

Prelegerea nr. 7

AMPLIFICATOARE INSTRUMENTAȚIE

DEFINIȚIE

Amplificatorul instrumentație este un circuit în buclă închisă cu două intrări și câștig la semnal diferențial de intrare. Este un circuit des folosit a cărui primă funcție este de a amplifica cu acuratețe tensiunea aplicată intrărilor sale.

În mod ideal, amplificatorul instrumentație răspunde numai la diferența între cele două semnale de intrare și manifestă impedanțe infinite între cele două borne de intrare și între fiecare dintre acestea și masă. Tensiunea de ieșire este furnizată în mod asimetric față de masă și este egală cu produsul dintre câștigul amplificatorului G și diferența dintre cele două tensiuni de intrare $e_2 - e_1$.

Schema unui amplificator instrumentație ideal este prezentată în fig. 4.1

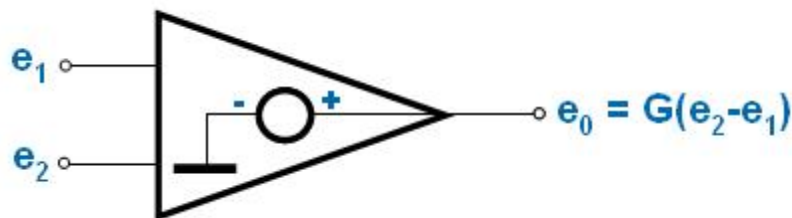


Figura 4.1

Câștigul amplificatorului G este fixat, de regulă, din exterior de utilizator cu o singură rezistență.

Proprietățile modelului sunt:

- impedanțe de intrare infinite;
- impedanță de ieșire nulă;
- tensiune de ieșire proporțională cu diferența de tensiune $e_2 - e_1$;
- câștig controlat și fără neliniarități;
- bandă de trecere infinită;
- rejecție totală a componentelor comune ambelor intrări;
- nu prezintă tensiuni de decalaj;
- nu prezintă derivă de tensiune.

Aplicațiile amplificatoarelor instrumentație

Amplificatoarele instrumentație se folosesc în aplicații în care este foarte importantă extragerea și amplificarea cu acuratețe a tensiunilor diferențiale de valori reduse, suprapuse peste tensiuni de mod comun ridicate. Astfel de aplicații necesită impedanță de intrare ridicată, $CMRR$ mare, zgomot de intrare redus și stabilitate înaltă a nivelului de curent continuu (derivă cât mai redusă a tensiunii de decalaj).

Amplificatoarele instrumentație se folosesc la amplificarea semnalelor date de traductoare, la preamplificatoare pentru înregistratoare, buffere pentru multiplexoare analogice, servoamplificatoare de eroare, senzori de curent, condiționarea semnalelor în procesele de prelucrare și achiziție a datelor, măsurări de semnale diferențiale mici suprapuse peste tensiuni de mod comun mari.

Prin utilizarea amplificatoarelor instrumentație integrate se obțin performanțe ridicate, dimensiuni reduse și preț scăzut, eliminându-se zgomotele de mod comun, întrucât se transmite către circuitele de intrare a datelor un semnal util amplificat, de nivel ridicat față de semnalul redus obținut de la traductor, la aceeași tensiune de zgomot. Se obține la ieșire un raport semnal/zgomot (global) mai mare.

Folosirea unui amplificator pentru fiecare punct poate fi și economic avantajoasă, pe lângă faptul că oferă performanțe și flexibilitate superioare în raport cu soluția utilizând multiplexarea semnalelor de nivel scăzut.

Realizarea amplificatoarelor instrumentație se bazează pe întrebuițarea amplificatoarelor operaționale. Pentru analiza (în regim staționar) a amplificatoarelor operaționale vom folosi în cele ce urmează un model linear idealizat, caracterizat de următoarele proprietăți:

1. **Potențialele bornelor de intrare egale:** $V_+ = V_-$;
2. **Curenți de intrare (polarizare) nuli:** $I_{b+} = I_{b-} = 0$;
3. **Impedanță de ieșire nulă:** $R_O = 0$;
4. **Câștig infinit în buclă deschisă:** $G_0 = \infty$.

Funcționarea amplificatoarelor operaționale este descrisă (în regim staționar) de o caracteristică statică perfect lineară, ceea ce permite simplificarea semnificativă a analizei diferitelor configurații, prin utilizarea teoremei suprapunerii efectelor.

Aceste idealizări asigură o bună modelare a amplificatoarelor operaționale. Erorile care apar se datorează practic abaterii caracteristicilor reale față de cele ale modelului ideal și se pot studia cu ușurință (după determinarea caracteristicilor ideale). Folosind amplificatoare operaționale se pot realiza trei configurații de circuite amplificatoare. Vom analiza în continuare aceste configurații, folosind proprietățile enunțate mai sus.

Amplificator inversor

Schema electrică a amplificatorului inversor este prezentată în fig. 4.2.

