
Capitolul II

ETAJE TIPICE DIN STRUCTURA UNUI CIA

Între circuitele cu componente discrete și cele integrate există o serie de deosebiri dictate de specificul tehnologiei de realizare a circuitelor integrate.

Costul unui circuit integrat este în general proporțional cu aria ocupată. Deci cele mai ieftine componente integrate sunt cele care consumă cât mai puțină arie, pe primul loc din acest punct de vedere plasându-se tranzistoarele.

Valoarea maximă a rezistoarelor este limitată de aria consumată și de capacitatea parazită față de substrat. Din această cauză, rezistoarele de valoare ridicată sunt realizate uzual sub formă de rezistență dinamică a unui circuit activ tranzistorizat. Ca urmare, un circuit integrat se apropie de structura optimă cu cât conține mai puține rezistențe și mai multe componente active.

Condensatoarele necesită, de asemenea, consum mare de arie. Din acest motiv nu pot fi realizate condensatoare de valoare mare și nici în număr mare. Deci nu se poate adopta cuplajul prin condensator între etaje, fiind obligatoriu cuplajul direct, în curent continuu, care însă necesită deplasări de nivel.

Spre deosebire de rezistoare și condensatoare, inductoarele nu pot fi realizate integrat, prin urmare circuitul nu trebuie să includă inductoare.

Gabaritul unui circuit integrat fiind comparabil cu al unui tranzistor de putere medie, puterea disipată de circuitul integrat rezultă comparabilă cu a unui astfel de tranzistor. Prin urmare, tranzistoarele din componente circuitului integrat trebuie să lucreze la curenți mici, să aibă rezistențe de sarcină de valoare ridicată, condiții care atrag după sine reducerea frecvenței de tăiere.

Cu toate acestea, circuitele integrate prezintă performanțe și avantaje net superioare circuitelor cu componente discrete. Tehnologia circuitelor integrate permite optimizarea geometriei fiecărei componente în parte pentru a se obține performanțele dorite. Poate fi integrat un număr mare și variat de componente, poate fi realizată o foarte bună împerechere a componentelor active și pasive și un cuplaj termic foarte intim. Integrarea permite realizarea tranzistoarelor multielectrod (multiemitor, multicolector etc.), soluție cu multiple avantaje.

II.1. SURSE DE CURENT

Sursele de curent realizate cu tranzistoare sunt utilizate pe scară largă în structura CIA, pentru polarizarea unor etaje ale circuitului, ca sarcini de impedanță mare, pentru deplasarea nivelului de curent continuu între etaje etc.

Sursele de curent din structura circuitelor integrate, spre deosebire de circuitele cu componente discrete, prezintă o serie de particularități specifice. De regulă sunt realizate după scheme mai complexe, cu un număr mai mare de tranzistoare, în vederea reducerii numărului și valorilor rezistențelor.

II.1.1. SURSĂ DE CURENT SIMPLĂ

Cea mai simplă sursă de curent poate fi realizată cu două tranzistoare și o rezistență, conform Fig.II.11. Tranzistorul Q_1 fiind conectat ca diodă, are tensiunea colector-bază zero, deci încă funcționează în regiunea activă.

Pentru simplificarea problemei, se consideră pentru început că cele două tranzistoare sunt identice și se neglijează efectul Early (dependența curentului de colector de tensiunea colector-emitor). În aceste condiții, având aceeași tensiune bază-emitor, curenții de bază ai celor două tranzistoare sunt egali:

$$i_{B1} = i_{B2} = i_B \quad (II.20)$$

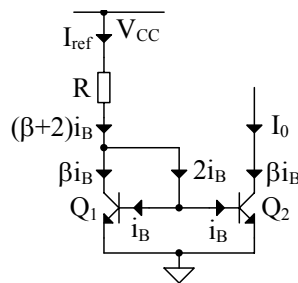


Fig.II.11. Sursă de curent simplă.

Având în vedere semnificația lui β (factor de amplificare în curent, egal cu raportul dintre curentul de colector și cel de bază), se poate scrie:

$$\begin{aligned} I_0 &= i_{C2} = \beta i_B \\ I_{ref} &= i_{C1} + 2i_B = (\beta + 2)i_B \end{aligned} \quad (II.21)$$

Din (II.21) se poate determina factorul de transfer în curent, dat de raportul dintre curentul de ieșire, I_0 și cel de referință, I_{ref} :

$$\frac{I_0}{I_{\text{ref}}} = \frac{\beta}{\beta + 2} = \frac{1}{1 + 2/\beta}, \quad (\text{II.22})$$

unde:

$$I_{\text{ref}} = \frac{V_{\text{CC}} - V_{\text{BE}}}{R}. \quad (\text{II.23})$$

Din (II.22) se observă că cei doi curenți nu sunt riguros egali. Dacă β este suficient de mare (> 100), cei doi curenți pot fi considerați aproximativ egali, motiv pentru care circuitul mai este denumit și *oglină de curent*.

Inițial a fost neglijat efectul Early, adică s-a considerat curentul de colector independent de tensiunea colector-emitor. În realitate, curentul de colector variază proporțional cu tensiunea colector-emitor, conform relației:

$$i_{\text{C}} = I_{\text{S}} \left[\exp\left(\frac{v_{\text{BE}}}{V_{\text{T}}}\right) \right] \left(1 + \frac{v_{\text{CE}}}{V_{\text{A}}} \right). \quad (\text{II.24})$$

unde I_{S} este curentul de saturație proporțional cu aria joncțiunii bază-emitor, cu valoarea tipică de 10^{-15} A, V_{T} – tensiunea termică ($V_{\text{T}} = kT/q \cong 26$ mV la 300 K), V_{A} – tensiunea Early cu valoarea tipică 130 V, v_{BE} și v_{CE} – tensiunile bază-emitor și respectiv colector-emitor. În acest caz, considerând β suficient de mare pentru ca efectul lui să fie neglijabil, raportul celor doi curenți devine:

$$\frac{I_0}{I_{\text{ref}}} = \frac{i_{\text{C2}}}{i_{\text{C1}}} = \frac{1 + \frac{v_{\text{CE2}}}{V_{\text{A}}}}{1 + \frac{v_{\text{CE1}}}{V_{\text{A}}}} = \frac{1 + \frac{30}{130}}{1 + \frac{0,6}{130}} \cong 1,225, \quad (\text{II.25})$$

unde s-a considerat $v_{\text{CE2}} = 30$ V și $v_{\text{CE1}} = 0,6$ V. Deci o variație a tensiunii de ieșire de 30 V produce o variație a curentului de ieșire, implicit a raportului celor doi curenți de 22,5%, efect net mai semnificativ decât cel al lui β (0,2%).

