

# Prelegerea nr. 10

## Amplificator logaritmice de raport

Schema electrică a amplificatorului logaritmice de raport este prezentată în fig. 6.4.

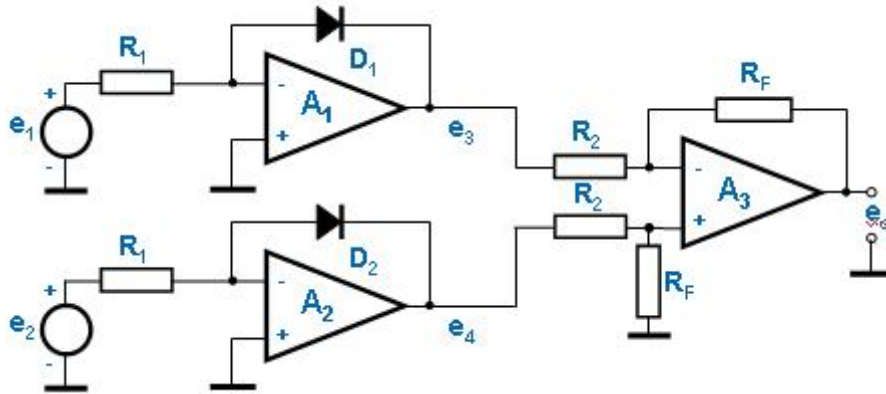


Figura 6.4

După cum se poate observa din schemă, amplificatorul este format din două circuite de logaritmare de bază, dezvoltate cu operaționalele  $A_1$  și  $A_2$  și un etaj diferențial (cu  $A_3$ ), care va realiza diferența tensiunilor de ieșire furnizate de etajele de logaritmare. Semnalele de intrare  $e_1$ ,  $e_2$  sunt convertite în două tensiuni logaritmice  $e_3$ ,  $e_4$ , dependente de temperatură, având expresiile (6.16), (6.17):

$$e_3 = -\eta \cdot V_T \cdot \left( \ln \frac{e_1}{R_1} - \ln I_{01} \right) \quad (6.16)$$

$$e_4 = -\eta \cdot V_T \cdot \left( \ln \frac{e_2}{R_1} - \ln I_{02} \right) \quad (6.17)$$

Tensiunea de ieșire  $e_o$  din etajul diferențial  $A_3$  are expresia (6.18):

$$e_o = \frac{R_F}{R_2} \cdot (e_4 - e_3) = \eta \cdot V_T \cdot \left( -\ln \frac{e_2}{R_1} + \ln I_{02} + \ln \frac{e_1}{R_1} - \ln I_{01} \right) \quad (6.18)$$

Dacă diodele folosite sunt perfect împerecheate și se asigură un cuplaj termic strâns, atunci  $I_{01} = I_{02} = I_0$  și termenii în  $\ln I_0$  se reduc, obținându-se pentru tensiunea de ieșire expresia (6.19):

$$e_o = \eta \cdot V_T \cdot \frac{R_F}{R_2} \cdot \left( \ln \frac{e_1}{R_1} - \ln \frac{e_2}{R_1} \right) = \eta \cdot V_T \cdot \frac{R_F}{R_2} \cdot \ln \frac{e_1}{e_2} \quad (6.19)$$

Factorul de scală sensibil cu temperatura  $\eta V_T$  poate fi compensat dacă se realizează o dependență convenabilă cu temperatura a raportului  $R_F / R_2$ . Aceasta impune două rezistențe dependente de temperatură, una în circuitul intrării inversoare, una în circuitul intrării neinversoare, pentru a păstra condiția de echilibru a rezistențelor din circuitul amplificatorului diferențial  $A_3$ . Altfel, apar probleme de mod comun ce afectează performanțele amplificatorului logaritmice.

Cele mai bune performanțe se vor obține și în acest caz dacă se utilizează arii de joncțiuni, eventual termostatate.

Funcția antilogaritmică (exponențială) poate fi de asemenea obținută prin utilizarea diodelor și amplificatoarelor operaționale, așa cum se prezintă în fig. 6.5.

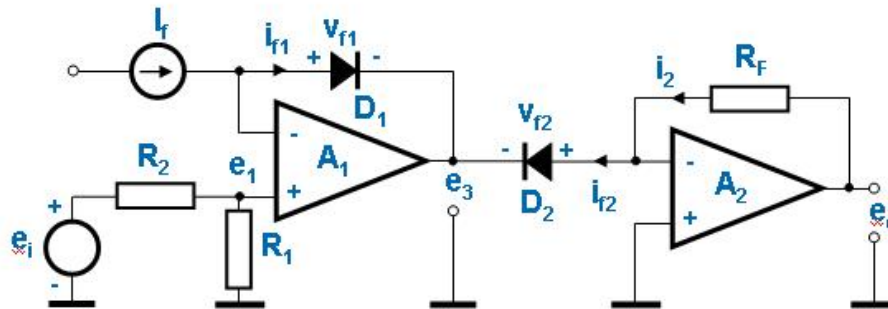


Figura 6.5

În circuitul de ieșire (al amplificatorului  $A_2$ , ce realizează efectiv funcția antilogaritmică), putem scrie:

$$i_{f2} = I_{02} \cdot e^{\frac{V_{f2}}{\eta \cdot V_T}}, \quad V_{f2} = -e_3, \quad \text{deci: } i_{f2} = I_{02} \cdot e^{\frac{-e_3}{\eta \cdot V_T}}$$

dar:

$$i_{f2} = i_2, \quad e_o = R_F \cdot i_2 = R_F \cdot i_{f2}$$

Deci:

$$e_o = R_F \cdot I_{02} \cdot e^{\frac{-e_3}{\eta \cdot V_T}} \quad (6.20)$$

Din circuitul amplificatorului operațional  $A_1$  se poate scrie:

$$e_3 = V_{1-} - v_{f1}, \quad V_{1-} = V_{1+} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot e_i, \quad v_{f1} = \eta \cdot V_T \cdot (\ln I_f - \ln I_{01})$$

Se obține:

$$e_3 = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot e_i - \eta \cdot V_T \cdot (\ln I_f - \ln I_{01}) \quad (6.21)$$

Înlocuind expresia tensiunii  $e_3$  din relația (6.21) în (6.20) se obține:

$$e_o = R_F \cdot I_{02} \cdot \exp \frac{-\frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot e_i + \eta \cdot V_T (\ln I_f - \ln I_{01})}{\eta \cdot V_T}$$

$$e_o = R_F \cdot I_{02} \cdot \exp \left[ -\frac{R_1}{\eta \cdot V_T \cdot (R_1 + R_2)} \cdot e_i + \ln I_f - \ln I_{01} \right]$$

$$e_o = R_F \cdot I_{02} \cdot \exp \left[ -\frac{R_1}{\eta \cdot V_T \cdot (R_1 + R_2)} \cdot e_i \right] \cdot \exp(\ln I_f) \cdot \exp(-\ln I_{01})$$

Rezultă:

$$e_o = R_F \cdot I_f \cdot I_{02} \cdot \frac{1}{I_{01}} \cdot \exp \left[ -\frac{R_1}{\eta \cdot V_T \cdot (R_1 + R_2)} \cdot e_i \right]$$

Și de această dată performanțele cele mai bune se obțin pentru diode realizate pe același chip, eventual termostatat. În acest fel se poate considera că:

$$I_{01} = I_{02}$$

ceea ce conduce la expresia (6.22) a tensiunii de ieșire:

$$e_o = R_F \cdot I_f \cdot I_{02} \cdot \frac{1}{I_{01}} \cdot \exp \left[ -\frac{R_1}{\eta \cdot V_T \cdot (R_1 + R_2)} \cdot e_i \right] \quad (6.22)$$

Prin condiția de împerechere a caracteristicilor diodelor se elimină din expresia tensiunii de ieșire dependența după temperatură datorată curenților  $I_0$ .