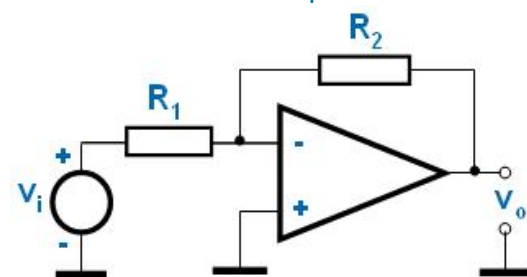


Figura 4.2

În circuitul amplificatorului inversor apar curenții de intrare i_1 , curenții de reacție i_2 și curenții de intrare pe borna inversoare I_{b-} .

Aplicând teorema lui Kirchhoff în nodul inversor de intrare a operaționalului, putem scrie:

$$i_1 = i_2 + I_{b-}$$

Conform modelului linear ideal al amplificatorului operațional:

$$I_{b+} = I_{b-} = 0$$

Rezultă:

$$i_1 = i_2$$

Calculăm valoarea curentului i_1 :

$$i_1 = \frac{v_i - V_-}{R_1}$$

Dar, conform modelului liniar ideal al amplificatorului operațional:

$$V_+ = V_-$$

Intrarea neinversoare fiind legată la masă, $V_+ = 0$ și deci:

$$V_- = V_+ = 0$$

Rezultă:

$$i_1 = \frac{v_i - V_-}{R_1} = \frac{v_i - 0}{R_1} = \frac{v_i}{R_1}$$

Dar $i_1 = i$, de unde:

$$i_2 = \frac{v_i}{R_1}$$

Calculăm valoarea tensiunii de ieșire :

$$v_o = V_- - R_2 \cdot i_2$$

Dar $V_- (= V_+) = 0$, de unde rezultă:

$$v_o = 0 - R_2 \cdot i_2 = -R_2 \cdot i_2$$

Dar $i_2 (= i_1)$ are valoarea:

$$i_2 = \frac{v_i}{R_1}$$

Rezultă valoarea tensiunii de ieșire :

$$v_o = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_i$$

Se obține în final expresia amplificării de mod inversor A_i :

$$A_i = \frac{v_o}{v_i} = -\frac{R_2}{R_1}$$

Amplificator neinversor

Schema electrică a amplificatorului neinversor este prezentată în fig. 4.3.

Conform modelului liniar ideal al amplificatorului operațional:

$$V_+ = V_-$$

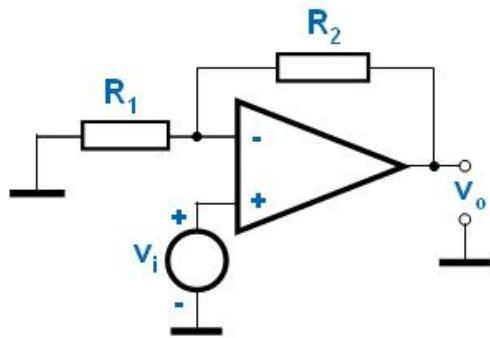


Figura 4.3

Pe borna neinversoare + a amplificatorului operațional se aplică tensiunea de semnal a generatorului de intrare V_i .

Ca urmare, aceeași tensiune apare și pe borna inversoare - a amplificatorului operațional.

$$V_+ = V_- = v_i$$

În circuitul amplificatorului inversor apar curentul de intrare i_1 , curentul de reacție i_2 și curentul de intrare pe borna inversoare I_{b-} .

Aplicând teorema lui Kirchhoff în nodul inversor de intrare a operaționalului, putem scrie:

$$i_2 = i_1 + I_{b-}$$

Conform modelului liniar ideal al amplificatorului operațional:

$$I_{b+} = I_{b-} = 0$$

Rezultă:

$$i_1 = i_2$$

Calculăm valoarea curentului i_1 :

$$i_1 = \frac{V_-}{R_1} \quad \text{dar: } V_+ = V_- = v_i$$

Rezultă:

$$i_1 = \frac{V_-}{R_1} = \frac{v_i}{R_1} \quad \text{deci: } i_1 = i_2 = \frac{v_i}{R_1}$$

Se obține pentru tensiunea de ieșire v_o expresia:

$$v_o = R_2 \cdot i_2 + V_- = R_2 \cdot \frac{v_i}{R_1} + v_i = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_i$$

Se obține în final expresia amplificării de mod neinversor A_n :

$$A_n = \frac{v_o}{v_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}$$

(4.9)

Amplificator diferențial

Schema electrică a amplificatorului diferențial este prezentată în fig. 4.4.

Modelul operaționalului fiind liniar, pentru analiză se folosește teorema suprapunerii efectelor.

