

Cuprins CAPITOLUL 4

AMPLIFICATORUL OPERAȚIONAL REAL - EFECTE DE CURENT CONTINUU	138
4.1 Introducere.....	138
4.2 Modelul la foarte joasă frecvență al amplificatorului operațional.....	138
4.3 Amplificatorul neinversor. Determinarea amplificării în buclă închisă, a rezistenței de intrare și ieșire	139
4.3.1 Amplificarea în buclă închisă.....	139
4.3.2 Rezistența de intrare	141
4.3.3 Rezistența de ieșire.....	142
4.4 Amplificatorul inversor. Determinarea amplificării în buclă închisă, a rezistenței de intrare și ieșire	145
4.4.1 Amplificarea în buclă închisă.....	145
4.4.2 Rezistența de intrare	147
4.4.3 Rezistența de ieșire.....	148
4.5 Coeficientul de imperfecțiuni	149
4.5.1 Determinarea coeficientului de imperfecțiuni	149
4.6 Tensiunea și curentul de offset.....	152
4.6.1 Modelul circuitului cu offset.....	153
4.6.2 Influența tensiunii de intrare de offset.....	153
Influența curenților de polarizare a intrărilor.....	154
4.6.4 Influența curentului de intrare de offset.....	155
4.6.5 Valori tipice de offset	156
4.6.6 Circuite de anulare a offsetului (circuite de nul).....	157

Capitolul 4

AMPLIFICATORUL OPERAȚIONAL REAL - EFECTE DE CURENT CONTINUU

4.1 Introducere

În circuitele realizate cu amplificatoare operaționale (AO) și studiate până în acest moment, AO s-a presupus ideal. În practică niciuna dintre presupunerile de idealitate nu este în totalitate adevărată și pentru a putea proiecta în condiții bune circuitele realizate cu AO trebuie cunoscute limitările introduse de conceptul de idealitate.

Abaterile de la idealitate ale AO se caracterizează cu ajutorul parametrilor AO. În activitatea de proiectare, proiectantul trebuie să estimeze nivelul limitărilor și să selecționeze acel tip de AO ai cărui parametri permit să se mențină presupunerile de idealitate pentru condițiile de lucru impuse.

În acest capitol atenția se va îndrepta spre funcționarea AO în c.c. și la foarte joasă frecvență, aspect sugerat în titlu prin termenul „curent continuu“. Se iau în considerare efectele valorilor finite ale amplificării în buclă deschisă, ale rezistenței de intrare și ieșire, precum și ale tensiunii de offset și curenților de polarizare a intrărilor.

Se prezintă modelul unui AO care are valori finite ale amplificării în buclă deschisă, rezistenței de intrare și ieșire. Pe acest model, pentru fiecare din cele două configurații de bază se deduc formulele pentru amplificarea în buclă închisă, rezistența de intrare și ieșire a montajului.

La sfârșit se prezintă semnificația tensiunii de offset la intrare și cea a curenților de polarizare a intrărilor AO. Se determină tensiunea de decalaj (offset) de la ieșirea circuitelor realizate cu AO, în funcție de tensiunea de offset la intrare și curenții de polarizare a intrărilor.

4.2 Modelul la foarte joasă frecvență al amplificatorului operațional

Amplificatorul operațional real are valori finite ale amplificării în buclă deschisă, rezistenței de intrare și ieșire. În c.c. și la foarte joasă frecvență, aceste mărimi se apropie de cele ale AO ideal în sensul că amplificarea în buclă deschisă și rezistența de intrare au valori foarte mari dar nu infinite, iar rezistența de ieșire este mică dar diferită de zero.

Pentru toate aceste mărimi de valori finite, modelul de circuit are aspectul din fig.4.1.

