

Prelegerea nr. 9

Amplificatoare izolație

În aplicațiile de izolație cu cuplaj optic se utilizează optocuploare integrate de construcție specială. Acestea conțin o diodă electroluminescentă, un fotodetector și un amplificator cu performanțe de viteză și liniaritate superioare fototranzistoarelor convenționale. În aceste aplicații nu este recomandabil să se utilizeze fototranzistoare întrucât la aceste dispozitive fotodetectorul este joncțiunea bază-colector, astfel încât capacitatea de barieră strică timpul de ridicare din colector (prin efect Miller). Fotocurentul care apare este amplificat prin efect de tranzistor, curent care circulă prin joncțiunea bază-colector (fotosensibilă), modulând răspunsul și determinând astfel neliniarități însemnate.

În optocuploarele folosite la construcția amplificatoarelor izolație, fotodetectorul este o fotodiodă integrată separat, astfel încât foto-răspunsul nu este afectat de problemele semnalate pentru fototranzistoare. Izolarea optică se bazează atât pe tehnici liniare, la care principiul de realizare al optocuplorului menționat este esențial, cât și pe tehnici digitale (cu modulare în durată, frecvență, cu convertoare $A/D - D/A$, etc.), la care viteza mare de lucru a fotodetectorului integrat permite o mai bună liniaritate și bandă.

În continuare, se prezintă unele variante de amplificatoare izolație cu cuplaj optic dezvoltate pe baza unor optocuploare ale firmei Hewlett-Packard. Astfel, circuitele HCPL 2530, HCPL 2531 sunt recomandate pentru proiectarea amplificatoarelor cu canale duale în curent continuu, 6 N 135, 6 N136 sunt utile pentru un singur canal analogic. Seriile 6 N 135, 6 N 136 sau 6 N 137 sunt specifice aplicațiilor bazate pe conversie digitală.

Optocuplorul din aceste circuite are schema din fig. 5.2.

Dacă tranzistorul este polarizat în regiunea activă, relația curentului de transfer poate fi scrisă sub forma (5.2):

$$I_c = k \cdot \left(\frac{I_F}{I'_F} \right)^n \quad (5.2)$$

unde:

I_c - curentul de colector

I_F - curentul de intrare (în dioda electroluminescentă)

I'_F - curentul de intrare la care se măsoară k

k - curentul de colector în condiții de test ($I_F = I'_F$)

n - panta caracteristicii $I_c(I_F)$ în coordonate logaritmice.

Exponentul n variază cu valoarea curentului direct I_F , dar pentru un domeniu limitat de variație ΔI_F , n poate fi privit ca o constantă. Evident, expresia curentului de transfer pentru un optocuplor este liniară numai dacă $n = 1$.

Pentru optocuploarele HP din tipurile precizate mai sus n variază de la aproximativ 2, la curenți de intrare mai mici de 5 mA, până la aproximativ 1, pentru curenți de intrare mai mari de 16 mA.

Pentru aplicații cu cuplaj în curent alternativ, o liniaritate rezonabilă se poate obține cu un singur optocuplor. Acesta este polarizat la nivele înalte ale curentului de intrare în dioda electroluminescentă, unde raportul curentului incremental al fotodiodei la curentul incremental al LED-ului ($\partial I_D / \partial I_F$) este aproape liniar.

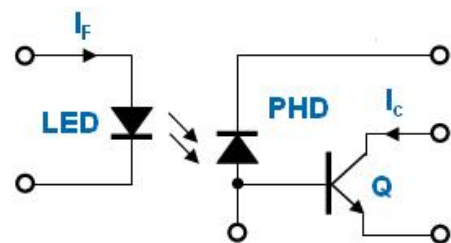


Figura 5.2

În aplicațiile de curent continuu, pentru o mai bună liniaritate sau stabilitate se folosesc tehnici diferențiale sau de tip servo.

Servoamplificator izolație cu cuplaj optic

Circuitul de amplificare cu servo-liniarizare forțează curentul de intrare al unui optocuplor să urmărească curentul de intrare al celui de-al doilea optocuplor prin servo-acțiune. În acest fel, dacă în domeniul excursiei de semnal $n_1 = n_2$, neliniaritățile se anulează, iar caracteristica de transfer globală va fi liniară.

Servoamplificatorul cu cuplaj optic este prezentat în fig. 5.3.

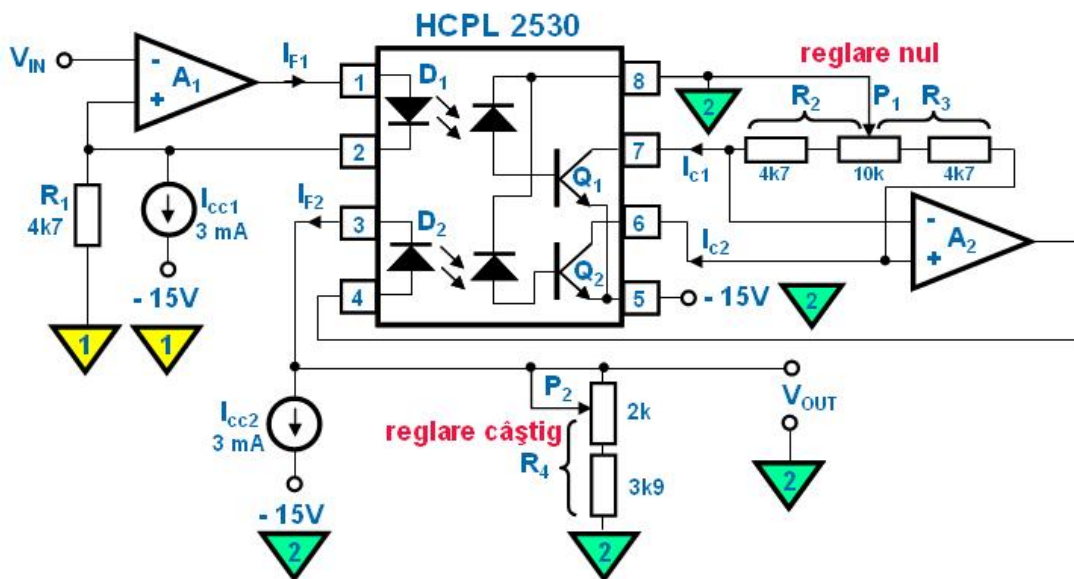


Figura 5.3

Amplificatorul operațional A_2 compară ieșirile fiecărui optocuplor și forțează ca I_{F2} prin D_2 să fie egal cu I_{F1} prin D_1 . Sursele de curent constant fixează fiecare curent direct prin LED-uri la 3 mA valoare de punct static. Rezistența R_1 a fost aleasă astfel încât la o variație a tensiunii de intrare V_{IN} în domeniul -5 V la +5 V, să corespundă o variație a curentului I_{F1} de la 2 mA la 4 mA. Prin intermediul rezistenței R_1 se face adaptarea amplificatorului la orice domeniu de variație a tensiunii de intrare. Rezistențele R_2 și R_3 (incluzând părți din potențiometrul P_1) sunt prevăzute pentru reglarea nulului amplificatorului.