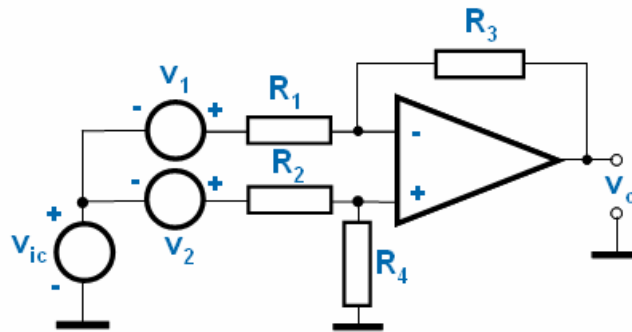
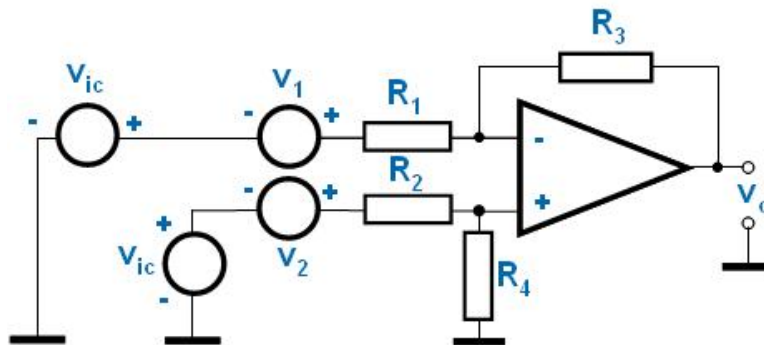
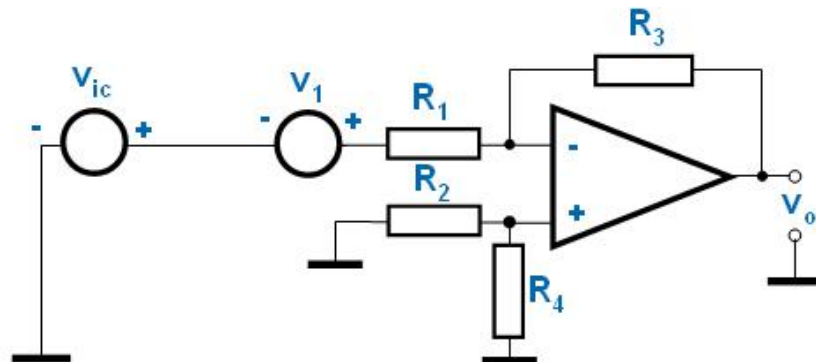


Figura 4.4

Mai întâi observăm că putem redesena circuitul într-o formă echivalentă:

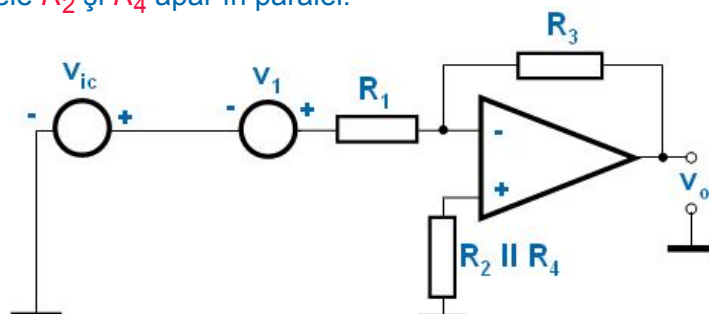


Mai întâi considerăm activă intrarea inversoare și pasivizată intrarea neinversoare. Pentru pasivizare, se întrerupe circuitul pe ramura intrării neinversoare după generatoarele de tensiune și se leagă la masă capătul din stânga al rezistenței R_2 .

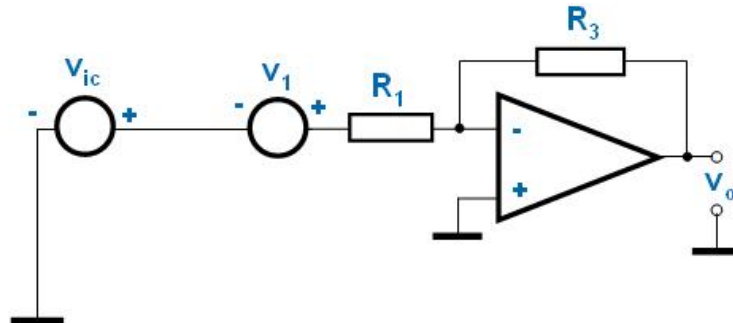


La ieșirea amplificatorului va apărea componenta de semnal V_{oi} ce corespunde ramurii de intrare inversoare.

În circuit rezistențele R_2 și R_4 apar în paralel.



Prin grupul $R_2 \parallel R_4$ circulă curentul de polarizare al intrării neînversoare I_{b+} .
 Conform modelului liniar ideal al amplificatorului operațional, $I_{b+} (= I_{b-}) = 0$.
 Prin urmare căderea de tensiune pe rezistența $R_2 \parallel R_4$ are valoarea 0.
 Ca urmare potențialul bornei neînversoare a amplificatorului operațional este 0.
 Putem deci conecta la masă intrarea neînversoare.