Sursele de curent cu tranzistoare pot fi caracterizate printr-un curent de ieșire și o rezistență de ieșire, conform circuitului echivalent Norton (pct.I.3.7). Dependența curentului de ieșire de tensiunea de ieșire denotă existența unei rezistențe de ieșire de valoare finită. Pentru sursa de curent simplă valoarea rezistenței de ieșire poate fi determinată cu o bună aproximare utilizând relația:

$$R_0 = r_{02} \cong \frac{V_{\text{A}}}{I_0}, \quad (\text{II.26})$$

unde r_{02} este rezistența de ieșire a tranzistorului Q_2 . De exemplu, pentru un curent de ieșire de 1 mA, rezultă o rezistență de ieșire $R_0 = 130/10^{-3} = 130 \text{ k}\Omega$. În acest caz, o variație de tensiune de 30 V, cât s-a considerat în (II.28), va produce o variație de curent de $30/130 \times 10^{-3} \cong 0,23 \text{ mA}$, adică de 23%, rezultat foarte apropiat de valoarea 22,5%, obținută cu (II.25).

II.1.2. SURSĂ SIMPLĂ CU CÂȘTIG ÎN CURENT

Pentru o împerechere superioară între cei doi curenți se poate utiliza sursa cu câștig în curent, conform Fig.1.12. În acest caz, se pot scrie:

$$\begin{aligned} I_0 &= i_{C2} = \beta i_B \\ I_{\text{ref}} &= i_{C1} + i_{B3} = \beta i_B + \frac{2i_B}{\beta + 1}, \end{aligned} \quad (\text{II.27})$$

de unde rezultă expresia raportului dintre cei doi curenți:

$$\frac{I_0}{I_{\text{ref}}} = \frac{\beta}{\beta + \frac{2}{\beta + 1}} = \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta(\beta + 1)}} \cong \frac{1}{1 + \frac{2}{\beta^2}} \quad (\text{II.28})$$

unde:

$$I_{\text{ref}} = \frac{V_{CC} - 2V_{BE}}{R}. \quad (\text{II.29})$$

Din (II.22) și (II.28) se observă că, dacă în cazul sursei simple eroarea era de $2/\beta$, în cazul celei cu câștig în curent eroarea este de $2/\beta^2$. De exemplu, dacă se consideră $\beta = 100$, în primul caz diferența dintre cei doi curenți este de 2%, iar în al doilea caz este de 0,02%, cu totul neglijabilă.

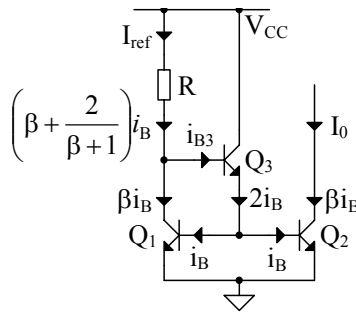


Fig.II.12. Sursă simplă cu câștig în curent.

II.1.3. SURSE DE CURENT CU TRANZISTOARE PNP

Sursele de curent prezentate mai sus pot fi realizate și pentru curenți de sens contrar, dacă tranzistoarele npn se înlocuiesc cu pnp, conform Fig.II.13.

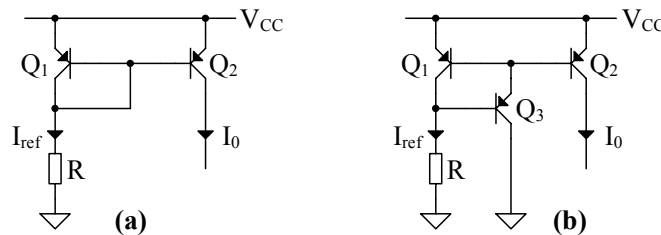


Fig.II.13. Surse de curent cu tranzistoare pnp:
(a) – sursă simplă; (b) – sursă simplă cu câștig în curent.

II.1.4. SURSĂ DE CURENT STANDARD

Sursele prezentate mai sus generează un curent de ieșire aproximativ egal cu cel de referință cu condiția ca tranzistoarele să fie identice. Dar această condiție nu are caracter absolut. Se pot utiliza și tranzistoare cu arii diferite ale joncțiunilor bază-emitor, raportul dintre curenții de saturație fiind egal cu cel dintre ariile joncțiunilor. Neglijând efectul Early, (II.27) conduce la:

$$I_0 = i_{C2} = I_{S2} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right) \quad (II.30)$$

$$I_{ref} = i_{C1} = I_{S1} \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right),$$

de unde se poate calcula raportul celor doi curenți:

$$\frac{I_0}{I_{ref}} = \frac{i_{C2}}{i_{C1}} = \frac{I_{S2}}{I_{S1}} = \frac{A_2}{A_1} = n, \quad (II.31)$$

unde A_1 și A_2 reprezintă ariile joncțiunilor bază-emitor, iar n – raportul lor.

Raportul n poate fi subunitar sau supraunitar. Prin urmare este posibil de obținut curenți de ieșire de valori diferite dintr-un curent de referință constant. Dar această soluție nu dă rezultate optime pentru $n > 5 \dots 8$. Din acest motiv, pentru $n > 5 \dots 8$, este preferabilă sursa standard de curent conform Fig.II.14.

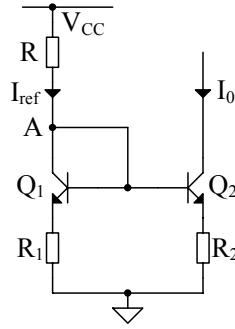


Fig.II.14. Sursă de curent standard.

Neglijând curenții de bază ai tranzistoarelor și efectul Early și scriind teorema lui Kirchhoff pe ochiul care conține rezistențele R_1 și R_2 , se obține:

$$V_{BE1} + R_1 I_{ref} = V_{BE2} + R_2 I_0, \quad (II.32)$$

de unde se poate explicita expresia curentului de ieșire:

$$I_0 = \frac{1}{R_2} (R_1 I_{ref} + V_{BE1} - V_{BE2}). \quad (II.33)$$

Diferența de tensiune bază-emitor se poate determina plecând de la relațiile:

$$\begin{aligned} I_0 = i_{C2} = I_{S2} \exp\left(\frac{v_{BE2}}{V_T}\right) &\Rightarrow v_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_0}{I_{S2}}\right) \\ I_{ref} = i_{C1} = I_{S1} \exp\left(\frac{v_{BE1}}{V_T}\right) &\Rightarrow v_{BE1} = V_T \ln\left(\frac{I_{ref}}{I_{S1}}\right) \end{aligned} \quad (II.34)$$

pe baza cărora rezultă:

$$\Delta V_{BE} = V_{BE1} - V_{BE2} = V_T \ln\left(\frac{I_{ref} I_{S2}}{I_0 I_{S1}}\right). \quad (II.35)$$

Având în vedere (II.33) și (II.35), se poate calcula raportul celor doi curenți:

$$\frac{I_0}{I_{ref}} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{\Delta V_{BE}}{R_2 I_{ref}} = \frac{R_1}{R_2} + \frac{V_T}{R_2 I_{ref}} \ln\left(\frac{I_{ref} I_{S2}}{I_0 I_{S1}}\right), \quad (II.36)$$

unde valoarea curentului de referință poate fi calculată cu relația:

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R + R_1}. \quad (II.37)$$

Din (II.36) se observă că pentru a determina raportul celor doi curenți

trebuie rezolvată ecuația transcendențială respectivă. Dar, având în vedere că $\Delta V_{BE} = 10 \dots 150 \text{ mV}$ pentru $I_0/I_{ref} \leq 100$, dacă este îndeplinită condiția:

$$R_2 I_{ref} \gg \Delta V_{BE} \quad (\text{II.38})$$

(II.36) devine:

$$I_0 \cong \frac{R_1}{R_2} I_{ref}. \quad (\text{II.39})$$

În concluzie, dacă este îndeplinită condiția (II.38), adică dacă căderile de tensiune pe rezistențele R_1 , R_2 sunt suficient de mari, raportul celor doi curenți va depinde în principal de raportul rezistențelor, deci dependența de raportul ariilor celor două joncțiuni bază-emitor va fi neesențială.

