

## Prelegerea nr. 8

### Scheme practice de amplificatoare instrumentație

#### Amplificator instrumentație cu două operaționale cu impedanță mică de intrare

Unele aplicații nu impun impedanțe de intrare ridicate. În aceste situații se poate utiliza un amplificator având schema din fig. 4.12.

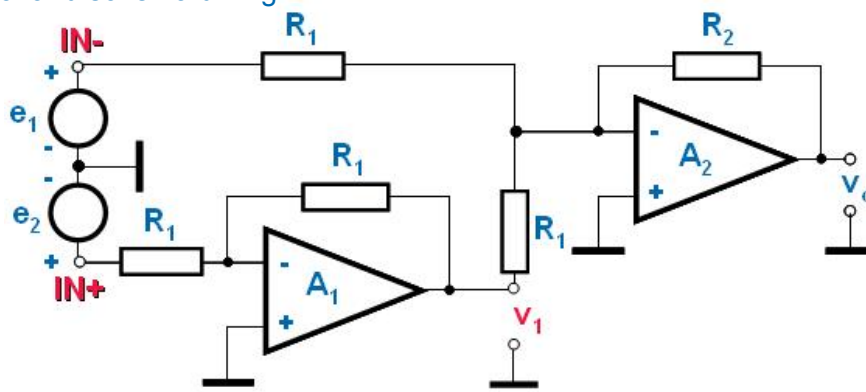


Figura 4.12

Pentru acest circuit cele două amplificatoare lucrează ca inversoare și nu este necesar să prezinte posibilitatea de lucru de mod neinversor. Se pot utiliza amplificatoare cu modulare-demodulare (pentru derivă redusă) sau amplificatoare operaționale cu tranzistoare cu efect de câmp pe intrare ce pot prezenta neliniarități importante în modul neinversor. Pentru a determina expresia amplificării de mod diferențial a amplificatorului vom folosi teorema suprapunerii efectelor.

La ieșirea amplificatorului  $A_1$  lucrând de mod inversor apare o tensiune  $v_1$ .

Lucrând cu modelul ideal al amplificatorului operațional, pentru care impedanța de ieșire este zero,  $v_1$  poate fi asimilat unui generator ideal de tensiune. Folosim direct expresia factorului de amplificare de mod inversor  $A_{i1}$  (a etajului cu operaționalul  $A_1$ ) și obținem:

$$A_{i1} = -\frac{R_1}{R_1} = -1$$

Deci:

$$v_1 = A_{i1} \cdot e_2 = -e_2$$

Putem înlocui ansamblul  $e_2, R_1, R_1, A_1$  cu un generator ideal de tensiune având valoarea  $v_1 = -e_2$ .

Pentru etajul  $A_2$  ținem seama că asupra sa acționează două semnale:  $v_1$  și  $e_1$ . Folosim teorema suprapunerii efectelor.

Considerăm la început activ generatorul  $e_1$  și pasivizăm ramura generatorului  $v_1$  (desfacem conexiunea de la ieșirea lui  $v_1$  și legăm la masă capătul rezistenței  $R_1$ ).

Rezistența  $R_1$  are ambele capete conectate la potențial 0 (borna – de la  $A_2$  are potențialul  $V_+ = V_- = 0$ ), deci nu va fi parcursă de curent ceea ce permite eliminarea sa din circuitul de analiză.

Rămâne doar generatorul  $e_1$  conectat într-o configurație de etaj inversor pentru operaționalul  $A_2$ . La ieșire apare componenta  $v_{oe1}$ :

$$v_{oe1} = A_{i2} \cdot e_1 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot e_1$$

unde  $A_{i2}$  reprezintă amplificarea de mod inversor a etajului  $A_2$  în acest caz.

După acest prim pas, pasivizăm ramura generatorului  $e_1$  și considerăm activ generatorul  $v_1$ , obținând o componentă  $v_{ov1}$ .

$$v_{ov1} = A_{i2} \cdot v_1 = -\frac{R_2}{R_1} \cdot v_1$$

Întrucât circuitul prezintă simetrie perfectă pentru intrările de la generatoarele  $e_1$  și  $v_1$ , analiza în acest caz este identică cu cea folosită anterior.

Tensiunea de ieșire se obține prin sumarea celor două componente determinate anterior:

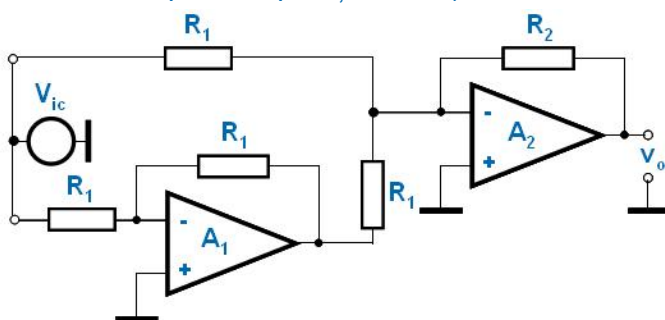
$$v_o = v_{oe1} + v_{ov1} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot (e_1 + v_1) = \frac{R_2}{R_1} \cdot (e_2 - e_1)$$

Se obține în final expresia amplificării diferențiale a circuitului sub forma (4.25):

$$A_d = \frac{v_o}{e_2 - e_1} = \frac{R_2}{R_1} \quad (4,25)$$

Câștigul amplificatorului poate fi variat în trepte sau continuu, prin modificarea valorii rezistenței  $R_2$ , fără a afecta proprietățile de rejecție a modului comun.

Circuitul poate avea câștig de mod comun datorită dezechilibrului valorilor rezistoarelor  $R_1$ . Schema necesită patru rezistoare  $R_1$  teoretic identice, dar practic diferite între ele. Pentru modul de lucru inversor, operaționalele nu trebuie să aibă performanțe de mod comun deosebite (tensiunea de pe ambele intrări este practic zero, aceasta fiind și tensiunea de mod comun aplicată operaționalului).



Optimizarea performanțelor globale ale amplificatorului diferențial din punct de vedere al rejecției de mod comun se poate realiza prin prevederea unei mici posibilități de ajustare a uneia din rezistențele  $R_1$ , în scopul reducerii efectului despreccherii practice a valorilor celor patru rezistențe notate  $R_1$ .

Referitor la eroarea statică datorată tensiunii de offset de la intrarea operaționalului, aceasta este de aproximativ patru ori mai mare decât la amplificatorul diferențial de bază.

Pentru a calcula eroarea statică datorată tensiunii de offset de intrare anulăm generatoarele de semnal și conectăm intrările amplificatorului la masă. Acest mod de analiză îl vom aplica la ambele amplificatoare operaționale utilizate în schemă, care fiind independente permit evaluarea erorii globale prin suprapunerea efectelor.

Considerăm mai întâi amplificatorul operațional  $A_1$  ideal (nu prezintă tensiune de offset de intrare) și  $A_2$  real, caracterizat de prezența unui generator de tensiune de intrare de offset  $V_{oi2}$ .

Pentru etajul cu operaționalul  $A_2$  se obține schema din fig. 4.13 a, respectiv schema echivalentă cu amplificator operațional ideal din fig. 4.13 b.