S-a obținut configurația înversoare, pentru care putem exprima direct tensiunea de ieșire V_{oi} pe baza relației câștigului amplificatorului înversor ținând seama că tensiunea supusă amplificării v_{i-} este egală cu suma tensiunilor de semnal v_1 și de mod comun v_{ic} .

Se obține expresia (4.10):

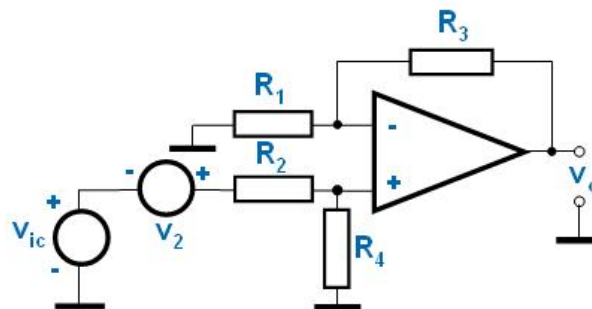
$$V_{oi} = -\frac{R_3}{R_1} \cdot v_{i-} = -\frac{R_3}{R_1} \cdot (v_1 + v_{ic}) \tag{4.10}$$

Aceasta va fi contribuția intrării înversoare în răspunsul amplificatorului diferențial.

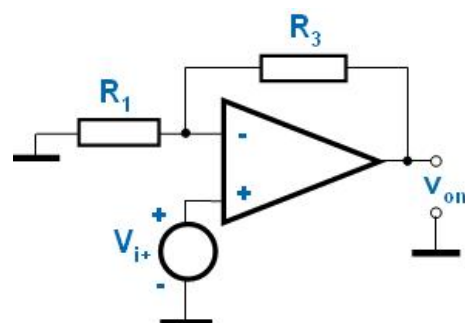
Considerăm acum pasivizată intrarea înversoare și activ generatorul de semnal de pe intrarea neînversoare (fig. 4.4).

Pentru aceasta întrerupem circuitul la stânga rezistenței R_1 . Apoi legăm la masă capătul din stânga al rezistenței R_1 .

Se obține o configurație de amplificator neînversor.



La ieșirea amplificatorului va apărea componenta de semnal v_{on} ce corespunde ramurii de intrare neînversoare.



Întrucât, conform modelului ideal liniar al amplificatorului operațional, $I_{b+} = 0$ pe borna neînversoare a amplificatorului apare tensiunea v_{i+} culeasă de pe rezistența R_4 din divizorul rezistiv R_2, R_4 . Pe divizor se aplică tensiunea de semnal a ramurii neînversoare $v_2 + v_{ic}$.

$$v_{i+} = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot (v_2 + v_{ic})$$

Conform expresiei câștigului amplificatorului neinversor, tensiunea de ieșire din acest circuit v_{on} este:

$$v_{on} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot v_{i+} \quad \text{unde:} \quad v_{i+} = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot (v_2 + v_{ic})$$

Contribuția intrării neinversoare în răspunsul amplificatorului diferențial este:

$$v_{on} = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4}\right) \cdot (v_2 + v_{ic}) \quad (4.11)$$

Aplicând teorema suprapunerii efectelor, tensiunea de ieșire din amplificatorul diferențial v_o are două componente: una datorată modului inversor v_{oi} și una datorată modului neinversor v_{on} :

$$V_o = V_{oi} + V_{on}$$

Se obține expresia (4.12):

$$v_o = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4}\right) \cdot (v_2 + v_{ic}) - \frac{R_3}{R_1} \cdot (v_1 + v_{ic}) \quad (4.12)$$

Dacă este îndeplinită condiția (4.13) de echilibru între rezistențele circuitului:

$$\frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_2} \quad (4.13)$$

rezultă:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_4}{R_2}} \cdot \frac{R_4}{R_2} \cdot (v_2 + v_{ic}) - \frac{R_3}{R_1} \cdot (v_1 + v_{ic}) = \frac{R_3}{R_1} (v_2 + v_{ic} - v_1 - v_{ic}) = \frac{R_3}{R_1} \cdot (v_2 - v_1)$$

Se obține pentru amplificarea de mod diferențial A_d expresia (4.14):

$$A_d = \frac{v_o}{v_2 - v_1} = \frac{R_3}{R_1} \quad (4.14)$$

Dintre conexiunile posibile ale amplificatoarelor operaționale, cea mai apropiată de structura unui amplificator instrumentație este cea diferențială, pentru care s-a obținut expresia câștigului de mod diferențial (4.14). Rezultatele au fost obținute pe baza modelului ideal.