Dacă $R_1 = R_2$, rezultă $I_0 = I_{ref}$, obținându-se o oglindă de curent, fără a mai fi necesară o împerechere riguroasă a celor două tranzistoare.

Particularitățile sursei standard, comparativ cu cea simplă, sunt efectul reacției negative introduse prin rezistența R_2 . Tot ca efect al reacției negative este de așteptat ca rezistența de ieșire a sursei standard să fie mai mare decât a celei simple. Aceasta poate fi calculată pe baza schemei echivalente de semnal mic din Fig.II.15, unde s-a neglijat rezistența dinamică a tranzistorului Q_1 conectat ca diodă ($r_d \cong V_T/I_{ref} \cong 0$) și rezistența r_{μ} a tranzistorului Q_2 ($r_{\mu 2} = \infty$).

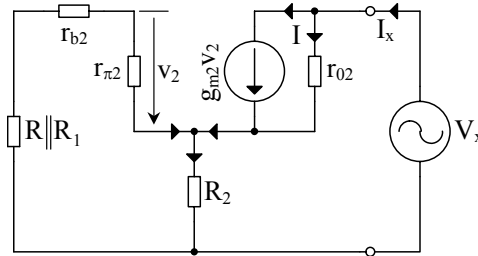


Fig.II.15. Circuitul echivalent de semnal mic al sursei standard de curent.

Pentru circuitul din Fig.II.15 pot fi scrise legile lui Kirchhoff:

$$\begin{aligned} V_x &= r_{o2} \left(I_x - g_{m2} v_2 \right) + R_2 \left(I_x + \frac{v_2}{r_{\pi 2}} \right) \\ R_2 \left(I_x + \frac{v_2}{r_{\pi 2}} \right) + \frac{v_2}{r_{\pi 2}} \left(R || R_1 + r_{b2} + r_{\pi 2} \right) &= 0 \end{aligned} \quad (\text{II.40})$$

care, ordonate după termenii V_x , I_x și v_2 capătă forma:

$$V_x = I_x (r_{02} + R_2) + v_2 \left(\frac{R_2}{r_{\pi 2}} - g_{m2} r_{02} \right), \quad (II.41)$$

$$R_2 I_x + \frac{v_2}{r_{\pi 2}} (R_2 + R \| R_1 + r_{b2} + r_{\pi 2}) = 0$$

Eliminând termenul v_2 între cele două ecuații și ordonând expresia, se obține:

$$R_0 = \frac{V_x}{I_x} = r_{02} \left(1 + \frac{g_{m2} r_{\pi 2} R_2}{R_2 + R \| R_1 + r_{b2} + r_{\pi 2}} \right) + R_2 \| (R \| R_1 + r_{b2} + r_{\pi 2}). \quad (II.42)$$

Având în vedere că $g_{m2} r_{\pi 2} = \beta$ și că ultimul termen este neglijabil, rezultă:

$$R_0 = \frac{V_x}{I_x} \cong r_{02} \left(1 + \frac{\beta R_2}{R_2 + R \| R_1 + r_{b2} + r_{\pi 2}} \right). \quad (II.43)$$

Comparând (II.43) cu (II.29), se observă că rezistența de ieșire a sursei de curent standard este superioară celei a sursei simple, datorită reacției prin R_2 .

II.1.5. SURSĂ DE CURENT WIDLAR

Obținerea unor curenți de ordinul microamperilor, necesari pentru polarizarea circuitelor integrate analogice, implică utilizarea unor rezistențe de valoare ridicată (ordinul sutelor de ohmi) în structura ambelor surse de curent analizate, simplă și standard. Evitarea acestui inconvenient și obținerea unor curenți de valoare redusă, utilizând rezistențe cu valori moderate, se poate realiza prin modificarea sursei de curent standard, conform Fig.II.16. Noua configurație de circuit poartă denumirea de sursă de curent Widlar, care după cum se observă nu este altceva decât cazul limită cu $R_1 = 0$ al sursei standard.

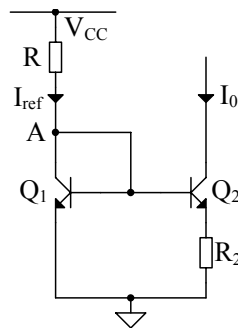


Fig.II.16. Sursă de curent Widlar.

Pentru calculul factorului de transfer în curent și al rezistenței de ieșire se consideră în (II.36) și (II.43) tranzistoarele identice ($I_{S1} = I_{S2}$) și $R_1 = 0$:

$$\frac{I_0}{I_{\text{ref}}} = \frac{V_T}{R_2 I_{\text{ref}}} \ln\left(\frac{I_{\text{ref}}}{I_0}\right) \quad \text{respectiv} \quad I_0 = \frac{V_T}{R_2} \ln\left(\frac{I_{\text{ref}}}{I_0}\right); \quad (\text{II.44})$$

$$R_0 = \frac{V_x}{I_x} \cong r_{02} \left(1 + \frac{\beta R_2}{R_2 + r_{x2} + r_{\pi 2}}\right). \quad (\text{II.45})$$

II.1.6. SURSE DE CURENT WILSON ȘI CASCODĂ

Sursele de curent Wilson și cascodă răspund la două deziderate majore și anume, asigură o rezistență de ieșire comparabilă cu sursa standard (II.1.4), dar fără a mări numărul de rezistență față de sursa de curent simplă (II.1.1).

Schemele de principiu ale celor două surse de curent sunt prezentate în Fig.II.17, de unde se poate observa că ambele circuite conțin numai câte o rezistență, la fel ca sursa de curent simplă (Fig.II.11). Sursa Wilson conține în plus un tranzistor, deci are aceeași complexitate cu sursa de curent cu câștig în curent (Fig.II.12), iar sursa cascodă conține două tranzistoare în plus.

Având tranzistoare amplificatoare de curent, Q_3 la sursa Wilson și Q_4 la cascodă, dependența factorului de transfer în curent de β este comparabilă cu cea din cazul sursei simple cu câștig în curent, eroarea fiind de ordinul β^{-2} .

Calculând rezistența de ieșire, se poate constata ca valoarea acesteia este de același ordin de mărime ca în cazul sursei de curent standard.

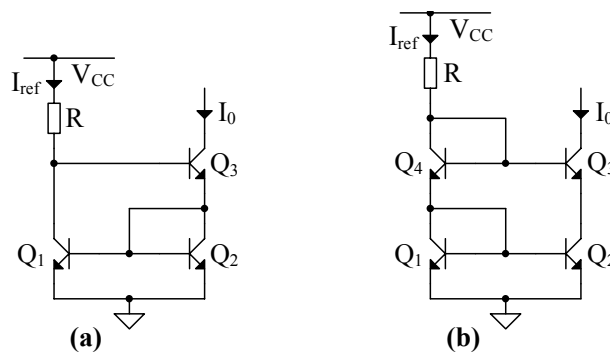


Fig.II.17. Surse de curent Wilson și cascodă:
(a) – sursa Wilson; (b) – sursa cascodă.