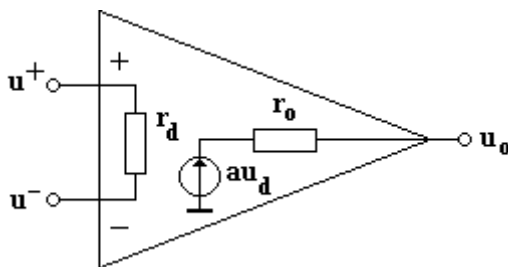


Fig. 4.1. Modelul AO la frecvență foarte joasă.

Rezistența notată cu r_d este rezistența văzută între intrarea neinversoare și cea inversoare și se numește **rezistență de intrare diferențială** a AO. Cu r_o s-a notat **rezistența de ieșire** a AO. Amplificarea notată cu a , este, de fapt, o **amplificare diferențială în buclă deschisă**, dar se va numi pe scurt amplificare în buclă deschisă.

Valorile tipice pentru AO de tipul 741 se pot afla studiind parametrii de catalog pentru acest amplificator operațional. Astfel, pentru rezistența de intrare diferențială, r_d se găsește termenul *Rezistență de intrare*. Valoarea tipică este de $2\text{M}\Omega$ iar cea minimă de $0,3\text{M}\Omega$. În foile de catalog se prezintă și dependența în funcție de temperatură a rezistenței de intrare. Analiza acestor curbe ne dezvăluie faptul că rezistența de intrare crește odată cu temperatura, deci valorile date sunt doar orientative.

Rezistența de ieșire, r_o se găsește sub același nume - *Rezistența de ieșire*. Valoarea tipică este de 75Ω , fără să se indice valorile maximă și minimă.

Amplificarea în buclă deschisă, a se găsește sub denumirea *Amplificare (câștig) în tensiune la semnal mare*. În c.c. sau la foarte joasă frecvență, valoarea tipică pentru AO de tipul 741 este de 200.000, valoarea minimă fiind 50.000. În funcție de exemplar, există o abatere mare a acestui parametru, dar indiferent de valoarea individuală, amplificarea scade odată cu creșterea frecvenței semnalului amplificat. Valorile date sunt valabile numai în c.c. și la frecvențe joase, până la câțiva Hz.

Datele de catalog prezentate pentru amplificatorul 741 sunt tipice pentru AO realizate cu tranzistoare bipolare. O deosebire majoră față de AO realizate cu tranzistoare cu efect de câmp constă în faptul că acestea au rezistența de intrare mult mai mare decât AO cu tranzistoare bipolare.

Exemplul 4.1. În fig.4.2 se dă modelul la foarte joasă frecvență al unui AO. Să se determine: rezistența de intrare diferențială, rezistența de ieșire și amplificarea în buclă deschisă.

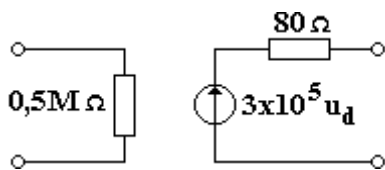


Fig. 4.2. Circuitul pentru exemplul 4.1.

Rezolvare: Cele trei valori se citesc imediat prin analogie cu modelul din fig.4.1 și sunt:

$$r_d = 0,5k\Omega; r_o = 80\Omega; a = 3 \times 10^5$$

4.3 Amplificatorul neinvertor. Determinarea amplificării în buclă închisă, a rezistenței de intrare și ieșire

Se vor lua în considerare efectele globale de circuit atunci când AO dintr-o configurație neinvertoare se înlocuiește cu modelul real din fig.4.1.

4.3.1 Amplificarea în buclă închisă

Se consideră amplificatorul neinvertor din fig.4.3.

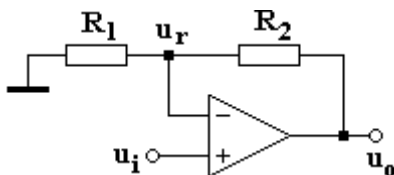


Fig. 4.3. Amplificatorul neinvertor, utilizat în analiza efectelor datorate valorilor finite ale amplificării în buclă închisă, rezistenței de intrare și ieșire.