Practic apar anumite abateri de la acest model, ceea ce duce pe de o parte la existența câștigului de mod comun, iar pe de altă parte la apariția erorilor statice. Evident, din punctul de vedere al utilizatorului, prezintă un deosebit interes evaluarea abaterilor ce apar față de modelul ideal.

Amplificarea de mod comun a amplificatorului diferențial este (4.15):

$$A_c = \frac{v_o}{\text{media tensiunilor de intrare}} = \frac{2 \cdot v_o}{v_1 + v_2} = \frac{v_o}{v_{ic}} \quad (4.15)$$

În practică în locul câștigului de mod comun se utilizează **factorul de rejecție a modului comun CMRR (Common Mode Rejection Ratio)**, definit astfel:

$$CMRR = \frac{\text{castigul de mod diferential}}{\text{castigul de mod comun}} = \frac{A_d}{A_c}$$

Dacă amplificatorul diferențial este perfect echilibrat (conform relației de echilibru (4.13) și amplificatorul operațional nu are câștig de mod comun ($CMRR = \infty$), atunci circuitul în ansamblul său nu va avea câștig de mod comun.

Dacă circuitul nu este perfect echilibrat și/sau amplificatorul operațional prezintă câștig de mod comun ($CMRR$ finit), atunci etajul diferențial va prezenta câștig de mod comun, ceea ce va duce la apariția în tensiunea de ieșire a unei componente dependentă de tensiunea de intrare de mod comun, suprapusă peste componenta determinată de tensiunea diferențială de intrare:

$$v_o = A_d \cdot (v_2 - v_1) + \frac{1}{2} \cdot A_c \cdot (v_2 + v_1)$$

Deoarece cele două cauze ce determină apariția câștigului de mod comun sunt independente, efectul fiecăreia se va studia separat.

Dacă amplificatorul operațional are $CMRR = \infty$ (ideal), dar circuitul rezistiv nu este perfect echilibrat, apare o componentă a câștigului de mod comun A_{cc} datorată neechilibrării circuitului. Din relația (4.12) separăm termenii în v_{ic} (considerând $v_1 = v_2 = 0$, ceea ce conduce la anularea termenilor diferențiali), obținându-se:

$$v_o = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot \left(\frac{R_4}{R_2 + R_4}\right) \cdot v_{ic} - \frac{R_3}{R_1} \cdot v_{ic} = \left[\frac{R_4 \cdot (R_1 + R_3)}{R_1 \cdot (R_2 + R_4)} - \frac{R_3}{R_1}\right] \cdot v_{ic}$$

Rezultă pentru câștigul de mod comun din acest caz expresia (4.16):

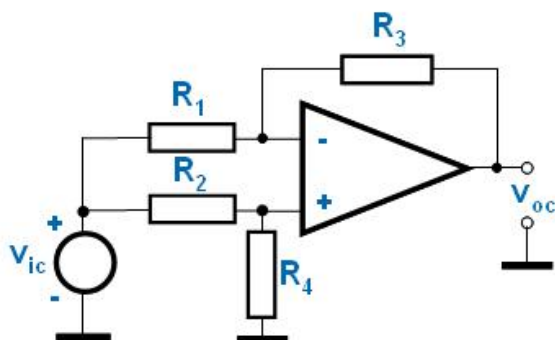
$$A_{cc} = \frac{v_o}{v_{ic}} = \frac{R_4 \cdot R_1 - R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot (R_2 + R_4)} \quad (4.16)$$

Dacă circuitul rezistiv este perfect echilibrat (condiția (4.13)), dar amplificatorul operațional prezintă $CMRR$ finit, apare o componentă a câștigului de mod comun A_{co} , datorată numai amplificatorului operațional.

Pentru a analiza această situație, ținem seama că factorul de rejecție a modului comun ($CMRR$) este determinat funcție de tensiunea de mod comun care apare efectiv pe bornele de intrare + și - a amplificatorului operațional.

Câștigul de mod comun al circuitului echilibrat A_{co} funcție de câștigul de mod comun al amplificatorului operațional A_c rezultă din egalitatea (de echivalență a efectelor):

$$V_{oc} = A_{co} \cdot v_{ic} = A_c \cdot v_{ic+,-}$$



unde: v_{oc} reprezintă tensiunea de ieșire datorată tensiunii de intrare de mod comun, iar $v_{ic+,-}$ reprezintă tensiunea de mod comun ce apare efectiv pe bornele de intrare + și - ale amplificatorului operațional.

$$v_{ic+,-} = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot v_{ic}$$

Rezultă:

$$A_{co} = \frac{v_{ic+,-}}{v_{ic}} \cdot A_c = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot A_c \quad \text{dar: } CMRR = \frac{A_d}{A_c} \quad \text{deci:}$$

$$A_c = \frac{1}{CMRR} \cdot A_d \quad \text{unde: } A_d = \frac{R_3}{R_1} \quad \text{se obține: } A_c = \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{1}{CMRR}$$