Pentru $V_{IN} = 0$ se acționează potențiometrul P_1 astfel încât $V_{OUT} = 0$. După reglajul de nul, cu V_{IN} la o anumită valoare, se reglează valoarea rezistenței R_4 (din potențiometrul P_2) pentru câștig unitar (regăsim la ieșire valoarea de la intrare diferită de zero).

Pentru a determina expresia caracteristicii de transfer a amplificatorului observăm mai întâi circuitele de intrare și respectiv de ieșire. Aceste circuite sunt prezentate în fig. 5.4, respectiv fig. 5.5.

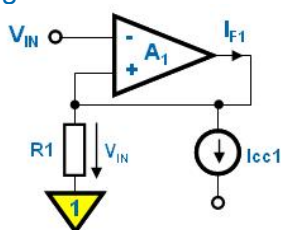


Figura 5.4

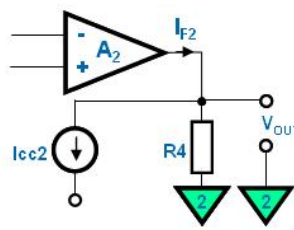


Figura 5.5

Pentru circuitul de intrare se poate scrie relația (5.3), iar pentru circuitul de ieșire, relația (5.4):

$$I_{F1} = I_{cc1} + \frac{V_{IN}}{R_1} \quad (5.3)$$

$$I_{F2} = I_{cc2} + \frac{V_{OUT}}{R_4} \quad (5.4)$$

Condiția de echilibru a amplificatorului se referă la funcționarea comparatorului A_2 și presupune egalitatea potențialelor intrărilor:

$$V_{2+} = V_{2-}, \quad I_{c1} \cdot R_2 = I_{c2} \cdot R_3 \quad (5.5)$$

Expresiile curenților de colector ai tranzistoarelor din optocuploare (5.6), (5.7) rezultă din ecuația curentului de transfer (5.2):

$$I_{c1} = k_1 \cdot \left(\frac{I_{F1}}{I'_{F1}} \right)^{n_1} \quad (5.6)$$

$$I_{c2} = k_2 \cdot \left(\frac{I_{F2}}{I'_{F2}} \right)^{n_2} \quad (5.7)$$

Pentru buna funcționare a amplificatorului trebuie îndeplinită condiția de nul:

$$V_{OUT}(V_{IN} = 0) = 0 \quad (5.8)$$

Această condiție împreună cu ecuația de echilibru, conduce la (5.9), (5.10):

$$I_{F1}(V_{IN} = 0) = I_{cc1} \quad (5.9)$$

$$I_{F2}(V_{IN} = 0) = I_{cc2} \quad (5.10)$$

Expresiile curenților de colector devin (5.11), (5.12):

$$I_{c1}(V_{IN} = 0) = k_1 \cdot \left(\frac{I_{cc1}}{I'_{F1}} \right)^{n_1} \quad (5.11)$$

$$I_{c2}(V_{IN} = 0) = k_2 \cdot \left(\frac{I_{cc2}}{I'_{F2}} \right)^{n_2} \quad (5.12)$$

După reglarea de nul, condiția de echilibru a comparatorului A_2 este particularizată de relația (5.13):

$$I_{c1}(V_{IN} = 0) \cdot R_2 = I_{c2}(V_{IN} = 0) \cdot R_3$$

$$k_1 \cdot \left(\frac{I_{cc1}}{I'_{F1}} \right)^{n_1} \cdot R_2 = k_2 \cdot \left(\frac{I_{cc2}}{I'_{F2}} \right)^{n_2} \cdot R_3 \quad (5.13)$$

Condiția de echilibru a comparatorului A_2 :

$$V_{2+} = V_{2-}, \quad I_{c1} \cdot R_2 = I_{c2} \cdot R_3$$

conduce la relația (5.14):

$$k_1 \cdot \left(\frac{I_{cc1} + \frac{V_{IN}}{R_1}}{I'_{F1}} \right)^{n_1} \cdot R_2 = k_2 \cdot \left(\frac{I_{cc2} + \frac{V_{OUT}}{R_4}}{I'_{F2}} \right)^{n_2} \cdot R_3 \quad (5.14)$$

În relația (5.14) scoatem forțat în factor I_{cc1} și I_{cc2} și obținem (5.15):

$$R_2 \cdot k_1 \cdot \left(\frac{I_{cc1}}{I'_{F1}} \right)^{n_1} \cdot \left(1 + \frac{V_{IN}}{R_2 \cdot I_{cc1}} \right)^{n_1} = R_3 \cdot k_2 \cdot \left(\frac{I_{cc2}}{I'_{F2}} \right)^{n_2} \cdot \left(1 + \frac{V_{OUT}}{R_4 \cdot I_{cc2}} \right)^{n_2} \quad (5.15)$$

Ținând seama de egalitatea (reglajul de nul) (5.13):

$$k_1 \left(\frac{I_{cc1}}{I'_{F1}} \right)^{n_1} \cdot R_2 = k_2 \left(\frac{I_{cc2}}{I'_{F2}} \right)^{n_2} \cdot R_3$$

relația (5.15) se simplifică în forma (5.16):

$$\left(1 + \frac{V_{IN}}{R_2 \cdot I_{cc1}} \right)^{n_1} = \left(1 + \frac{V_{OUT}}{R_4 \cdot I_{cc2}} \right)^{n_2} \quad (5.16)$$

Rezultă (5.17):

$$1 + \frac{V_{OUT}}{R_4 \cdot I_{cc2}} = \left(1 + \frac{V_{IN}}{R_1 \cdot I_{cc1}} \right)^{\frac{n_1}{n_2}} \quad (5.17)$$

Obținem în final expresia caracteristicii de transfer a servoamplificatorului de forma (5.18):

$$V_{OUT} = \left[\left(1 + \frac{V_{IN}}{R_1 \cdot I_{cc1}} \right)^{\frac{n_1}{n_2}} - 1 \right] \cdot R_4 \cdot I_{cc2} \quad (5.18)$$

Facem notațiile (5.19):

$$\frac{n_1}{n_2} = n, \quad \frac{V_{IN}}{R_1 \cdot I_{cc1}} = x, \quad R_4 \cdot I_{cc2} = K' \quad (5.19)$$

și înlocuind în relația (5.18) se obține o ecuație de forma (5.20):

$$V_{OUT} = K' \cdot \left[(1 + x)^n - 1 \right] \quad (5.20)$$

Pentru situația particulară în care $n_1 = n_2$, rezultă $n = 1$ și ecuația caracteristicii statice a servoamplificatorului capătă forma (5.21):

$$V_{OUT} = K' \cdot x = \frac{V_{IN}}{R_1 \cdot I_{cc1}} \cdot R_4 \cdot I_{cc2} = \frac{R_4 \cdot I_{cc2}}{R_1 \cdot I_{cc1}} \cdot V_{IN} = K'' \cdot V_{IN} \quad (5.21)$$

Deoarece K'' este în esență o mărime constantă, rezultă că servoamplificatorul are în condițiile precizate o caracteristică statică perfect liniară.

Nelinariitățile caracteristicii statice apar atunci când $n_1 \neq n_2$ și pot fi determinate din relația (5.22):

$$\frac{\text{eroarea de neliniaritate}}{\text{semnalul ideal}} = \frac{(1+x)^n - nx - 1}{nx} \quad (5.22)$$

Deriva de nul a amplificatorului este redusă (teoretic zero) dacă raportul k_1/k_2 se menține constant (în timp sau la modificarea temperaturii). Câștigul nu este, teoretic, afectat de temperatură deoarece mărimea cea mai sensibilă cu temperatura este curentul de colector k al tranzistoarelor din optocuploare.