Analiza simultană a efectului celor trei parametri este greoaie și de aceea se preferă considerarea influenței lor pe rând. Cele mai importante efecte asupra amplificării în buclă închisă sunt date de amplificarea diferențială în buclă deschisă. De aceea se va considera că amplificarea a este finită și se va neglija influența celorlalți doi parametri, r_d și r_o .

Se fac următoarele aproximări:

1. Pentru amplificatorul din fig.4.3 se consideră că tensiunea de ieșire este $u_o = a(u_i - u_r)$, chiar și atunci când se conectează o sarcină la ieșirea AO. Presupunerea este rezonabilă pentru multe condiții de funcționare pentru că, așa cum se va vedea mai târziu, valoarea rezistenței de ieșire în buclă închisă este suficient de mică și astfel căderea internă de tensiune se poate neglija.
2. Se va considera că valorile de semnal ale curenților prin intrările AO sunt neglijabile în raport cu cele care curg prin rezistoarele R_1 și R_2 .

În consecință tensiunea de reacție u_r se poate determina aplicând regula divizorului de tensiune:

$$u_r = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o \quad (4.1)$$

Schema bloc a unui amplificator neinversor cu reacție se prezintă în fig.4.4.

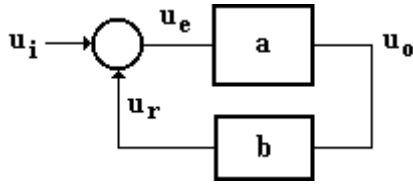


Fig. 4.4. Schema bloc de amplificator cu reacție, utilizat în analiza circuitului neinversor.

Amplificarea directă în buclă deschisă este **a** iar **factorul de reacție** s-a notat cu **b**. Cerculețul din stânga figurii reprezintă un punct efectiv de sumare (algebrică) în care semnalul de reacție u_r este scăzut din cel de intrare u_i și se obține semnalul de „eroare“ u_e , cu expresia:

$$u_e = u_i - u_r \quad (4.2)$$

În cazul AO, semnalul de eroare reprezintă chiar tensiunea diferențială de intrare, u_d .

Semnalul de eroare, multiplicat cu **a** ne dă tensiunea de ieșire u_o :

$$u_o = a u_e = a(u_i - u_r) \quad (4.3)$$

Semnalul de reacție se obține din cel de ieșire după ce se multiplică cu **b**:

$$u_r = b u_o = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o \quad (4.4)$$

unde

$$b = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.5)$$

reprezintă fracțiunea din tensiunea de ieșire adusă la intrarea circuitului.

Dacă se înlocuiește relația (4.4) în (4.3), se găsește expresia generală a amplificării în buclă închisă a circuitului neinversor. Amplificarea în buclă închisă se notează cu **A**.

$$A = \frac{a}{1 + ab} \quad (4.6a)$$

sau scrisă sub forma echivalentă:

$$A = \frac{1}{\frac{1}{b} + \frac{1}{a}} \quad (4.6b)$$

Relațiile (4.6) sunt valabile pentru orice amplificator care poate fi reprezentat prin modelul din fig.4.4.

Parametrul **ab** care apare în ambele relații (4.6) se numește **câștigul buclei** sau **transmisia pe buclă** și se notează cu **T**:

$$T = ab \quad (4.7)$$

Dacă se presupune câștigul buclei foarte mare, adică $T \gg 1$, atunci $1/T$ va fi mult mai mic decât unitatea și amplificarea în buclă închisă devine:

$$A \cong \frac{1}{b}, \text{ pentru } ab \gg 1 \quad (4.8)$$

Aceasta este una dintre cele mai importante rezultate ale reacției negative și se află la baza proiectării unui număr mare de circuite liniare. În cazul circuitelor realizate cu amplificatoare operaționale, **a** este amplificarea în buclă deschisă a AO și s-a arătat mai înainte că valoarea acesteia nu se poate cunoaște cu precizie, fiind supusă la fluctuații. Parametrul notat **b** este funcția de transfer a unei rețele rezistive și se poate determina cu precizie foarte mare. Dacă se combină o astfel de rețea rezistivă de precizie cu un amplificator și se realizează o valoare cât mai mare pentru câștigul buclei, atunci amplificarea în buclă închisă va depinde esențial numai

de rețeaua rezistivă. În majoritatea aplicațiilor **b** este subunitar astfel că rezultă o amplificare ($1/b=A>1$).