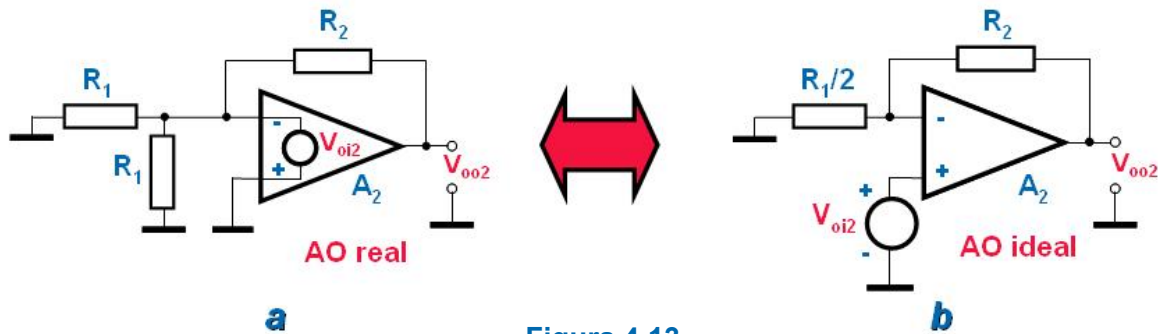
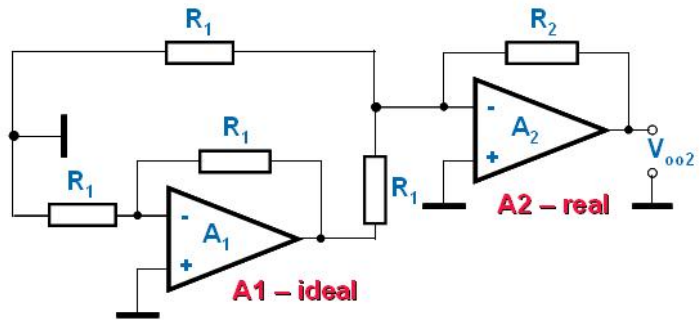


Figura 4.13

Conform schemei echivalente, rezultă că tensiunea generatorului de offset  $V_{oi2}$  este amplificată de mod neinversor cu factorul  $A_{n2}$ , ceea ce conduce la apariția la ieșirea lui  $A_2$  a unei componente de tensiune de offset de ieșire  $V_{oo2}$  (4.26):

$$V_{oo2} = A_{n2} \cdot V_{oi2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1/2}\right) \cdot V_{oi2} = \left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1}\right) \cdot V_{oi2} \quad (4.26)$$

Considerăm acum ideal (fără offset la intrare) amplificatorul operațional  $A_2$  și  $A_1$  real, caracterizat de o tensiune de offset de intrare  $V_{oi1}$ . Schema electrică pentru evaluarea tensiunii de ieșire de offset  $V_{oo1}$  este prezentată în fig. 4.14 a, iar în fig. 4.14 b se prezintă schema echivalentă cu operațional ideal.

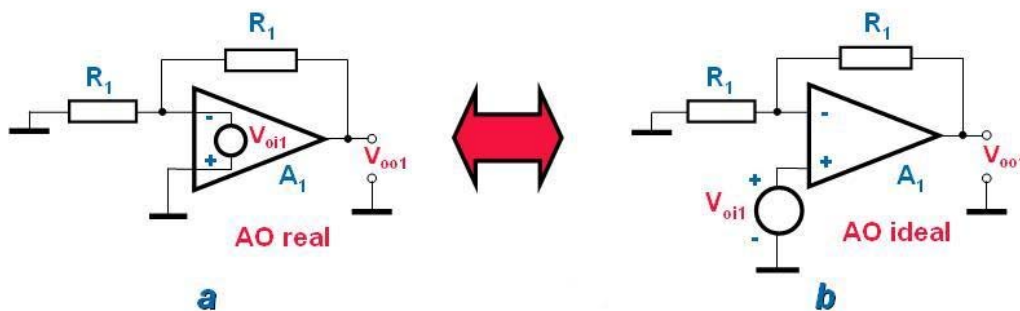
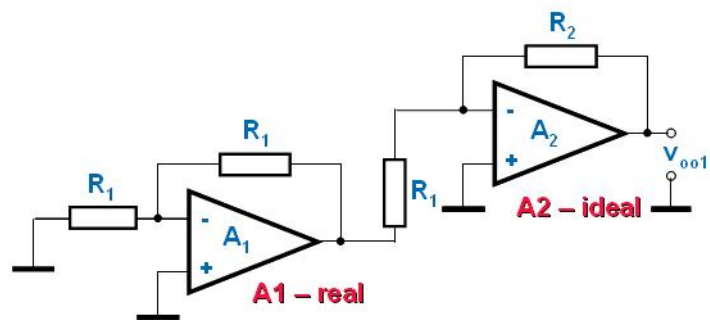


Figura 4.14

Tensiunea  $V_{oi1}$  este amplificată de mod neinversor de etajul  $A_1$ , cu un câștig  $A_{n1}$ :

$$V_{oo1} = A_{n1} \cdot V_{oi1} = \left(1 + \frac{R_1}{R_1}\right) \cdot V_{oi1} = 2 \cdot V_{oi1}$$

Tensiunea  $V_{oo1}$  este amplificată inversor cu câștigul  $A_{i2}$  de etajul cu operaționalul  $A_2$ , rezultând la ieșire o tensiune de eroare  $V_{oo21}$  (4.27):

$$V_{oo21} = A_{i2} \cdot v_{oo1} = -2 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot v_{oi1} \quad (4.27)$$

Deoarece nu poate fi precizată o polaritate a generatoarelor de tensiune de offset de intrare, tensiunea de offset de ieșire  $V_{oo}$  obținută prin suprapunerea efectelor, este:

$$V_{oo} = V_{oo2} + V_{oo21} = \pm \left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1}\right) \cdot |v_{oi2}| \mp 2 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot |v_{oi1}| \quad (4.28)$$

Cazul cel mai defavorabil se obține când cele două componente își sumează efectele, rezultând pentru tensiunea de offset de ieșire o valoare (4.29):

$$V_{oo\max} = \left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1}\right) \cdot V_{oi2} + 2 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot V_{oi1} \quad (4.29)$$

Pentru cazul (curent întâlnit) când cele două operaționale sunt de același tip,  $V_{oi1} = V_{oi2} = V_{oi}$ , tensiunea (maximă) de offset de ieșire este (4.30):

$$V_{oo\max} = \left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1}\right) \cdot V_{oi} + 2 \cdot \frac{R_2}{R_1} \cdot V_{oi} = \left(1 + 4 \cdot \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot V_{oi} \quad (4.30)$$

Eroarea statică datorată tensiunii de offset crește de aproximativ patru ori față de cazul amplificatorului diferențial de bază.

În ceea ce privește capacitatea de preluare a tensiunii de mod comun de către amplificator, aceasta este limitată de etajul inversor cu câștig unitar  $A_1$ . Tensiunea de mod comun nu poate depăși valoarea tensiunii de ieșire de saturație  $V_{osat1}$ , întrucât o valoare mai mare, peste care se suprapune semnalul util  $e_2$  determină intrarea în saturație și limitarea (distorsionarea) semnalului de ieșire.

Capacitatea de preluare a tensiunii de mod comun poate fi mărită făcând un câștig subunitar pe etajul  $A_1$ .

$$|A_{i1}| = \frac{R_{11}}{R_{12}} = \frac{V_{osat1}}{V_{ic}} < 1$$

Pentru a nu afecta câștigul global trebuie mărit în mod corespunzător câștigul etajului  $A_2$ , ceea ce va conduce la creșterea în aceeași proporție a termenului de eroare datorat tensiunii de offset.

## Amplificator instrumentație cu două operaționale cu impedanță mare de intrare

Schema electrică a acestui amplificator instrumentație este prezentată în fig. 4.15.