Rezultă:

$$A_{co} = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{1}{CMRR} \quad \text{deci:}$$

$$A_{co} = \frac{\frac{R_3}{R_1}}{\left(1 + \frac{R_2}{R_4}\right) \cdot CMRR} \quad \text{dar: } \frac{R_3}{R_1} = \frac{R_4}{R_2} \quad \text{deci:}$$

$$A_{co} = \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_3}\right) \cdot CMRR}$$

Rezultă pentru câștigul de mod comun A_{co} expresia (4.17):

$$A_{co} = \frac{R_3^2}{R_1 \cdot (R_1 + R_3) \cdot CMRR} \quad (4.17)$$

În datele de catalog se precizează rejecția de mod comun CMR . Pentru majoritatea operaționalelor CMR este peste 60 dB.

$$CMR = 20 \log_{10} CMRR$$

Tensiunea de ieșire datorată componentei $A_{co} \cdot v_{ic}$ este independentă de cea datorată componentei $A_{cc} \cdot v_{ic}$. Dacă considerăm simultan ambele tipuri de câștig mod comun, se obține o tensiune de ieșire de forma (4.18):

$$v_{oc} = A_{co} \cdot v_{ic} + A_{cc} \cdot v_{ic} = (A_{co} + A_{cc}) \cdot v_{ic} \quad (4.18)$$

Se poate exprima un factor de rejecție a modului comun pentru întreg ansamblul (circuit rezistiv + amplificator operațional) $CMRR_c$, conform relației (4.19):

$$CMRR_c = \frac{\text{castigul diferential}}{\text{castigul total de mod comun}} = \frac{A_d}{v_{oc} / v_{ic}} = \frac{A_d}{A_{cc} + A_{co}} \quad (4.19)$$

Eroarea statică a amplificatorului diferențial de bază

Pe durata utilizării amplificatorului diferențial de bază se pune problema stabilității tensiunii de ieșire în timp și cu temperatura. Multe aplicații ale amplificatorului diferențial se referă la amplificarea unor semnale de nivel redus ce impun valori mari ale câștigului diferențial A_d .

Tensiunea de decalaj (offset) de intrare V_{io} , tensiunea de derivă (drift), curenții de polarizare de intrare I_{b+} , I_{b-} , și curentul de decalaj la intrare I_{io} , determină termeni de eroare statică.

Întrucât aceste mărimi ce determină apariția erorilor statice sunt în esență independente între ele, studiem efectul lor în mod separat (considerăm mărimea studiată diferită de zero și toate celelalte nule), iar efectul total îl obținem prin suprapunere.

Conform modelului linear ideal al amplificatorului operațional:

$$V_+ = V_-$$

În realitate, potențialele celor două intrări în amplificatorul operațional nu sunt egale (din cauza dezechilibrului etajului diferențial de intrare a operaționalului):

$$V_+ \neq V_-$$

Diferența de potențial ce apare între intrările inversoare și neinversoare ale operaționalului este tocmai tensiunea de decalaj (offset).

Întrucât nu se poate preciza semnul (sensul) dezechilibrului etajului diferențial de intrare în amplificatorul operațional, tensiunea de decalaj (offset) este precizată în modul:

$$V_{io} = |V_+ - V_-|$$

Pentru a studia erorile statice ce apar, vom anula generatoarele de semnal diferențial și de mod comun de la intrările amplificatorului diferențial. Intrările vor fi conectate la masă.

În continuare sepăram efectele și vom considera $V_{io} \neq 0$ și curenții de polarizare de intrare nuli $I_{b+} = I_{b-} = 0$.

Pentru a determina termenul de eroare datorat tensiunii de decalaj (offset) de la intrare V_{io} , în schema electrică a amplificatorului vom introduce generatorul tensiunii de decalaj (offset) V_{io} . Se obține schema electrică din fig. 4.5 a.

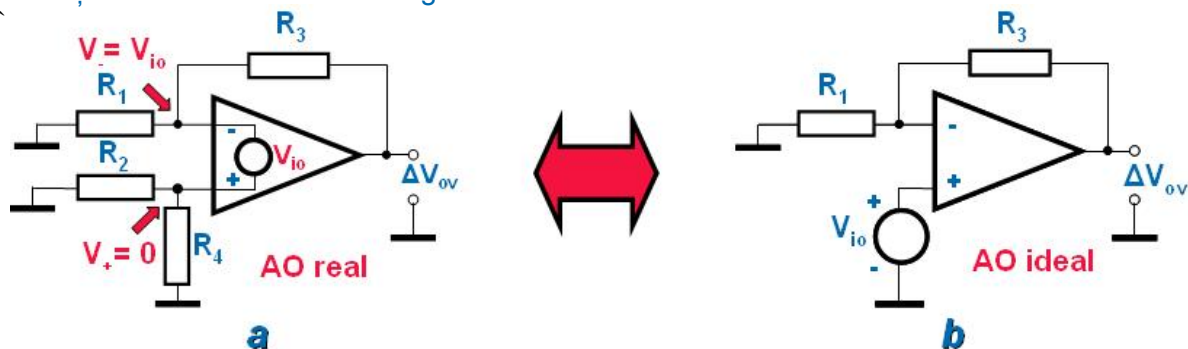


Figura 4.5

Întrucât $I_{b+} = I_{b-} = 0$, potențialul intrării neinversoare + a amplificatorului operațional este $V_{i+} = 0$ și datorită prezenței generatorului tensiunii de offset potențialul intrării inversoare - este $V_{i-} = V_{io}$.