II.1.7. SURSE DE CURENT CU IEȘIRI MULTIPLE

Sursele de curent cu ieșiri multiple reprezintă soluția optimă pentru polarizarea mai multor etaje ale unui circuit integrat. Schema unei surse multiple este reprezentată în Fig.II.18, observându-se că sursa de bază este o combinație între sursa simplă cu câștig în curent și sursa standard. Tranzistorul Q_1 , fiind amplificator de curent, asigură curenții de bază pentru tranzistoarele finale, iar rezistențele din emitoare asigură ponderarea curenților de ieșire.

Dacă ariile de emitor ale tranzistoarelor $Q_2 \dots Q_6$ sunt proporționale cu curenții de emitor, joncțiunile bază-emitor vor lucra la aceeași densitate de curent, deci tensiunile bază-emitor vor fi egale, aspect care rezultă din (II.30) și (II.31). Apoi, dacă se neglijează și curenții de bază, pot fi scrise relațiile:

$$\begin{aligned} V_{BE2} + R_2 I_{ref} = V_{BE3} + R_3 I_3 = V_{BE4} + R_4 I_4 = V_{BE5} + R_5 I_5 = V_{BE6} + R_6 I_6 \\ V_{BE2} = V_{BE3} = V_{BE4} = V_{BE5} = V_{BE6} \Rightarrow R_2 I_{ref} = R_3 I_3 = R_4 I_4 = R_5 I_5 = R_6 I_6 \end{aligned} \quad (II.46)$$

de unde se pot dimensiona rezistențele care să asigure curenții de ieșire doriți:

$$R_3 = \frac{R_2 I_{ref}}{I_3}; \quad R_4 = \frac{R_2 I_{ref}}{I_4}; \quad R_5 = \frac{R_2 I_{ref}}{I_5}; \quad R_6 = \frac{R_2 I_{ref}}{I_6}. \quad (II.47)$$

În analiza de mai sus s-a considerat cazul în care tranzistoarele au aria de emitor ponderată proporțional cu curenții de colector. Dar după cum rezultă de la pct.II.1.2 (sursa standard), ponderarea curenților se poate obține și în cazul tranzistoarelor identice sau chiar mai mult, este posibil ca ponderarea să fie independentă de gradul de împerechere, dacă căderea de tensiune pe rezistențele din emitor este suficient de mare, astfel încât să fie valabile (II.38), (II.39). Deci, în principiu, poate fi utilizată oricare din cele două soluții.

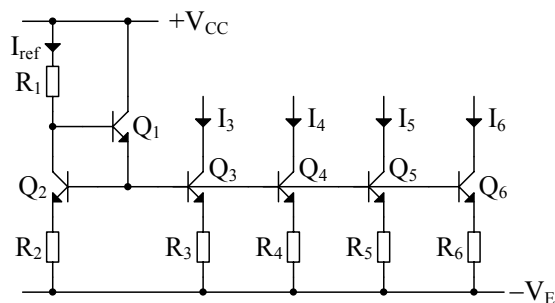


Fig.II.18. Sursă de curent cu ieșiri multiple.

II.1.8. SURSE DE CURENT CA SARCINI ACTIVE

Amplificarea în tensiune a unui etaj cu tranzistoare este proporțională cu rezistența de sarcină. Pe de altă parte, o condiție importantă privind amplificatoarele cu reacție negativă este asigurarea unei amplificări în buclă deschisă cât mai mare, cu un număr de etaje de amplificare cât mai mic. Iar acest obiectiv nu poate fi îndeplinit decât prin utilizarea unor rezistențe de sarcină de valoare ridicată, intrând astfel în contradicție cu consumul de arie.

Singura soluție viabilă a problemei de mai sus o reprezintă utilizarea unor *sarcini active*, adică a rezistenței dinamice pe care o prezintă unele circuite tranzistorizate, cele mai adecvate în acest sens fiind sursele de curent.

Amplificarea în tensiune a unui etaj cu emitor comun și sarcină rezistivă poate fi calculată pe baza schemei echivalente din Fig.II.19, astfel:

$$A = \frac{v_0}{v_x} = -\frac{g_m v}{v_x} r_0 \parallel R_C = -g_m (r_0 \parallel R_C) = -\frac{I_C}{V_T} r_0 \parallel R_C \cong -\frac{I_C}{V_T} R_C, \quad (\text{II.47})$$

unde s-a avut în vedere că $v = v_x$, $g_m = I_C/V_T$ și s-a considerat $r_b = 0$, $r_0 \gg R_C$. În aceste condiții, rezistența de ieșire a etajului cu sarcină rezistivă este:

$$R_0 = r_0 \parallel R_C \cong R_C. \quad (\text{II.48})$$

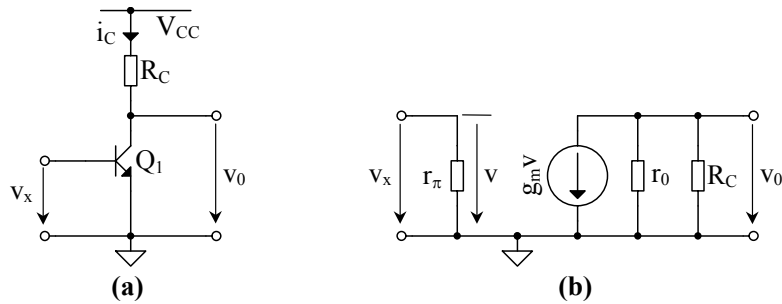


Fig.II.19. Etaj de amplificare cu emitor comun și sarcină rezistivă:
(a) – *schema electrică*; (b) – *schema echivalentă*.

O amplificare mare implică o valoare mare a produsului $I_C R_C$, ceea ce înseamnă valori mari pentru tensiunea de alimentare și rezistența de sarcină. De exemplu, pentru o amplificare $A = 1000$, dacă $I_C R_C = 26 \text{ V}$ și $I_C = 100 \mu\text{A}$, rezultă pentru rezistența de sarcină valoare $R_C = 260 \text{ k}\Omega$, inadmisibil de mare.

Soluția la problema de mai sus o constituie utilizarea ca sarcină a rezistenței de ieșire, r_0 , a unui tranzistor pnp, fiind astfel posibil de obținut o amplificare mare în tensiune fără a fi nevoie de o tensiune mare de alimentare.

Înlocuirea rezistenței de sarcină cu un tranzistor, adică cu o componentă de circuit activă, a sugerat denumirea de *sarcină activă* pentru această situație.