Ambele amplificatoare operaționale sunt atacate pe borna neinversoare, ceea ce conferă circuitului proprietatea de a prezenta o impedanță de intrare mare.

Pentru a calcula amplificarea de mod diferențial a circuitului aplicăm teorema suprapunerii efectelor. La ieșirea etajului  $A_1$  se obține o tensiune de ieșire  $v_1$  ce se aplică pe circuitul de intrare inversoare a etajului  $A_2$ . Deoarece etajul  $A_1$  este neinversor, cu câștig  $A_{n1}$ , tensiunea de ieșire  $v_1$  are forma (4.31):

$$v_1 = A_{n1} \cdot e_1 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot e_1 \quad (4.31)$$

Tensiunea de ieșire  $v_o$  din amplificatorul diferențial  $A_2$  are două componente:  $v_{oe2}$  care se datorează generatorului  $e_2$  și  $v_{ov1}$  care se datorează tensiunii de ieșire  $v_1$  din etajul  $A_1$ . Conform modelului ideal, amplificatorul operațional  $A_1$  are o impedanță de ieșire nulă, ceea ce corespunde unui generator ideal de tensiune.

$$v_o = v_{oe2} + v_{ov1} \quad (4.32)$$

Componenta  $v_{oe2}$  se obține pasivizând generatorul  $v_1$  (prin întreruperea legăturii la generator și legarea la masă a capătului astfel deconectat al rezistenței  $R_3$ ).

Pentru generatorul  $e_2$  apare o configurație de amplificator neinversor, cu câștigul  $A_{n2}$  pentru etajul  $A_2$ . Componenta  $v_{oe2}$  are forma (4.33):

$$v_{oe2} = A_{n2} \cdot e_2 = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot e_2 \quad (4.33)$$

Pentru a determina componenta  $v_{ov1}$  pasivizăm ramura generatorului  $e_2$  (întrerupem legătura la generator și legăm la masă intrarea + a amplificatorului operațional  $A_2$ ).

Rămâne activ generatorul  $v_1$ , conectat la etajul  $A_2$  în configurație inversoare pentru care avem un câștig  $A_{i2}$ . Se obține pentru  $v_{ov1}$  expresia (4.34):

$$v_{ov1} = A_{i2} \cdot v_1 = -\frac{R_4}{R_3} \cdot v_1 = -\frac{R_4}{R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot e_1 \quad (4.34)$$

Prin suprapunerea efectelor, tensiunea totală de ieșire  $v_o$  are forma (4.35):

$$v_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot e_2 - \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{R_4}{R_3} \cdot e_1 = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot e_2 - \left(\frac{R_4}{R_3} + \frac{R_4}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot e_1 \quad (4.35)$$

Dacă se îndeplinește condiția de echilibru între rezistențele circuitului (4.36):

$$\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_4}{R_3} = 1 \Leftrightarrow \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_3}{R_4} \quad (4.36)$$

se obține pentru tensiunea de ieșire expresia (4.37):

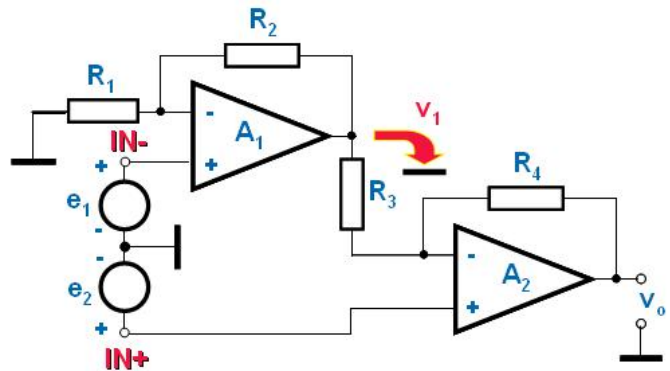


Figura 4.15

$$v_o = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot (e_2 - e_1) \quad (4.37)$$

Expresia amplificării de mod diferențial a circuitului are forma (4.38):

$$A_d = \frac{v_o}{e_2 - e_1} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \quad (4.38)$$

Pentru a asigura performanțe ridicate de mod comun trebuie respectată egalitatea rapoartelor dintre rezistențe (4.36). Întrucât amplificatoarele operaționale lucrează în modul neinversor este necesar să aibă performanțe proprii de mod comun ridicate pentru a avea o rejecție globală de mod comun bună (la modul neinversor tensiunea de intrare  $v_i = V_+ = V_-$  apare și ca tensiune de mod comun).

Impedanța de intrare văzută la fiecare intrare a amplificatorului diferențial este impedanța de intrare de mod neinversor a amplificatorului operațional corespunzător, având valori de peste 10 M $\Omega$ , funcție de tipul etajului de intrare al operaționalei folosite.

Din expresia câștigului diferențial (4.38) și din condiția de egalitate a rapoartelor rezistențelor (4.36) rezultă că amplificatorul diferențial poate fi folosit pentru câștiguri fixe sau în trepte. Un reglaj continuu al câștigului afectează proprietățile de mod comun, întrucât trebuie modificate simultan cel puțin două rezistențe pentru a nu afecta egalitatea rapoartelor (4.36).

Referitor la capacitatea amplificatorului de a prelua tensiuni de mod comun, aceasta este limitată (în mod paradoxal) pentru valori mici ale câștigului diferențial. Limitarea este produsă de etajul cu amplificatorul operațional  $A_1$ , pentru care tensiunea maximă de intrare  $v_{1+max}$  are valoarea (4.39):

$$V_{1+max} = \frac{V_{o1sat}}{A_{n1}} = \frac{V_{o1sat}}{1 + \frac{R_2}{R_1}} \quad (4.39)$$

unde:  $A_{n1}$  reprezintă câștigul de mod neinversor al etajului cu operaționalul  $A_1$ , iar  $V_{o1sat}$  tensiunea de ieșire de saturație a aceluiași etaj. Condiția (4.39) impune ca etajul să nu intre în saturație, situație ce ar conduce la distorsiuni însemnate ale semnalului de ieșire.

Valoarea maximă a tensiunii de intrare  $v_{1+max}$  scade la valori ridicate ale numitorului din expresia (4.39), respectiv la valori mari ale raportului  $R_2/R_1$ .

Această situație corespunde unei valori mari a raportului  $R_3/R_4$  (conform condiției (4.36)), deci unui raport redus pentru  $R_4/R_3$ , ceea ce, conform expresiei (4.38) conduce la o valoare redusă a câștigului diferențial.

## Amplificator instrumentație de calitate

Pentru amplificatorul diferențial de bază s-au determinat parametrii ce descriu performanțele circuitului: amplificarea de mod diferențial  $A_d$ , câștigul de mod comun  $A_{cc}$ , eroarea statică  $\Delta V_o$  și impedanța de intrare de mod diferențial  $R_{id}$ .

Multe aplicații impun câștiguri diferențiale mari, simultan cu asigurarea unei impedanțe de intrare de valoare mare, cu erori statice și câștig de mod comun reduse.

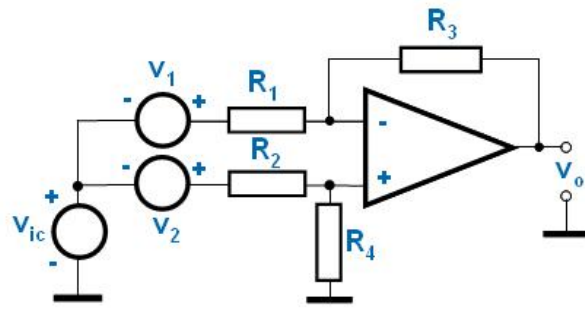
O impedanță de intrare  $R_{id}$  de valoare ridicată impune valori mari pentru rezistențele  $R_1$  și  $R_2$ .