La circuitul neinversor, prin înlocuirea relației (4.5) în (4.6b), amplificarea în buclă închisă devine:

$$A = \frac{\frac{R_1 + R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_1 + R_2}{aR_1}} \quad (4.9)$$

Relația (4.9) permite calculul amplificării în buclă închisă a circuitului neinversor în funcție de amplificarea în buclă deschisă. Se observă ca dacă $a \rightarrow \infty$, atunci amplificarea în buclă închisă atinge valoarea ideală, dedusă în Capitolul 2. Deoarece $b = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$, se observă că amplificarea

ideală în buclă închisă este $A = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{1}{b}$, fiind în concordanță cu relația (4.8).

Numitorul relației (4.9) arată că dacă **a** este mai mare atunci se poate îmbunătăți aproximarea de idealitate a amplificării în buclă închisă. Dacă se dorește, de exemplu, o valoare mare a amplificării în buclă închisă, atunci trebuie să se mărească factorul $\frac{R_1 + R_2}{R_1}$ iar ca efect, câștigul buclei va scădea. Deci cu cât se mărește valoarea amplificării în buclă închisă, se mărește și abaterea valorii acesteia față de amplificarea ideală.

4.3.2 Rezistența de intrare

Se consideră circuitul din fig.4.5, unde s-a reprezentat și rezistența de intrare diferențială a AO, r_d . Se va determina rezistența de intrare a circuitului în buclă închisă.

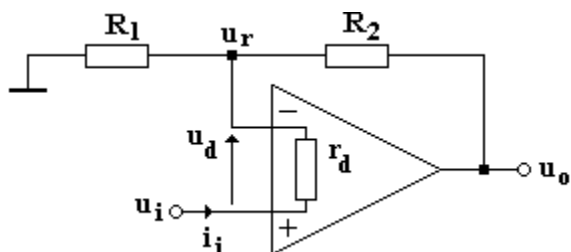


Fig. 4.5. Circuitul utilizat pentru determinarea valorii finite a rezistenței de intrare a amplificatorului neinversor.

Se presupune că semnalul de intrare, u_i se aplică direct la intrarea neinversoare. Deoarece nu se mai consideră că rezistența de intrare a AO este infinită (ca în cazul ideal), prin intrarea neinversoare va circula un curent diferit de zero și notat cu i_i . Căderea de tensiune pe rezistența r_d este tensiunea de intrare diferențială și este egală cu $u_i - u_r$, astfel că pentru curentul de intrare se poate scrie relația:

$$i_i = \frac{u_i - u_r}{r_d} \quad (4.10)$$

Se presupune că acest curent este suficient de mic, mai mic decât curentul prin rezistoarele R_1 și R_2 , astfel încât să rămână valabile relațiile (4.3) și (4.4). În aceste condiții rezultă:

$$i_i = \frac{u_i - bu_o}{r_d} \quad (4.11)$$

Tensiunea de ieșire se poate scrie:

$$u_o = a(u_i - u_r) \quad (4.12)$$

unde s-a neglijat valoarea mică a căderii de tensiune pe rezistența de ieșire (diferită de zero) a circuitului.