Schema electrică a etajului de amplificare cu emitor comun și sarcină activă este reprezentată în Fig.II.20. Pe baza schemei echivalente din Fig.II.20.b se poate calcula amplificarea în tensiune și rezistența de ieșire, în același mod ca la etajul cu sarcină rezistivă. În acest caz, actualizând (II.47) se obține:

$$A = \frac{v_0}{v_x} = -\frac{g_{m1}V}{v_x} r_{01} \parallel r_{02} = -g_m (r_{01} \parallel r_{02}) = -\frac{I_C}{V_T} r_{01} \parallel r_{02}, \quad (\text{II.49})$$

de unde rezultă că rezistența de ieșire a etajului cu sarcină activă are expresia:

$$R_0 = r_{01} \parallel r_{02}. \quad (\text{II.50})$$

Tranzistorele npn și pnp fiind împerecheate, vor avea aceeași tensiune Early, $V_{A1} = V_{A2} = V_A$. Lucrând la același curent, rezultă $r_{01} = r_{02} = r_0 = V_A/I_0$. Considerând $V_A \cong 130 \text{ V}$ și $I_0 = I_{C1} = I_{C2} = I_{\text{ref}} = 100 \mu\text{A}$, rezultă $r_0 = 1,3 \text{ M}\Omega$.

Deci rezistența echivalentă de sarcină are valoarea $R_0 = r_0/2 = 650 \text{ k}\Omega$, suficient de mare pentru a se obține lejer amplificări de ordinul a 1000...2000 pe fiecare etaj, fără ca valoarea tensiunii de alimentare să devină critică. Dar, pentru a se valorifica acest avantaj al sarcinii active, trebuie ca etajul cu sarcină activă să fie urmat de un etaj cu impedanță de intrare corespunzătoare.

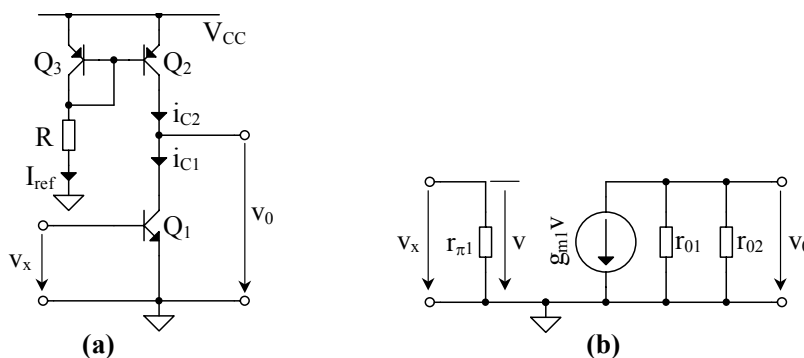


Fig.II.20. Etaj de amplificare cu emitor comun și sarcină activă:
(a) – *schema electrică*; (b) – *schema echivalentă*.

II.1.9. ASIGURAREA UNEI POLARIZĂRI STABILE

II.1.9.1. Definirea problemei

Ca sursă de polarizare, sursa de curent simplă are dezavantajul dependenței directe a curentului de ieșire de tensiunea de alimentare, conform (II.22) și (II.23). De exemplu, dacă această sursă de curent este utilizată într-un circuit integrat cu tensiunea de alimentare 10...30 V (± 5 V... ± 15 V), curentul de polarizare va varia în raport de 3/1, iar puterea disipată în raport de 9/1.

Pentru exprimarea acest efect se utilizează noțiunea de *sensibilitate a curentului de ieșire la variația tensiunea de alimentare*, conform definiției:

$$S_{V_{CC}}^{I_0} = \frac{\Delta I_0 / I_0}{\Delta V_{CC} / V_{CC}} = \frac{V_{CC}}{I_0} \frac{\Delta I_0}{\Delta V_{CC}} = \frac{V_{CC}}{I_0} \frac{\delta I_0}{\delta V_{CC}}, \quad (II.51)$$

Inversul sensibilității poate fi definit ca raport de respingere al tensiunii de alimentare PSRR (**P**ower **S**upply **R**ejection **R**atio):

$$PSRR = 20 \lg \frac{1}{S_{V_{CC}}^{I_0}} = 20 \lg \frac{I_0}{V_{CC}} \frac{\delta V_{CC}}{\delta I_0} \text{ [dB]}. \quad (II.52)$$

Pentru sursa de curent simplă, conform (II.22), (II.23), rezultă:

$$I_0 \cong I_{\text{ref}} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \cong \frac{V_{CC}}{R} \quad \text{și} \quad \frac{V_{CC}}{I_0} = R, \quad (II.53)$$

pe baza căreia, (II.51) conduce la următorul rezultat:

$$\frac{\delta I_0}{\delta V_{CC}} = \frac{1}{R} \Rightarrow S_{V_{CC}}^{I_0} = R \frac{1}{R} = 1 \quad \text{și} \quad PSRR = 0, \quad (II.54)$$

deci sursa de curent simplă nu respinge tensiunea de alimentare.

Sursa de curent Widlar se comportă mai bine din acest punct de vedere. În acest caz, curentul de ieșire, conform (II.44), are expresia:

$$I_0 = \frac{V_T}{R_2} \ln \left(\frac{I_{\text{ref}}}{I_0} \right), \quad (II.55)$$

care denotă o dependență logaritmică a curentului de ieșire de tensiunea de alimentare, curentul de referință având o formă identică cu (II.23) sau (II.53).

Pentru determinarea sensibilității se diferențiază (II.55) în raport cu V_{CC} :

$$\frac{\delta I_0}{\delta V_{CC}} = \frac{V_T}{R_2} \frac{I_0}{I_{\text{ref}}} \left(\frac{1}{I_0} \frac{\delta I_{\text{ref}}}{\delta V_{CC}} - \frac{I_{\text{ref}}}{I_0^2} \frac{\delta I_0}{\delta V_{CC}} \right), \quad (II.56)$$

de unde se extrage termenul $\delta I_0 / \delta V_{CC}$ și se introduce în (II.51), rezultând:

$$S_{V_{CC}}^{I_0} = \frac{V_{CC}}{I_0} \frac{V_T I_0}{I_{ref}(R_2 I_0 + V_T)} \frac{\delta I_{ref}}{V_{CC}} = \frac{V_{CC}}{I_{ref}} \frac{1}{1 + \frac{R_2 I_0}{V_T}} \frac{\delta I_{ref}}{V_{CC}}. \quad (II.57)$$

Având în vedere că:

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE}}{R} \cong \frac{V_{CC}}{R} \quad \text{deci} \quad \frac{V_{CC}}{I_{ref}} = R \quad \text{și} \quad \frac{\delta I_{ref}}{V_{CC}} = \frac{1}{R}, \quad (II.58)$$

(II.57) devine:

$$S_{V_{CC}}^{I_0} = \frac{1}{1 + \frac{R_2 I_0}{V_T}}. \quad (II.59)$$

De exemplu, pentru $I_{ref} = 1 \text{ mA}$ și $I_0 = 10 \text{ }\mu\text{A}$, din (II.55) rezultă $R_2 = 11,9 \text{ k}\Omega$, iar din (II.59) și (II.52) rezultă $S_{V_{CC}}^{I_0} = 0,13$ și $PSRR = 20 \lg(1/0,13) = 17,72 \text{ dB}$. Altfel zis, o variație de 10% a tensiunii de alimentare produce o variație de 1,3% a curentului de ieșire a sursei Widlar sau 100% produce 13% la ieșire.

Prin urmare, sursa Widlar este superioară sursei simple, din punct de vedere al independenței curentului de ieșire față de sursa de alimentare.

