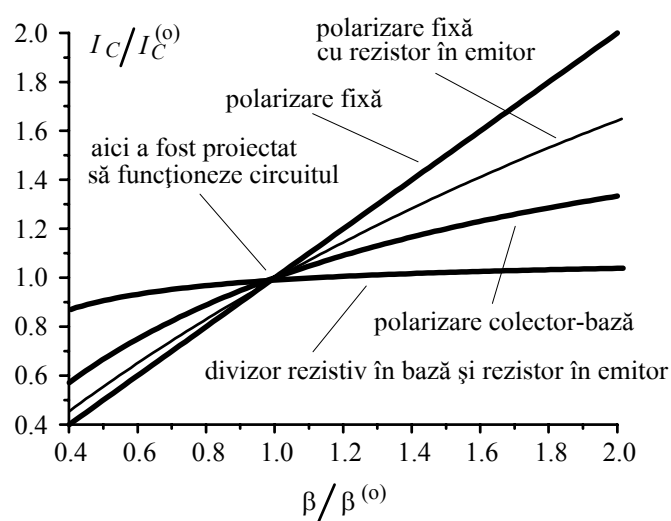
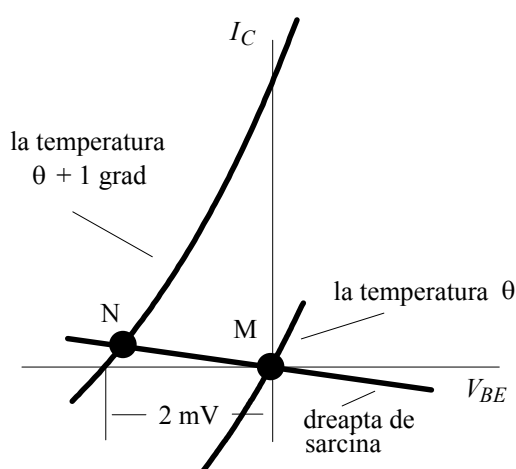


Efectul temperaturii asupra caracteristicilor dispozitivelor semiconductoare



- A. Termistori 258
- B. Diode semiconductoare 259
- C. Tranzistoare bipolare 262
- D. Tranzistoare cu efect de câmp 275
- Probleme rezolvate 279, probleme propuse 283
- Lucrare experimentală 284

Mecanismul conducției în semiconductoare este diferit de acela al conducției în metale. Din acest motiv, în timp ce la metale modificarea temperaturii are un efect foarte slab asupra conductivității (variații de câteva miimi pe grad), caracteristicile dispozitivelor **semiconductoare** sunt influențate mult mai puternic de temperatură. În general, acesta este un inconvenient important în utilizarea lor în circuitele electronice, mai ales în cazul tranzistoarelor și al amplificatoarelor integrate. În anumite situații însă, cum este cazul termistorilor și, mai rar, al diodelor, efectul temperaturii este utilizat pentru obținerea unor senzori de temperatură.

C. Tranzistoare bipolare

Tranzistorul îndeplinește funcția unui robinet controlat. Mărimea pe care o controlează este **intensitatea curentului de colector** iar controlul se efectuează prin polarizarea directă a joncțiunii emitor bază.

Să vedem, în câteva aplicații tipice, **de ce curentul de colector trebuie să fie stabil în raport cu temperatura ambiantă**. Circuitul din Fig. 8.4 a) trebuie să amplifice de 300 de ori variații de tensiune cu frecvența peste 20 Hz și amplitudini de ordinul milivoltului. Dacă a fost proiectat corect, în absența semnalului de intrare potențialul colectorului se găsește undeva pe la jumătatea tensiunii de alimentare, să zicem la 8 V; aplicînd semnalul de intrare, potențialul colectorului va evolua în jurul nivelului de 8 V cu amplitudini de ordinul a 0.3 V. Condensatorul de ieșire blochează componenta continuă și pe sarcină ajung numai variațiile, de data aceasta ele efectuîndu-se în jurul nivelului de 0 V. Creșterea prin încălzire a curentului de colector coboară nivelul mediu al potențialului de colector, dar semnalul de pe sarcină va continua să fie o versiune amplificată a semnalului de intrare; sarcina nu va sesiza că se întîmplă ceva cu tranzistorul. Dacă însă creșterea curentului de colector este prea mare, potențialul colectorului coboară aproape de nivelul masei și tranzistorul intră în saturație încetînd să amplifice. Cum nivelul inițial era la jumătatea tensiunii de alimentare

o dublare a curentului de colector aduce cu siguranță tranzistorul în saturație, scoțînd din uz amplificatorul.

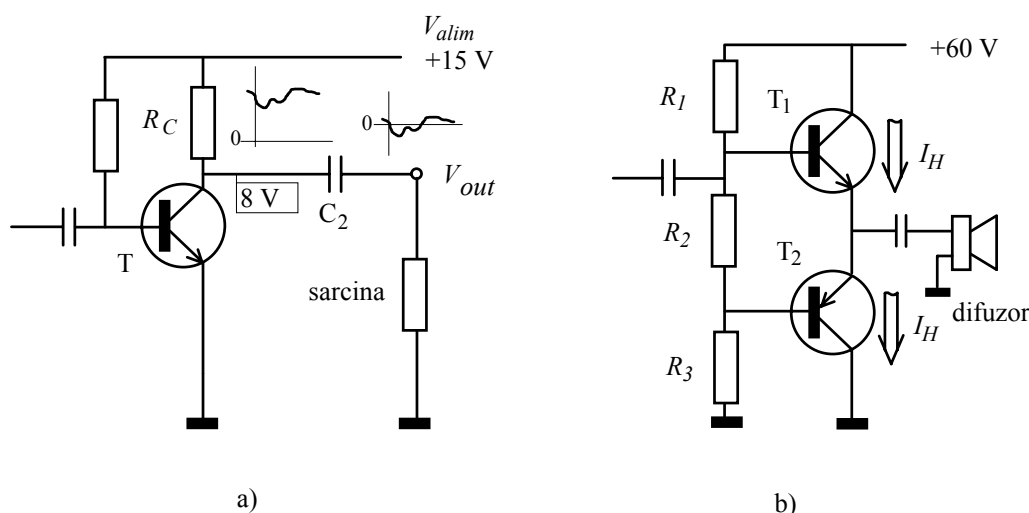


Fig. 8.4. Amplificator cu emitorul comun (a) și amplificator de putere în contratimp (b).

Nu trebuie să ajungem pînă acolo pentru ca efectele să ne deranjeze. Vom vedea că la acest circuit amplificarea variațiilor de tensiune este proporțională cu valoarea medie a curentului de colector. Astfel, încălzirea tranzistorului va produce mărirea amplitudinii variațiilor care ajung pe sarcină, lucru cu totul neplăcut, mai ales dacă utilizăm amplificatorul într-un lanț de măsură. Chiar în cazul unui amplificator audio, o variație de cîteva procente a curentului de colector este tot ce putem accepta.

Situația se schimbă dramatic dacă ceea ce dorim să amplificăm pentru a măsura este un nivel de tensiune continuă. În acest caz nu mai putem separa, cu un condensator, semnalul util de regimul de polarizare pentru că ambele au aceeași frecvență : 0 Hz. Vom vedea că o modificare cu 10 % a curentului de colector este echivalentă cu o variație a semnalului de 2 mV. Cînd trebuie să sesizăm semnale într-adevăr mici (un termocuplu oferă în jur de 50 μ V pe grad), curentul de colector ar trebui să varieze cu temperatura cu mult mai puțin de 0.1 la sută.

