

Lucrarea 2.

SURSE DE CURENT

1. Prezentare generală:

Sursele de curent cu tranzistoare sunt utilizate atât ca elemente de polarizare cât și ca sarcini active pentru etajele de amplificare, oferind avantaje deosebite.

Utilizarea surselor de curent pentru polarizare duce la micșorarea sensibilității circuitului față de variațiile tensiunii de alimentare și a derivei termice. În ceea ce privește aria de cip necesară pentru a asigura o valoare dată a curentului de polarizare, sursele de curent sunt de cele mai multe ori mai economice decât rezistoarele, în particular atunci când valoarea necesară a curentului de polarizare este mică.

Utilizarea surselor de curent ca sarcină activă în amplificatoarele cu tranzistoare, duce – datorită rezistenței incrementale mari – la obținerea de câștiguri în tensiune mari pentru valori mici ale tensiunii surselor de alimentare. Astfel, un amplificator diferențial tipic, (a se vedea lucrarea de laborator 1) cu rezistoare de sarcină în colectoare, are câștig diferențial de semnal mic, de forma $A_{dm} = \frac{I_C R_C}{V_T}$. Pentru a se obține un câștig $A_{dm} = 500$ este necesar ca produsul $R_C I_C$ să ia valoarea de 13 V și pentru o valoare uzuală $I_C = 100 \mu A$, rezultă $R_C = 130 k\Omega$. Această variantă prezintă două inconveniente majore:

a) circuitul necesită o tensiune de alimentare de aproximativ 20 V pentru a avea o gamă rezonabilă a tensiunilor de mod comun la intrare pentru care tranzistoarele nu se saturează, și

b) aria de cip ocupată va fi mare (neeconomic!) datorită celor două rezistențe de colector cu valoarea de $130 k\Omega$.

Generatorul de curent real poate fi echivalat conform Fig. 1 cu o sursă ideală de curent cuplată în paralel cu rezistența de ieșire R_0 a generatorului real, sau cu o sursă ideală de tensiune înseriată cu rezistența de ieșire R_0 .



Fig. 1

Din aceste reprezentări rezultă că un generator de curent este cu atât mai apropiat de generatorul ideal cu cât rezistența sa de ieșire este mai mare și tensiunea echivalentă Thévenin V_{Th} este mai mare.

2. SURSĂ DE CURENT, CU STABILIZAREA CURENTULUI ÎN EMITOR

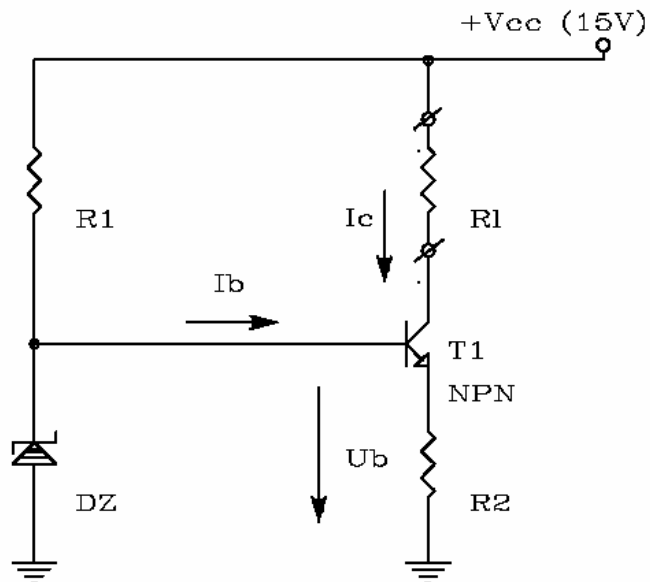


Fig. 2

Funcționarea schemei:

Rezistorul R_1 împreună cu dioda D_z formează un stabilizator parametric de tensiune care fixează potențialul bazei tranzistorului T_1 la valoarea U_b . Este necesar ca prin R_1 să circule un curent I_{R1} care să asigure polarizarea diodei Zener dincolo de cot. R_1 se dimensionează cu ajutorul relației

$$1. \quad R_1 = \frac{V_{CC} - V_Z}{I_{Zm} + \frac{I_C}{\beta_{\min}}}$$

Considerăm cvasi-egalitatea curenților de emitor și de colector :

$$2. \quad I_c \approx I_e \approx \alpha_0 \approx 1$$

Deci curentul de colector va avea o valoare constantă, fixă și egală cu cea a curentului din emitor, care se poate calcula cu următoarea relație:

$$3. \quad I_c = \frac{(V_z - V_{be})}{R_e}, \text{ sau: } R_e = \frac{(V_z - V_{be})}{I_c}$$

Din ecuația de mai sus, se dimensionează rezistorul R_e , pentru obținerea curentului I_c dorit.

Acest tip de sursă de curent este utilizat mai rar în amplificatoarele integrate, necesitând o tensiune U_b , de regulă de ordinul volților, ceea ce induce o pierdere de tensiune la saturație pe sursa de curent, de aproximativ aceeași valoare.

Se observă că rezistența de sarcină, R_1 , nu este conectată la masă, ci la borna pozitivă a sursei de alimentare. În cazul în care este necesară conectarea rezistenței de sarcină către minusul sursei de alimentare se va folosi schema duală cu tranzistor PNP și diodă Zener conectată la plusul sursei.

3. SURSĂ DE CURENT CU J - FET (TEC - J)

Acest tip de sursă de curent se pretează aplicațiilor în care este necesară generarea unor curenți având valori de ordinul zecilor de microamperi.

În regim saturat, se pot scrie următoarele relații pentru un tranzistor J - FET cu canal n :

$$4. \quad U_{DS} = U_{GS} - U_P$$

$$5. \quad I_d = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_p} \right)^2$$

Înlocuind $U_{GS} = I_D \cdot R_S$, se obține ecuația implicită de gradul II a curentului de drenă, în care apar doar constante, pentru schema din fig.3:

$$6. \quad I_D^2 I_{DSS} R_S^2 - I_D (2U_p I_{DSS} R_S + U_p^2) + I_{DSS} U_p^2 = 0$$

Ecuția admite două soluții, una cu I_D pozitiv și cealaltă cu I_D negativ, valabilă în cazul utilizării unui J - FET cu canal p.

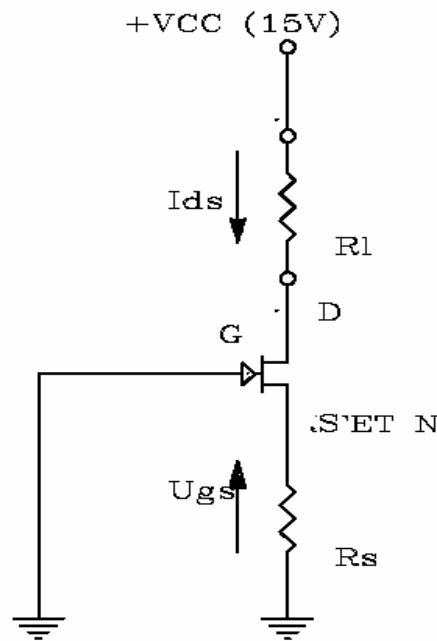


Fig. 3

Schema prezintă avantaje în vederea integrării datorită simplității și suprafeței mici necesare.

Datorită dispersiei mari a parametrilor I_{DSS} și U_p , nu se pot obține generatoare de curent suficient de precise pentru multe din aplicații și ca urmare se apelează la soluția surselor de curent cu maxim, realizate cu tranzistoare bipolare.

În cazul în care este necesară conectarea sarcinii către masă se poate utiliza schema duală cu J-FET cu canal p și rezistența de sursă conectată la polul pozitiv al sursei de alimentare.