Pentru a înlătura în totalitate sensibilitatea circuitului cu temperatura, trebuie compensat și factorul de scală  $\eta V_T$ . Acest lucru poate fi obținut asigurând o sensibilitate cu temperatura adecvată a câștigului etajului  $A_1$ , prin grupul de rezistențe  $R_1, R_2$ .

Generatorul de curent  $I_f$  și rezistența  $R_F$  sunt dimensionate pentru a asigura factorul de scală dorit.

Gama dinamică a amplificatorului antilogaritmice este determinată de tensiunea de decalaj la intrare, curenții de polarizare și zgomotul ambelor amplificatoare operaționale. Problemele sunt aceleași cu cele prezentate la amplificatoarele logaritmice, astfel că, pentru game dinamice de ordinul 80 dB sau mai mari, ambele operaționale vor trebui să aibă tensiunea de offset și de zgomot mai mici de 10  $\mu$ V. Acești parametri sunt greu de obținut prin proiectarea cu amplificatoare operaționale obișnuite.

## Amplificator logaritmice cu un tranzistor

Utilizarea tranzistoarelor bipolare în circuitele de logaritmice se bazează tot pe caracteristica volt-amperică neliniară a joncțiunilor semiconductoare. Astfel, dependența între curentul de emitor și tensiunea bază-emitor are forma (6.23):

$$I_E = I_0 \cdot \left( e^{\frac{V_{BE}}{\eta \cdot V_T}} - 1 \right) \quad (6.23)$$

Dacă se polarizează joncțiunea emitoare cu o tensiune mai mare de 125 mV, relația se poate aproxima sub forma:

$$e^{\frac{V_{BE}}{\eta \cdot V_T}} \gg 1, \quad I_E \approx I_0 \cdot e^{\frac{V_{BE}}{\eta \cdot V_T}}$$

Se obține o dependență de tip logaritmice între tensiunea  $V_{BE}$  și curentul  $I_E$ , ca în relația (6.24):

$$V_{BE} = \eta \cdot V_T \cdot \ln \frac{I_E}{I_0} \quad (6.24)$$

Utilizarea practică a acestei dependențe la amplificatoarele logaritmice presupune introducerea joncțiunii emitoare în circuitul de reacție negativă a unui amplificator operațional (fig. 6.6).

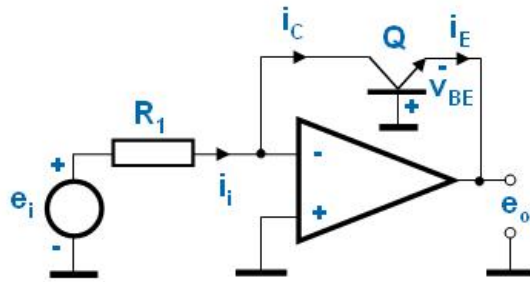


Figura 6.6

Se observă că baza tranzistorului este legată la masă, stabilind astfel joncțiunea emitoare ca o diodă de ieșire de referință.

În circuitul de intrare al amplificatorului operațional se poate scrie:

$$i_i = \frac{e_i}{R_1}, \quad i_i = i_c \Rightarrow i_c = \frac{e_i}{R_1}$$

Curentul de colector  $i_c$  este egal cu curentul de intrare  $i_i$ , dependent de tensiunea de intrare  $e_i$ .

Pentru un tranzistor bipolar cu factor de câștig în curent  $\beta$  mare funcționând în regiunea activă normală,  $i_c \approx i_e$ , deci:

$$e_o = -V_{BE} = -\eta \cdot V_T \cdot \ln \frac{e_i}{R_1 \cdot I_0} \quad (6.25)$$

Prin urmare, o primă condiție pentru reducerea erorilor acestui circuit este utilizarea unui tranzistor cu factor de câștig în curent  $\beta$  mare. Buna funcționare a amplificatorului impune lucrul în regiunea activă normală pentru tranzistor.

Într-adevăr, joncțiunea emitoare este polarizată direct (s-a presupus tensiune de intrare  $e_i$  pozitivă). În ceea ce privește joncțiunea colectoră, se observă că baza tranzistorului este la potențial zero (masă), în timp ce colectorul se găsește la potențial virtual zero (fiind conectat la intrarea inversoare a amplificatorului operațional).

Se poate considera că  $V_{BC}=0$ , valoare ce corespunde condiției de funcționare a tranzistorului în regiunea activă normală (în regiunea de graniță spre starea de saturație).

Astfel, relația (6.25) pune în evidență dependența logaritmică a tensiunii de ieșire de tensiunea de intrare a amplificatorului.

Avantajul amplasării unui tranzistor bipolar în bucla de reacție negativă este acela că baza este legată la masa circuitului, ceea ce stabilește un punct de referință exact pentru tensiunea de ieșire, spre deosebire de montajul cu diode, la care pinul diodei dinspre circuitul de intrare era conectat la potențialul virtual nul al intrării inversoare a amplificatorului operațional.

Tensiunea de ieșire exprimată în relația (6.25) atinge valoarea zero pentru valori extrem de scăzute ale tensiunii de intrare.

*Dacă se consideră că pentru tranzistor  $I_0 = 2 \cdot 10^{-14}$  A și  $R_1 = 5$  k $\Omega$ , tensiunea de anulare este:*

$$e_{i0} = R_1 \cdot I_0 = 5 \cdot 10^3 \cdot 2 \cdot 10^{-14} = 10^{-10} \text{ V}$$

Valori de acest ordin de mărime pentru tensiunea de anulare a logaritmului sunt prea scăzute pentru a putea servi ca referințe convenabile de nivel. Mai mult, căderea de tensiune pentru zero la ieșire este mult depărtată de valoarea de 125 mV necesară pentru a putea considera cu adevărat exponențială caracteristica volt-amperică.

## Amplificator logaritmic cu două tranzistoare

Tensiunea de anulare a logaritmului se poate ușor deplasa spre un nivel de tensiune mai realist prin raportarea expresiei logaritmice a joncțiunii utilizate la o caracteristică volt-amperică a unei alte joncțiuni parcursă de un curent constant, așa cum se prezintă în fig. 6.7.