Dacă încălzirea producea doar inutilitatea amplificatoarelor discutate pînă acum, pentru tranzistoarele din amplificatorul de putere desenat în Fig. 8. 4 b) stabilitatea termică este o chestiune de viață și de moarte. Fără semnal, circuitul de polarizare asigură trecerea unui curent de valoare mică (cîtiva mA) prin cele două tranzistoare către masă. Principiul de funcționare al amplificatorului se bazează pe deschiderea **pe rînd** a tranzistoarelor de către semnalul alternativ aplicat la intrare, curentul, cu amplitudinea de ordinul amperilor, trecînd prin condensatorul de ieșire spre difuzor. Astfel, pe tranzistoare se disipă o putere apreciabilă, de ordinul zecilor de W, care produce încălzirea lor. Creșterea temperaturii deschide simultan ambele tranzistoare și un curent important I_H începe să circule de la alimentarea pozitivă, prin cele două tranzistoare, spre masă. Puterea disipată crește suplimentar cu $I_H V_{\text{alim}}$ și tranzistoarele se încălzesc și mai mult: avem o **reacție pozitivă** de natură termică. Așa cum am văzut, dacă gradul reacției pozitive depășește un anumit prag sistemul devine instabil; în cazul nostru temperatura crește foarte rapid și procesul se sfîrșește prin distrugerea tranzistoarelor, **deoarece curentul I_H nu este limitat de nici o rezistență..** Aceasta este **ambalarea termică** (thermal run-away în engleză) . Pentru a o preîntîmpina, în vremurile cînd se mai utilizau tranzistoare cu germaniu, în locul rezistenței R_2 se conectau în serie doi termistori NTC în foarte bun contact termic cu capsulele tranzistoarelor. La încălzirea excesivă a acestora, rezistența termistorilor scădea puternic, micșorînd tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor și încercînd să le blocheze. De multe ori, însă, creșterea temperaturii interne a tranzistoarelor, datorată reacției pozitive, era atît de rapidă încît pînă la încălzirea termistorilor tranzistoarele erau deja distruse.

Observație: În Fig. 8.4 am notat tensiunea de alimentare, ca și în capitolele anterioare, cu V_{alim} . Acest manual fiind unul introductiv, am preferat să facem acest lucru pentru a reduce la minimum riscul unor confuzii. În schemele profesionale, tensiunea de alimentare **pozitivă** a circuitelor ce conțin tranzistoare bipolare este notată cu $+V_{CC}$. Sunt două aspecte implicate în această convenție. În primul rînd,

dublarea indicelui unei tensiuni este rezervată exclusiv tensiunilor de alimentare.; atît pentru litera V cît și pentru indici se folosesc majuscule deoarece este vorba de o tensiune continuă.

În al doilea rînd, în cazul circuitelor cu tranzistoare bipolare tensiunea pozitivă are indicele "CC" pentru că cele mai utilizate tranzistoare sunt cele de tip **nnp**, la care **colectorul** este legat spre alimentarea pozitivă. Tensiunea pozitivă se notează cu $+V_{CC}$ chiar și în cazul în care circuitul nu conține decît tranzistoare de tip **pnp**, care au emitoarele legate spre alimentarea pozitivă. Pentru simetria notației, dacă circuitul are și o alimentare **negativă** față de masă, tensiunea ei este notată cu $-V_{EE}$.

La modificarea temperaturii sau schimbarea tranzistorului cu alt exemplar, curentul de colector se schimbă. Circuitul de polarizare încearcă să "impună" tranzistorului valoarea unei anumite mărimi de

control, care să rămână constantă. După configurația circuitului de polarizare, această mărime menținută constantă poate fi curentul de emitor, curentul de bază sau tensiunea pe jonțiunea emitor-bază. În oricare din aceste situații suntem interesați ca modificarea temperaturii să aibă un efect cât mai mic asupra mărimii controlate, care este curentul de colector. Vom analiza, pe rând, aceste variante, identificând modul în care temperatura afectează curentul de colector.

iii) Tensiunea bază-emitor este menținută constantă

A treia mărime prin intermediul căreia putem controla tranzistorul bipolar este **tensiunea bază-emitor**. Curenții de colector și emitor, fiind aproximativ egali, au practic aceeași dependență de V_{BE} . În Fig. 8.10 am reprezentat influența temperaturii asupra caracteristicii de transfer $I_C = f(V_{BE})$. În primul rând constatăm că nu există diferențe semnificative între comportarea tranzistorului cu germaniu și a celui cu siliciu (exceptând, bineînțeles, diferența de aproximativ 0.25 V între valorile tensiunii de deschidere). Ecuația care descrie caracteristica de transfer $I_C = f(V_{BE})$ în regiunea activă este

$$I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \quad (8.12)$$

unde potențialul termic V_T este proporțional cu temperatura măsurată în K. Graficele din Fig. 8.10 pun în evidență două modificări la variația temperaturii. Mai întâi, la creșterea temperaturii panta graficelor scade; aceasta se datorează variației lui V_T , deoarece panta în scară semilogaritmică este proporțională cu $1/V_T$ adică invers proporțională cu temperatura. Putem chiar să calculăm de câte ori s-a micșorat panta: de $(273+100)/(273+25)=1.25$ ori.

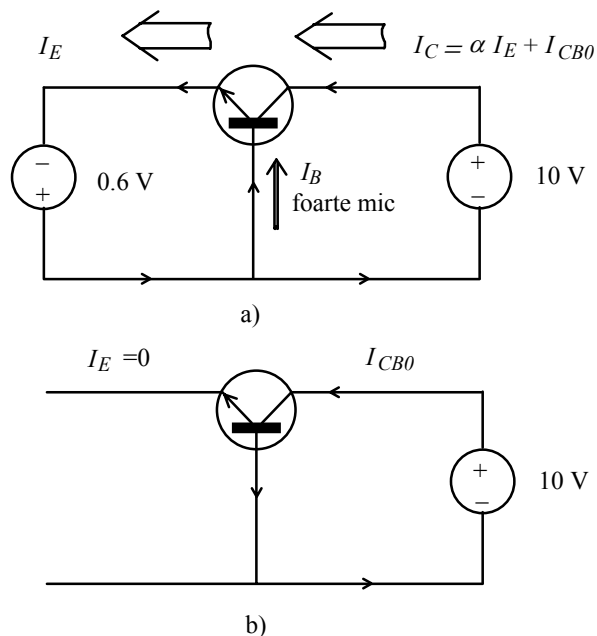
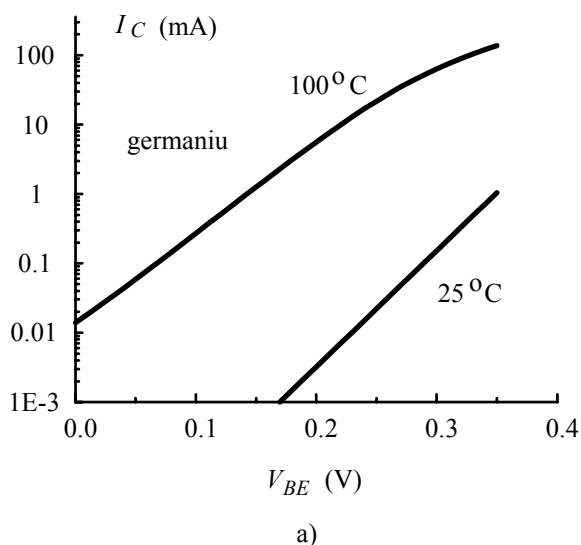


Fig. 8.4. Configurația cu bază comună utilizată la polarizare (a) și semnificația curentului rezidual I_{CB0} .