Valorile numerice indicate în fig. 5.3 asigură parametrii necesari amplificatorului în cele mai dezavantajoase situații de dispersie a parametrilor optocuploarelor.

Dacă se folosesc circuitele integrate precizate, servoamplificatorul are:

- eroare de neliniaritate: mai mică de 1% pentru o gamă dinamică de 10 V_{VV} ;
- câștig în tensiune unitar;
- bandă de trecere: 25 kHz (limitată de amplificatoarele operaționale A_1 și A_2);
- deriva câștigului: - 0.03 %/°C;
- deriva de nul: ± 1 mV/°C;
- rejectia de mod comun CMR : 46 dB (la semnal de 1 kHz);
- tensiune de izolație de curent continuu $V_{iso} = 500$ V (3000 V dacă se folosesc optocuploare integrate separat).

Diferența dintre valorile precizate ale tensiunii de izolație provine din distanțele diferite între circuitele de intrare și cele de ieșire. Astfel, pentru utilizarea unui integrat cu două optocuploare pe capsulă, așa cum este cazul din fig. 5.3, străpungerea apare între pinii 2 și 3 aflați la 2.54 mm distanță între ei.

Dacă se folosesc optocuploare separate (corect plasate pe cablajul imprimat al montajului), străpungerea poate apărea între șirul de pini 1 - 4 și șirul 5 - 8, aflați la distanță mai mare (7.62 mm).

Amplificator izolație de tip diferențial cu cuplaj optic

O altă posibilitate de a liniariza caracteristica statică folosește principiul diferențial. În acest caz semnalul de intrare provoacă creșterea curentului de intrare într-un optocuplor cu aceeași cantitate cu care scade curentul de intrare în cel de-al doilea optocuplor. Dacă $n_1 = n_2 = 2$, creșterea câștigului primului optocuplor va fi compensată de scăderea câștigului în cel de-al doilea, iar caracteristica de statică globală va fi liniară.

Pe principiul diferențial prezentat s-a realizat un amplificator izolație cu cuplaj optic având schema electrică prezentată în fig. 5.6.

Sursa de curent constant realizează pentru punctul static de funcționare al amplificatorului $I_{F1} = I_{F2} = 3$ mA. Valorile rezistențelor R_1 și R_2 au fost alese astfel încât pentru o variație a tensiunii de intrare V_{IN} în domeniul -5 V ... +5 V să corespundă variații ale curenților direcți prin LED-uri I_F de la 2 mA la 4 mA.

Prin intermediul rezistențelor R_1 și R_2 se realizează adaptarea amplificatorului la gama dinamică a semnalului de intrare.

Rezistențele R_3 , R_4 și R_5 au fost dimensionate pentru a asigura câștig unitar amplificatorului în cele mai nefavorabile situații de desperechere a factorilor de transfer în curent a optocuploarelor.

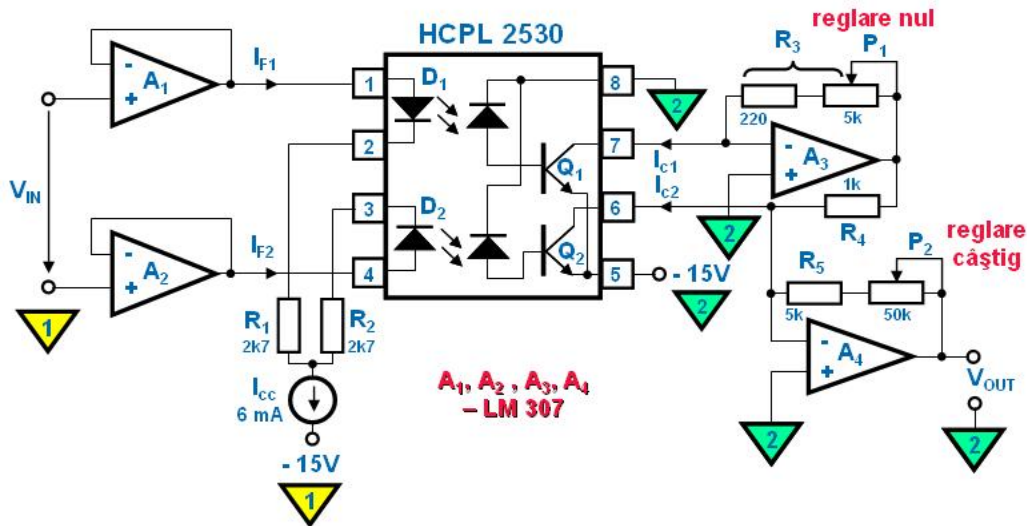


Figura 5.6

Potențiometrul P_1 asigură reglarea nulului, iar P_2 a câștigului (unitar).

Pentru a determina expresia caracteristicii statice a amplificatorului diferențial analizăm circuitele de intrare și de ieșire.

În fig. 5.7 este prezentat circuitul (echivalent) de intrare. Aceasta conține o sursă de tensiune V_{IN} și o sursă de curent (I_{cc}). Avem $R_1 = R_2 (= R)$, deci în continuare vom folosi în analiză valoarea R .

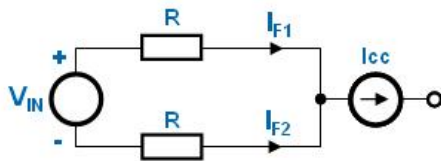


Figura 5.7

Pentru a determina expresiile curenților direcți I_{F1} și I_{F2} folosim principiul suprapunerii efectelor.

Considerăm mai întâi activă sursa de curent I_{cc} și scurtcircuităm la masă sursa de tensiune V_{IN} . Obținem valorile (5.22):

$$I_{F1}(s) = \frac{I_{cc}}{2}, \quad I_{F2}(s) = \frac{I_{cc}}{2} \tag{5.22}$$

Considerăm apoi activă sursa de tensiune V_{IN} și lăsăm în gol sursa de curent I_{cc} . Se obțin expresiile (5.23):

$$I_{F1}(g) = \frac{V_{IN}}{2 \cdot R}, \quad I_{F2}(g) = -\frac{V_{IN}}{2 \cdot R} \tag{5.23}$$

Expresiile curenților direcți I_{F1} și I_{F2} rezultă prin suprapunerea efectelor și au formele (5.24), respectiv (5.25):

$$I_{F1} = I_{F1}(s) + I_{F1}(g) = \frac{I_{cc}}{2} + \frac{V_{IN}}{2 \cdot R} = \frac{I_{cc}}{2} \left(1 + \frac{V_{IN}}{R \cdot I_{cc}} \right) \tag{5.24}$$

$$I_{F2} = I_{F2}(s) + I_{F2}(g) = \frac{I_{cc}}{2} - \frac{V_{IN}}{2 \cdot R} = \frac{I_{cc}}{2} \left(1 - \frac{V_{IN}}{R \cdot I_{cc}} \right) \tag{5.25}$$

Schema circuitului de ieșire al amplificatorului este dată în fig. 5.8.

