cataloagele pentru TB, pot fi diferiți de cei prezentați anterior. O echivalență a celor două variante de notații este următoarea:

Relațiile (3.22) și (3.23) conduc la circuitul echivalent cu parametrii h al TB, ilustrat în fig. 3.23.

Deoarece diportul are patru borne, iar TB numai 3, una din bornele TB va fi comună la intrare și la ieșire. Astfel, borna comună a TB se conectează la bornele din partea de jos ale diportului din fig. 3.22. Fiecare din cele trei borne ale TB poate fi bornă comună în circuitul de curent alternativ (c.a.). De remarcat că borna comună a TB în circuitul de c.a. determină tipul de conexiune a acestuia. Ca urmare, modelul cu parametrii h se poate aplica pentru cele trei conexiuni posibile ale TB:

- conexiunea emitor comun (EC);
- conexiunea bază comună (BC);
- conexiunea colector comun (CC).

Pentru exemplificare vom prezenta cel mai utilizat model cu parametrii h , cel pentru conexiunea EC.

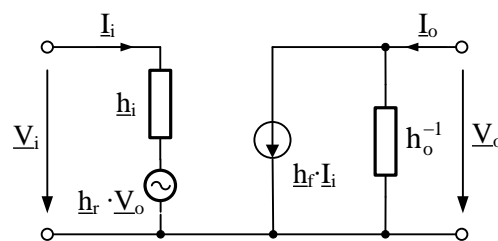


Fig. 3.23. Circuitul echivalent al TB cu parametrii h .

Modelul tranzistorului bipolar cu parametrii h pentru conexiunea emitor comun

În fig. 3.24a este ilustrat diportul cu TB în conexiunea EC. Borna emitor este conectată atât la intrare cât și la ieșire, motiv pentru care conexiunea se numește emitor comun. În circuitele de curent alternativ ale amplificatoarelor cu TB, în conexiune EC, borna emitorului este la masă.

Circuitul echivalent cu parametrii h pentru conexiunea EC este prezentat în fig. 3.24b. Indicii parametrilor au primit în plus litera e (de la emitor) deoarece această bornă a TB este cea comună.

Dacă se compară modelul cu parametrii h cu cel natural, considerând următoarele simplificări:

atunci se pot face următoarele aproximări:

În cataloagele pentru TB vom găsi ca parametru h_{21e} . De exemplu, TB tip BC 107 are h_{21e} între 125 și 500 [3].

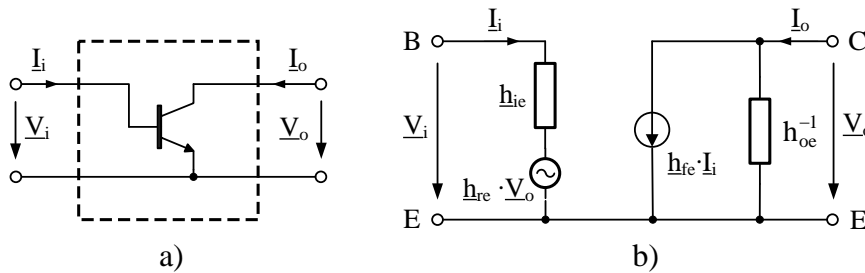


Fig. 3.24. a) Diportul cu TB în conexiunea EC;
b) circuitul echivalent al TB cu parametrii h pentru conexiunea EC.

Aplicația 3.8 (07.11.2022)

Pentru circuitul din fig. 3.17 (cu aceeași schemă de curent continuu ca și cel din fig. 3.11) **se cunoaște:** $R_C = 1 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$ și T ($V_{BE} = 0,7 \text{ V}$, $\beta_F = \beta = 100$ și $I_S = 10^{-14} \text{ A}$).

Se cere:

- parametrii dinamici pentru T și regiunea în care funcționează;
- schema de curent alternativ;
- schema echivalentă la semnal mic, frecvențe joase;
- amplificarea în tensiune și rezistența de intrare.

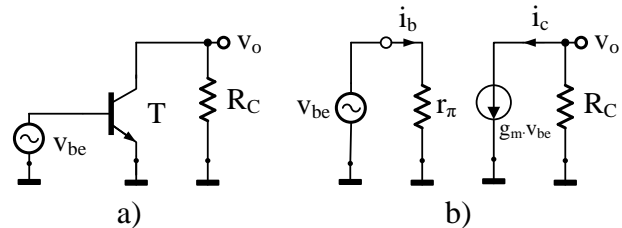


Fig. 3.25. Aplicația 3.8. a) Schema de c.a.;
b) circuitul echivalent la semnal mic, frecvențe joase.

Rezolvare

Regimul static pentru T a fost analizat în aplicația 3.3 și s-a obținut:
 $T(V_{BE} = 0,7 \text{ V}, V_{CE} \approx 7 \text{ V}, I_C \approx 5 \text{ mA})$ T este în RAN.
a) Parametrii dinamici:

- b),c) Schema de curent alternativ și schema echivalentă la semnal mic sunt prezentate în fig. 3.25 a, respectiv b.
d) Amplificarea în tensiune și rezistența de intrare se determină pe schema din fig. 3.25b.