Dacă se dorește un câștig diferențial mare, apare necesitatea unei valori mult mai mari a rezistenței de reacție  $R_3$  față de valoarea rezistenței  $R_1$ .

$$A_d = \frac{R_3}{R_1} \quad A_{cc} = \frac{R_4 \cdot R_1 - R_2 \cdot R_3}{R_1 \cdot (R_2 + R_4)}$$

$$R_{id} = R_1 + R_2$$

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



Valori mari ale câștigului diferențial conduc la creșterea termenului erorii statice datorat tensiunii de offset de intrare  $V_{oi}$ , iar valoarea mare a rezistenței  $R_3$  duce la mărirea termenului de eroare statică datorat curentului de offset de intrare  $I_{oi}$ .

Valori foarte mari ale rezistoarelor ridică probleme de stabilitate, afectând condiția de echilibru și rejecția de mod comun globală  $CMRR_c$  datorită valorii semnificative a câștigului de mod comun datorat dezechilibrului rezistențelor  $A_{cc}$ .

### Exemplu de analiză

Să se proiecteze un amplificator diferențial cu impedanța de intrare  $R_{id} = 2 \text{ M}\Omega$ , câștig diferențial  $A_d = 30$ , folosind un amplificator diferențial pentru care avem parametrii  $V_{oi} = 10 \text{ mV}$ ,  $I_{oi} = 2 \text{ nA}$  și  $CMR = 60 \text{ dB}$ .

Amplificatorul este folosit pentru amplificarea unui semnal având componenta diferențială  $v_{id} = 35 \text{ mV}$  și componenta de mod comun  $v_{ic} = 10 \text{ V}$ .

Din considerente de simetrie se alege  $R_1 = R_2 = R_{id}/2 = 1 \text{ M}\Omega$ . Rezultă imediat  $R_3 = A_d \cdot R_1 = 30 \cdot 1 = 30 \text{ M}\Omega$ . Pentru aceste valori pot apărea variații ale rezistenței de  $\pm 1 \%$  (performanță foarte bună). Eroarea statică maximă este:

$$\begin{aligned} \Delta V_{o\max} &= \left( 1 + \frac{R_3}{R_1} \right) \cdot V_{oi} + R_3 \cdot I_{oi} = \left( 1 + \frac{30}{1} \right) \cdot 10^{-2} + 30 \cdot 10^6 \cdot 2 \cdot 10^{-9} = \\ &= 0.31 + 0.06 = 0.37 \text{ V} \end{aligned}$$

Câștigul de mod diferențial  $A_{cc}$  datorat dezechilibrului rezistențelor:

$$\begin{aligned} A_{cc} &= \frac{R_{4\min} \cdot R_{1\min} - R_{2\max} \cdot R_{3\max}}{R_{1\min} \cdot (R_{2\max} + R_{4\min})} = \\ &= \frac{30 \cdot 0,99 \cdot 1 \cdot 0,99 - 1 \cdot 1,01 \cdot 30 \cdot 1,01}{1 \cdot 0,99 \cdot (1 \cdot 1,01 + 30 \cdot 0,99)} = -0,0395 \end{aligned}$$

Pentru această valoare a câștigului rezultă și o componentă de ieșire  $V_{cc}$  datorată tensiunii de mod comun de intrare  $v_{ic}$  de valoare:

$$V_{cc} = |A_{cc}| \cdot v_{ic} = 0,0395 \cdot 10 = 0,395 \text{ V}$$

Eroarea de mod comun  $V_{co}$  datorată amplificatorului operațional este:



$$V_{co} = A_{co} \cdot v_{ic} = \frac{R_3^2}{R_1 \cdot (R_1 + R_3) \cdot CMRR} \cdot v_{ic} =$$

$$\frac{(30 \cdot 10^6)^2}{1 \cdot 10^6 \cdot (1 \cdot 10^6 + 30 \cdot 10^6) \cdot 1000} \cdot 10 = 0,290 V$$

Tensiunea de ieșire totală  $V_{oc}$  datorată tensiunii de mod comun este:

$$V_{oc} = V_{cc} + V_{co} = 0,395 V + 0,290 V = 0,685 V$$

Comparăm aceste erori cu valoarea dorită a tensiunii de ieșire  $V_{od}$  datorată semnalului de intrare diferențial  $v_{id}$ :

$$v_{od} = A_d \cdot v_{id} = 30 \cdot 35 \cdot 10^{-3} = 1,05 V$$

Referitor la eroarea statică totală, abaterea relativă  $\delta_s$  procentuală este:

$$\delta_s = \frac{\Delta V_o \max}{v_{od}} \cdot 100\% = \frac{0,37}{1,05} \cdot 100\% = 35,24\%$$

Eroarea relativă datorată componentei de eroare  $\delta_{cc}$  (din câștigul de mod comun ce apare din dezechilibrul rezistențelor) este:

$$\delta_{cc} = \frac{V_{cc}}{v_{od}} \cdot 100\% = \frac{0,395}{1,05} \cdot 100\% = 37,62\%$$

iar eroarea relativă datorată câștigului propriu de mod comun al amplificatorului operațional  $\delta_{co}$  are valoarea:

$$\delta_{co} = \frac{V_{co}}{v_{od}} \cdot 100\% = \frac{0,290}{1,05} \cdot 100\% = 27,62\%$$

Dacă erorile se cumulează, apare o eroare relativă globală  $\delta$ :

Eroarea totală ce apare are o mărime inacceptabil de mare. Dacă studiem componentele acestei erori observăm că toate au contribuții semnificative.

Exemplul prezentat pune în evidență foarte bine caracterul contradictoriu al parametrilor rezistență de intrare  $R_{id}$ , câștig diferențial  $A_d$ , rejecție de mod comun  $CMRR_c$  și eroarea statică la ieșire  $\Delta V_o$ . Acești patru parametri interacționează între ei și nu se poate realiza întotdeauna un compromis rezonabil pentru a asigura performanțele dorite.

În cele ce urmează se prezintă un amplificator care depășește câteva din limitările menționate. Pentru realizarea circuitului sunt necesare trei amplificatoare operaționale, ceea ce conduce la o schemă electrică mai complexă. Prin utilizarea capsulelor ce conțin trei sau patru amplificatoare operaționale se poate realiza un montaj compact, asigurând și alte avantaje importante. Problema majoră ce se rezolvă optim prin utilizarea capsulelor de acest tip este împerecherea celor două etaje de intrare cu amplificatoare operaționale, ceea ce conduce la performanțe ridicate în privința tensiunii de offset și a derivei, lucru ce se va demonstra ulterior.

Amplificatorul instrumentație de calitate este prezentat în fig. 4.16 și este în principiu un amplificator diferențial de bază cu amplificatoare neinversoare pe fiecare intrare.

Etajele neinversoare de intrare asigură impedanțe de intrare mari, independente de valorile rezistențelor din circuit, care vor putea fi alese astfel încât să se reducă erorile circuitului.

Din modul de conectare al amplificatoarelor operaționale  $A_1$  și  $A_2$ , datorită prezenței rezistenței  $R_1$ , rezultă că generatoarele de semnal  $v_1$  și  $v_2$  acționează asupra ambelor operaționale.