Dar chiar și acest grad de independență, prezentat de sursa Widlar, este insuficient pentru circuitele integrate analogice. Rezolvarea radicală a acestei probleme impune ca curentul de polarizare să depindă de o altă tensiune de referință decât cea de alimentare. În acest sens, cele mai accesibile posibilități sunt următoarele: tensiunea bază-emitor a unui tranzistor, tensiunea termică V_T și tensiunea Zener pe care o prezintă o joncțiune bază-emitor polarizată invers.

Aceste soluțiile rezolvă într-adevăr problema pusă, dar deschid alte probleme. Tensiunile bază-emitor și termică sunt dependente de temperatură, prima având coeficient de variație cu temperatura negativ și a doua pozitiv, iar tensiunea Zener a joncțiunii bază-emitor polarizată invers necesită tensiune de alimentare de peste 7...8 V, tensiunea de străpungere fiind de $\approx 6 \text{ V}$ și în plus, joncțiunea pn produce în regiunea de străpungere un nivel mare de zgomot.

II.1.9.2. Circuit de polarizare cu referință V_{BE}

Structura cea mai simplă a unui circuit de polarizare pilotat de o tensiune bază-emitor ca referință, este reprezentat în Fig.II.21. Acest circuit este derivat din sursa de curent Wilson (pct.II.1.6), la care tranzistorul conectat ca diodă (Q_2) este înlocuit cu o rezistență. Dacă se neglijează curentul de bază, curentul de ieșire este dat de o expresie logaritmică de forma:

$$I_0 = \frac{v_{BE1}}{R_2} = \frac{V_T}{R_2} \ln \left(\frac{I_{ref}}{I_{S1}} \right). \quad (II.60)$$

Circuitul de față nu este total independent de tensiunea de alimentare, deoarece tensiunea bază-emitor a tranzistorului Q_1 variază cu tensiunea de alimentare datorită curentului de referință direct proporțional cu aceasta:

$$I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE2} - V_{BE1}}{R}; \quad v_{BE1} = V_T \ln \left(\frac{I_{ref}}{I_{S1}} \right). \quad (II.61)$$

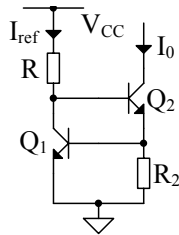


Fig.II.21. Circuit de polarizare pilotat cu V_{BE} .

II.1.9.3. Circuit de polarizare bootstrap cu referință V_{BE}

Independența totală a curentului de polarizare de tensiunea de alimentare poate fi asigurată prin utilizarea unei tehnicii numită *bootstrap* sau *autopolarizare*, în care curentul de referință este furnizat de o sursă cu tranzistoare pnp, având ca referință curentul de ieșire al sursei de bază, conform Fig.II.22. Se observă că circuitul este format dintr-o sursă pilotată cu tensiune bază-emitor (Q_1, Q_2, R_2) și o sursă simplă cu tranzistoare pnp (Q_4, Q_5). Exceptând efectul Early, în rest curentul de ieșire este total independent de tensiunea de alimentare.

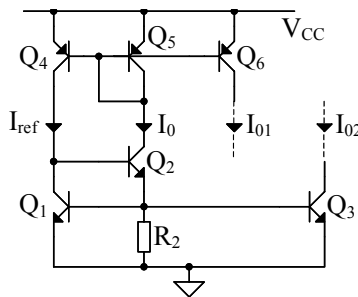


Fig.II.22. Circuit de polarizare bootstrap cu referință V_{BE} .

O problemă a circuitului bootstrap este aceea că prezintă o comportare bistabilă, cu tranzistoarele fie în conducție, fie blocate, stabilirea uneia din cele două stări având loc în mod aleator la cuplarea alimentării. Deci, pentru o funcționare sigură, este necesar un circuit de amorsare, conform Fig.II.23.

Tensiunile față de masă în punctul A și în baza tranzistorului Q_2 având valorile $V_{A0} = 4V_{BE} - V_{BE} = 3V_{BE}$, respectiv $V_{B20} = 2V_{BE}$, prin rezistența R_b va circula un curent de amorsare a circuitului cu valoarea $I_b = V_{BE}/R_b$. Circuitul fiind cu reacție pozitivă, curentul asigurat inițial prin R_b poate avea o valoare mult mai mică decât curentul de referință, deci pierderea de tensiune pe R_b , în regim normal de funcționare, trebuie să asigure doar blocarea diodei D_5 .

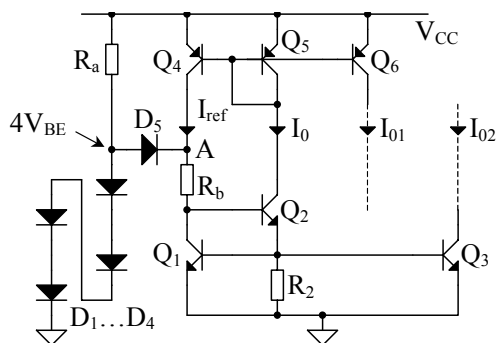


Fig.II.23. Circuit de polarizare bootstrap prevăzut cu amorsare.

II.1.9.4. Circuit de polarizare bootstrap cu referință V_T

Schema circuitului de polarizare bootstrap cu V_T ca referință este reprezentată în Fig.II.24, de unde se observă că sursa de bază este de tip Widlar (II.1.5).

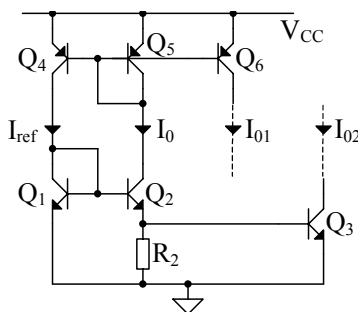


Fig.II.24. Circuit de polarizare bootstrap cu referință V_T .

În acest caz, curentul de ieșire are expresia de la sursa Widlar, adică:

$$I_0 = \frac{V_T}{R_2} \ln\left(\frac{I_{\text{ref}}}{I_0}\right), \quad (\text{II.62})$$

de unde se observă că depinde direct de tensiunea V_T , deci de temperatură.

Ambele circuite bootstrap prezentate mai sus, cu referință tensiune bază-emitor și cu referință tensiune termică, rezolvă radical problema independenței curentului de ieșire de tensiunea de alimentare, dar prezintă dezavantajul unei dependențe puternice a curentului de ieșire de temperatură. Pentru asigurarea independenței de temperatură se cunosc ca soluții circuitele de polarizare cu referință Zener și cu referință de tip bandă interzisă.

II.1.9.5. Circuit de polarizare cu referință Zener

Schema circuitului de polarizare cu referință tensiune Zener este reprezentată în Fig.II.25. În Fig.II.25.a este reprezentată schema de bază a circuitului de polarizare cu referință tensiune Zener, iar în Fig.II.25.b schema bootstrap. Diodele Q_1 , Q_2 compensează tensiunile bază-emitor ale tranzistorelor Q_3 și Q_4 . Cu aceste observații, valoarea curentului de referință poate fi calculată cu relația:

$$I_{\text{ref}} = \frac{V_Z + V_{\text{BE1}} + V_{\text{BE2}} - V_{\text{BE3}} - V_{\text{BE4}}}{R_2} = \frac{V_Z}{R_2}, \quad (\text{II.63})$$

La fel ca oricare circuit de polarizare bootstrap și circuitul cu referință Zener necesită amorsare, conform Fig.II.23. Dezavantajul acestui circuit este acela că necesită tensiuni de alimentare mai mari decât tensiunea Zener $\cong 6 \text{ V}$.