4. SURSĂ DE CURENT CU DOUĂ TRANZISTOARE BIPOLARE (OGLINDA DE CURENT)

Tranzistorul Q_1 este conectat ca diodă, obținându-se condiția $U_{CB} = 0$. În acest fel, la joncțiunea colector bază nu există injecție de curent și tranzistorul se comportă ca și cum ar fi în RAN . Se pot neglija curenții reziduali ai joncțiunilor. Se presupune că tranzistoarele sunt identice și că rezistența de ieșire a tranzistorului Q_2 este infinită.

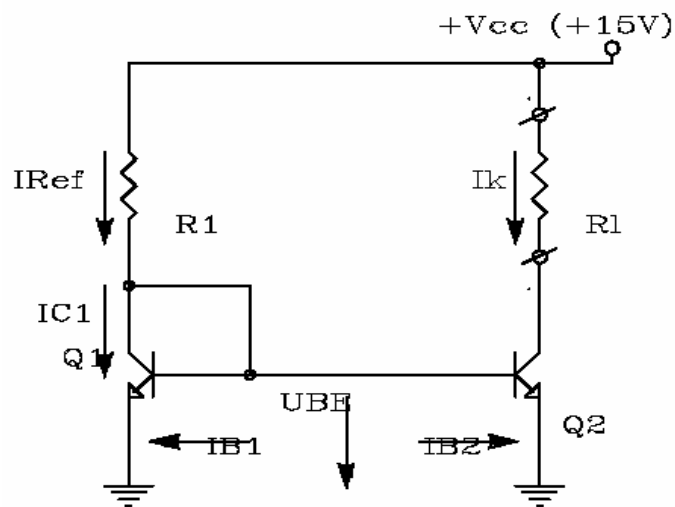


Fig. 4

Deoarece Q_1 și Q_2 au aceeași tensiune baza – emitor, curenții lor de colector sunt egali, $I_{C1} = I_{C2}$. Scriind suma curenților în colectorul lui Q_1 se obține:

$$7. \quad I_{ref} = I_{C1} + \frac{2I_{C1}}{\beta_F}, \text{ deci}$$

$$8. \quad I_{C1} = I_{ref} \frac{\beta_F}{\beta_F - 2}$$

Dacă β_F este suficient de mare, putem aproxima $\beta_F \approx \beta_F - 2$ și deci curentul de colector al tranzistorului Q_2 se consideră egal cu I_{ref} .

$$9. \quad I_{C2} \approx I_{ref} = \frac{V_{CC} - V_{BE(on)}}{R_1}$$

Pentru tranzistoare diferite (în special contează ariile emitoarelor) valoarea curentului generat va fi diferită de valoarea curentului referință, aflându-se însă într-un raport constant.

În ecuația anterioară s-a presupus independența I_C față de V_{CE} . În realitate, crește odată cu V_{CE} , conform relației următoare:

$$10. \quad I_C = I_S e^{\frac{V_{BE}}{V_T}} \left(1 + \frac{V_{CE}}{V_A} \right);$$

unde V_A , tensiunea Early, are pentru tranzistoarele npn cu siliciu valoarea tipică de 130 V.

Unul dintre cei mai importanți parametri de funcționare ai unei surse de curent, este rezistența de ieșire la semnal mic, dat de modificarea valorii curentului generat funcție de variațiile de tensiune de pe terminalul de ieșire. Importanța acestui parametru este pusă în evidență de faptul că atât raportul de rejecție al modului comun (*CMMRR*) la un amplificator diferențial cât și câștigul unui circuit cu sarcină activă depind direct de valoarea sa.