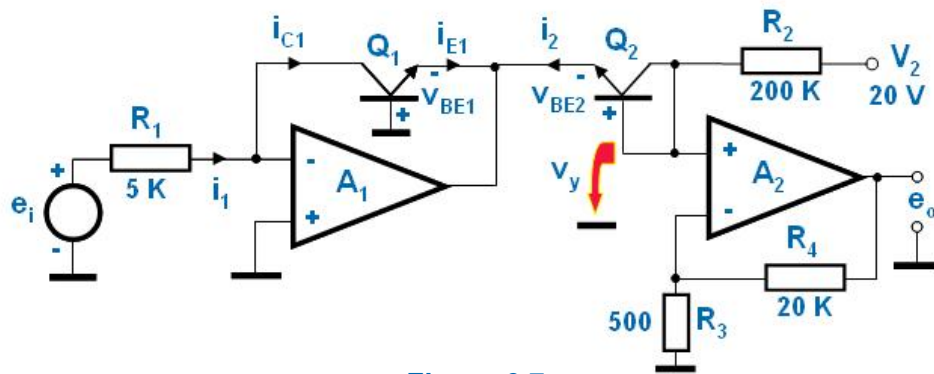


Figura 6.7

Tensiunea  $v_y$  are valoarea:

$$v_y = \Delta V_{BE} = V_{BE2} - V_{BE1} = -\eta \cdot V_T \cdot \ln \frac{e_i}{I_{01} \cdot R_1} + \eta \cdot V_T \cdot \ln \frac{I_2}{I_{02}}$$

unde  $I_2$  este curentul ce circulă prin tranzistorul de referință  $Q_2$ .

Presupunând că se folosesc două tranzistoare identice, pentru care:

$$I_{01} = I_{02} = I_0$$

obținem:

$$v_y = -\eta \cdot V_T \cdot \left( \ln \frac{e_i}{I_0 \cdot R_1} - \ln \frac{I_2}{I_0} \right) = -\eta \cdot V_T \cdot \ln \frac{e_i \cdot I_0}{I_0 \cdot R_1 \cdot I_2}$$

Rezultă deci expresia (6.26) pentru tensiunea  $v_y$ :

$$v_y = -\eta \cdot V_T \cdot \ln \frac{e_i}{I_2 \cdot R_1} \quad (6.26)$$

Deoarece joncțiunile bază-emitor sunt conectate în opoziție, compensându-se aproximativ căderile de tensiune pe ele și ținând seama de modul de polarizare folosit în circuitul tranzistorului de referință  $Q_2$ , curentul de referință  $I_2$  are expresia:

$$I_2 \approx \frac{V_2}{R_2}$$

Se obține pentru  $v_y$  expresia (6.27):

$$v_y = -\eta \cdot V_T \cdot \ln \frac{R_2 \cdot e_i}{R_1 \cdot V_2} \quad (6.27)$$

Într-adevăr,  $I_2$  rămâne aproximativ constant în întreaga gamă dinamică întrucât  $V_2 \gg V_{BE}$ .

Din relația (6.27) rezultă că tensiunea de anulare a logaritmului a fost deplasată la valoarea (6.28):

$$e_{i0} = \frac{R_1}{R_2} \cdot V_2$$

Pentru valorile numerice din fig. 6.7:  $V_2 = 20 \text{ V}$ ,  $R_1 = 5 \text{ k}\Omega$  și  $R_2 = 200 \text{ k}\Omega$ , tensiunea de anulare a logaritmului este deplasată la o valoare  $e_{i0} = 0,5 \text{ V}$ .

Amplificatorul operațional  $A_2$  fixează câștigul final în tensiune al amplificatorului logaritmic. Se observă conexiunea neinversoare a etajului, astfel că tensiunea de ieșire are expresia (6.29):

$$e_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot v_y = -\eta \cdot V_T \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot \ln \frac{R_2 \cdot e_i}{R_1 \cdot V_2}$$

Pentru o bună echilibrare a etajului  $A_2$  trebuie ca rezistența  $R_3$  să fie aleasă astfel încât să egaleze impedanța de intrare din baza tranzistorului  $Q_2$ .

Pentru a elimina efectul termic introdus de factorul de scală  $\eta V_T$  trebuie asigurată o sensibilitate compensatoare cu temperatura a câștigului amplificatorului utilizându-se un termistor în circuitul amplificatorului operațional  $A_2$ . Cele mai bune performanțe se obțin pentru acest tip de amplificator logaritmic dacă tranzistoarele sunt realizate pe același chip, eventual cu posibilitatea de termostatare.

Panta caracteristicii de transfer logaritmice este controlată de câștigul etajului cu amplificatorul operațional  $A_2$ . Prin intermediul acestui câștig se poate transforma baza logaritmului în care se lucrează, ceea ce poate fi util în anumite categorii de prelucrări analogice ale semnalelor.

Problemele legate de erori sunt de tipul celor semnalate la amplificatoarele logaritmice cu diode. În mod uzual nu este dificil de menținut funcția logaritmică cu o eroare de 1, ..., 2 % pentru 3 sau 4 decade ale tensiunii de intrare.

## Amplificator antilogaritmic cu tranzistor

Tehnica reacției negative este folosită și pentru realizarea funcției antilogaritmice (exponențiale). În acest caz joncțiunea de lucru (emitoare) este plasată ca element ce controlează curentul în circuitul de intrare al amplificatorului operațional (fig. 6.8).

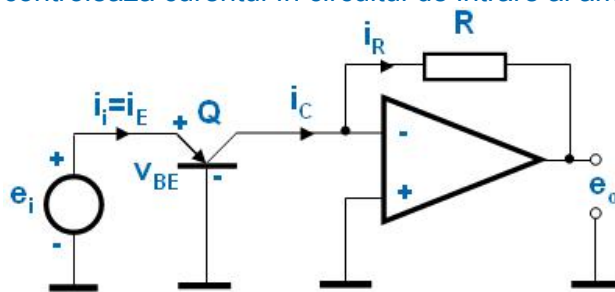


Figura 6.8

Între curenții din circuit sunt valabile următoarele relații:

$$i_i = i_E, \quad i_E \approx i_C, \quad i_C = i_R \Rightarrow i_i \approx i_R$$

Aproximația este cu atât mai bună cu cât factorul  $\beta$  al tranzistorului utilizat în circuit este mai mare.

Considerând că este îndeplinită condiția de restricționare a valorilor tensiunii directe pe joncțiune ( $V_{BE} > 125$  mV pentru tranzistoare cu Si), se poate scrie (6.30):

$$i_i = i_E = I_0 \cdot \left( e^{\frac{V_{BE}}{\eta \cdot V_T}} - 1 \right), \quad V_{BE} = v_i, \quad i_i \approx I_0 \cdot e^{\frac{v_i}{\eta \cdot V_T}} \tag{6.30}$$

În circuitul de ieșire al amplificatorului operațional apare tensiunea  $e_o$ , conform relației (6.31):

$$e_o = -R \cdot i_R \tag{6.31}$$

Înlocuind în relația (6.31) curentul  $i_R \approx i_i$  cu expresia curentului  $i_i$  din relația (6.30), obținem expresia tensiunii de ieșire sub forma (6.32):

$$e_o = -R \cdot I_0 \cdot e^{\frac{e_i}{\eta \cdot V_T}} \tag{6.32}$$

Ecuția (6.32) arată că tensiunea de ieșire depinde exponențial (antilogaritmic) de tensiunea de intrare.