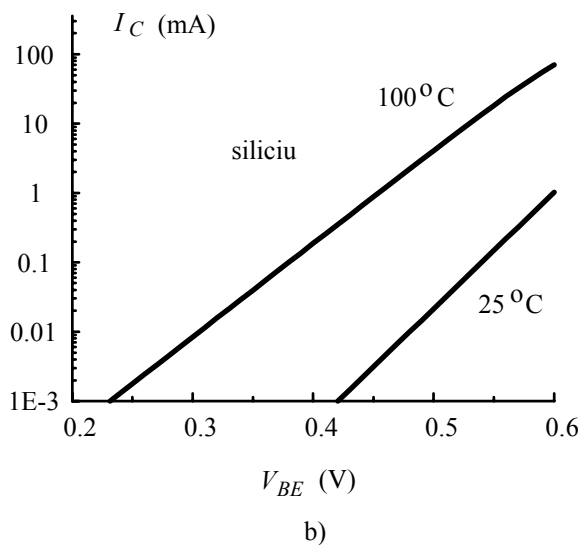


Fig. 8.10. Influența temperaturii asupra caracteristicii de transfer $I_C = f(V_{BE})$.

Efectul cel mai puternic îl prezintă, însă, translația în sus a caracteristicii, care se datorește creșterii factorului multiplicativ I_S din relația precedentă. Acest este proporțional cu I_{CB0} , depinzând și de alți parametri ai tranzistorului. Indiferent de tipul tranzistorului, încălzirea de la 25°C la 100°C, cu menținerea constantă a tensiunii bază-emitor, produce creșterea puternică a curentului de colector. La un curent de colector de 1 mA, această încălzire provoacă o multiplicare de aproape 100 de ori a curentului de colector.

Să privim în detaliu modificarea caracteristicii de transfer $I_C = f(V_{BE})$ pentru o variație de un grad (Fig. 8.11). Dacă menținem tensiunea bază-emitor constantă (așa cum **nu trebuie să facem**), curentul de colector crește cu 10% pe grad. Dacă, pe de altă parte, dorim ca intensitatea curentului de colector să rămână constantă, trebuie ca tensiunea bază-emitor să scadă cu aproximativ 2 mV pe grad. În toate textele de electronică, acest efect de modificare cu temperatura a caracteristicii $I_C = f(V_{BE})$ este numit **variația cu temperatura a tensiunii bază-emitor (sau a tensiunii de deschidere) a tranzistorului**, de multe ori fără să se mai specifice că aceasta se întâmplă la **curent constat de colector**. Rațiunea pentru care se întâmplă acest lucru va apărea evidentă puțin mai târziu, când vom analiza un circuit real de polarizare.

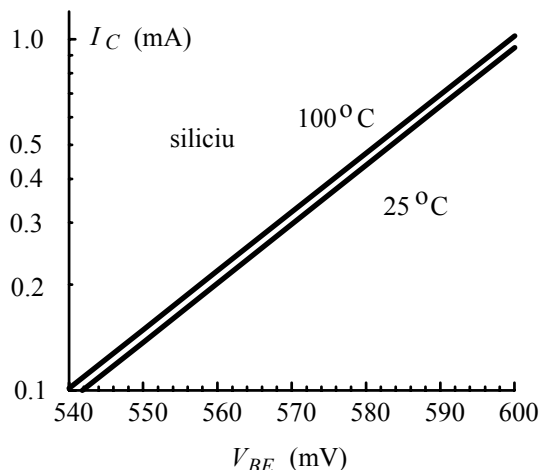


Fig. 8.11. Influența temperaturii asupra caracteristicii de transfer $I_C = f(V_{BE})$.

La curent de colector constant, tensiunea bază emitor scade liniar cu temperatura, aproximativ cu 2 mV pe grad.

Așa cum se vede în Fig. 8.11, la tensiune bază-emitor constantă, valoarea curentului crește cu aproximativ 10 % pe grad. Cum această creștere este exponențială,

la $V_{BE} = \text{const.}$ curentul de colector se dublează la fiecare creștere cu 8 grade.

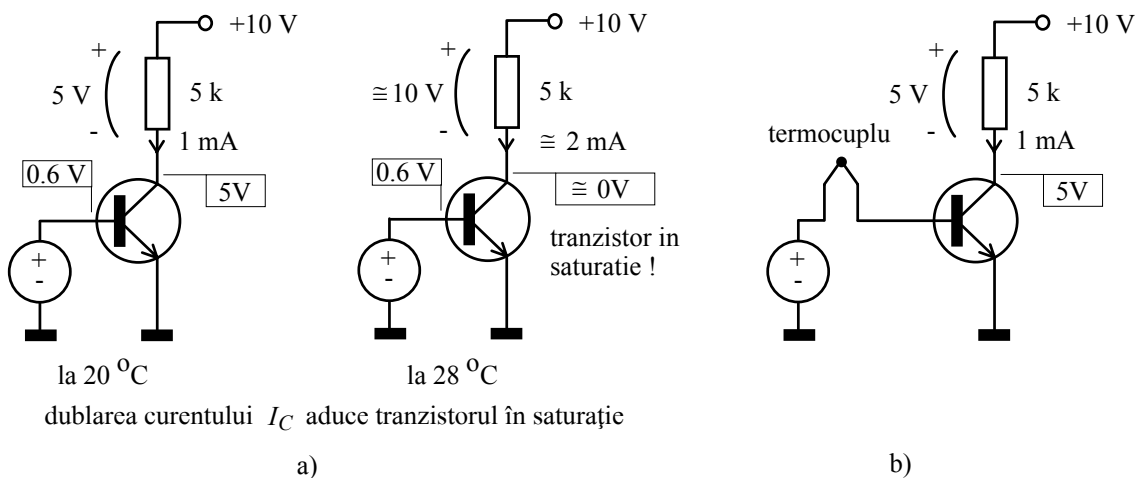


Fig. 8.12. Efectul variației cu temperatura a tensiunii bază-emitor.

Pentru circuitele practice această variație este **inacceptabil de mare**: un amplificator proiectat să funcționeze bine la 20 de grade (Fig. 8.12 a) ar intra în saturație și ar înceta să mai amplifice la temperatura de 28 de grade ! Concluzia este una singură:

tensiunea bază-emitor nu trebuie menținută constantă;

în cazul particular al schemei din Fig. 8.7, baza nu trebuie polarizată cu o sursă ideală de tensiune, așa cum am desenat noi acolo, pentru simplitate.

Din același motiv, un circuit simplu în conexiune emitor-comun nu poate fi utilizat pentru amplificarea tensiunii continue furnizată de un termocuplu (Fig. 8.12 b). Să presupunem că am ajustat cu grijă tensiunea sursei de polarizare din bază astfel încât la o anumită temperatură de referință θ_0 curentul de colector este de 1 mA și potențialul din colector este de $10\text{ V} - 1\text{ mA} \cdot 5\text{ k}\Omega = 5\text{ V}$. La o încălzire a termocuplului cu un grad, tensiunea furnizată de acesta crește cu aproximativ $50\mu\text{V}$ așa că ne așteptăm la o

creștere a curentului de colector de
$$g_m \Delta V_{BE} = \frac{1\text{ mA}}{25\text{ mV}} \cdot 50\mu\text{V} = 2\mu\text{A}$$
 care să coboare cu 10 mV

potențialul colectorului. Am putea spune că am amplificat de 200 de ori informația de tensiune oferită de termocuplu. Realitatea este însă cu totul alta. Și temperatura tranzistorului se poate modifica, nu numai a termocuplului, iar variația echivalentă a tensiunii V_{BE} pentru o încălzire cu un grad este de - 2 mV, de 40 de ori mai mare decât aceea dată de termocuplu. Cu alte cuvinte, **tranzistorul este un termometru de 40 de ori mai sensibil decât termocuplul**. Din acest motiv, dacă vom observa o scădere a potențialului de colector cu 10 mV nu vom avea de unde să știm dacă termocuplul s-a încălzit cu un grad sau tranzistorul s-a încălzit cu $1/40 = 0.025^\circ\text{C}$. În concluzie,

datorită sensibilității sale termice, etajul cu emitor comun nu poate fi utilizat pentru amplificarea tensiunilor continue.