Calculul valorii tensiunii echivalente Thévenin:

$$11. \quad V_{Th} = I_0 R_0 = I_{C2} r_{02} = I_{C2} \frac{V_A}{I_{C2}} = V_A;$$

și a rezistenței de ieșire:

$$12. \quad R_0 = \frac{V_{Th}}{I_0} = \frac{V_A}{I_0}$$

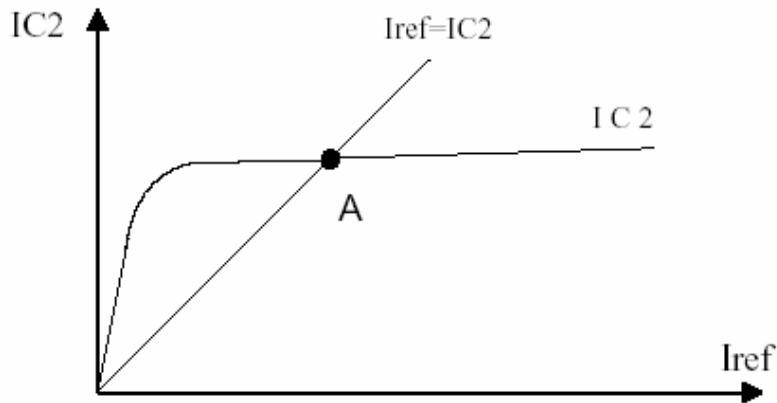
Circuitul prezentat în Fig. 4 are dezavantajul dependenței curentului generat față de tensiunea de alimentare prin intermediul curentului de referință.

În vederea eliminării acestui dezavantaj se introduce în circuit o referință internă de tensiune, curentul generat depinzând de această tensiune.

Se folosesc în mod uzual trei tipuri de surse interne de tensiune de referință: tensiunea V_{BE} a unui tranzistor, tensiunea termică V_T și tensiunea de străpungere a unei joncțiuni B-E polarizată invers. Ultima variantă prezintă avantajul independenței față de temperatură dar micșorează plaja tensiunilor disponibile la ieșire cu 7...8V și în plus introduce zgomotul de străpungere în avalanșă.

În fig. 5 este prezentată o metodă superioară ce constă în utilizarea tehnicii de polarizare Bootstrap. Această metodă prevede utilizarea unui curent de polarizare, obținut printr-o cale de reacție negativă chiar din

curentul de ieșire. În figura 5 este prezentat un circuit care lucrează cu reacție Bootstrap și folosește ca tensiune de referință tensiunea V_{BE} .



Tranzistoarele Q_1 , Q_2 și rezistența R_1 impun dependența logaritmică a curentului I_{C2} față de I_{ref} . Oglinda de curent formată cu Q_4 și Q_5 impune egalitatea curenților I_{C2} și I_{ref} . După cum rezultă din figura de mai jos ambele condiții nu pot fi satisfăcute decât în origine (ambii curenți nuli) sau în punctul static de de funcționare **A**.