Deoarece tensiunea de ieșire din circuit ΔV_{ov} va fi dictată de potențialul intrării inversoare (prin circulația de curent ce apare) $V_- = V_{io}$, circuitul poate fi echivalat cu unul în care folosim un amplificator operațional ideal atacat pe intrarea neinversoare cu generatorul tensiunii de decalaj (offset) V_{io} . Se obține schema electrică din fig. 4.5 b.

Se observă că potențialul intrării inversoare a amplificatorului operațional (ideal) $V_- = V_{io}$, deci nu se va modifica circulația de curent prin rezistențele R_1 și R_3 și prin aceasta nici tensiunea de ieșire ΔV_{ov} .

Se observă că apare o configurație de amplificator neinversor pentru generatorul V_{io} , ceea ce conduce la un termen de eroare ΔV_{ov} de forma (4.20):

$$\Delta V_{ov} = \pm \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) \cdot |V_{io}| \quad (4.20)$$

În expresia termenului ΔV_{ov} se folosesc ambele polarități (\pm), întrucât în catalog se prezintă modulul tensiunii de offset, fără a putea preciza semnul (semnul depinde de modul concret de dezechilibrare a etajelor diferențiale de intrare în operațional, pentru care nu poate fi prevăzut sensul abaterii).

În ceea ce privește efectul curenților de polarizare, considerăm $I_{b+} \neq I_{b-} \neq 0$ și $V_{io} = 0$. Pentru analiză folosim schema din fig. 4.6.

Tensiunea de eroare ΔV_{oi} este:

$$\begin{aligned} \Delta V_{oi} &= R_3 \cdot i_3 + R_1 \cdot i_1 = R_3 \cdot (i_1 + I_{b-}) + R_1 \cdot i_1 \\ &= (R_3 + R_1) \cdot i_1 + R_3 \cdot I_{b-} \end{aligned}$$

unde:

$$i_1 = \frac{V_-}{R_1}$$

Exprimăm potențialele celor două intrări ale operaționalului:

$$V_- = V_+ = -I_{b+} \cdot (R_2 \parallel R_4)$$

de unde:

$$\Delta V_{oi} = (R_3 + R_1) \cdot i_1 + R_3 \cdot I_{b-} = -\frac{(R_3 + R_1) \cdot R_2 \cdot R_4}{(R_2 + R_4) \cdot R_1} \cdot I_{b+} + R_3 \cdot I_{b-}$$

Dacă este respectată condiția:

$$R_1 \parallel R_3 = R_2 \parallel R_4 \Leftrightarrow \frac{R_2 \cdot R_4}{R_2 + R_4} = \frac{R_1 \cdot R_3}{R_1 + R_3}$$

se obține:

$$\Delta V_{oi} = -\frac{(R_3 + R_1) \cdot R_1 \cdot R_3}{(R_3 + R_1) \cdot R_1} \cdot I_{b+} + R_3 \cdot I_{b-}$$

de unde:

$$\Delta V_{oi} = -R_3 \cdot I_{b+} + R_3 \cdot I_{b-} = R_3 \cdot (I_{b-} - I_{b+})$$

Dar $I_{b-} - I_{b+} = I_{io}$ reprezintă **curentul de offset (decalaj) la intrare**.

Se obține în final expresia (4.21) pentru termenul de eroare datorat curentului de offset la intrare:

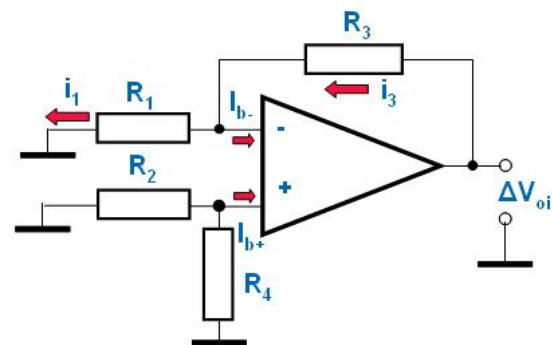


Figura 4.6

$$\Delta V_{oi} = R_3 \cdot I_{io} \quad (4.21)$$

Eroarea staționară totală a amplificatorului diferențial se obține prin suprapunerea efectelor, rezultând expresia (4.22):

$$\Delta V_o = \Delta V_{ov} + \Delta V_{oi}$$

deci:

$$\Delta V_o = \pm \left(1 + \frac{R_3}{R_1} \right) \cdot |V_{io}| \pm R_3 \cdot |I_{io}| \quad (4.22)$$

Impedanțe de intrare ale amplificatorului diferențial de bază

O altă problemă o reprezintă evaluarea impedanțelor de intrare ale amplificatorului diferențial de bază.