În legătură cu circuitul din Fig. 8.12 b) mai trebuie să scoatem în evidență o dificultate. Chiar dacă printr-un miracol am aranjat ca tranzistorul să nu-și modifice caracteristica de transfer la variația temperaturii ambiante, mai rămâne problema sursei de tensiune continue cu care polarizăm baza tranzistorului și a cărei tensiune se adună cu informația de tensiune de la termocuplu. Tensiunea sursei trebuie să aibă o valoare undeva pe la 600 mV și această valoare trebuie să se modifice cu mult mai puțin de $50\mu\text{V}$ pe grad, altfel ar masca semnalul de la termocuplu. Tensiunea sursei trebuie să aibă, deci, un coeficient de temperatură mult mai mic decât $50\mu\text{V}/600\text{ mV}$ pe grad, adică aproximativ 80 ppm/grad (ppm este prescurtarea pentru "părți pe milion"). Pentru o diodă Zener obișnuită putem conta, în cel mai bun caz, pe un coeficient de temperatură (prescurtat **tempco** în engleză) de $\pm 300\text{ ppm/grad}$. Va trebui să utilizăm o **referință de tensiune** integrată de performanță, care are coeficientul de temperatură de câțiva ppm/grad, evident cu diferența de preț corespunzătoare.

*Observație: În loc să discute acest aspect esențial, o mulțime de dascăli de electronică de pe la noi risipesc zadarnic praful de cretă ca să calculeze **factorul de stabilitate termică** $S_I = \partial I_C / \partial I_{CB0}$ și uitînd să mai calculeze variația relativă a lui I_C , care era, de fapt, scopul întregului efort. Deși jocul cu derivate parțiale e foarte frumos, efectul variației curentului I_{CB0} este neglijabil la tranzistoarele cu siliciu (**singurele folosite astăzi**), așa cum se poate constata din Fig. 8.7 b). Privind la graficele din figurile 8.10 și 8.9 înțelegem ce efecte termice afectează curentul de colector al acestor tranzistoare: modificarea caracteristicii de transfer $I_C = f(V_{BE})$ (așa numita scădere a tensiunii bază-emitor) și variația factorului β . Alți coeficienți de sensibilitate ar trebui calculați, dar nu trebuie să avem pretenția ca ce predau domniile lor să ne fie util; țin niște cursuri așa de frumoase...*

În căutarea unui circuit de polarizare

Așa cum știm, pentru a putea fi utilizat în regiunea activă, un tranzistor bipolar trebuie să fie mai întâi **polarizat** prin stabilirea unui regim de curent continuu cu joncțiunea bază-emitor deschisă. Acest lucru se întâmplă deoarece caracteristica sa de transfer $I_C = f(V_{BE})$ este puternic neliniară, valori utile ale curentului de colector obținându-se abia după ce V_{BE} depășește tensiunea de deschidere. Să vedem acum în ce mod putem realiza polarizarea unui tranzistor cu siliciu astfel încât punctul său de funcționare să nu se deplaseze inacceptabil de mult la variația temperaturii. În același timp, am dori ca intensitatea curentului de colector să fie cât mai insensibilă la modificarea lui β , deoarece acest parametru este foarte împrăștiat tehnologic.

Ca să știm precis despre ce vorbim, să considerăm o tensiune de alimentare de 10 V și să polarizăm tranzistorul cu colectorul la jumătatea acestei tensiuni, la un curent de colector $I_C^{(0)}$ de 1 mA. Evident, rezistența din colector va trebui să aibă 5 k Ω . În Fig. 8.13 avem câteva circuite de polarizare. Pentru cel din desenul a), numit de autorii români "cu olarizare simplă", valoarea curentului de bază se obține din relația

$$V_{alim} - I_B R_B - V_{BE} = 0; \quad (8.13)$$

cum tensiunea bază-emitor este de aproximativ 0.6V, mult mai mică decât tensiunea de alimentare, curentul de bază este aproximativ $I_B \cong V_{alim}/R_B$. De aici putem obține valoarea necesară a rezistenței de polarizare $R_B = \beta^{(0)} V_{alim}/I_C^{(0)} = 2\beta^{(0)} R_C$, unde am notat cu $\beta^{(0)}$ valoarea lui β la temperatura pentru care proiectăm circuitul.

Curentul de bază fiind $I_B \cong V_{alim}/R_B$, **tranzistorul este operat, astfel, la curent de bază practic constant**. Așa cum am văzut pe graficul din Fig. 8.9 b), curentul de colector este afectat de temperatură prin intermediul factorului β

$$I_C \cong \frac{\beta V_{alim}}{R_B} = \frac{\beta}{\beta^{(0)}} \frac{V_{alim}}{2R_C} = I_C^{(0)} \frac{\beta}{\beta^{(0)}} \quad (8.14)$$

valoarea curentului de colector fiind proporțională cu noua valoare a lui β , așa cum se poate constata și pe graficul din Fig. 8.14.

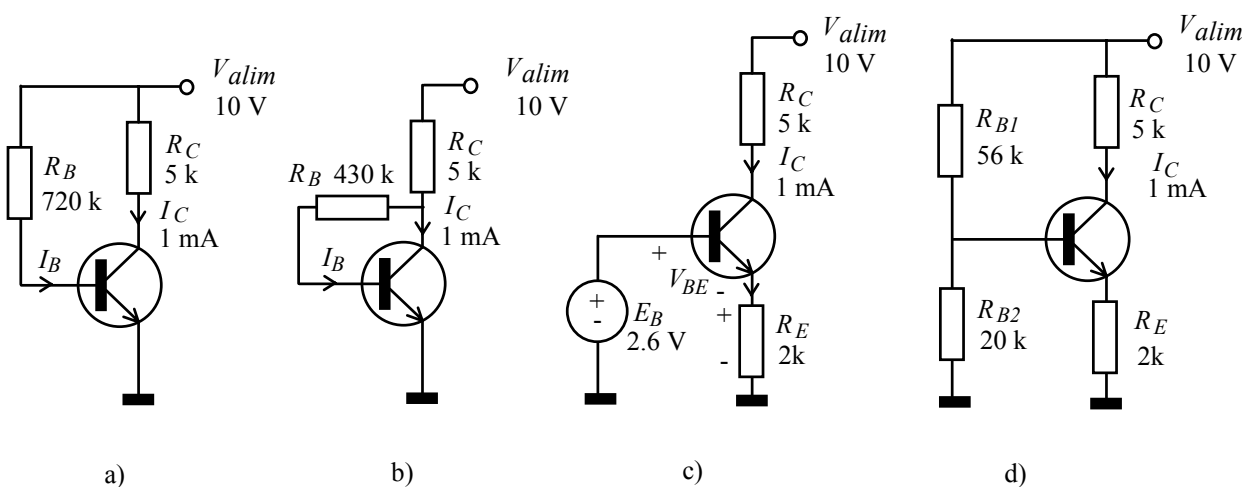


Fig. 8.13. Circuite de polarizare care asigură un curent de colector de 1 mA și un potențial de 5 V în colector: (a) polarizare fixă, (b) polarizare colector-bază, (c) polarizare cu sursă de tensiune în bază și rezistență în emitor și (d) "autopolarizare" (proiectarea a fost efectuată cu $\beta = 100$).