Aplicația 3.9

Pentru circuitul din fig. 3.26a (cu aceeași schemă de curent continuu ca cel din fig. 3.15 – aplicația 4.6) **se cunoaște:** $R_{B1} = 84 \text{ k}\Omega$, $R_{B2} = 36 \text{ k}\Omega$, $R_C = 5 \text{ k}\Omega$, $R_E = 5 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 12 \text{ V}$ și T ($V_{BE} = 0,6 \text{ V}$, $\beta_F = h_{fe} = 100$, $h_{re} = 0$, $h_{oe} = 0$). C_1 , C_2 și C_3 sunt C_∞ la frecvența de lucru.

Se cere:

- parametrii dinamici pentru T și regiunea în care funcționează;
- schema de curent alternativ;
- schema echivalentă la semnal mic, frecvențe medii;
- amplificarea în tensiune și rezistența de intrare.

Rezolvare

a) Regimul static pentru T a fost analizat în aplicația 3.6 și s-a obținut:
 $T(V_{BE} = 0,6 \text{ V}; V_{CE} = 6,34 \text{ V}; I_C = 0,566 \text{ mA})$ T este în RAN.
 Parametrii dinamici sunt:

$$r_\pi \approx$$

- Schema de c.a. este ilustrată în fig. 3.26b. (04 noe 2020)
- Schema echivalentă la semnal mic frecvențe medii este ilustrată în fig. 3.26c. S-au neglijat parametrii h_{re} și h_{oe} .
- Ca și în aplicația 4.8, T este în conexiunea EC, ca urmare:

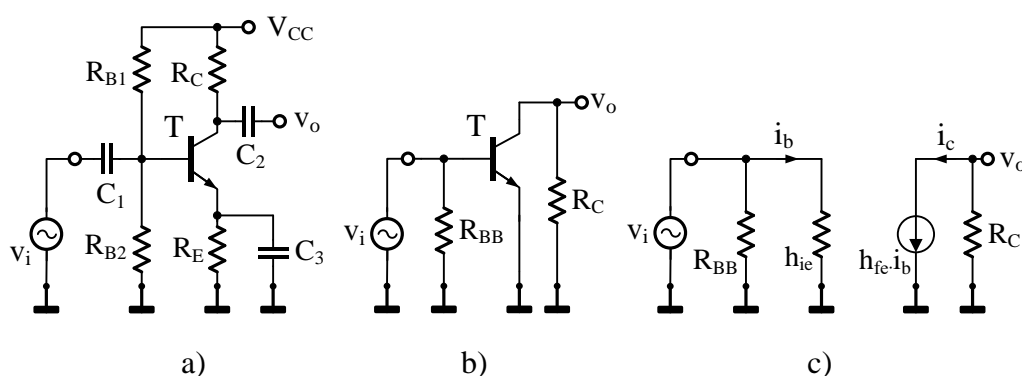


Fig. 3.26. Aplicația 3.9. a) Schema de principiu; b) schema de c.a.; c) circuitul echivalent la semnal mic, frecvențe medii.

unde

Ap. 4.9

Q ($V_{BE} = 0,6V$; $\beta_F = 100$)

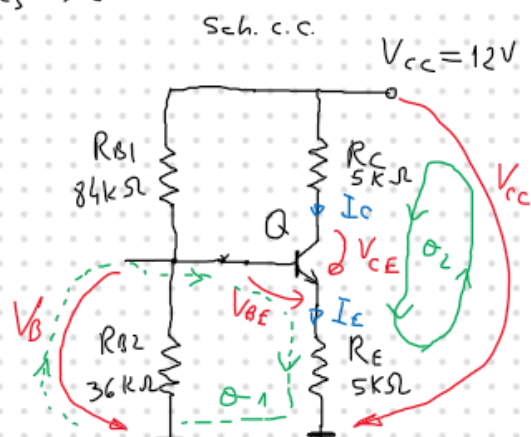
$C_1, C_2, C_3 \rightarrow C \infty$

a) p.s.f.

$V_{BE} = ?$

$V_{CE} = ?$

$I_C = ?$



$$a) \quad p.p. \quad I_B \ll I_{R_{B1}} \Rightarrow V_B \approx \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} V_{CC} = \frac{36}{36 + 84} 12 = 3,6V$$

$$TKT(\theta_1): -V_B + V_{BE} + R_E I_E = 0 \quad (1)$$

$$I_E = \frac{V_B - V_{BE}}{R_E} = \frac{3,6 - 0,6}{5} = 0,6mA$$

$$TKT(\theta_2): -V_{CC} + R_C I_C + V_{CE} + R_E I_E = 0 \quad (2)$$

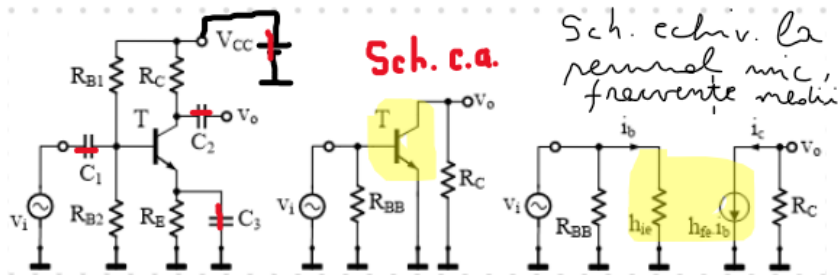
$$V_{CE} = V_{CC} - R_C I_C - R_E I_E = 12 - 5 \cdot 0,6 - 5 \cdot 0,6 = 6V$$