Dacă amplificatorul antilogaritmic este folosit pentru refacerea unui semnal supus logaritmicării, conversia se realizează unu-la-unu dacă rezistența  $R$  din fig. 6.8 este egală cu  $R_1$  din fig. 6.6. Dacă rezistențele nu sunt egale, tensiunea finală ce se obține la ieșirea amplificatorului antilogaritmic va fi tensiunea de intrare în amplificatorul logaritmic multiplicată liniar cu factorul  $R/R_1$ .

Ecuția (6.32) arată că tensiunea de ieșire depinde exponențial (antilogaritmic) de tensiunea de intrare.

Dacă amplificatorul antilogaritmic este folosit pentru refacerea unui semnal supus logaritmicării, conversia se realizează unu-la-unu dacă rezistența  $R$  din fig. 6.8 este egală cu  $R_1$  din fig. 6.6. Dacă rezistențele nu sunt egale, tensiunea finală ce se obține la ieșirea amplificatorului antilogaritmic va fi tensiunea de intrare în amplificatorul logaritmic multiplicată liniar cu factorul  $R/R_1$ .

Semnalul de intrare în amplificatorul antilogaritmic trebuie să fie restricționat, astfel încât să rămână în domeniul logaritmic al caracteristicii joncțiunii. Cum la temperatura camerei fiecare 60 mV din semnalul de intrare corespunde unei decade logaritmice, rezultă că amplificatorul poate ușor reconverti un semnal cu o gamă dinamică la ieșire de trei sau patru decade.

## 7. GARDAREA ȘI PROTECȚIA AMPLIFICATOARELOR DE MĂSURARE

Gardarea reprezintă un ansamblu de tehnici ce permit îmbunătățirea performanțelor amplificatoarelor de măsurare, cum ar fi de exemplu creșterea rejecției de mod comun a sistemului atunci când capacitatea distribuită a liniei de transmisie are o valoare semnificativă.

Se prezintă în continuare un exemplu de realizare a gardării pentru cazul unui amplificator instrumentație având structura din fig. 7.1.

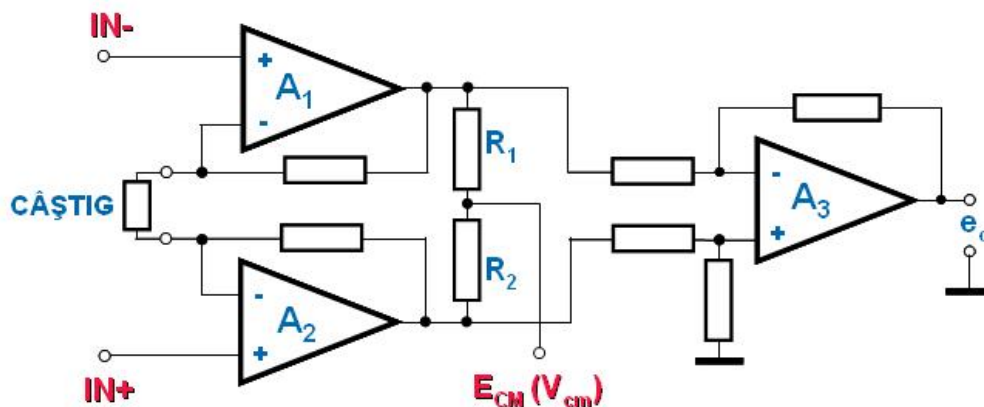


Figura 7.1

Se observă că fig. 7.1 este o schemă clasică de amplificator instrumentație de calitate, la care suplimentar sunt prevăzute rezistențele  $R_1$  și  $R_2$ , pe conexiunea lor mediană fiind conectat pinul  $E_{CM}$  (accesibil în exterior în cazul variantelor integrate). La acest pin apare tensiunea de mod comun  $V_{cm}$  a amplificatorului.

Schema de conectare a amplificatorului instrumentație prevăzut cu conexiune de gardare este prezentată în fig. 7.2.



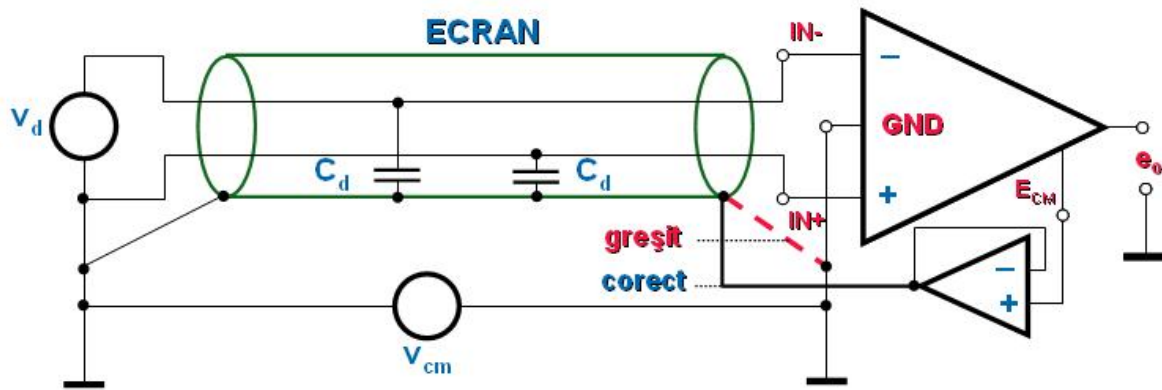


Figura 7.2

Referitor la această schemă se impun anumite precizări de ordin practic. Astfel, problemele cele mai dificile apar când sistemul este dispus în mediu industrial (caracterizat de perturbații electromagnetice foarte puternice), iar semnalul este adus pe o linie lungă.

Din considerente de protecția muncii este obligatorie conectarea la pământ a ecranului liniei de transmisie la capătul dinspre traductor (generator de semnal diferențial).

Datorită prezenței perturbațiilor electromagnetice foarte puternice, potențialele punctelor de conectare la masă de la traductor și de la amplificatorul instrumentație nu sunt egale, diferența de potențial ce apare fiind percepută de amplificator ca tensiune de mod comun.

O caracteristică a acestei tensiuni de mod comun o reprezintă spectrul larg de frecvențe specific perturbațiilor electromagnetice din mediul industrial.

Deci, în prezența unor capacități distribuite mari ale liniei de transmisie, trebuie reduși curenții de fugă prin aceste capacități pentru a menține performanțe ridicate de mod comun.

În fig. 7.2 este prezentată cu linie întreruptă conectarea greșită a capătului dinspre amplificator al ecranului, respectiv la masă.

În această situație, la capătul dinspre traductor diferența de potențial dintre firele liniei de transmisie și ecran este zero, în timp ce la capătul dinspre amplificator se atinge valoarea  $V_{cm}$ . Cum ecranul în mod real are o impedanță diferită de zero (nu ca în modelul ideal), tensiunea de mod comun apare ca tensiune distribuită pe ecran și determină curenți de fugă pe capacitățile distribuite ale liniei de transmisie.