Se realizează o configurație de amplificator diferențial de curent. Pentru determinarea expresiei tensiunii de ieșire V_{OUT} folosim de asemenea analiza prin suprapunerea efectelor.

Mai întâi considerăm activ generatorul de curent I_{c1} și lăsăm în gol I_{c2} .

Se obține o componentă a tensiunii de ieșire V_{OUT} dependentă de curentul I_{c1} de forma (5.26):

$$V_{OUT}(I_{c1}) = -\frac{R_5}{R_4} \cdot R_3 \cdot I_{c1} \quad (5.26)$$

Pentru situația dată, operaționalul A_3 realizează o conversie curent-tensiune, astfel că ieșirea sa poate fi considerată un generator ideal de tensiune de valoare $R_3 \cdot I_{c1}$.

Tensiunea astfel obținută este amplificată de mod inversor de etajul A_4 , cu un câștig $-R_5/R_4$.

A doua componentă a tensiunii de ieșire este dependentă de curentul I_{c2} și se obține considerând activ generatorul de curent I_{c2} și lăsând în gol generatorul I_{c1} .

În acest caz tensiunea de ieșire din operaționalul A_3 este 0 V.

Cum pentru etajul A_4 avem egalitatea potențialelor intrărilor $V_{4-} = V_{4+} = 0$ V, rezultă că prin rezistența R_4 nu circulă nici un curent (diferență de potențial nulă la capetele sale).

Prin urmare operaționalul A_3 , rezistențele R_3 și R_4 dispar din circuit. Rămâne doar amplificatorul de curent cu operaționalul A_4 , astfel că pentru componenta $V_{OUT}(I_{c2})$ se obține expresia (5.27):

$$V_{OUT}(I_{c2}) = R_5 \cdot I_{c2} \quad (5.27)$$

Putem scrie acum expresia tensiunii de ieșire V_{OUT} sub forma (5.28):

$$V_{OUT} = V_{OUT}(I_{c1}) + V_{OUT}(I_{c2}) = -R_5 \cdot \frac{R_3}{R_4} \cdot I_{c1} + R_5 \cdot I_{c2} \quad (5.28)$$

Din ecuațiile de funcționare ale optocuploarelor putem scrie expresiile curenților de colector I_{c1} , (5.29), respectiv I_{c2} , (5.30):

$$I_{c1} = k_1 \cdot \left(\frac{I_{F1}}{I'_{F1}} \right)^{n_1} = k_1 \cdot \left[\frac{\frac{I_{cc}}{2} \left(1 + \frac{V_{IN}}{R \cdot I_{cc}} \right)}{I'_{F1}} \right]^{n_1} \quad (5.29)$$

$$I_{c2} = k_2 \cdot \left(\frac{I_{F2}}{I'_{F2}} \right)^{n_2} = k_2 \cdot \left[\frac{\frac{I_{cc}}{2} \left(1 - \frac{V_{IN}}{R \cdot I_{cc}} \right)}{I'_{F2}} \right]^{n_2} \quad (5.30)$$

Condiția de nul a amplificatorului are forma (5.31):

$$V_{OUT}(V_{IN} = 0) = 0 \quad (5.31)$$

Expresiile curenților de colector pentru situația cu tensiune de intrare nulă capătă formele (5.32), respectiv (5.33):

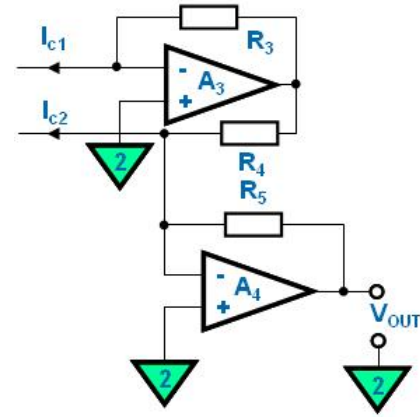


Figura 5.8

$$I_{c1}(0) = k_1 \cdot \left(\frac{I_{cc}}{2 \cdot I'_{F1}} \right)^{n_1} \quad (5.32)$$

$$I_{c2}(0) = k_2 \cdot \left(\frac{I_{cc}}{2 \cdot I'_{F2}} \right)^{n_2} \quad (5.33)$$

În condițiile concrete ale amplificatorului diferențial, condiția de nul capătă forma (5.34), prin înlocuiri adecvate în relația (5.28):

$$-R_5 \cdot \left(\frac{R_3}{R_4} \cdot I_{c1}(0) - I_{c2}(0) \right) = 0 \quad (5.34)$$

Rezultă imediat egalitățile date de relațiile (5.35), (5.36):

$$\frac{R_3}{R_4} \cdot I_{c1}(0) = I_{c2}(0) \quad (5.35)$$

$$\frac{R_3}{R_4} \cdot k_1 \cdot \left(\frac{I_{cc}}{2 \cdot I'_{F1}} \right)^{n_1} = k_2 \cdot \left(\frac{I_{cc}}{2 \cdot I'_{F2}} \right)^{n_2} = K' \quad (5.36)$$

Forma generală a tensiunii de ieșire a amplificatorului diferențial (înainte de reglarea de nul) se obține înlocuind în expresia tensiunii V_{OUT} (5.28) curenții I_{c1} , I_{c2} cu valorile din relațiile (5.29), respectiv (5.30). Se obține relația (5.37):

$$V_{OUT} = -R_5 \cdot \left\{ \frac{R_3}{R_4} \cdot k_1 \cdot \left[\frac{I_{cc} \cdot \left(1 + \frac{V_{IN}}{R \cdot I_{cc}} \right)}{2 \cdot I'_{F1}} \right]^{n_1} - k_2 \cdot \left[\frac{I_{cc} \cdot \left(1 - \frac{V_{IN}}{R \cdot I_{cc}} \right)}{2 \cdot I'_{F2}} \right]^{n_2} \right\} \quad (5.37)$$

Grupăm factorii sub forma (5.38):

$$V_{OUT} = -R_5 \cdot \left[\frac{R_3}{R_4} \cdot k_1 \cdot \left(\frac{I_{cc}}{2 \cdot I'_{F1}} \right)^{n_1} \cdot \left(1 + \frac{V_{IN}}{R \cdot I_{cc}} \right)^{n_1} - k_2 \cdot \left(\frac{I_{cc}}{2 \cdot I'_{F2}} \right)^{n_2} \cdot \left(1 - \frac{V_{IN}}{R \cdot I_{cc}} \right)^{n_2} \right] \quad (5.38)$$

Conform relației (5.36) putem scoate în factor comun K' , obținând pentru tensiunea de ieșire V_{OUT} forma (5.39):

$$V_{OUT} = -R_5 \cdot K' \cdot \left[\left(1 + \frac{V_{IN}}{R \cdot I_{cc}} \right)^{n_1} - \left(1 - \frac{V_{IN}}{R \cdot I_{cc}} \right)^{n_2} \right] \quad (5.39)$$

Facem notația (5.40):

$$x = \frac{V_{IN}}{R \cdot I_{cc}} \quad (5.40)$$

Se obține (5.41):

$$V_{OUT} = -R_5 \cdot K' \cdot \left[(1+x)^{n_1} - (1-x)^{n_2} \right] \quad (5.41)$$

În cazul particular $n_1 = n_2 = 2$ rezultă:

$$V_{OUT} = -R_5 \cdot K' \cdot (1 + 2 \cdot x + x^2 - 1 + 2 \cdot x - x^2)$$

$$V_{OUT} = -R_5 \cdot K' \cdot 4 \cdot x = -\frac{4 \cdot R_5 \cdot K'}{R \cdot I_{cc}} \cdot V_{IN} = K'' \cdot V_{IN} \quad (5.42)$$

Caracteristica de transfer obținută este perfect liniară.