Chiar dacă factorul β nu suferă variații dramatice cu temperatura, nu merită să pierdem timpul cu acest mod de polarizare pentru că la montarea unui tranzistor într-un circuit, în producția de serie, nimeni nu știe, de exemplu, unde anume este β între 100 și 250. Acest tip de polarizare trebuie utilizat doar dacă vrem să aruncăm apoi peste jumătate din circuitele realizate; l-am discutat aici numai datorită omniprezenței sale în literatura autohtonă.

O altă variantă de polarizare este cea din desenul b), numită polarizare "colector-bază". Pentru proiectarea circuitului observăm că rezistența R_B este legată acum în colector, deci la jumătate din tensiunea de alimentare. Pentru a obține același curent de bază ca la primul circuit, valoarea ei trebuie să fie aproximativ de două ori mai mică decât la cazul anterior, deci aproape egală cu $\beta^{(0)} R_C$ (în aproximația $V_{alim}/2 \gg V_{BE}$).

Ne interesează acum ce se întâmplă cu valoarea curentului de colector la modificarea temperaturii. Din configurația circuitului obținem relația

$$V_{alim} - (1 + \beta)I_B R_C - I_B R_B - V_{BE} = 0 \quad (8.15)$$

care, cu aproximația de mai sus și $\beta + 1 \cong \beta$, conduce la

$$I_B \cong \frac{V_{alim}}{\beta R_C + R_B} \cong \frac{V_{alim}}{R_C(\beta + \beta^{(0)})} \quad (8.16)$$

De data aceasta, **tranzistorul nu mai este operat la curent de bază constant**; la creșterea factorului β se produce automat o scădere a curentului de bază, scădere care diminuează efectele acestei creșteri asupra curentului de colector. Acest tip de polarizare introduce o **reacție negativă**. Dacă exprimăm curentul de colector, obținem

$$I_C \cong \frac{\beta V_{alim}}{R_C(\beta + \beta^{(0)})} \cong 2I_C^{(0)} \frac{\beta}{\beta + \beta^{(0)}}.$$

În Fig. 8.14 am reprezentat dependența $I_C/I_C^{(0)} = f(\beta/\beta^{(0)})$ și pentru polarizarea colector-bază. Se observă îmbunătățirea adusă de polarizarea colector bază: la dublarea factorului β curentul de colector nu se mai dublează ci crește doar cu 30 %. Circuitul introduce complicații în ceea ce privește amplificarea variațiilor, astfel că este rar utilizat.

Să mai trecem odată în revistă graficele din figurile 8.6, 8.9 și 8.10. La toate am considerat aceeași variație de temperatură; cele mai mici modificări ale curentului de colector sunt cele din Fig. 8.6 b), unde **am menținut constant curentul de emitor**, sub 1 % pentru o încălzire de 75° C. Circuitul din Fig. 8.13 c) încearcă să se apropie de această situație. La prima vedere se pare că nu suntem pe calea cea bună, am legat o sursă ideală de tensiune în bază, or știm că menținând $V_{BE} = \text{const.}$ rezultatele sunt dezastruoase. A mai apărut, însă, și o rezistență în emitor, astfel încât putem scrie

$$E_B - V_{BE} - I_C R_E = 0 \quad (8.18)$$

(am utilizat faptul că $I_C \cong I_E$ deoarece curentul I_{CE0} este neglijabil). Valoarea necesară pentru tensiunea E_B se obține cu suficientă precizie cu relația $E_B \cong 0.6 \text{ V} + I_C^{(0)} R_E$.

Această aproximatie este, însă, insuficientă pentru a calcula variațiile datorate temperaturii. Vom utiliza, pentru acest scop metoda dreptei de sarcină aplicată caracteristicii de transfer $I_C = f(V_{BE})$, ca în Fig. 8.15 a). Putem acum să vedem ce se întâmplă la creșterea temperaturii cu un grad (desenul b). Reprezentăm în detaliu caracteristicile de la cele două temperaturi și urmărim deplasarea punctului de funcționare din M în N. Dacă admitem să pierdem pe rezistența R_E o tensiune mult mai mare decât 25 mV, dreapta de sarcină va fi foarte puțin înclinată în comparație cu caracteristica de transfer a tranzistorului. Cum distanța pe orizontală între cele două caracteristici este de 2 mV, avem valoarea variației curentului de colector $\Delta I_C \cong 2 \text{ mV}/R_E$.

Dacă dreapta de sarcină nu ar fi "suficient de orizontală", variația curentului de colector ar fi cu siguranță mai mică decât $2 \text{ mV}/R_E$ așa că această valoare reprezintă **cazul cel mai defavorabil**. Din acest motiv, în analiza stabilității termice la astfel de circuite, **variația curentului de colector** se calculează utilizând variația lui V_{BE} definită la **curent de colector constant**, o metodă care poate părea paradoxală.

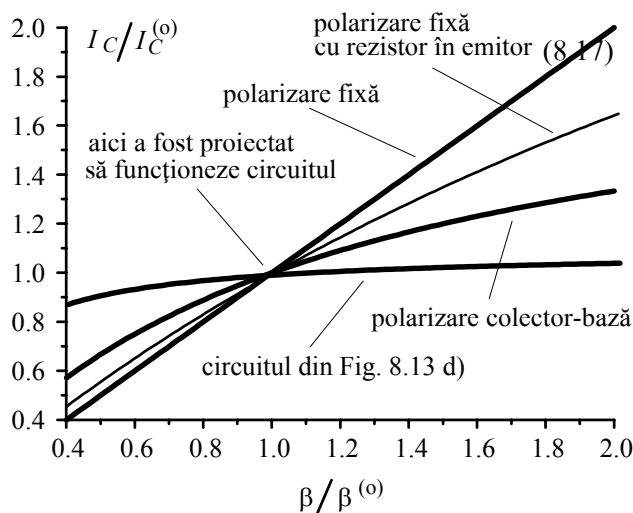


Fig. 8.14. Efectul modificării factorului β asupra curentului de colector pentru polarizare fixă, polarizare colector-bază, polarizare cu divizor rezistiv și rezistență în emitor (circuitul din Fig. 8.13 d) și polarizare fixă cu rezistor în emitor.

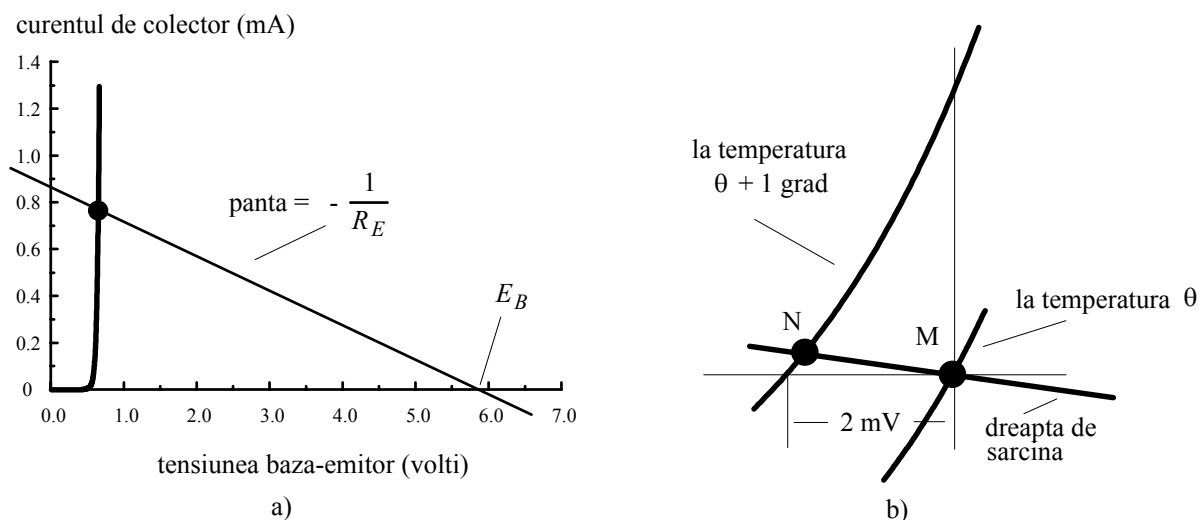


Fig. 8.15. Determinarea grafică a punctului de funcționare pentru circuitul din Fig. 8.13 c) (desenul a) și modificarea acestuia la o încălzire cu un grad (desenul b).