Întrucât cele două capacități au valori aproximativ egale (luându-se măsuri de echilibrare a valorilor, de exemplu prin răsucirea celor două fire), apar curenți distribuiți de valori aproximativ egale. Acești curenți capătă astfel semnificația unor curenți de mod comun.

Dacă capacitățile distribuite ale liniei de transmisie sunt de valori mari, iar în spectrul de semnal al perturbațiilor electromagnetice (tensiunii de mod comun) apar valori ridicate ale frecvențelor, curenții de fugă, ce apar în regim de curenți de mod comun, capătă valori (relativ) ridicate, determinând o degradare semnificativă a performanțelor de mod comun a amplificatorului instrumentație.

Dacă însă se folosește conexiunea de gardare (corectă), prin legarea capătului dinspre amplificator al ecranului la pinul  $E_{CM}$  (direct sau prin repetor), atunci la acest capăt al ecranului se aplică (în raport cu potențialul pământului de la intrarea amplificatorului) tensiunea  $V_{cm}$  (la fel ca la capătul dinspre traductor).

Teoretic diferența de potențial ce apare ca tensiune distribuită pe ecran se anulează, ceea ce duce la anularea curenților de fugă prin capacitățile distribuite.

Practic se poate constata o reducere semnificativă, întrucât semnalul  $V_{cm}$  (perturbator) nu poate fi reprodus identic și simultan la ieșirea  $E_{CM}$ . În acest fel se constată și creșterea semnificativă a performanțelor de mod comun ale amplificatorului instrumentație, fără o creștere sensibilă a prețului.

Amplificatorul operațional  $A_1$ , în configurație de repetor, este folosit pentru a furniza mai mult curent decât poate fi obținut de la rezistențele  $R_1$ ,  $R_2$  conectate intern la pinul  $E_{CM}$ .



Pentru performanțe înalte, în tehnica circuitelor integrate hibride, folosește echilibrarea valorilor  $R_1$ ,  $R_2$  prin ajustare cu laser.

O altă modalitate de realizare a gardării se referă la situația în care amplificatorul instrumentație este prevăzut cu capsulă metalică (fig. 7.3).

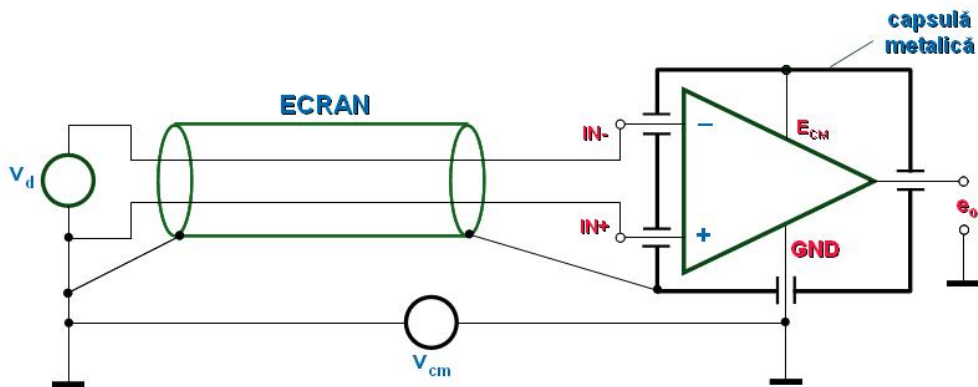


Figura 7.3

Conectând capsula metalică la pinul  $E_{CM}$  se reduc tensiunile ce apar în mediu industrial între capsulă și circuitul electronic al amplificatorului, deci se reduc și curenții de fugă prin capacitățile parazite. În schema din fig. 7.3 apare și inelul de gardă, utilizare specifică aplicațiilor cu impedanțe de intrare foarte mare pentru amplificatorul instrumentație. Modul de realizare a inelului de gardă este prezentat în fig. 7.4.

Inelul se realizează pe cablajul imprimat al circuitului electronic, de preferință pe ambele fețe ale suportului izolator (cu trecere de conectare între cele două fețe) și se conectează la pinul  $E_{CM}$  al amplificatorului instrumentație.

În fig. 7.4 sunt prezentate pastilele de lipire pentru un amplificator în capsulă metalică de tip TO (rotundă).

Pentru a înțelege modul de acțiune a inelului de gardă, analizăm ce se întâmplă în circuit în lipsa sa. Presupunem că suntem în cazul unei aplicații cu impedanță de intrare foarte mare, specifică unui traductor cu impedanță internă ridicată și în prezența unei tensiuni de mod comun de valoare semnificativă.

Pe pinii de intrare ai amplificatorului instrumentație  $IN+$  și  $IN-$  apare tensiunea de mod comun  $V_{cm}$  având o valoare de ordinul volți - zeci de volți. Semnalul diferențial de intrare specific acestor aplicații nu depășește ordinul mV.

Ca urmare, între pinii de intrare  $IN+$ ,  $IN-$  și pinul de masă  $GND$  apare tensiunea  $V_{cm}$ . Pentru aplicații curențe acest fapt nu provoacă probleme deosebite.

Cum însă în cazul nostru se utilizează un amplificator instrumentație cu impedanță de intrare foarte mare, curenții de fugă prin rezistența de izolație a materialului suport a circuitului imprimat determină scăderea performanțelor și funcționarea incorectă a circuitului.

Dacă pe circuitul imprimat al montajului s-a prevăzut inelul de gardă, datorită conectării acestuia la pinul  $E_{CM}$  pe care apare tensiunea  $V_{cm}$ , între intrările  $IN+$ ,  $IN-$  și inelul de gardă apare doar tensiunea de semnal (de ordinul mV), și curenții de fugă prin rezistența de izolație a materialului suport al circuitului imprimat se reduc foarte mult.

În acest mod impedanța de intrare a amplificatorului nu este afectată în mod semnificativ.

Pentru acest tip de aplicații mai trebuie avute în vedere și alte măsuri de precauție:

- suportul circuitului imprimat pentru montajul electronic se realizează din materiale cu caracteristici izolatoare foarte bune, de exemplu din teflon;

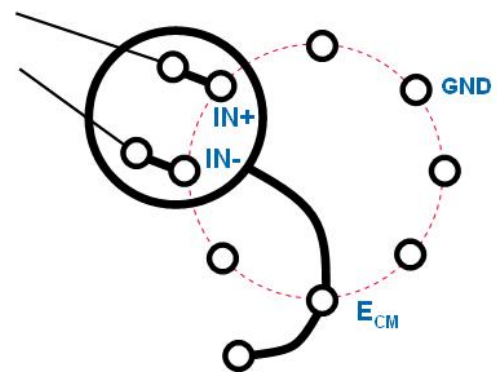


Figura 7.4

- după realizarea conexiunilor lipite se efectuează o spălare în solvenți puternici (dicloretan), urmată de o uscare în mediu inert (azot sau argon), îndepărtându-se petele de grăsime rămase de pe degete în timpul operațiilor de montaj și se evită formarea unor oxizi ce ar putea degrada rezistența de izolație a materialului suport;

- montajul se închide într-o carcasă etanșă pentru a evita depunerile de praf sau apariția condensului ce pot provoca reducerea valorilor rezistențelor de izolație.