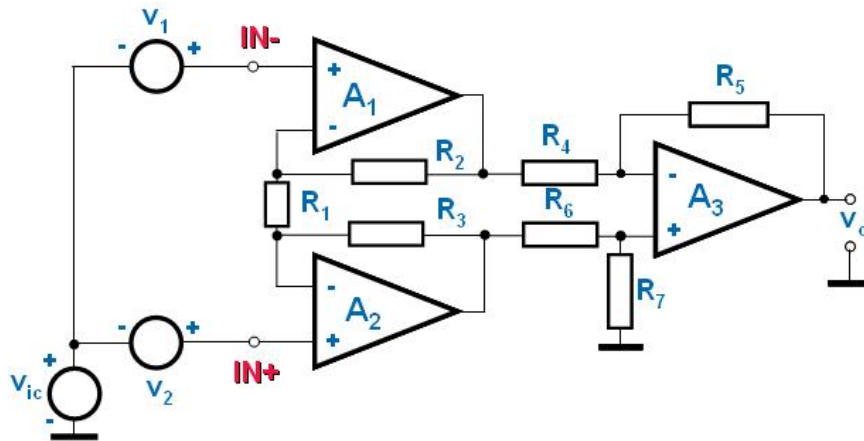
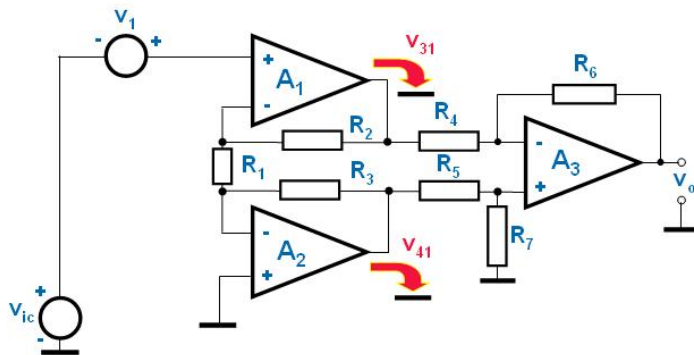


Figura 4.16

Pentru analiză folosim principiul suprapunerii efectelor. Considerăm inițial activ generatorul  $v_1$  și pasivizăm ramura generatorului  $v_2$ .



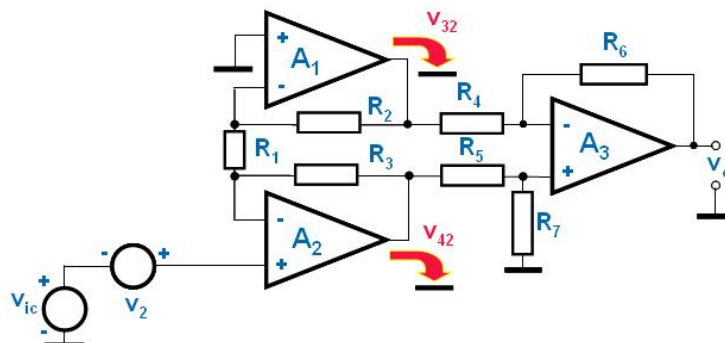
Tensiunea generatorului  $v_1 + v_{ic}$  va fi amplificată de mod neinversor de etajul  $A_1$  (cu câștigul  $A_{n1}$ ) și de mod inversor de etajul  $A_2$  (cu câștigul  $A_{i2}$ ). Într-adevăr  $V_{1+} = V_{1-} = v_1 + v_{ic}$  și tensiunea de pe intrarea inversoare a amplificatorului  $A_1$  apare ca semnal de intrare pentru etajul inversor  $A_2$ . Componenta  $v_{31}$  de la ieșirea etajului  $A_1$  are expresia (4.40):

$$v_{31} = A_{n1} \cdot (v_1 + v_{ic}) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot (v_1 + v_{ic}) \quad (4.40)$$

iar componenta  $v_{41}$  de la ieșirea etajului  $A_2$  are expresia (4.41):

$$v_{41} = A_{i2} \cdot (v_1 + v_{ic}) = -\frac{R_3}{R_1} \cdot (v_1 + v_{ic}) \quad (4.41)$$

Considerăm acum  $v_2$  activ și pasivizăm ramura cu generatorul  $v_1$ . Problema este perfect echivalentă cu cea anterioară, numai că tensiunea  $v_2 + v_{ic}$  este amplificată de mod inversor de etajul  $A_1$  și de mod neinversor de etajul  $A_2$ . Analiza se face în mod identic cu cea făcută pentru generatorul  $v_1$ , având în vedere simetria circuitului.



Componenta  $v_{32}$  de la ieșirea etajului  $A_1$  are forma (4.42):

$$v_{32} = A_{i2} \cdot (v_2 + v_{ic}) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot (v_2 + v_{ic}) \quad (4.42)$$

iar componenta  $v_{42}$  de la ieșirea amplificatorului  $A_2$  este (4.43):

$$v_{42} = A_{n2} \cdot (v_2 + v_{ic}) = \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot (v_2 + v_{ic}) \quad (4.43)$$

Expresiile tensiunilor  $v_3$  și  $v_4$  care apar la ieșirile amplificatoarelor operaționale de intrare  $A_1$  și  $A_2$  se obțin aplicând principiul suprapunerii efectelor.

Astfel  $v_3$  are componentele  $v_{31}$  (4.40) și  $v_{32}$  (4.42), obținându-se expresia (4.44):

$$\begin{aligned} v_3 &= v_{31} + v_{32} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot (v_1 + v_{ic}) - \frac{R_2}{R_1} \cdot (v_2 + v_{ic}) = \\ &= \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_1 + v_{ic} + \frac{R_2}{R_1} \cdot v_{ic} - \frac{R_2}{R_1} \cdot v_2 - \frac{R_2}{R_1} \cdot v_{ic} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_1 - \frac{R_2}{R_1} \cdot v_2 + v_{ic} \end{aligned} \quad (4.44)$$

Tensiunea  $v_4$  are componentele  $v_{41}$  (4.41) și  $v_{42}$  (4.43), obținând expresia (4.45):

$$\begin{aligned} v_4 &= v_{41} + v_{42} = -\frac{R_3}{R_1} \cdot (v_1 + v_{ic}) + \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot (v_2 + v_{ic}) = \\ &= -\frac{R_3}{R_1} \cdot v_1 - \frac{R_3}{R_1} \cdot v_{ic} + \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot v_2 + \frac{R_3}{R_1} \cdot v_{ic} + v_{ic} = -\frac{R_3}{R_1} \cdot v_1 + \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot v_2 + v_{ic} \end{aligned} \quad (4.45)$$

Amplificatorul  $A_3$  lucrează de mod diferențial pentru semnalele  $v_4$  și  $v_3$ . Considerăm circuitul echilibrat:

$$\frac{R_6}{R_4} = \frac{R_7}{R_5}$$

Rezultă pentru tensiunea de ieșire  $v_o$  expresia:

$$\begin{aligned} v_o &= \frac{R_6}{R_4} \cdot (v_4 - v_3) \\ v_o &= \frac{R_6}{R_4} \cdot \left( -\frac{R_3}{R_1} \cdot v_1 + v_2 + \frac{R_3}{R_1} \cdot v_2 + v_{ic} - v_1 - \frac{R_2}{R_1} \cdot v_1 + \frac{R_2}{R_1} \cdot v_2 - v_{ic} \right) \\ v_o &= \frac{R_6}{R_4} \cdot \left( \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \cdot v_2 - \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \cdot v_1 \right) \\ v_o &= \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \cdot (v_2 - v_1) \end{aligned} \quad (4.46)$$