Pentru a vedea ce îmbunătățire aduce acest tip de polarizare, să calculăm variația relativă a curentului de colector la o variație de temperatură $\Delta \theta = 75^\circ\text{C}$, dacă acceptăm să pierdem pe rezistența R_E o tensiune $V_{R_E} = 2\text{ V}$. Tensiunea bază-emitor scade liniar cu temperatura, coborînd în total cu $|\Delta V_{BE}| = 2\text{ mV/grad} \cdot \Delta \theta = 150\text{ mV}$. Cum sursa de tensiune păstrează constant potențialul bazei, surplusul de tensiune de 150 mV se va regăsi pe rezistența din emitor, producînd o creștere a curentului de colector dată de legea lui Ohm $\Delta I_C = |\Delta V_{BE}| / R_E$. Pe de altă parte, curentul de colector inițial îndeplinea relația $V_{R_E} = I_C R_E$, de unde obținem

$$\frac{\Delta I_C}{I_C} = \frac{|\Delta V_{BE}|}{V_{R_E}} = \frac{0.15}{2} = 7.5\%. \quad (8.19)$$

O asemenea variație relativă, pentru o încălzire de 75°C , este acceptabilă în majoritatea aplicațiilor.

Putem formula o primă concluzie în legătură cu circuitul cu rezistență în emitor și sursă ideală de tensiune în bază:

Stabilitatea termică este cu atît mai bună cu cît acceptăm să pierdem o tensiune mai mare pe rezistența din emitor; 2 volți asigură o variație a curentului de colector de 1 la mie pe grad.

În practică, în locul sursei de tensiune ideale se utilizează un divizor rezistiv, ca în desenul d) al figurii, variantă numită în literatura de limbă română "autopolarizare". Dacă E_B este tensiunea Thevenin a divizorului iar R_B este rezistența sa echivalentă, în locul ecuației (8.18) avem acum

$$E_B - V_{BE} - I_C R_B / \beta - I_C R_E = 0 \quad (8.20)$$

Prezența termenului ce conține R_B produce acum o oarecare dependență a curentului de colector în raport cu factorul β , nedorită atît pentru stabilitatea termică cît și pentru predictibilitatea punctului de funcționare (factorul β nu este cunoscut cu precizie pentru fiecare exemplar de tranzistor). Din acest motiv, valorile

rezistențelor din divizor se aleg atât de mici încât divizorul să funcționeze practic neîncărcat, astfel încât în expresia $I_C(R_E + R_B/\beta)$ termenul al doilea să poată fi neglijat

$$R_B \leq \frac{\beta R_E}{10}. \quad (8.21)$$

Cu valoarea realistă $R_B = \beta^{(0)} R_E / 10$, dependența curentului de colector de factorul β devine

$$I_C = I_C^{(0)} \frac{1.1}{1 + 0.1 \beta^{(0)} / \beta}; \quad (8.22)$$

ea este reprezentată în Fig. 8. 14, unde se poate constata cât de insensibil a devenit acum curentul de colector la modificările factorului β : la o dublare a factorului β curentul de colector se modifică doar cu 5 %. Ținând cont de împrăștierea tehnologică a factorului β , această predictibilitate a punctului de funcționare este suficientă, tranzistoarele putînd fi montate **fără să li se măsoare individual acest factor**.

Am fi putut încerca introducerea rezistenței de emitor și în cazul circuitului cu polarizare simplă. Deoarece tensiunea Thevenin E_B nu mai poate fi acum aleasă, fiind egală cu cea de alimentare, nici valoarea rezistenței R_B nu mai este parametru liber. Cu valorile numerice considerate, la utilizarea divizorului rezistiv am ales-o să fie $R_B = \beta^{(0)} R_E / 10 = \beta^{(0)} \cdot 200 \Omega$. În cazul polarizării fixe ea nu poate fi decît $R_B = \beta^{(0)} \cdot 7.4 \text{ k}\Omega$; o asemenea valoare pentru această rezistență crește sensibilitatea curentului de colector în raport cu factorul β , așa cum dovedește graficul din Fig. 8.14. Putem formula, deci, o a doua concluzie în privința polarizării în prezența rezistenței din emitor:

Rezistența echivalentă a sursei cu care alimentăm baza trebuie să fie cât mai mică pentru a face curentul de colector insensibil la variațiile factorului β ; o valoare de $\beta^{(0)} R_E / 10$ este suficientă, producînd o creștere a lui I_C de numai 5 % la o dublare a lui β .

Analiza comparativă a circuitelor de polarizare, în cazul tranzistoarelor cu siliciu (**cele cu germaniu nu se mai utilizează**), a arătat că

cea mai bună stabilitate termică se obține prin polarizarea bazei de la un divizor rezistiv și introducerea unei rezistențe în emitor; tensiunea care cade pe rezistența din emitor trebuie să fie în jur de 1-2 V iar rezistența echivalentă a divizorului $\leq \beta R_E / 10$; acest circuit asigură și o bună predictibilitate a punctului de funcționare în condițiile în care valorile factorului β prezintă o împrăștiere tehnologică mare.

Probleme rezolvate

Problema 1.

Pentru menținerea constantă a temperaturii într-o incintă, la coborîrea temperaturii sub 60°C tranzistorul din Fig. 8.18 a) trebuie să intre în conducție și să anclanșeze releul electromagnetic montat în colectorul său. Releul se anclanșează sigur la un curent de 20 mA dar acest prag nu este perfect repetabil, putîndu-ne aștepta și la anclanșări la 10 mA. Ca senzor de temperatură avem de ales între trei termistori NTC care au la 20°C rezistențele de $1\text{k}\Omega$, $10\text{k}\Omega$ și, respectiv, $100\text{k}\Omega$.

- Să se proiecteze un circuit de polarizare al tranzistorului care să asigure funcția solicitată.
- Să se estimeze imprecizia de temperatură provocată de variația pragului de anclanșare al releului.

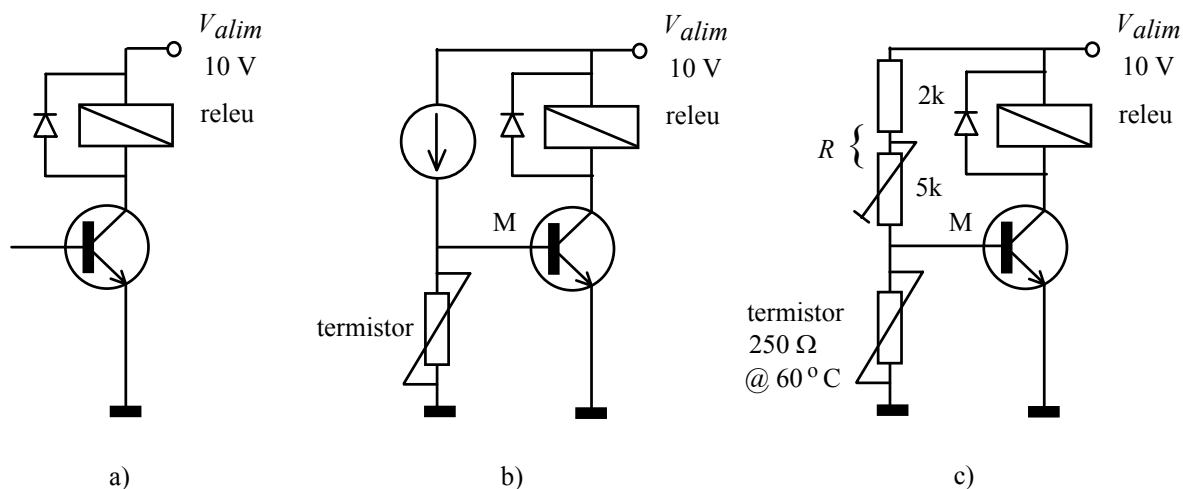


Fig. 8.18.