Dacă amplificatorul instrumentație nu este prevăzut cu pin special pentru conexiune de gardare, se folosește un sistem de comandă activă (fig. 7.5). Soluția este posibilă doar pentru amplificatoarele instrumentație prevăzute cu rezistență externă de fixare a câștigului.

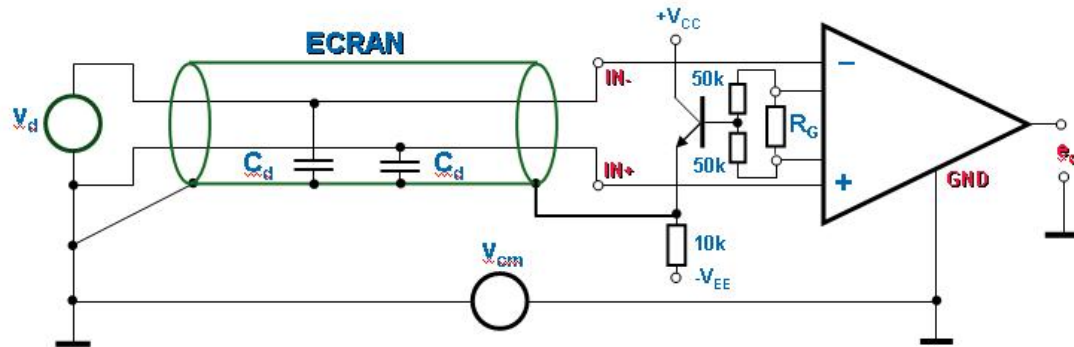


Figura 7.5

Tranzistorul repetor asigură curentul cerut de ecranul liniei de transmisie. Cele două rezistențe de 50 k $\Omega$  în paralel cu  $R_G$  au valori mult mai mare decât  $R_G$ , pentru a nu afecta câștigul amplificatorului.

În cazul amplificatoarelor izolație se recomandă următoarele:

1. Se folosesc fire răsucite prevăzute cu ecran pentru realizarea liniilor de transmisie a semnalului.
2. Se iau măsuri de minimizare a capacităților exterioare. Componentele externe se dispun simetric în raport cu cele două intrări de semnal ale amplificatorului izolație obținându-se astfel capacități parazite echilibrate și un nivel ridicat al rejecției de mod izolație și de mod comun.
3. Componentele exterioare și traseele conductoare din grupele de circuite de intrare și ieșire trebuie să fie la o distanță egală sau mai mare decât distanța pe care apare tensiunea de izolație, pentru a se evita străpungerea în înaltă tensiune.
4. Montajele se realizează pe plăci de circuit imprimat. Dacă se folosesc conexiuni prin fire se ține cont de deplasarea relativă a firelor din circuitul de intrare și ieșire, cu pericolul apariției străpungerii în înaltă tensiune.

La funcționarea amplificatoarelor de măsurare pot apărea tensiuni periculoase atât în circuitul de intrare cât și în cel de ieșire. Pentru a evita distrugerea circuitelor se prevăd o serie de sisteme (relativ) simple de protecție.

## Limitatoare paralele

Pe intrarea unui amplificator poate apărea o tensiune de o valoare mult mai mare decât o valoare admisibilă, cu riscul distrugerii. În funcție de regimurile de semnal existente la intrare se pot folosi anumite tipuri de limitatoare, cu rolul de a șunta peste un anumit prag intrarea amplificatorului.

În fig. 7.6 a, b, c se dau trei tipuri de limitatoare paralele și graficele caracteristicilor statice corespunzătoare.

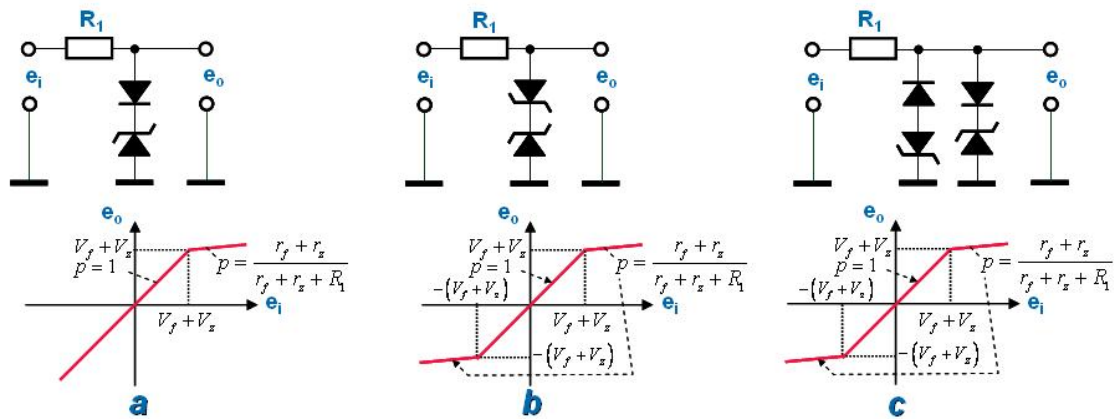


Figura 7.6

Fig. 7.6 a prezintă un limitator paralel cu diodă Zener, b - limitator paralel cu diode Zener în opoziție, iar c - limitator dublu paralel cu diode Zener.

O problemă care apare în timpul funcționării amplificatorului este dată de capacitatea de șuntare a limitatorului paralel de pe intrare (afectând răspunsul dinamic). Se ține seama de capacitatea proprie mare a diodei Zener.

Pentru a îmbunătăți funcționarea dinamică se utilizează diode de comutație în serie cu diodele Zener. Pe baza acestei observații se poate constata un răspuns dinamic mai bun pentru limitatorul din fig. 7.6 c față de cel din fig. 7.6 b, deși caracteristicile statice sunt practic identice.

### Limitatoare prin reacție

Pentru o serie de aplicații se preferă scăderea câștigului amplificatorului la creșterea tensiunii de ieșire peste o anumită valoare. Acest lucru poate fi obținut prin utilizarea unor circuite ce realizează limitarea prin reacție. Pe baza acestui principiu, se prezintă în continuare două metode: metoda raportului de rezistențe și metoda limitării prin reacție cu diode Zener.

**Metoda raportului de rezistențe.** O variantă de limitator de acest tip este prezentată în fig. 7.7 a, iar în fig. 7.7 b se dă caracteristica statică a amplificatorului cu limitator.