Deriva de nul a amplificatorului diferențial prezentat este redusă dacă raportul k_1/k_2 este constant (relația 5.36 reprezintă condiția de nul a amplificatorului).

Câștigul amplificatorului este afectat de temperatură, deoarece în expresia tensiunii de ieșire (5.42) apare factorul comun K' dependent de temperatură (depinzând de curenții de colector k_1, k_2).

Neliniaritatea caracteristicii de transfer se exprimă cu ajutorul relației (5.43):

$$\frac{\text{eroarea de neliniaritate}}{\text{semnalul ideal}} = \frac{(1+x)^{n_1} - (1-x)^{n_2} - (n_1 + n_2) \cdot x}{(n_1 + n_2) \cdot x} \quad (5.43)$$

Cu valorile componentelor și tipurile de dispozitive din fig. 5.7, se obțin următoarele performanțe:

- **eroare de neliniaritate:** mai mică de 3% pentru o gamă dinamică de 10 V_{VV} ;
- **câștig în tensiune** unitar;
- **bandă de trecere:** 25 kHz (limitată de amplificatoarele operaționale tip LM 307);
- **deriva câștigului:** - 0.4 %/°C;
- **deriva de nul:** ± 4 mV/°C;
- **rejecția de mod comun** CMR : 70 dB (la semnal de 1 kHz);
- **tensiune de izolație** de curent continuu V_{iso} : 3000 V.

Făcând o analiză comparativă a performanțelor ce se obțin folosind cele două amplificatoare, se observă că servoamplificatorul are o liniaritate mai bună, precum și derivate mai reduse, în timp ce amplificatorul diferențial are proprietăți mai bune de mod comun (referitoare la rejectarea tensiunilor de mod comun).

Tehnici de izolare digitale

Tehnicile de conversie digitale pot fi utilizate pentru a transfera un semnal analogic între două sisteme izolate. Cu aceste tehnici, mai întâi semnalul analogic este convertit într-una din formele digitale și transmis optocuplorului. După transferul (cu izolare) prin optocuplor, informația digitală este convertită în circuitul de ieșire din nou în semnal analogic folosind un

demodulator adecvat. Întrucât optocuplorul este folosit numai cu funcție de comutator, liniaritatea globală a circuitului este în primul rând dependentă de acuratețea cu care semnalul analogic este convertit în formă digitală și apoi din nou în formă analogică. Totuși optocuplorul afectează performanțele acestor circuite, banda de trecere fiind limitată de întârzierile în propagare ale optocuplorului.

Circuit izolație cu impulsuri modulate în durată

În fig. 5.9 se prezintă o schemă de circuit izolație folosind modulația în durată a impulsurilor.

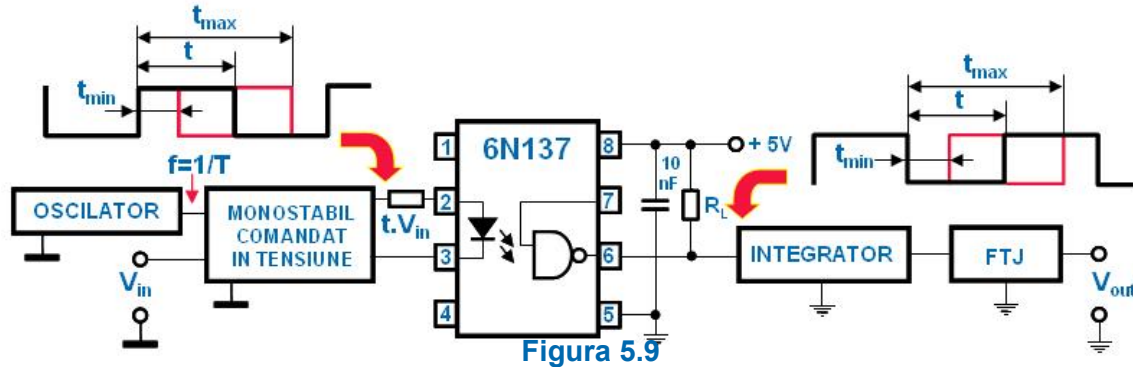


Figura 5.9

Oscilatorul funcționează pe o frecvență fixă f și declanșează monostabilul al cărui factor de umplere este controlat de semnalul de intrare V_{in} (monostabil controlat în tensiune). La ieșire, semnalul sub formă de impulsuri modulate în durată este convertit din nou în semnal analogic, refăcându-se forma sa inițială, dar într-un circuit separat galvanic de circuitul de intrare. Refacerea semnalului este realizată de un integrator, urmat de un filtru trece-jos, sau de orice alt tip de circuit demodulator ce dă o tensiune de ieșire proporțională cu factorul de umplere al impulsurilor.

În ceea ce privește problemele de viteză ale circuitului, frecvența maximă la care poate lucra oscilatorul este determinată de liniaritatea impusă circuitului și de întârzierile în propagare ale optocuplorului. În datele de catalog se precizează următorii parametri ce caracterizează performanțele de comutație ale optocuploarelor:

- t_{pLH} - timp de propagare la tranziția JOS - SUS (la ieșire)
- t_{pHL} - timp de propagare la tranziția SUS - JOS (la ieșire)

Relațiile de proiectare rezultă și din fig. 5.10.

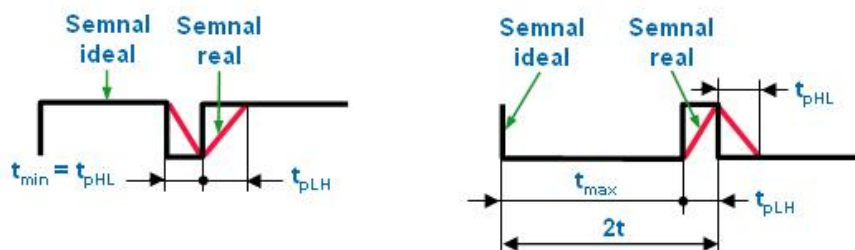


Figura 5.10

Ținând seama de situațiile limită ce pot apărea în funcționarea circuitului, se pot scrie relațiile (5.44):

$$2t - t_{\max} \geq t_{pLH} \quad , \quad t_{\min} \geq t_{pHL} \quad (5.44)$$

Limitările impuse în viteză provin din necesitatea atingerii corecte a nivelurilor logice după procesele de comutare.

Circuit de izolație cu conversie tensiune-frecvență

În fig. 5.11 se prezintă o schemă cu conversie tensiune-frecvență pentru izolarea unui semnal analogic.