Rezolvare

a) Avem la dispoziție un senzor de temperatură a cărui informație de ieșire este rezistența. Pe de altă parte, tranzistorul poate fi deschis prin controlul **tensiunii** bază-emitor. Va trebui să convertim informația de rezistență într-o informație de tensiune; în plus, această tensiune trebuie să crească la scăderea temperaturii. Cea mai simplă soluție de principiu este trimiterea prin termistor a unui curent constant de la o sursă de curent, ca în Fig. 8.18 b): la scăderea temperaturii rezistența termistorului crește cu aproximativ 4 % pe grad și același lucru îl face și potențialul în punctul M. Realizarea unei surse de curent implică, însă, utilizarea unui alt tranzistor și a câtorva rezistențe, așa că încercăm o soluție mai simplă, cu un divizor rezistiv (desenul c al figurii). Notînd cu R_T rezistența termistorului, potențialul bazei tranzistorului (punctul M) este

$$V_B = V_{alim} \frac{R_T}{R + R_T} \quad (8.24)$$

acesta modificîndu-se la variația cu ΔR_T a rezistenței termistorului cu

$$\Delta V_B \cong V_{alim} \frac{R}{(R + R_T)^2} \Delta R_T. \quad (8.25)$$

Avem de ales termistorul și valoarea rezistenței R . Cum la 60°C tranzistorul trebuie să fie deschis, potențialul punctului M trebuie să fie de aproximativ 0.6 V. Cu această condiție, din relația (8.24) găsim raportul necesar între rezistența R și rezistența $R_T^{(60^\circ)}$ a termistorului

$$\frac{R}{R_T^{(60^\circ)}} = \frac{V_{alim}}{0.6 \text{ V}} - 1 \cong 16 \quad (8.26)$$

Curentul prin divizor va trebui să fie de cel puțin 10 ori mai mare decât curentul de bază. Acesta din urmă e de $20 \text{ mA}/\beta \cong 0.2 \text{ mA}$ (am mizat pe un factor β de cel puțin 100, realist pentru un tranzistor de mică putere). Cu această condiție găsim

$$17 \cdot R_T^{(60^\circ)} \leq \frac{10 \text{ V}}{2 \text{ mA}} \Rightarrow R_T^{(60^\circ)} \leq 290 \Omega. \quad (8.27)$$

Cunoaștem rezistențele termistorilor la 20°C. Cum rezistența se înjumătățește la o încălzire de 15-20 grade, la 60°C rezistența ajunge cam la un sfert din cea de la 20°C. Termistorii vor avea, deci, la 60°C rezistențele de 250 Ω , 2.5 k Ω și, respectiv, 25 k Ω . Numai primul îndeplinește condiția (8.27), este cel care are 1 k Ω la 20°C. Din $R_T^{(60^\circ)} = 250 \Omega$ rezultă valoarea necesară pentru rezistența R

$$R = 16 \cdot R_T^{(60^\circ)} \cong 4 \text{ k}\Omega.$$

Această estimare este una grosolană pentru că nu avem parametrul B al termistorului; din acest motiv vom monta un rezistor ajustabil de 5 k Ω în serie cu unul fix de 2 k Ω care să permită variația lui R între 2 și 7 k Ω și îl vom regla fin astfel încât releul să se anclanșeze la coborîrea sub 60°C.

Observație: am ales termistorul cu rezistența cea mai mică, fiind obligați de valoarea necesară a curentului de colector; aceasta este o soluție proastă din punctul de vedere al autoîncălzirii termistorului dar nu poate fi evitată decât prin introducerea unui alt tranzistor care să crească amplificarea în curent.

b) Pragul de anclanșare este împrăștiat în intervalul 10-20 mA. O dublare a curentului de colector se efectuează, după cum știm din dependența exponențială $I_C = f(V_{BE})$, la o variație a tensiunii bază-emitor de 18 mV. Imprecizia de anclanșare a releului este echivalentă, deci, cu o imprecizie a potențialului bazei egală cu 18 mV. Pe de altă parte, dacă utilizăm relația (8.25) putem calcula, pentru circuitul proiectat de noi, variația potențialului bazei determinată de o variație de 1°C

$$\begin{aligned} \Delta V_B &= V_{alim} \frac{R}{(R + R_T)^2} \Delta R_T = V_{alim} \frac{R R_T}{(R + R_T)^2} \frac{\Delta R_T}{R_T} = \\ &= V_{alim} \frac{R/R_T}{(R/R_T + 1)^2} \frac{\Delta R_T}{R_T} = 10 \text{ V} \cdot \frac{16}{17^2} \cdot \frac{4}{100} \cong 22 \text{ mV} \end{aligned}$$

Imprecizia datorată releului este echivalentă, deci, cu aproape un grad.

Problema 2.

a) Să se modifice circuitul proiectat la problema precedentă (fără introducerea altui tranzistor) astfel încât această imprecizie să fie redusă de câteva ori; se poate mări, pentru aceasta, tensiunea de alimentare la 15 V.

b) În Fig. 8.19 aveți un circuit care realizează aceeași funcție ca cel de la punctul precedent. Încercați să explicați funcționarea sa și să arătați avantajele aduse.

Rezolvare

a) Asupra impreciziei de 18 mV în tensiunea necesară pentru anclansarea releului nu putem face nimic. Putem îmbunătăți însă

sensibilitatea conversiei temperatură-tensiune; conform relației (8.25), aceasta este $\frac{R}{(R + R_T)^2}$ și ajunge la

un maxim dacă $R = R_T^{(60^\circ)}$. Aceasta înseamnă însă că potențialul punctului M nu va mai fi de 0.6 V ci se va duce pe la jumătatea tensiunii de alimentare. Aceasta este și ideea de bază, să nu mai comparăm două tensiuni de 0.6 V ci două tensiuni de aproape zece ori mai mari. Pentru aceasta nu vom mai ține potențialul emitorului la masă ci îl vom aduce la 5 V cu o rezistență și o diodă Zener (ne păstrăm 10 V pentru anclansarea releului), ca în Fig. 8.20. Rezistența de $1k\Omega$ asigură un curent prin dioda Zener de cel puțin 10 mA, necesar pentru a funcționa ca stabilizatoare de tensiune.