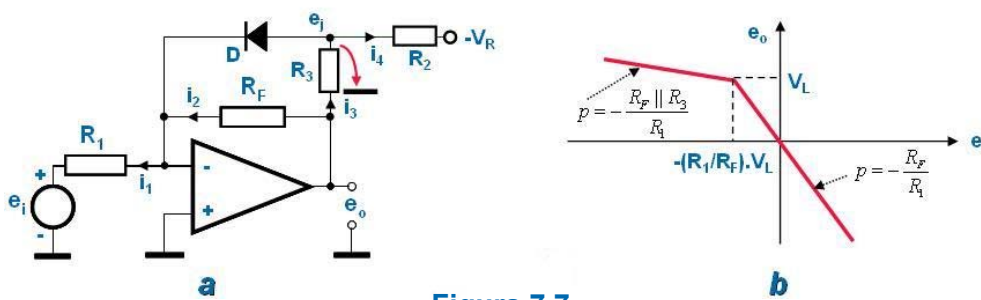


Figura 7.7

În cazul acestui limitator, circuitul divizor rezistiv de reacție realizează de fapt un circuit simplu de limitare serie. Determinăm în continuare caracteristicile limitatorului. Observăm că dioda  $D$  începe să conducă atunci când tensiunea  $e_j$  depășește tensiunea de conducție directă pe diodă  $V_f$ . Determinăm mai întâi expresia tensiunii  $e_j$ :

$$i_3 = i_4 = \frac{e_o + V_R}{R_2 + R_3}, \quad e_j = e_o - R_3 \cdot i_3 = e_o - R_3 \cdot \frac{e_o + V_R}{R_2 + R_3}$$

$$e_j = \frac{R_2 \cdot e_o + R_3 \cdot e_o - R_3 \cdot e_o - R_3 \cdot V_R}{R_2 + R_3}$$

Rezultă în final pentru tensiunea  $e_j$  forma (7.1):

$$e_j = \frac{R_2 \cdot e_o - R_3 \cdot V_R}{R_2 + R_3} \tag{7.1}$$

Fenomenul de limitare apare atunci când se realizează egalitatea (7.2):

$$e_j = V_f \tag{7.2}$$

moment în care tensiunea de ieșire  $e_o$  capătă valoarea de limitare  $V_L$ :

$$e_o = V_L$$

Înlocuind  $e_j$  cu expresia din relația (7.1), rezultă:

$$V_f = \frac{R_2 \cdot V_L - R_3 \cdot V_R}{R_2 + R_3}, \quad V_f \cdot (R_2 + R_3) = R_2 \cdot V_L - R_3 \cdot V_R$$

Rezultă în final expresia (7.3) pentru tensiunea de limitare  $V_L$ :

$$V_L = \frac{R_3}{R_2} \cdot V_R + \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot V_f \tag{7.3}$$

Conform fig. 7.7 b, câștigul dinaintea intrării în acțiune a limitării este  $-R_F/R_1$ , iar după limitare este  $-(R_F \parallel R_3)/R_1$ . Se impune  $R_3 \ll R_F$ , situație în care panta în regiunea de limitare capătă valoarea aproximativă  $-R_3/R_1$  și poate fi făcută aproape zero dacă  $R_3 \ll R_1$ .

Deoarece valori reduse pentru  $R_3$  (solicitând un curent ridicat din etajul de ieșire al amplificatorului operațional) nu sunt practice, se înlocuiește dioda cu un tranzistor, rezultând schema din fig. 7.8.

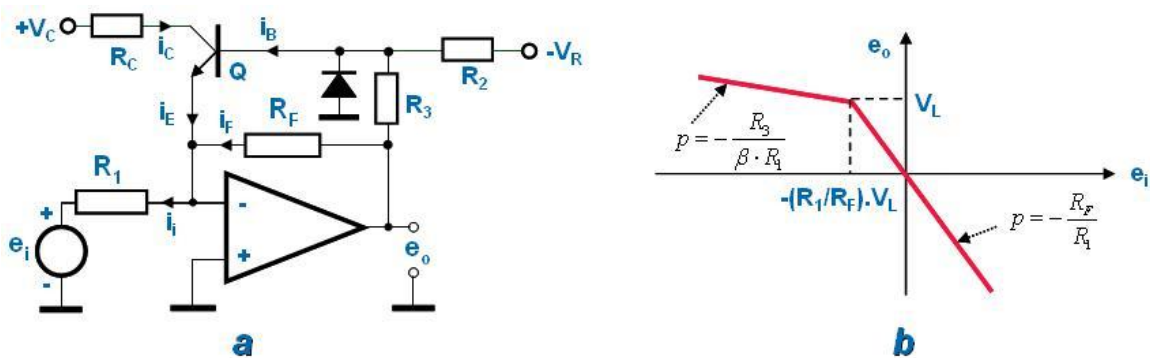


Figura 7.8

Tranzistorul Q asigură curentul necesar în nodul inversor, în timp ce în bază are nevoie de un curent mic. Prin efect de tranzistor panta în zona de limitare se reduce de  $\beta$  ori față de limitatorul cu diodă, în condițiile în care solicitarea în curent a etajului de ieșire din amplificator rămâne neschimbată.

În cele ce urmează se demonstrează scăderea valorii pantei în regiunea de limitare:

$$i_i = i_F + i_E, \quad i_F \ll i_E, \quad i_i \approx i_E, \quad i_E \approx i_C = \beta \cdot i_B \Rightarrow i_i = \beta \cdot i_B$$

Condiția  $i_F \ll i_E$  este impusă de buna funcționare a limitatorului. Considerăm că în domeniul de limitare al circuitului tensiunea de ieșire  $e_o$  are o valoare suficient de mare pentru a fi valabilă condiția  $V_L \gg V_{BE}$ . Putem scrie:

$$i_B = \frac{e_o - V_{BE}}{R_3} \approx \frac{e_o}{R_3} \Rightarrow i_E \approx \beta \cdot \frac{e_o}{R_3}$$

$$i_i = -\frac{e_i}{R_1} \Rightarrow -\frac{e_i}{R_1} \approx \beta \cdot \frac{e_o}{R_3}$$

Se obține prin urmare o legătură între tensiunea de intrare și cea de ieșire în regiunea de limitare de forma (7.4):

$$e_o \approx -\frac{R_3}{\beta \cdot R_1} \cdot e_i \quad (7.4)$$

Se poate trage concluzia imediată că panta s-a redus de  $\beta$  ori față de circuitul cu diodă, ceea ce constituie un avantaj important al acestui tip de limitator.

Folosind același raționament ca la limitatorul cu diodă, se poate arăta imediat că valoarea la care se limitează tensiunea de ieșire este (7.5):

$$V_L = \frac{R_3}{R_2} \cdot V_R + \left(1 + \frac{R_3}{R_2}\right) \cdot V_{BET} \quad (7.5)$$

Acțiunea limitatorului apare când tensiunea  $e_j$  atinge valoarea tensiunii de tăiere a joncțiunii emitoare  $V_{BET}$ .

Limitatoarele prin reacție funcționând pe metoda raportului de rezistențe sunt destul de utilizate datorită ușurinței cu care se poate varia nivelul de limitare. Dacă se dorește o limitare lină, gradată, se utilizează circuitul din fig. 7.7 a, iar pentru cazul unei limitări bruște, se preferă circuitul din fig. 7.8 a.