Impedanța de intrare de mod diferențial R_{ind} rezultă din fig. 4.7, ținând seama că $V_+ = V_-$.

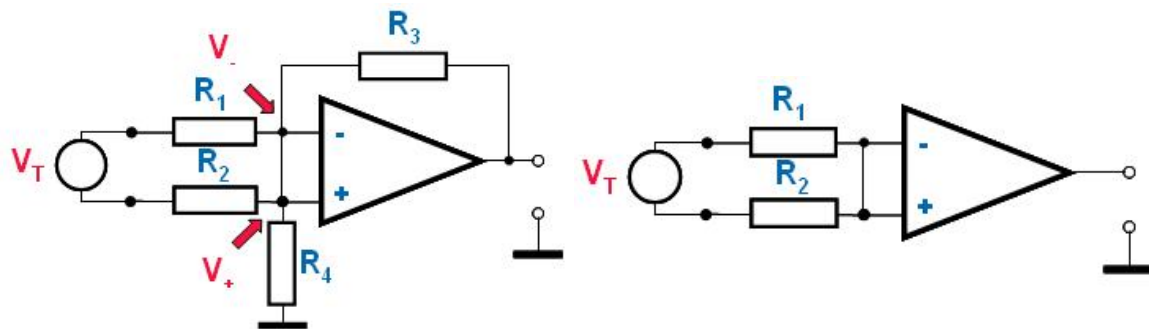


Figura 4.7

Folosim metoda generatorului de test. Aplicăm pe intrarea diferențială a amplificatorului generatorul de test V_T .

Conform modelului linear ideal al amplificatorului operațional: $V_+ = V_-$.

Ca urmare putem scurcircuita între ele intrările amplificatorului operațional.

Rezistențele R_3 și R_4 nu au nicio influență asupra curentului absorbit de la generatorul de test V_T și ca urmare le neglijăm în analiză. Se obține pentru R_{ind} expresia (4.23):

$$R_{ind} = R_1 + R_2 \quad (4.23)$$

Impedanța de intrare de mod comun R_{inc} se determină pe baza schemei din fig. 4.8 a și în ipoteza că amplificatorul nu prezintă câștig de mod comun.

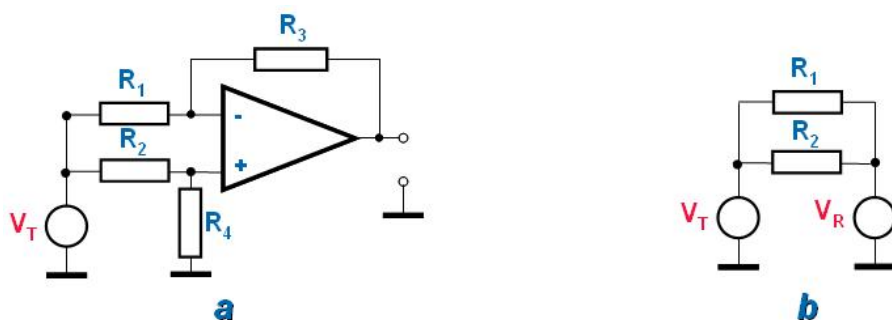


Figura 4.8

Folosim metoda generatorului de test. Aplicăm pe ambele intrări (mod comun) ale amplificatorului generatorul de test V_T .

Pe intrările amplificatorului operațional se stabilește un potențial constant $V_R = V_+ = V_-$ de valoare:

$$V_R = \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot V_T$$

Se obține pentru calcul schema echivalentă din fig. 4.8 b.

Calculăm curentul i_T absorbit de la generatorul de tensiune de test V_T , întrucât:

$$R_{inc} = \frac{V_T}{i_T}$$

$$i_T = \frac{V_T - V_R}{R_1 \parallel R_2} = \frac{V_T - \frac{R_4}{R_2 + R_4} \cdot V_T}{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{\frac{R_2 + R_4 - R_4}{R_2 + R_4} \cdot V_T}{\frac{R_1 \cdot R_2}{R_1 + R_2}}$$

$$i_T = \frac{R_2 \cdot (R_1 + R_2) \cdot V_T}{R_1 \cdot R_2 \cdot (R_2 + R_4)} = \frac{R_1 + R_2}{R_1 \cdot (R_2 + R_4)} \cdot V_T$$

Rezultă în final pentru rezistența de intrare de mod comun expresia (4.24):

$$R_{inc} = \frac{V_T}{i_T} = \frac{R_1 \cdot (R_2 + R_4)}{R_1 + R_2} \tag{4.24}$$