În practică rezistențele se iau (de regulă) conform condițiilor:

$$R_2 = R_3, \quad R_4 = R_5 = R_6 = R_7$$

În aceste condiții, expresia tensiunii de ieșire  $v_o$  devine:

$$v_o = \frac{R_1 + 2 \cdot R_2}{R_1} \cdot (v_2 - v_1) = \left( 1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1} \right) \cdot (v_2 - v_1)$$

Se obține în final expresia amplificării de mod diferențial a amplificatorului instrumentație de calitate (4.47):

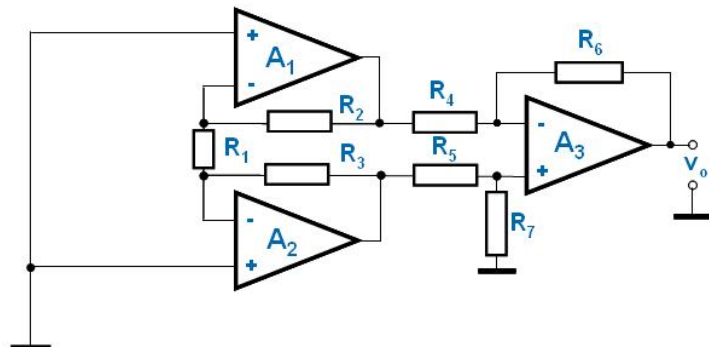
$$A_d = \frac{v_o}{v_2 - v_1} = 1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1} \quad (4.47)$$

Pe baza acestor rezultate se pot trage câteva concluzii. Astfel, etajele de intrare  $A_1$  și  $A_2$  pot fi proiectate să lucreze cu un câștig mare, fără ca aceasta să cauzeze un offset excesiv.

Într-adevăr, dacă se respectă condiția ca cele două amplificatoare operaționale să fie pe același chip, din considerente legate de tehnologia de realizare a circuitelor integrate se poate estima faptul că tensiunea de decalaj de la intrare are valori apropiate pentru cele două operaționale și aceeași polaritate.

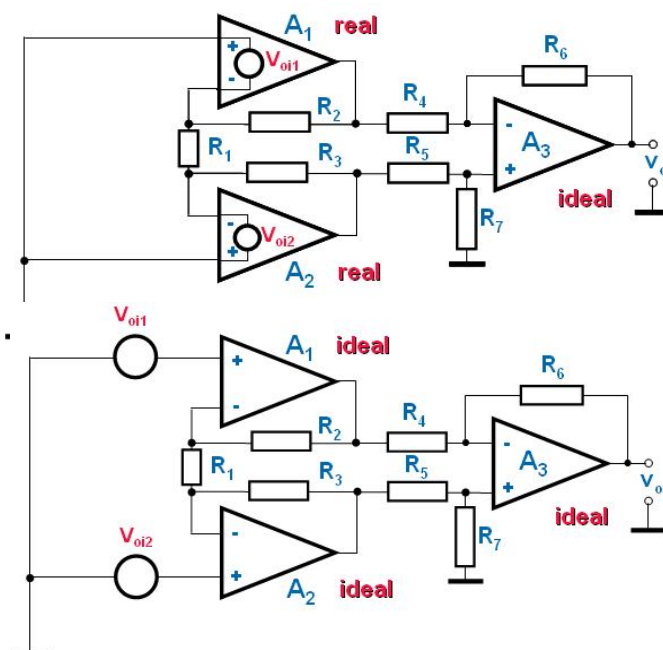
Pentru analiză vom aplica din nou teorema suprapunerii efectelor. Considerăm inițial amplificatoarele operaționale  $A_1$  și  $A_2$  reale, prezentând tensiunile de decalaj la intrare  $V_{oi1}$ , respectiv  $V_{oi2}$ . Amplificatorul  $A_3$  îl considerăm ideal, fără tensiune de decalaj la intrare.

După cum știm, putem trece de la amplificatorul operațional real la modelul său ideal dacă scoatem pe intrarea neinversoare generatorul tensiunii de decalaj la intrare. Aplicăm această observație amplificatoarelor  $A_1$  și  $A_2$ .



La ieșire se obține o tensiune de decalaj  $V_{oo12}$  datorată celor două generatoare de tensiune de decalaj de la intrare  $V_{oi1}$  și  $V_{oi2}$ .

Putem observa că s-a obținut schema amplificatorului instrumentație de calitate, unde în locul generatoarelor de semnal diferențial  $v_1$  și  $v_2$  apar generatoarele  $V_{oi1}$  și  $V_{oi2}$ , iar tensiunea generatorului de mod comun  $V_{ic}$  este zero.



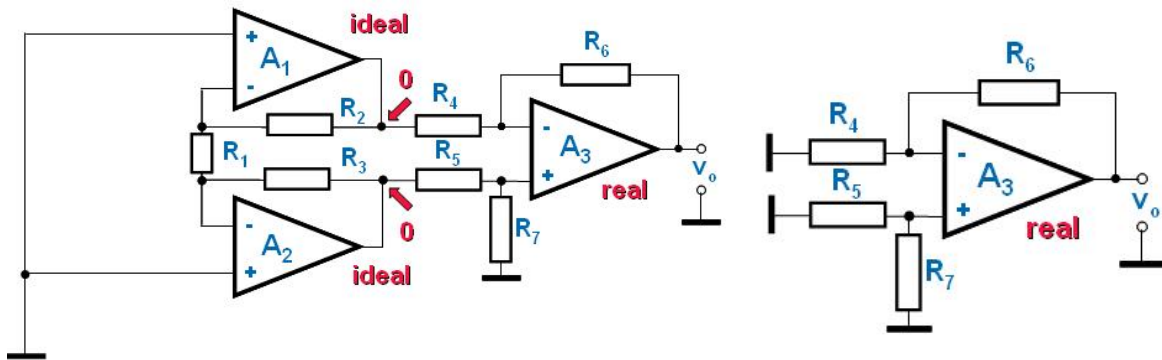
Prin urmare putem folosi rezultatul pentru tensiunea de ieșire obținut anterior și scriem direct expresia tensiunii de decalaj la ieșire  $V_{oo12}$ :

$$V_{oo12} = \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \cdot (V_{oi2} - V_{oi1})$$

Dacă se respectă condiția ca cele două amplificatoare operaționale să fie pe același chip, se poate estima faptul că tensiunile de decalaj de la intrare au valori apropiate pentru cele două operaționale. Diferența între  $V_{io2}$  și  $V_{io1}$  va avea o valoare redusă și tensiunea de decalaj la ieșire  $V_{oo12}$  va fi mică, diminuându-se eroarea statică datorată tensiunii de offset.

Considerăm acum operaționalul  $A_3$  real și  $A_1, A_2$  ideale (fără tensiune de decalaj).

Ca urmare, tensiunile de ieșire din etajele  $A_1$  și  $A_2$  au valoarea zero.



Potențialele capetelor din stânga ale rezistențelor  $R_4$  și  $R_5$  fiind zero, le putem lega la masă, iar etajele  $A_1$  și  $A_2$  nu au niciun efect, deci pot fi îndepărtate.