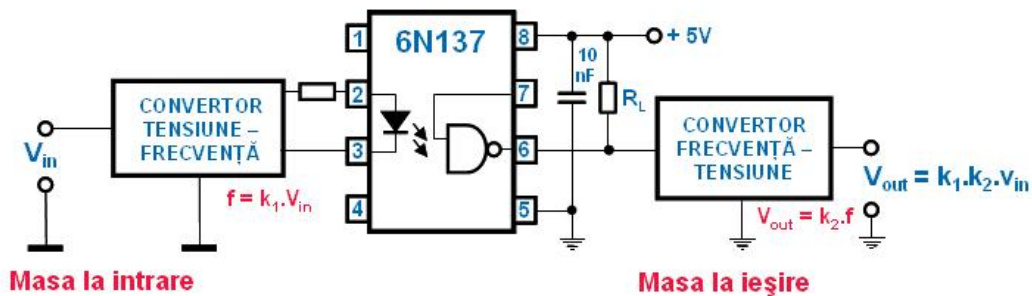


Figura 5.11

Convertorul tensiune-frecvență dă la ieșirea sa un semnal a cărui frecvență este proporțională cu tensiunea de intrare V_{in} . La ieșire, după propagarea prin optocuplor, frecvența este din nou convertită într-un semnal analogic. Liniaritatea depinde de caracteristicile convertoarelor tensiune-frecvență și frecvență-tensiune. Problemele de viteză sunt evidențiate de forma de undă din fig. 5.12.

Ținând seama de parametrii de comutație ai optocuplorului, valoarea maximă a frecvenței semnalului de la ieșirea convertorului tensiune-frecvență este (5.45):

$$f_{\max} = \frac{1}{T} = \frac{1}{t_{pLH} + t_{pHL}} \quad (5.45)$$

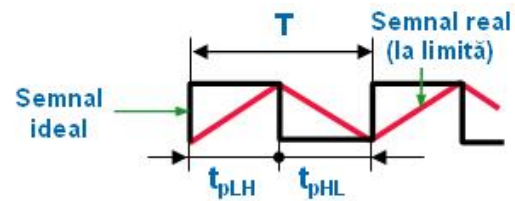


Figura 5.12

Circuit izolație cu modulație de frecvență

O altă schemă, apropiată celei cu conversie tensiune-frecvență, utilizează modulația de frecvență. O purtătoare, de frecvență f_0 , este modulată de către semnalul de intrare cu o deviație Δf , astfel încât $f_0 \pm \Delta f$ este proporțional cu V_{in} . La ieșire, V_{out} este reconstituit folosind un circuit PLL sau un demodulator de frecvență de alt tip.

Circuit izolație cu convertor analog-digital

O altă posibilitate de a izola un semnal analogic se bazează pe utilizarea de convertoare A/D, D/A. O schemă bloc simplificată care ilustrează principiul este prezentată în fig. 5.13.

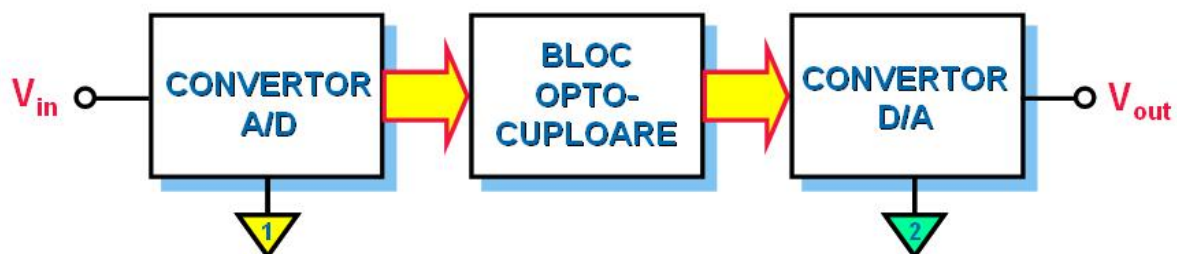


Figura 5.13

În circuitul de intrare apare un convertor A/D ce transformă informația analogică din semnalul V_{in} în semnal digital codificat într-un cod binar. Sub această nouă formă informația este transferată prin optocuplor (cu izolație) în circuitul de ieșire. Aici are loc refacerea formei analogice, utilizând un convertor D/A.

Transferul informației prin optocuplor se poate efectua sub formă serie sau paralel, funcție de ieșirile disponibile la convertorul A/D. Dacă convertorul A/D nu este prevăzut cu ieșire serie,

informația poate fi convertită la forma serială folosind un registru de deplasare. Transferul serial este avantajos din punct de vedere economic, întrucât necesită utilizarea unui singur optocuplor (de viteză) în locul a n optocuploare (n reprezentând rezoluția convertoarelor utilizate). În aplicațiile de viteză se preferă totuși transferul paralel, prețul crescând datorită utilizării unui număr mare de optocuploare.

6. AMPLIFICATOARE LOGARITMICE

Introducere

În multe aplicații din prelucrarea analogică a semnalelor apare necesitatea utilizării unor circuite cu caracteristică de transfer neliniară de tip logaritmic sau exponențial. Cu ajutorul lor se pot efectua operațiuni de compresie și expandare de gamă dinamică (înregistrarea magnetică a semnalelor, transmiterea pe linii lungi), ca exemple tipice de sisteme cu gamă dinamică redusă, unde la intrare se efectuează o compresie de dinamică prin logaritmare, iar la ieșire semnalul se reface prin expandare cu exponențiere. Circuitele de acest tip se utilizează la înmulțiri și împărțiri între semnale analogice (bazate pe proprietățile simple ale logaritmilor).

Funcționarea amplificatoarelor logaritmice se bazează pe caracteristica volt-amperică neliniară a joncțiunilor $p-n$, dată în relația (6.1):

$$i_f = I_0 \cdot \left(e^{\frac{v_f}{\eta \cdot V_T}} - 1 \right) \quad (6.1)$$

unde:

i_f - curentul direct prin joncțiune;

v_f - tensiunea directă pe joncțiune;

I_0 - curentul invers de saturație al joncțiunii (tipic 10^{-14} A);

η - coeficient de material, aproximativ 2 pentru joncțiuni cu siliciu;

V_T - tensiunea termică.

Dacă se restrânge regiunea de funcționare a joncțiunii din punct de vedere al tensiunii directe v_f astfel încât să fie satisfăcută condiția (6.2):

$$e^{\frac{v_f}{\eta \cdot V_T}} \gg 1 \quad (6.2)$$

ceea ce pentru siliciu reprezintă $v_f > 125$ mV, se obține dependența din relația (6.3):

$$i_f \approx I_0 \cdot e^{\frac{v_f}{\eta \cdot V_T}} \quad (6.3)$$

Prin logaritmarea relației (6.3) se obține expresia (6.4):

$$\ln i_f = \ln I_0 + \frac{v_f}{\eta \cdot V_T}, \quad v_f = \eta \cdot V_T \cdot (\ln i_f - \ln I_0) \quad (6.4)$$

Ignorând pentru moment efectele temperaturii η , V_T și I_0 pot fi considerate constante. Dacă dioda este plasată în calea de reacție negativă a unui amplificator operațional (fig.6.1), tensiunea de ieșire din amplificator (6.5) este o funcție logaritmică a tensiunii de intrare.