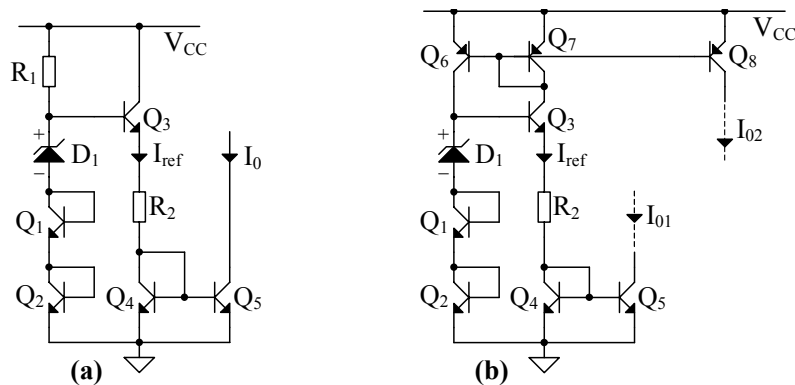


Fig.II.25. Circuit de polarizare cu referință Zener:
 (a) – schema de bază; (b) – schema bootstrap.

II.1.9.6. Circuit de polarizare cu referință de tip bandă interzisă

Sursele de referință de tip bandă interzisă valorifică faptul că tensiunea bază-emitor și tensiunea termică au coeficienți de variație cu temperatura de semn contrar. În aceste condiții, este posibil să se găsească o sumă ponderată a celor două tensiuni, astfel încât per ansamblu variația cu temperatura să fie nulă:

$$v_0 = V_{BE} + KV_T \Rightarrow \frac{\delta v_0}{\delta T} = 0. \quad (\text{II.64})$$

Sunt posibile multiple soluții de realizare practică a referințelor de tensiune cu bandă interzisă. Ideea lor de bază este utilizarea unei bucle de reacție care să stabilească un punct de funcționare caracterizat de o tensiune egală, conform (II.64), cu suma dintre o tensiune V_{BE} și o tensiune proporțională cu diferența a două V_{BE} , care este proporțională cu V_T dacă tranzistoarele lucrează la densități de curent diferite. Schema de principiu a unei referințe de tensiune cu bandă interzisă este reprezentată în Fig.II.26.

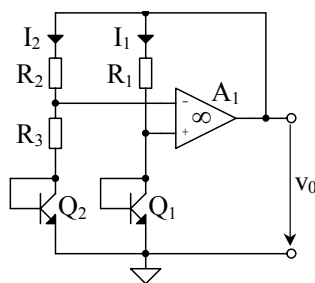


Fig.II.26. Schema de principiu a referinței de tensiune cu bandă interzisă.

Considerând amplificatorul A_1 ideal și neglijând curenții de bază ai tranzistoarelor, pentru circuitul din Fig.II.26 pot fi scrise următoarele relații:

$$v_0 = R_1 I_1 + v_{BE1}; \quad (\text{II.65})$$

$$v_{BE1} = R_3 I_2 + v_{BE2}; \quad (\text{II.66})$$

$$I_1 R_1 = I_2 R_2. \quad (\text{II.67})$$

Utilizând (II.67), diferența de tensiuni bază-emitor este de forma (II.35):

$$v_{BE1} - v_{BE2} = V_T \ln \left(\frac{I_1 I_{S2}}{I_2 I_{S1}} \right) = V_T \ln \left(\frac{R_2 I_{S2}}{R_1 I_{S1}} \right). \quad (\text{II.68})$$

Din (II.66) și (II.68) se poate calcula expresia curentului I_2 :

$$I_2 = \frac{V_T}{R_3} \ln \left(\frac{R_2 I_{S2}}{R_1 I_{S1}} \right), \quad (\text{II.69})$$

iar din (II.67) și (II.69) se poate calcula expresia curentului I_1 :

$$I_1 = \frac{R_2 V_T}{R_1 R_3} \ln \left(\frac{R_2 I_{S2}}{R_1 I_{S1}} \right). \quad (\text{II.70})$$

În fine, din (II.65) și (II.70) se poate calcula expresia tensiunii de ieșire:

$$v_0 = v_{BE1} + V_T \frac{R_2}{R_3} \ln \left(\frac{R_2 I_{S2}}{R_1 I_{S1}} \right) = v_{BE1} + V_T K. \quad (\text{II.71})$$

Prin urmare, valorile rapoartelor R_2/R_3 , R_2/R_1 și I_{S2}/I_{S1} pot fi setate în așa fel, încât să se obțină pentru v_0 un coeficient de variație cu temperatura nul, care se transmite apoi asupra curentului de referință al sursei de polarizare.

II.2. AMPLIFICATOARE DIFERENȚIALE

Amplificatorul diferențial este cel mai larg și utilizat etaj de amplificare din structura unui circuit integrat analogic, remarcându-se prin particularitățile:

- prezintă două intrări de semnal, ca urmare amplifică diferența celor două tensiuni de intrare, fiind insensibil la valorile absolute ale acestor tensiuni;
- este insensibil la perturbații de mod comun, cum ar fi variațiile tensiunii de alimentare și temperaturii, informația fiind purtată de semnalul diferențial;
- conectarea în cascadă a amplificatoarelor se poate realiza prin cuplaj direct.

Schema amplificatorului diferențial clasic este prezentată în Fig.II.27.

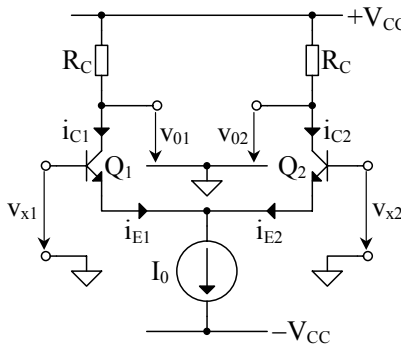


Fig.II.27. Amplificator diferențial clasic.

În emitoarele tranzistoarelor Q_1 și Q_2 polarizarea se realizează printr-o sursă de curent constant, cu valoarea I_0 , dar se poate realiza și numai printr-o simplă rezistență. Tranzistoarele Q_1 și Q_2 sunt împerecheate tehnologic, deci toți parametrii lor pot fi considerați, cu o anumită aproximație, identici.