Un neajuns al acestor limitatoare îl constituie dependența nivelului tensiunii de limitare de temperatură, întrucât, așa cum rezultă și din relațiile (7.3), (7.5), în expresia valorii  $V_L$  apare un termen sensibil cu temperatura  $V_f$  sau  $V_{BET}$ .

Un alt neajuns (manifestat într-un număr mult mai restrâns de situații) îl constituie faptul că tensiunea  $V_L$  nu poate căpăta valori mai mici decât  $V_f$ , respectiv  $V_{BET}$ .

Capacitatea parazită a acestor limitatoare poate fi făcută foarte mică folosind dispozitive de comutație, asigurând astfel performanțe ridicate în înaltă frecvență.

**Limitarea prin reacție cu diode Zener.** Principiul acestor limitatoare este prezentat în fig. 7.9 a, c (schemele electrice a două amplificatoare cu limitare). În fig. 7.9 b, d se dau caracteristicile statice ale circuitelor.

Ambele limitatoare lucrează satisfăcător la frecvențe joase. Circuitul din fig. 7.9 c are o capacitate parazită mai redusă (dacă se utilizează diodă de comutație) și asigură performanțe mai bune în înaltă frecvență. Pentru o bună limitare, rezistența diodei în stare de conducție trebuie să fie neglijabilă în raport cu  $R_F$ , iar în stare blocată, mult mai mare. Pentru a evita distorsiunile caracteristicii de transfer atunci când tensiunea de ieșire se apropie de tensiunea de limitare, trebuie ca dioda Zener să prezinte un cot cât mai ascuțit.

Dacă se dorește o tranziție bruscă între regiunea activă și cea de limitare a amplificatorului, se poate utiliza o schemă ca cea prezentată în fig. 7.10 a. Caracteristica statică a acestui circuit, prezentată în fig. 7.10 b, este asemănătoare cu cea din fig. 7.9 b.

Schema este o variantă cu două brațe (în opoziție) a limitatorului din fig. 7.9 c, cu adăugarea unei polarizări exterioare. Aceasta asigură tranziția netă între cele două regiuni de funcționare ale amplificatorului.

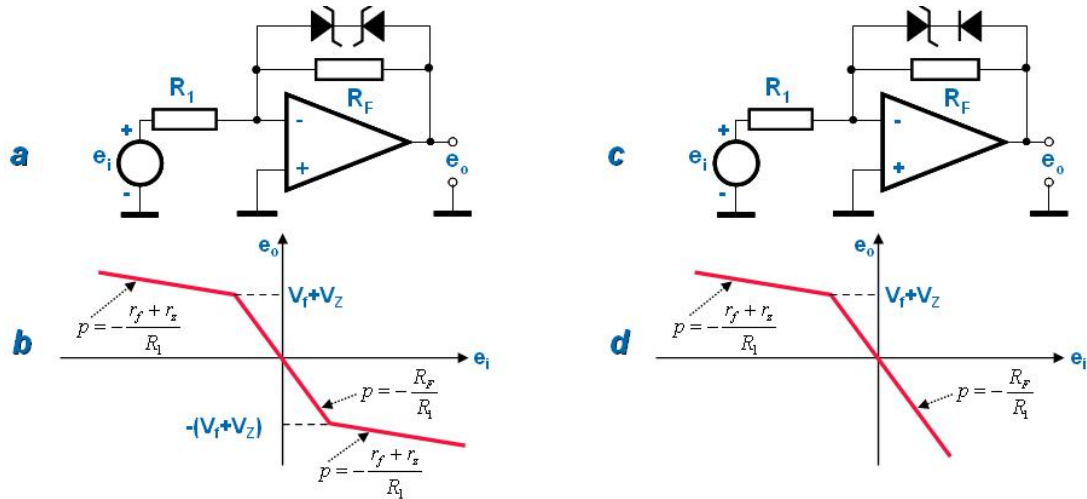


Figura 7.9

Soluția elimină inconvenientul lățimii relativ mari a cotului diodelor Zener (de ordinul 1, ..., 1,2 V pentru o tensiune  $V_Z$  de la 8 la 12 V - uzuală pentru limitare).

În varianta fără polarizarea inițială a diodelor Zener zona de tranziție dintre regiunea activă și cea de limitare a amplificatorului are mărimea egală cu cea a cotului diodei Zener. Prin polarizarea prevăzută la circuitul din fig. 7.10 a, diodele Zener sunt în regiunea stabilizatoare (după cot) încă înainte ca să se atingă tensiunea de limitare.

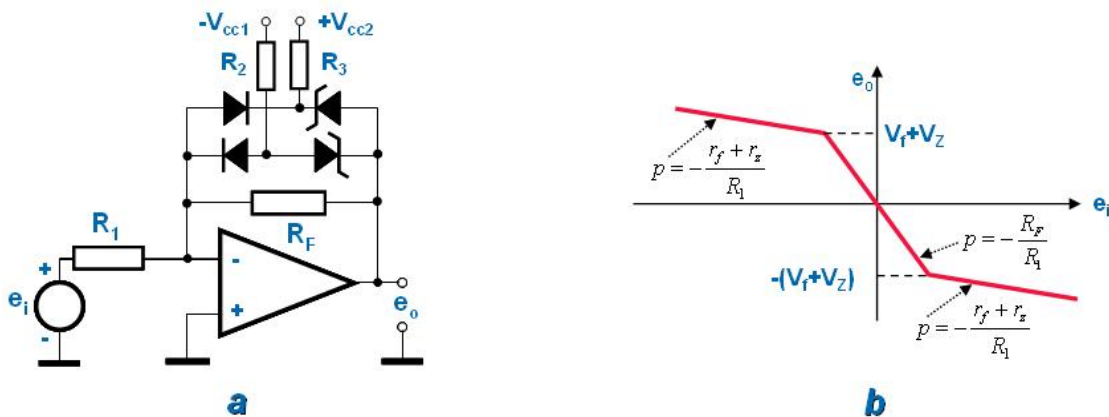


Figura 7.10

Tranziția de la regiunea activă a amplificatorului la cea de limitare se face prin deschiderea diodelor (intrare în conducție directă), deci într-un interval mult mai îngust decât lățimea cotului de la diodele Zener (practic 0,2 V, de la 0,4 la 0,6 V).

Limitatoarele prin reacție sunt folosite atât pentru protejarea etajelor de ieșire ale amplificatoarelor împotriva suprasarcinilor, cât și pentru evitarea intrării în saturație, cu scopul obținerii unor parametri superiori în cazul unor etaje de comutație, cum ar fi la amplificatoarele cu modulare-demodulare.

Această utilizare practică a limitatoarelor prin reacție rezultă din valorile importante pe care pot să le atingă timpii de revenire din saturație ai amplificatoarelor operaționale, așa după cum se poate constata și din datele de catalog. Evitând intrarea în saturație a etajelor de ieșire a operaționalelor se elimină din timpul de comutație timpii de revenire din saturație, permițând o creștere semnificativă a valorii maxime a frecvenței de lucru. În acest caz comutația se va face între două stări active ale operaționalului, timpul de comutație depinzând practic numai de parametrul slew-rate.