$$i_1 = \frac{e_i}{R_1} \quad i_f = i_1 \quad v_f = \eta \cdot V_T \cdot (\ln i_f - \ln I_0) \quad v_f = \eta \cdot V_T \cdot \left(\ln \frac{e_i}{R_1} - \ln I_0 \right)$$

$$e_o = -v_f = -\eta \cdot V_T \cdot \left(\ln \frac{e_i}{R_1} - \ln I_0 \right) \quad (6.5)$$

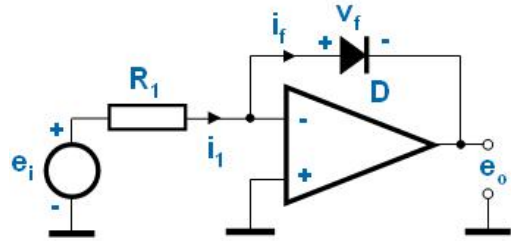


Figura 5.13

Dependența obținută este de tip logaritmic, dar efectul temperaturii se manifestă pregnant, ceea ce impune găsirea unor soluții corespunzătoare pentru îmbunătățirea performanțelor. Pentru compensarea termică a unui amplificator logaritmic trebuie observat că sunt două efecte termice: un **factor de scală** dependent de temperatură ηV_T și un **termen de decalaj** $\eta V_T \ln I_0$.

Tinând seama de cele de mai sus, o schemă de amplificator logaritmic cu diode ce permite compensarea efectelor termice este dată în fig. 6.2.

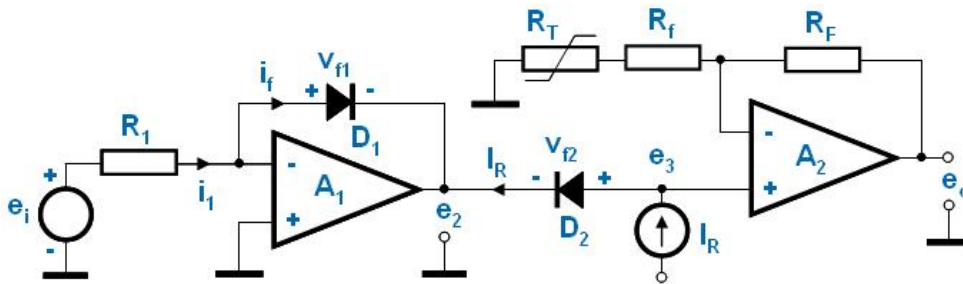


Figura 6.2

Efectul termenului de decalaj $\eta V_T \ln I_0$ dependent de I_0 poate fi înlăturat sau redus prin folosirea unei a doua diode D_2 , împerecheată cu D_1 și parcursă de curentul constant al sursei de curent I_R . Dacă cele două diode sunt perfect împerecheate și se asigură un cuplaj termic strâns, atunci valorile V_T și I_0 pentru cele două diode vor fi egale și termenul de decalaj sensibil cu temperatura $\ln I_0$ va lipsi din expresia tensiunii e_3 .

Pentru dioda D_2 se poate scrie (6.6):

$$I_R = I_{02} \cdot \left(e^{\frac{v_{f2}}{\eta \cdot V_T}} - 1 \right) \cong I_{02} \cdot e^{\frac{v_{f2}}{\eta \cdot V_T}} \quad (6.6)$$

Se obține pentru tensiunea v_{f2} de pe jonctiune expresia (6.7):

$$V_{F2} = \eta \cdot V_T \cdot (\ln I_R - \ln I_{02}) \quad (6.7)$$

Dioda D_1 este inclusă în bucla de reacție a amplificatorului operațional A_1 , determinând pentru e_2 expresia (6.8):

$$e_2 = -\eta \cdot V_T \cdot \left(\ln \frac{e_i}{R_1} - \ln I_{01} \right) \quad (6.8)$$

Pentru tensiunea e_3 se obține expresia (6.9):

$$e_3 = e_2 + V_{f2} = -\eta \cdot V_T \cdot \left(\ln \frac{e_i}{R_1} - \ln I_{01} \right) + \eta \cdot V_T \cdot (\ln I_R - \ln I_{02})$$

$$e_3 = -\eta \cdot V_T \cdot \left(\ln \frac{e_i}{R_1} - \ln I_{01} - \ln I_R + \ln I_{02} \right) \quad (6.9)$$

Pentru ca în expresia (6.9) să apară factorul comun ηV_T , este necesar să se îndeplinească condițiile de împerechere și de cuplaj termic strâns al diodelor. În aceste condiții se obține de asemenea egalitatea (6.10):

$$I_{01} = I_{02} = I_0 \quad (6.10)$$

Expresia tensiunii e_3 devine (6.11):

$$e_3 = -\eta \cdot V_T \cdot \left(\ln \frac{e_i}{R_1} - \ln I_R \right) = -\eta \cdot V_T \cdot \ln \frac{e_i}{R_1 I_R} \quad (6.11)$$

S-a pus astfel în evidență modul de eliminare din expresia tensiunii cu dependență logaritmică e_3 a termenului de decalaj sensibil cu temperatura dependent de I_0 .

Singura sensibilitate cu temperatura rămasă în expresia tensiunii e_3 este factorul de scală ηV_T .

Acesta poate fi compensat în amplificatorul de ieșire cu operaționalul A_2 prin realizarea unui câștig dependent de temperatură. Faptul se obține cel mai simplu folosind un termistor R_T , așa cum se prezintă

Se observă că etajul cu amplificatorul operațional A_2 este în configurație neinversoare, pentru care se obține la ieșire tensiunea e_o , conform relației (6.12):

$$e_o = A_{n2} \cdot e_3 = \left(1 + \frac{R_F}{R_f + R_T} \right) \cdot e_3 \quad (6.12)$$

Având în vedere expresia tensiunii e_3 , înlocuind în (6.11), se obține:

$$e_o = -\eta \cdot V_T \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_f + R_T} \right) \cdot \ln \frac{e_i}{R_1 I_R} \quad (6.13)$$

Pentru a elimina sensibilitatea cu temperatura a tensiunii de ieșire trebuie să se realizeze condiția (6.14):

$$\eta \cdot V_T \cdot \left(1 + \frac{R_F}{R_f + R_T} \right) = k_1 = const. \quad (6.14)$$

Întrucât termistorul are o dependență neliniară de temperatură (după o lege de tip exponențial), compensarea se poate realiza cu o eroare acceptabilă numai pentru domenii relativ restrânse. La proiectarea circuitului se estimează domeniul de temperaturi între care se dorește să fie eficientă compensarea, se aproximează liniar în acest domeniu caracteristica de transfer a termistorului (în limite de erori acceptabile), după care se pot

stabili valorile pentru rezistențele R_f și R_F ținând seama și de valoarea câștigului impus pentru amplificator.

Cu aceste măsuri, expresia tensiunii de ieșire este de tipul (6.15):

$$e_o = k_1 \cdot \ln(k_2 \cdot e_i) \quad (6.15)$$

k_1 și k_2 sunt constante care nu depind de temperatură.

Câștigul amplificatorului determină valoarea constantei k_1 , iar valorile I_R și R_1 , constanta k_2 . Prin intermediul acestor constante se realizează adaptarea gamelor dinamice de intrare și ieșire ale amplificatorului la datele reale de funcționare.

Gama dinamică a amplificatoarelor logaritmice prezentate este totuși limitată de anumiți factori. Dioda respectă relația de tip logaritmă între v_f și i_f destul de corect pentru mai mult de 6 decade.