Pentru deschiderea tranzistorului, este necesar acum ca potențialul bazei să urce la 5.7 V; astfel, raportul între rezistența R și rezistența $R_T^{(60^\circ)}$ a termistorului este

$$\frac{R}{R_T^{(60^\circ)}} = \frac{V_{alim}}{5.7 \text{ V}} - 1 \cong 1.7.$$

În aceste condiții, variația potențialului punctului M la o încălzire de un grad se obține ca

$$\begin{aligned} \Delta V_M &= V_{alim} \frac{R}{(R + R_T)^2} \Delta R_T = \\ &= 15 \text{ V} \cdot \frac{1.7}{2.7^2} \cdot \frac{4}{100} \cong 140 \text{ mV} \end{aligned}$$

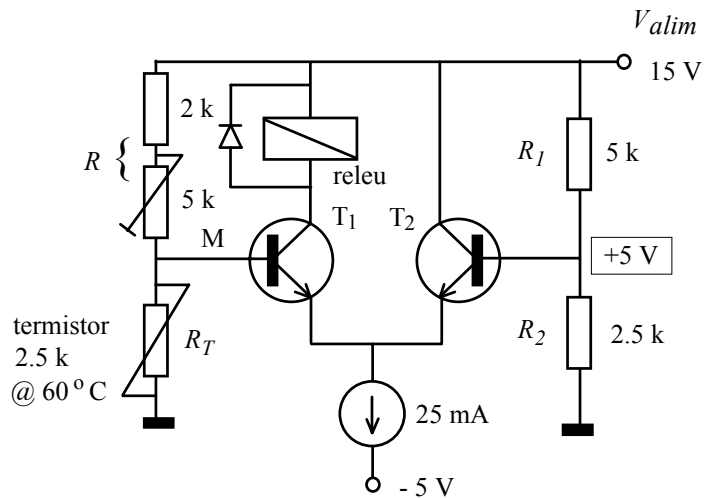


Fig. 8.19.

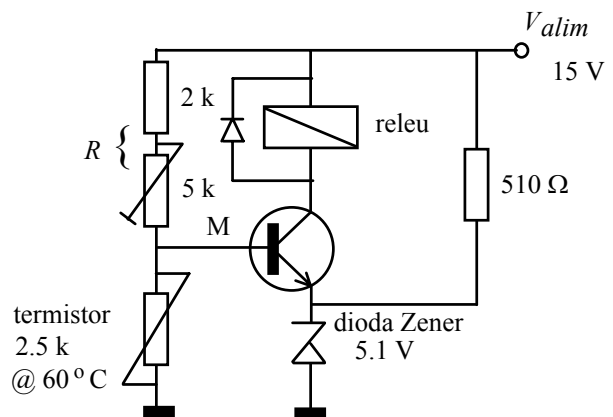


Fig. 8.20.

de șase ori mai mare decât în cazul circuitului proiectat la problema precedentă. Astfel, imprecizia de 18 mV datorată releului este echivalentă acum cu numai 0.13 grade.

Modificarea punctului unde se produce comparația determină și modificarea rezistenței termistorului. Va trebui să alegem acum termistorul care avea 10 k Ω la 20°C. Disipația de putere pe termistor va fi însă mai mare decât în cazul precedent, tensiunea pe termistor crescând iar curentul rămânând constant.

b) În circuitul din Fig. 8.19 comparația se efectuează tot între două tensiuni de aproximativ 5 V, divizorul ce conține termistorul fiind de fapt identic cu cel proiectat la punctul a). Când potențialele bazelor sunt riguros egale, curenții de colector ai celor două tranzistoare vor fi egali. Creșterea potențialului bazei 1 va determina deschiderea tranzistorului T₁ și blocarea tranzistorului T₂ deoarece suma curenților de colector rămîne constantă datorită sursei de curent. Astfel, releul va fi anclanșat la creșterea potențialului punctului M, la fel ca la circuitul de la punctul precedent.

Acel circuit avea o dificultate pe care nu am discutat-o, deoarece nu era foarte mare: scăderea cu 2m V pe grad a tensiunii de deschidere a tranzistorului și, de, asemenea, variația cu temperatura a tensiunii furnizate de dioda Zener (un coeficient de temperatura de 300 ppm/grad produce o variație de 1.5 mV pe grad). Circuitul pe care trebuie să-l analizăm elimină primul inconvenient, deoarece este sensibil la **diferența** între tensiunile bază-emitor ale tranzistoarelor iar aceste tensiuni **scad împreună** cu 2 mV pe grad.

Polarizarea bazei tranzistorului T₂ cu un divizor rezistiv diminuează considerabil și efectele datorate variației tensiunii de alimentare, deoarece aceste variații, afectează aproape identic potențialele ambelor baze; cum circuitul este sensibil numai la diferența între aceste potențiale, efectele lor se anulează reciproc.

Dacă privim cu atenție schema circuitului, recunoaștem un **circuit în punte** (rezistențele R , R_T , R_1 și R_2), dezechilibrul punții fiind sesizat de un **etaj diferențial** cu tranzistoare (numit așa deoarece amplifică practic numai diferența între potențialele intrărilor). Etajul diferențial este atât de important în aplicații încît îi vom dedica, mai tîrziu, un capitol special.

Probleme propuse

P 8.1. La încălzirea de la 20°C la 40°C rezistența unui termistor scade de 2.2 ori. Calculați parametrul B al acestui termistor.

P 8.2. La 25°C, termistorul din problema precedentă are rezistența egală cu 15.3 kΩ. Scrieți expresia rezistenței sale în funcție de temperatură. Care este valoarea rezistenței la 80°C ?

P 8.3. Circuitul din Fig. 8.21 este utilizat pentru măsurarea temperaturii. La 20°C tensiunea pe diodă este de 0.653 V.

a) Cât va fi această tensiune la 80°C ? Indicație: presupuneți curentul constant.

b) Luați în considerație variația calculată a tensiunii pe diodă și determinați cu câte procente s-a modificat curentul. Era justificată presupunerea de la punctul precedent ?

P 8.4. Avem un termistor care are rezistența de 15 kΩ la 20°C și vrem să convertim în informație de tensiune variații mici ale temperaturii în jurul valorii de 40°C. Trebuie să realizăm, pentru aceasta, un divizor alimentat de la tensiunea continuă de 10 V, ca în Fig. 8.22.

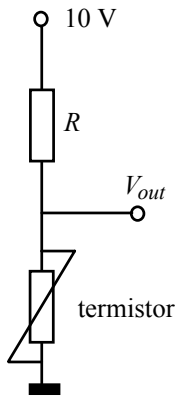


Fig. 8.22.

a) Ce valoare aproximativă a rezistenței va avea termistorul la 40°C ?

b) Cât trebuie să fie valoarea rezistenței R astfel încât sensibilitatea conversiei temperatură-tensiune (în jurul valorii de 40°C) la să fie maximă ?

c) Cât va fi în aceste condiții $\Delta U/\Delta T$ în jurul temperaturii de 40°C ?

d) Câte cifre trebuie să aibă voltmetrul digital cu care se măsoară tensiunea pentru a se putea pune în evidență o variație de 0.001°C ?

P 8.5.

a) Proiectați sursa de curent din Fig. 8.23 astfel încât să debiteze un curent de 1 mA și să aibă o stabilitate termică satisfăcătoare (utilizați rezultatele analizei făcute asupra circuitelor de polarizare).

b) Estimați efectul variației cu 10°C asupra curentului furnizat de sursă (luați în considerație numai contribuția modificării tensiunii bază-emitor).

P 8.6. Utilizați proiectarea de la problema precedentă pentru a obține un amplificator cu emitor comun. Pentru aceasta, înlocuiți sarcina cu o rezistență R_C , astfel încât potențialul colectorului să fie 6 V. Cu cât se modifică acest potențial la o încălzire de 8°C ?

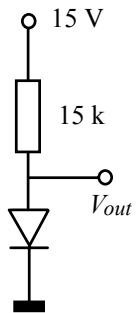


Fig. 8.21.

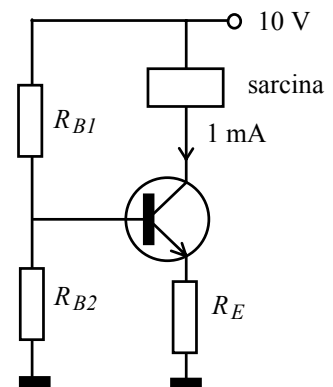


Fig. 8.23.