Pentru analiză a rămas doar amplificatorul diferențial de bază cu  $A_3$ . Acesta prezintă o tensiune de decalaj la intrare  $V_{oi3}$ . La ieșirea etajului  $A_3$  apare o tensiune de decalaj  $V_{oo3}$ , a cărei valoare se poate calcula cu relația determinată când s-a studiat eroarea datorată tensiunii de offset la amplificatorul diferențial de bază:

$$V_{oo3} = \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \cdot V_{oi3}$$

Tensiunea de decalaj la ieșirea amplificatorului instrumentație se obține prin suprapunerea efectelor:

$$V_{oo} = V_{oo12} + V_{oo3} = \frac{R_6}{R_4} \cdot \frac{R_1 + R_2 + R_3}{R_1} \cdot (V_{oi2} - V_{oi1}) + \left(1 + \frac{R_6}{R_4}\right) \cdot V_{oi3}$$

Dacă rezistențele se aleg conform condițiilor:

$$R_2 = R_3, \quad R_4 = R_5 = R_6 = R_7$$

se obține:

$$V_{oo} = \left(1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1}\right) \cdot (V_{oi2} - V_{oi1}) + 2 \cdot V_{oi3}$$

Referitor la termenii de eroare datorată curenților de decalaj, problema se simplifică deoarece nu există practic nicio legătură între impedanța de intrare a amplificatorului instrumentație și valorile rezistențelor utilizate în circuit.

Atacul la intrare fiind făcut pe intrările neinversoare se obțin impedanțe de intrare tipic mai mari de  $10^{10} \Omega$ .

Rezistențele din circuit pot fi alese din considerente de precizie și stabilitate, folosindu-se valori de ordinul  $k\Omega$ . La aceste valori componentele de eroare datorate curenților de decalaj de la amplificatoarele operaționale sunt ne semnificative.

Un avantaj specific schemei este cel referitor la modul de prescriere a câștigului din rezistența  $R_1$ . Câștigul poate fi modificat în mod continuu (cu potențiomtru) sau în trepte (cu comutator), fiind specifică, conform relației (4.47), dependența de tip invers proporțională.

$$A_d = \frac{v_o}{v_2 - v_1} = 1 + \frac{2 \cdot R_2}{R_1} \quad (4.47)$$

Prin urmare, la creșterea câștigului rezistența  $R_1$  își reduce valoarea, ceea ce nu creează probleme legate de erorile statice datorate curenților de decalaj.

Altă particularitate a schemei rezultă din relațiile (4.44), (4.45) și constă în aceea că etajele  $A_1$  și  $A_2$  reproduc la ieșirile lor tensiunea de mod comun  $v_{ic}$ .

$$v_3 = v_{31} + v_{32} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot (v_1 + v_{ic}) - \frac{R_2}{R_1} \cdot (v_2 + v_{ic}) = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot v_1 - \frac{R_2}{R_1} \cdot v_2 + v_{ic}$$

$$v_4 = v_{41} + v_{42} = -\frac{R_3}{R_1} \cdot (v_1 + v_{ic}) + \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot (v_2 + v_{ic}) = -\frac{R_3}{R_1} \cdot v_1 + \left(1 + \frac{R_3}{R_1}\right) \cdot v_2 + v_{ic}$$

Se observă de asemenea că valori diferite pentru  $R_2$  și  $R_3$  nu afectează câștigul de mod comun, ci doar câștigul diferențial.

Astfel, sarcina de rejecție a modului comun revine în exclusivitate etajului diferențial cu câștig unitar  $A_3$ . Prin urmare,  $A_3$  se alege cu  $CMRR$  cât mai mare, iar pentru operaționalele  $A_1$  și  $A_2$  nu se impun niciun fel de condiții privind valorile  $CMRR$ .

Pentru valorile folosite la rezistențe se realizează și se menține ușor condiția de echilibru pentru etajul diferențial cu operaționalul  $A_3$ , ceea ce nu creează probleme de mod comun.

În ceea ce privește câștigul de mod comun  $A_{cc}$  datorat dezechilibrului rezistențelor din circuitul extern al amplificatorului diferențial  $A_3$ , acesta poate fi redus în mod semnificativ, întrucât rezistențele  $R_4, \dots, R_7$  se iau (de regulă) egale între ele și au valoarea tipică de 1  $k\Omega$ . La această valoare rezistențele se pot realiza în clase de precizie foarte bune la prețuri rezonabile și prezintă o foarte bună stabilitate în timp și cu temperatura.

Erorile statice introduse de etajul  $A_3$  sunt reduse. Tensiunea de decalaj la ieșire este de două ori tensiunea de decalaj la intrare (pentru câștig diferențial unitar), în timp ce eroarea datorată curenților de decalaj este neglijabilă datorită valorilor de ordinul  $k\Omega$  al rezistențelor utilizate pentru etajul  $A_3$ .

Se constată o relaxare a condițiilor impuse operaționalului  $A_3$  din punctul de vedere al erorilor statice datorate tensiunii și curenților de decalaj de la intrare.

În concluzie, schema permite reconcilierea contradicțiilor sesizate la etajul diferențial de bază. Structura prezentată stă la baza amplificatoarelor instrumentație cu performanțe ridicate (discrete, integrate hibride sau monolitice). Firmele producătoare asigură și alte facilități: controlul digital al câștigului, etaj repetoar pe ieșire (după etajul diferențial). Toate aceste facilități îmbunătățesc versatilitatea amplificatorului de acest tip ce are o mare răspândire în domeniul instrumentației.

## 5. AMPLIFICATOARE IZOLAȚIE

### DEFINIȚIE

Un **amplificator izolație** (cu separare galvanică) este un circuit a cărui funcție este de a asigura izolarea ohmică (întreruperea continuității ohmice) între semnalele și circuitele de intrare și cele de ieșire. În principiu, un amplificator izolație este format dintr-un amplificator diferențial de intrare (amplificator operațional sau amplificator instrumentație), urmat de un etaj de izolare (separare) cu câștig unitar.

Etajul de separare izolează complet intrarea de ieșirea circuitului. În mod ideal, continuitatea ohmică a semnalului este întreruptă (la nivelul barierei de izolație) și totuși, după etajul de separare cu câștig unitar, semnalul se transferă cu acuratețe și fără atenuare. O caracteristică importantă a amplificatoarelor izolație este aceea că au intrare complet flotantă, ceea ce contribuie la eliminarea unor conexiuni complicate la masa surselor în multe aplicații.

În fig. 5.1 se prezintă structura tipică a unui amplificator izolație.

Pentru acest amplificator, expresia tensiunii de ieșire  $V_{out}$  este (5.1):

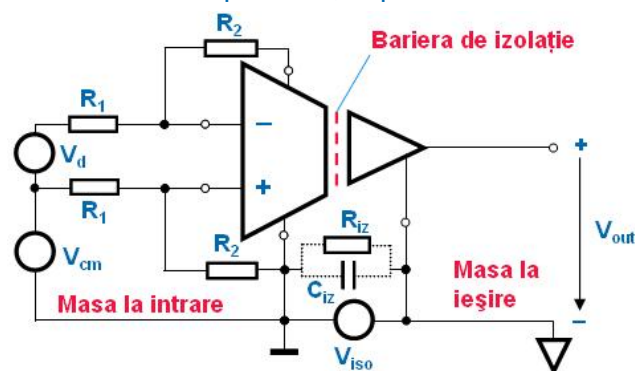


Figura 5.1

$$V_{out} = \frac{R_2}{R_1} \cdot \left( V_d + \frac{V_{cm}}{CMRR} \right) + \frac{V_{iso}}{IMRR} \quad (5.1)$$

Tensiunea de izolație  $V_{iso}$  este tensiunea care apare pe bariera de izolație. Contribuția adusă de  $V_{iso}$  la eroarea referită la ieșire este  $V_{iso} / IMRR$ , unde  $IMRR$  este factorul de respingere al modului izolație (*Isolation Mode Rejection Ratio*).