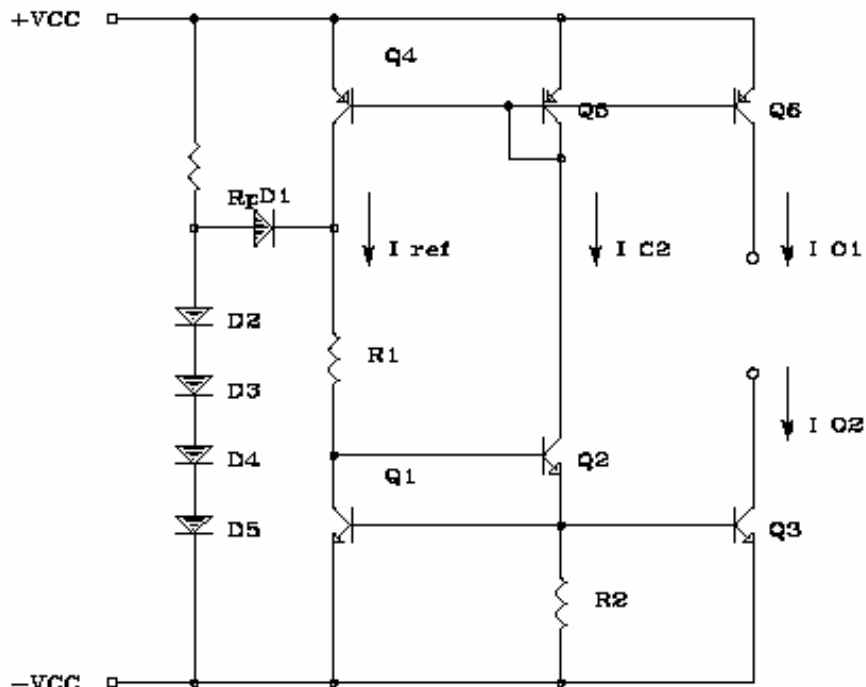


Fig. 5

Există riscul ca la alimentare punctul static să se stabilească în origine și pentru a înlătura această alternativă se folosește circuitul de pornire (amorsare) format din R_p și diodele $D_1 \dots D_5$.

Circuitul poate injecta curent în sarcina cuplată în colectorul lui Q_6 și/sau poate absorbi curent din sarcină, în colectorul lui Q_3 .

5. MODUL DE LUCRU

Se identifică pe placa de circuit imprimat cele trei montaje, se desenează schema acestora și se notează în referat valorile componentelor folosite.

13. Sursa de curent cu tranzistor bipolar

- a. Pentru montajul cu stabilizarea tensiunii în bază se va ridica graficul $U_B = f(V_{CC})$ din volt în volt, între $1V$ și $15V$, cu determinarea corectă a formei în zona de cot a caracteristicii.
- b. Se va măsura curentul de scurtcircuit al sursei de curent, prin conectarea unui ampermetru de CC, pe scara de $1mA$, între colectorul tranzistorului și plusul sursei de alimentare. Măsurarea trebuie efectuată în timp scurt pentru a nu se distruge tranzistorul prin supraîncălzire.
- c. Se ridică caracteristica $I_C = f(R_L)$, caracteristică de stabilizare în funcție de sarcină, prin înserierea cutiei decadice de rezistențe între colectorul tranzistorului și plusul sursei de alimentare.
- d. Se alege pentru R_S o valoare din prima treime a domeniului în care s-a observat curent constant prin sarcină și se trasează caracteristica de stabilizare în funcție de tensiunea de alimentare, $I_C = f(V_{CC})$.
- e. Se determină efectul derivatei termice asupra montajului încălzind ușor cu mâna dioda Zener și tranzistorul și urmărind efectul încălzirii asupra curentului generat.

14. Sursa de curent cu J - FET.

- a. Se va măsura curentul de scurtcircuit al sursei, cu precauțiile de la punctul 13.b, montând ampermetrul între drena tranzistorului și plusul sursei de alimentare.

- b. Se vor ridica diagramele $I_D = f(R_l)$ și $I_D = f(V_{CC})$, pentru cea de-a doua diagramă utilizând o rezistență de sarcină aflată în prima treime a zonei de stabilizare determinată la prima caracteristică.
- c. Se va urmări stabilitatea montajului la modificarea temperaturii tranzistorului.

15. Oglinda de curent

- a. Se va măsura curentul de scurtcircuit în colectorul lui T_3 și se vor trasa caracteristicile $I_{C2} = f(R_l)$ și $I_{C2} = f(V_{CC})$, folosind aceleași metode ca și la punctele 1 și 2.
- b. Se va trasa caracteristica $I_{C2} = f(I_{ref})$, modificând valoarea lui I_{ref} cu ajutorul potențiometrului semireglabil de 5 k Ω și măsurând valoarea sa prin intermediul tensiunii la bornele rezistorului R_s (de 10 k Ω).

16. Se vor analiza pentru fiecare montaj în parte atât avantajele cât și dezavantajele din perspectiva utilizării lor în schemele interne ale circuitelor integrate liniare.