Reducerea gamei dinamice (în condiții de precizie impuse) rezultă, în principiu, din aceea că în curentul i_f nu intră numai curentul de semnal de intrare i_1 , ci și curentul de polarizare la intrare, curentul de zgomot al amplificatorului operațional, plus curenții generați de tensiunea de decalaj de intrare și de tensiunea de zgomot ce se aplică pe rezistența R_1 . O imagine mai clară a acestor limitări se poate obține din următorul exemplu.

Exemplu de analiză

Se consideră o diodă pentru care valoarea maximă a curentului (pentru o logaritmare corectă) este $i_{f \max} = 1 \text{ mA}$. Valoarea maximă a semnalului de intrare se cunoaște și are valoarea $e_{i \max} = 10 \text{ V}$. Se realizează un amplificator logaritmă conform schemei din fig. 6.1, dispunând de un amplificator operațional la care curentul de polarizare $I_b = 10 \text{ nA}$, iar tensiunea de decalaj la intrare $V_{\text{off}} = 1 \text{ mV}$. Se impune o eroare maximă $\delta = 1 \%$. Se cere să se determine în aceste condiții gama dinamică a amplificatorului logaritmă.

De la început putem face observația că datele numerice enumerate se încadrează într-o clasă medie de valori specifice dispozitivelor uzuale. Acest mod de inițializare al problemei va permite observarea mai clară atât a limitărilor ce apar cât și a posibilităților de creștere a performanțelor.

Mai întâi calculăm valoarea rezistenței R_1 :

$$R_1 = \frac{e_{i \max}}{i_{f \max}} = \frac{10}{10^{-3}} = 10^4 = 10 \text{ k}\Omega$$

Pentru a determina gama dinamică în limitele erorii acceptate, calculăm componentele de eroare ale curentului. Aceste componente pot fi determinate de tensiunea de decalaj la intrare, $i_{V_{\text{off}}}$, respectiv de curentul de polarizare I_b :

$$i_{V_{\text{off}}} = \frac{V_{\text{off}}}{R_1} = \frac{10^{-3}}{10^4} = 10^{-7} \text{ A}, \quad I_b = 10^{-8} \text{ A}$$

Eroarea este dată de termenul $i_{V_{\text{off}}}$. Dacă notăm cu $i_{er \max}$ valoarea maximă admisă a erorii de curent (pentru eroarea δ) și cu $i_{f \min}$ valoarea minimă a curentului prin dioda de logaritmare în condițiile de precizie impuse, atunci:

$$i_{er \max} = i_{V_{\text{off}}}, \quad i_{f \min} = \frac{i_{er \max}}{\delta} = \frac{10^{-7}}{10^{-2}} = 10^{-5} \text{ A}$$

Rezultă un domeniu de variație a curentului în circuitul de intrare: $10^{-5} \dots 10^{-3} \text{ A}$ (două decade). În aceste condiții, valoarea inferioară a tensiunii de intrare $e_{i \min}$ este:

$$e_{i \min} = i_{f \min} \cdot R_1 = 10^{-5} \cdot 10^4 = 10^{-1} \text{ V}$$

Domeniul de variație al tensiunii de intrare este de la 10^{-1} V la 10 V , ceea ce corespunde unei game dinamice de **2 decade** (40 dB).

Problema poate fi privită și dintr-un alt unghi. Astfel, dacă se impune o gamă dinamică de **GD = 80 dB** cu o acuratețe $\delta = 1 \%$, trebuie să stabilim caracteristicile necesare ale amplificatorului operațional ce poate satisface aceste condiții. Eroarea de curent admisă $i_{er \max}$, rezultă ca fiind:

$$i_{er \max} = i_{f \min} \cdot \delta = \frac{i_{f \max}}{GD} \cdot \delta = \frac{10^{-3}}{10^4} \cdot 10^{-2} = 10^{-9} \text{ A} = 1 \text{ nA}$$

Pentru un amplificator operațional cu tranzistoare cu efect de câmp pe intrare, curentul de polarizare va avea o valoare de ordinul picoamperilor, mult mai mic decât eroarea de curent admisă.

Tensiunea de decalaj la intrare V_{off} care ar provoca o astfel de valoare a curentului de eroare este:

$$V_{off \max} = i_{er \max} \cdot R_1 = 10^{-9} \cdot 10^4 = 10^{-5} \text{ V} = 10 \mu\text{V}$$

Această condiție este foarte dificil de menținut o perioadă mare de timp și într-un anumit domeniu de temperaturi. Într-adevăr, dacă folosim un amplificator operațional de bună calitate și conectăm circuitul de compensare a tensiunii de decalaj, după reglajul de nul se poate realiza condiția de eroare.

Valoarea tensiunii de decalaj este însă extrem de mică și va fi relativ rapid depășită după reglaj datorită manifestării derivei.

Tensiunea de zgomot e_n a operaționalului dă un curent de eroare $i_n = e_n / R_1$, parte a erorii totale pentru semnale tranzitorii cu spectru larg de frecvențe.

Problemele anterioare sunt ușor de rezolvat dacă semnalul circuitului de logaritmare este dat de o sursă de curent cu impedanță internă foarte mare (fig. 6.3):

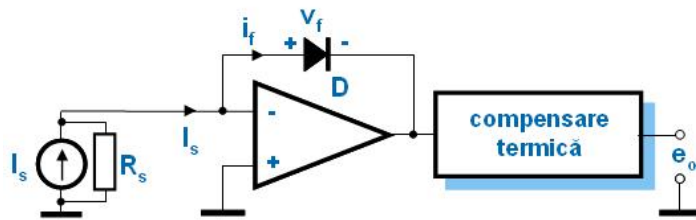


Figura 6.3

În acest caz, curentul de intrare circulă prin dioda de reacție negativă generând o tensiune proporțională cu logaritmul curentului de intrare. Rezistența sursei de semnal este foarte mare, câștigul efectiv în tensiune al circuitului este mic, iar tensiunea de decalaj și tensiunea de zgomot de la intrare nu mai sunt critice din punct de vedere al erorilor.

Dacă R_s este rezistența internă a sursei de curent (semnal), iar r_f rezistența în conducție directă a diodei de logaritmare, câștigul de mod neinversor al amplificatorului este:

$$A_n = 1 + \frac{r_f}{R_s} \approx 1, \quad (r_f \ll R_s)$$

Valoarea rezistenței r_f este de ordinul zecilor de ohmi, în timp ce rezistența R_s atinge valori de ordinul MΩ. Câștigul în tensiune al amplificatorului este deci aproximativ unitar pentru tensiunea de decalaj sau de zgomot de intrare. Principalele surse de erori sunt curentul de polarizare și curentul de zgomot, care pot fi micșorați prin folosirea unor amplificatoare operaționale cu tranzistoare cu efect de câmp pe intrare.

Dacă semnalul este dat de o sursă de tensiune (cu rezistență internă mică), pentru a asigura atacul în curent al etajului se folosește un convertor tensiune-curent. Amplificatoarele logaritmice prezentate admit semnal de intrare unipolar. Acest semnal poate fi totuși pozitiv sau negativ, funcție de sensul de conectare al diodelor în bucla de reacție.