$$Q(V_{BE} = 0,6V; V_{CE} = 6V; I_C = 0,6mA) \Rightarrow Q \text{ în RAN}$$

$$V_{CE} > V_{CE, sat} = 0,6V$$

$$b) \quad g_m = 40 \cdot I_C = 40 \cdot 0,6 = 24mA/V$$

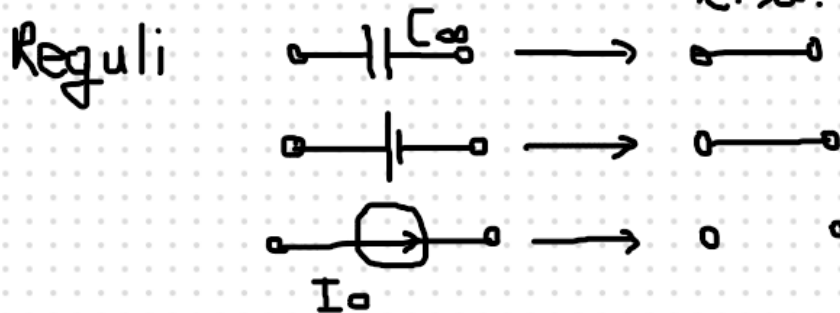
$$r_{\pi} = \frac{\beta}{g_m} = \frac{100}{24} \approx 4k\Omega$$



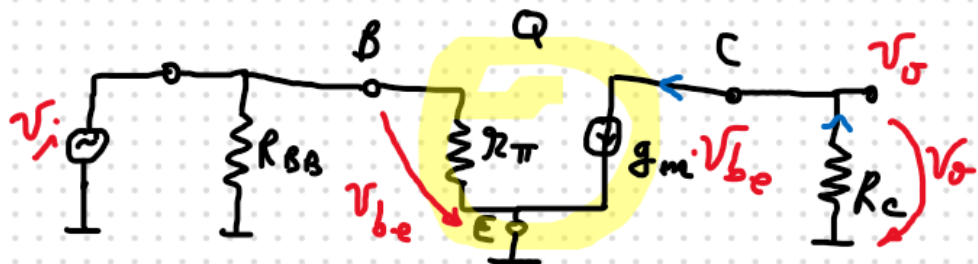
$$\begin{aligned} R_{B1} &= 84 \text{ k}\Omega \\ R_{B2} &= 36 \text{ k}\Omega \\ R_C &= 5 \text{ k}\Omega \end{aligned} \Rightarrow R_{B1} \parallel R_{B2} = \frac{R_{B1} \cdot R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \approx 25 \text{ k}\Omega$$

b) $g_m = 24 \text{ mA/V}$, $r_{\pi} \approx 4 \text{ k}\Omega$

c) Schema de c.a.



d) Schema echivalentă la semnal mic, frecv. medii



$$\begin{aligned} V_i &= V_{be} \\ V_o &= -g_m V_{be} \cdot R_C \\ \Rightarrow A_v &= \frac{V_o}{V_i} = -g_m R_C = -24 \frac{\text{mA}}{\text{V}} \cdot 5 \text{ k}\Omega = \\ &= -120 \end{aligned}$$

Bibliografie (31.10.2019)

1. O. Dragomirescu, D. Moraru, *Componente și circuite electronice pasive*, Ed. BREN, București, 2003.
2. N. Drăgulănescu, C. Miroiu, D. Moraru, *ABC Electronica în imagini. Componente pasive*, Ed. Tehnică, București, 1990.
3. N. Drăgulănescu, *Agenda radioelectronistului*, ediția a II-a, Ed. Tehnică, București, 1989.
4. I. Liță, M. Răducu, *Componente și circuite pasive, Îndrumar de laborator*, Ed. Universității din Pitești, Pitești, 1997.
5. S. Pașca, N. Tomescu, I. Sztojanov, *Electronică analogică și digitală, vol. 1*, Ed. Albastră, Cluj-Napoca, 2004.
6. D. Dascălu, A. Rusu, M. Profirescu, I. Costea, *Dispozitive și circuite electronice*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1982.
7. G. Vasilescu, Ș. Lungu, *Electronică*, Ed. Didactică și Pedagogică, București, 1981.
8. David Comer, Donald Comer, *Fundamentals of Electronic Circuit Design*, John Wiley & Sons, Inc., USA, 2003.
9. Thomas L. Floyd, *Dispozitive electronice*, Ed. Teora, 2003