Punctul static de funcționare al amplificatorului diferențial este definit prin parametrii $v_{x1} = v_{x2}$, $i_{C1} = i_{C2} = \alpha I_0/2$ și $v_{01} = v_{02}$. În regim de amplificare intervin tensiunile diferențiale de intrare și de ieșire, definite astfel:

$$v_x = v_{x1} - v_{x2}, \text{ respectiv } v_0 = v_{01} - v_{02}. \quad (\text{II.72})$$

II.2.1. CARACTERISTICA DE TRANSFER STATICĂ

Pentru simplificarea calculelor se neglijează rezistențele de bază și de ieșire ale tranzistoarelor, inclusiv ale celor din sursa de curent ($r_b = 0$, $r_0 = \infty$). În aceste condiții, pe baza Fig.II.27 se pot scrie relațiile:

$$I_0 = i_{E1} + i_{E2} = \frac{1}{\alpha}(i_{C1} + i_{C2}), \quad (\text{II.73})$$

unde $\alpha = \beta/(\beta+1) = i_C/i_E$ este factorul de amplificare în curent de la emitor la colector ($i_c = \alpha i_E$). Din (II.73) pot fi explicitate expresiile curenților i_{C1} și i_{C2} :

$$i_{C1} = \frac{\alpha I_0}{1 + i_{C2}/i_{C1}}, \text{ respectiv } i_{C2} = \frac{\alpha I_0}{1 + i_{C1}/i_{C2}}. \quad (\text{II.74})$$

Utilizând caracteristica exponențială a tranzistorului,

$$i_C = I_S \exp\left(\frac{v_{BE}}{V_T}\right). \quad (\text{II.75})$$

(II.74) devine:

$$i_{C1} = \frac{\alpha I_0}{1 + \exp\left(-\frac{v_{BE1} - v_{BE2}}{V_T}\right)}, \text{ respectiv } i_{C2} = \frac{\alpha I_0}{1 + \exp\left(\frac{v_{BE1} - v_{BE2}}{V_T}\right)} \quad (\text{II.76})$$

Aplicând legea lui Kirchhoff pe bucla care conține tensiunile de bază, rezultă:

$$v_{BE1} - v_{BE2} = v_{x1} - v_{x2} = v_x, \quad (\text{II.77})$$

astfel încât, (II.76) devine:

$$i_{C1} = \frac{\alpha I_0}{1 + \exp(-v_x/V_T)}, \text{ respectiv } i_{C2} = \frac{\alpha I_0}{1 + \exp(v_x/V_T)}. \quad (\text{II.78})$$

Din (II.73) și (II.78) se poate forma sistemul de ecuații:

$$i_{C1} + i_{C2} = \alpha I_0$$

$$i_{C1} - i_{C2} = \alpha I_0 \left(\frac{1}{1 + \exp(-v_x/V_T)} - \frac{1}{1 + \exp(v_x/V_T)} \right) = \alpha I_0 \tanh(v_x/2V_T), \quad (\text{II.79})$$

de unde se poate determina o altă formă de exprimare a curenților de colector:

$$i_{C1} = \frac{\alpha I_0}{2} [1 + \tanh(v_x/2V_T)], \quad \text{respectiv} \quad i_{C2} = \frac{\alpha I_0}{2} [1 - \tanh(v_x/2V_T)]. \quad (\text{II.80})$$

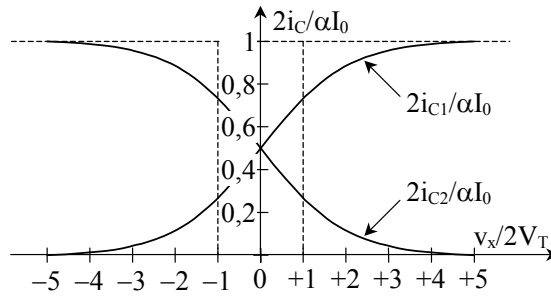


Fig.II.28. Caracteristicile de transfer curenț-tensiune a unui amplificator diferențial.

În Fig.II.28 sunt reprezentate grafic caracteristicile de transfer curenț-tensiune ale celor două tranzistoare, remarcându-se următoarele particularități:

1. Caracteristicile de transfer sunt aproximativ liniare în jurul punctului static de funcționare, pe un interval al tensiunii diferențiale de intrare cu valoarea $v_x = v_{x1} - v_{x2} = \pm V_T$, adică cu amplitudinea $V_T \cong 25$ mV și valoarea vârf-vârf $V_T \cong 50$ mV, la temperatura de 27 °C. Pentru amplitudini ale tensiunii de intrare mai mari decât $4V_T \cong 100$ mV, la temperatura de 27 °C, curenții de colector devin independenți de tensiunea de intrare, deoarece curentul printr-un tranzistor devine egal cu I_0 , iar prin celălalt tranzistor devine nul.
2. Panta caracteristicilor de transfer, reprezentând transconductanța etajului, poate fi calculată derivând (II.80). Această pantă are valoarea maximă în punctul static de funcționare ($v_x = v_{x1} - v_{x2} = 0$):

$$g_{m_max} = \frac{1}{4} \frac{I_0}{V_T} = \frac{1}{2} \left(\frac{I_0/2}{V_T} \right), \quad (\text{II.81})$$

de unde se observă că panta etajului de amplificare diferențial este 1/2 din panta unui etaj de amplificare cu un singur tranzistor, în conexiune emitor comun, lucrând la același curent de punct static ($I_0/2$).

3. Tensiunile de ieșire se pot calcula funcție de curenții de ieșire cu relațiile:

$$\begin{aligned} v_{01} &= V_{CC} - i_{C1}R_C \\ v_{02} &= V_{CC} - i_{C2}R_C \end{aligned} \quad (\text{II.82})$$

care împreună cu (II.80) permit calculul tensiunii diferențiale de ieșire:

$$v_0 = v_{01} - v_{02} = R_C(i_{C2} - i_{C1}) = -\alpha I_0 R_C \tanh(v_x / 2V_T). \quad (\text{II.83})$$

Graficul (II.83) constituie caracteristica de transfer tensiune diferențială de ieșire funcție de tensiune diferențială de intrare și este dat în Fig.II.29.

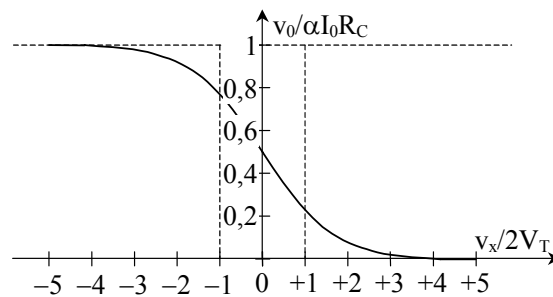


Fig.II.29. Caracteristicile de transfer tensiune-tensiune a unui amplificator diferențial.

4. Extinderea domeniului liniar al tensiunilor de intrare se poate realiza prin conectarea unor rezistențe în serie cu emitoarele tranzistoarelor, conform Fig.II.30. Constituind o reacție negativă, panta echivalentă a etajului devine

$$g_{m_echiv} = g_m / (1 + g_m R_E). \quad (\text{II.84})$$

unde g_m reprezintă panta pentru $R_E = 0$.

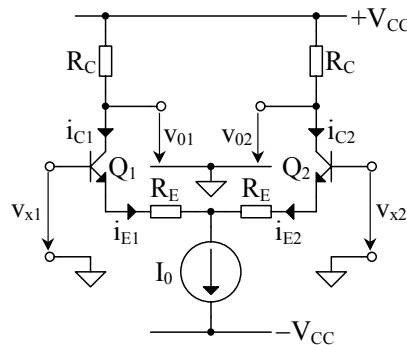


Fig.II.30. Amplificator diferențial cu rezistențe de liniarizare în emitoare.