$V_d$  este tensiunea diferențială de semnal de intrare, iar  $V_{cm}$  reprezintă tensiunea de mod comun (referită la masa circuitelor de intrare). Curentul de fugă este curentul ce circulă prin bariera de izolație cu o anumită tensiune de izolație specificată aplicată între intrare și ieșire.

### Caracteristici și termeni specifici amplificatoarelor izolație

**Tensiunea de mod comun și tensiunea de mod izolație.** Anumiți producători tratează tensiunea de mod comun și tensiunea de mod izolație în mod identic pentru descrierea folosirii și/sau caracteristicilor amplificatoarelor izolație. În principal această imprecizie în prezentare apare din nespacificarea masei circuitului în raport cu care se măsoară aceste tensiuni. Pentru multe aplicații este necesar totuși de a înțelege exact semnificațiile acestor termeni și diferențele dintre ei.

Când se fac legăturile în circuitul de intrare ca în fig. 5.1, tensiunea diferențială de semnal de intrare  $V_d$  poate fi suprapusă peste componenta  $V_{cm}$  în raport cu masa circuitelor de intrare.  $V_{cm}$  este **tensiunea de mod comun** și are în general ordinul de mărime  $\pm 10$  V, limitată de gama tensiunii de mod comun a etajului diferențial de intrare.

**Tensiunea de mod izolație  $V_{iso}$**  reprezintă diferența de potențial între circuitul de masă de intrare și circuitul de masă de ieșire (fig. 5.1). Mărimea tensiunii de izolație descrie diferența



de potențial pe care bariera de izolație poate să o suporte fără străpungere. Ordinul de mărime al tensiunii de izolație este de sute sau mii de volți. Această caracteristică a amplificatorului izolație permite două conexiuni de masă distincte ce se pot realiza oricând este necesar.

Ca urmare, amplificatoarele izolație se pot folosi în aplicații ce presupun tensiuni de mod comun foarte mari și în aplicații cu întreruperea buclilor de masă.

Multe aplicații implică un sistem de tensiuni de mod comun ridicate. În acest caz conexiunile se efectuează în așa fel încât tensiunile de mod comun să apară referite la masa circuitelor de ieșire (ca tensiune de izolație). Utilizând această conexiune, amplificatorul poate primi tensiuni de mod comun de ordinul 2000 V sau chiar mai mari.

**Rejecția de mod comun și rejecția de mod izolație.** Rejecția de mod izolație (*IMR*) este un alt termen la care unii producători se referă identic cu rejecția de mod comun (*CMR*). Confuzia apare din același motiv cu cel precizat anterior, respectiv din cauza nespecificării circuitului de masă în raport cu care se fac determinările. Discuția de mai sus ne ajută să identificăm diferența între *IMR* și *CMR*.

**Rejecția de mod comun *CMR*** este măsura în care etajul de intrare rejectează semnalele de mod comun referite la masa circuitelor de intrare în timp ce amplifică intrarea diferențială.

**Rejecția de mod izolație *IMR*** este măsura în care amplificatorul rejectează tensiunile de mod comun referite la masa circuitelor de ieșire în timp ce se transmite semnal prin bariera de izolație.

Factorul de rejecție al modului izolație *IMRR* este definit de ecuația (5.1). În acest fel, cunoscând capacitatea de rejecție a modului izolație a amplificatoarelor izolație, acestea se pot utiliza în aplicații unde sunt necesare rejecții ale tensiunilor de mod comun foarte mari, de ordinul 100, ..., 140 dB.

**Valoarea tensiunii de izolație. Tensiune de test.** Este important să cunoaștem semnificația tensiunii de izolație de curent continuu (precizată și garantată de producător în catalog) și relația sa cu valoarea reală a tensiunii de test aplicate.

Întrucât un test continuu la valoarea nominală nu este posibil în cazul produselor de consum (implicând o durată infinită), se acceptă în general realizarea testelor de înaltă tensiune (de valoare mult mai mare decât valoarea continuă nominală), dar pentru o durată scurtă (și bine precizată) de timp.

Deoarece testul de înaltă tensiune este distructiv (circuitele care nu rezistă se distrug în totalitate, devenind irecuperabile), este important de știut ce relație există între condițiile reale de test și valoarea continuă minim garantată.

Pentru aceasta se folosesc mai multe reguli empirice. De exemplu, firma Burr-Brown a ales o formulă foarte restrictivă:

$$V_{\text{test}} = 2 \cdot V_{\text{continuu}} + 1000 \text{ V}$$

Relația este folosită în aplicații în care sistemul de tensiuni tranzitorii nu poate fi precizat.

Când tensiunile reale sunt bine definite sau când tensiunea de izolație nu este continuă, utilizatorul poate alege pentru testare o relație mai puțin restrictivă pentru a stabili condițiile de test, ceea ce reduce numărul circuitelor distruse prin testare, respectiv reduce costul.

În general amplificatoarele izolație se folosesc în prelucrarea semnalelor când într-o aplicație apar una sau mai multe din următoarele cerințe:

- când izolația ohmică între sursa de semnal și ieșire este impusă (impedanța de izolație între intrare și ieșire mai mare de 10 MΩ);
- când se impun rejecții excelente ale zgomotelor și tensiunilor de mod comun (*CMR* > 100 dB);
- când se prelucrează semnale în prezența unor tensiuni ridicate de mod comun (*V<sub>cm</sub>* >> 10 V).

Pornind de la aceste cerințe, cele mai multe aplicații se clasifică în 4 tipuri:

1. Amplificarea și măsurarea semnalelor de nivel scăzut în prezența tensiunilor ridicate de mod comun.



2. Întreruperea buclelor de masă și/sau eliminarea conectării la masa surselor. Amplificatorul izolație asigură intrare complet flotantă, eliminând necesitatea conexiunilor complicate la masa surselor.
3. Interfațarea între echipamentele medicale de monitorizare a pacienților și traductoare sau dispozitive care trebuie să fie în contact fizic cu pacienții. Astfel de aplicații impun nivele ridicate ale tensiunilor de izolație și curenți de fugă foarte mici.
4. Asigurarea protecției echipamentelor electronice. Tensiuni mari de mod comun apărute în mod aleator produc defecte imprevizibile ale echipamentelor. Curenții de fugă reduși și înalta capacitate de preluare a tensiunii de izolație a amplificatoarelor izolație ajută la protecția instrumentelor împotriva distrugerilor provocate de astfel de defecte.

Principiile fizice pe care se bazează construcția barierei de izolație determină și tipul de cuplaj utilizat. Astfel întâlnim:

- **cuplajul magnetic**, bazat în esență pe utilizarea transformatoarelor, la care nu apare conexiune între circuitul primar și cel secundar;
- **cuplajul optic**, utilizând optocuploare, transferul informației fiind asigurat prin modularea unei raze de lumină;
- **cuplajul termic**, utilizând în circuitul de intrare o rezistență de încălzire, iar în circuitul de ieșire o termorezistență, transferul de informație fiind asigurat prin intermediul fluxului termic.

Performanțele amplificatoarelor izolație variază în mod semnificativ, funcție de tipul de aplicație.

Astfel, în aplicațiile în care **banda și viteza de răspuns** sunt criteriile cele mai importante, cel mai bine se adaptează **cuplajul optic**.

Pentru aplicații la care se impune **acuratețe și liniaritate** pentru răspuns, **cuplajul magnetic** este soluția cea mai bună.

**Cuplajul termic** are avantajul **celui mai redus cost**, dar se poate utiliza numai pentru semnale de foarte joasă frecvență, având în vedere inerția mare a sistemelor bazate pe procese termice.