Tensiunea diferențială $u_i - u_r$ se poate exprima în funcție de curentul de intrare și rezistența diferențială de intrare:

$$u_d = u_i - u_r = r_d \cdot i_i \quad (4.13)$$

Dacă înlocuim relația (4.13) în (4.12) se obține:

$$u_o = ar_d i_i \quad (4.14)$$

și dacă înlocuim relația (4.14) în (4.11) găsim:

$$i_i = \frac{u_i - abr_d i_i}{r_d} \quad (4.15)$$

După rezolvarea în funcție de $\frac{u_i}{i_i}$, se găsește că rezistența de intrare, R_{in} a circuitului neinversor este:

$$R_{in} = \frac{u_i}{i_i} = (1 + ab)r_d \quad (4.16)$$

Relația (4.16) arată că **rezistența de intrare a configurației neinversoare este de (1+ab) ori mai mare decât rezistența de intrare diferențială a amplificatorului operațional**. Deoarece câștigul buclei are, uzual, valori mari, într-o funcționare stabilă în buclă închisă, rezistența de intrare a amplificatorului neinversor este deosebit de mare.

De exemplu, să presupunem că un anumit tip de AO are rezistența de intrare diferențială egală cu 500kΩ și amplificarea în buclă deschisă 10^5 . AO este conectat într-o configurație neinversoare la care factorul de reacție $b=10^{-3}$. Pentru aceste valori tipice rezultă o valoare de 50MΩ a rezistenței de intrare a configurației neinversoare. Cu toate că s-au făcut unele aproximări, nivelul de rezistență este suficient de mare pentru a se justifica presupunerea că, pentru majoritatea aplicațiilor, amplitudinea curentului i_i este foarte mică în comparație cu valoarea curentului prin R_1 și R_2 .

Câștigul buclei este tipic suficient de mare pentru ca relația (4.16) să se exprime astfel: **rezistența de intrare a configurației neinversoare este aproximativ egală cu produsul dintre câștigul buclei și rezistența de intrare diferențială în buclă deschisă a AO**, adică

$$R_{in} \cong ab \times r_d \quad (4.17)$$

4.3.3 Rezistența de ieșire

Pentru a determina expresia rezistenței de ieșire a circuitului se folosește montajul din fig.4.6. Intrarea s-a conectat la masă (sursa de semnal s-a pasivizat) iar la ieșire s-a legat sursa fictivă de tensiune u_x care debitează curentul i_x . Sursa dependentă este $a(u_i - u_r) = a(0 - u_r) = -au_r$. Curentul i_x are două componente, notate i_1 și i_2 .

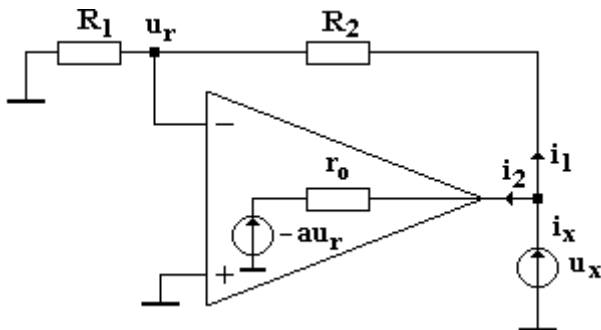


Fig. 4.6. Circuitul utilizat pentru determinarea rezistenței de ieșire, diferită de zero, a amplificatorului neinversor.

Dacă se neglijează din nou curentul de intrare în raport cu cel care trece prin rezistoarele R_1 și R_2 , componenta i_1 se scrie:

$$i_1 = \frac{u_x}{R_1 + R_2} \quad (4.18)$$

Pentru componenta i_2 , relația de calcul este:

$$i_2 = \frac{u_x - (-au_r)}{r_o} = \frac{u_x + au_r}{r_o} \quad (4.19)$$

Tensiunea de reacție are expresia:

$$u_r = bu_x \quad (4.20)$$

Dacă se înlocuiește relația (4.20) în (4.19) se găsește:

$$i_2 = \frac{(1+ab)u_x}{r_o} \quad (4.21)$$

Se pot face următoarele observații: tipic, numărătorul relației (4.21) este mai mare decât cel al relației (4.18). În schimb, numitorul relației (4.21) este tipic mult mai mic decât cel al relației (4.18). Conform acestor două constatări se poate afirma că $i_2 \gg i_1$ și astfel $i_x \cong i_2$ (i_1 se poate neglija). Rezultă:

$$i_x \cong \frac{(1+ab)u_x}{r_o} \quad (4.22)$$

Rezistența de ieșire, R_o se poate determina din (4.22) și este:

$$R_o = \frac{u_x}{i_x} = \frac{r_o}{1+ab} \quad (4.23)$$

Deci **în cazul configurației neinversoare rezistența de ieșire este de $(1+ab)$ ori mai mică decât rezistența de ieșire a AO**. Deoarece câștigul buclei are, uzual, valori mari, într-o funcționare stabilă în buclă închisă, rezistența de ieșire a amplificatorului neinversor va avea o valoare extrem de mică.

De exemplu, dacă se consideră valorile tipice $r_o=75\Omega$, $a=10^5$ și $b=10^{-3}$, rezistența de ieșire va avea valoarea: $R_o = \frac{75}{1+10^5 \times 10^{-3}} \cong 0,75\Omega$. Această valoare foarte mică a rezistenței de ieșire justifică presupunerea conform căreia căderea internă de tensiune este mică, practic neglijabilă.

Deoarece câștigul buclei are valori foarte mari (mult mai mari decât unitatea), relația (4.23) se mai poate exprima astfel: **rezistența de ieșire a configurației neinversoare este aproximativ egală cu raportul dintre rezistența de ieșire a AO și câștigul buclei**, adică

$$R_o \cong \frac{r_o}{ab} \quad (4.24)$$

Înainte de a continua să vedem ce înseamnă o valoare foarte mică a rezistenței de ieșire. Să presupunem că în buclă închisă rezistența de ieșire a circuitului este $R_o=1\Omega$ și că valoarea tensiunii de ieșire în gol este de 10V. Se consideră o sarcină care cere un curent de sarcină de 5mA. Neglijând curentul prin circuitul de reacție, căderea internă de tensiune este $\Delta u_o=5mA \times 1\Omega=5mV$ și practic se poate neglija față de valoarea tensiunii de ieșire. Valoarea curentului de sarcină corespunde funcționării liniare pentru majoritatea amplificatoarelor operaționale. Modelul liniar în care impedanța de ieșire este foarte mică este valabil numai dacă încărcarea circuitului nu depășește valoarea maximă de care este capabil tipul de AO folosit. De îndată ce curentul a atins nivelul maxim admisibil, apar efecte neliniare și situația se modifică total, uneori chiar dramatic. În funcție de tipul de AO folosit, fie intră în acțiune circuitele de limitare a curentului de ieșire și atunci curentul de ieșire nu reflectă situația reală, fie amplificatorul operațional se distruge.

Exemplul 4.2. Se presupune că un AO care are $a=5 \times 10^4$, $r_d=0,3 M\Omega$ și $r_o=120\Omega$, se conectează într-o configurație neinversoare în care $R_1=1k\Omega$ și $R_2=99k\Omega$. În c.c. și la joasă frecvență să se determine: a) factorul de reacție **b**; b) câștigul buclei; c) valoarea reală a amplificării în buclă închisă; d) rezistența de intrare a montajului; e) rezistența de ieșire a montajului; f) valoarea ideală a amplificării și să se compare cu cea de la punctul c).

Rezolvare:

a) Valoarea factorului de reacție este:

$$b = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{1k}{1k + 99k} = 0,01 \quad (4.25)$$

b) Câștigul buclei este:

$$ab = 5 \times 10^4 \times 0,01 = 500 \quad (4.26)$$

c) Valoarea reală a amplificării se exprimă:

$$A_{re} = \frac{a}{1 + ab} = \frac{5 \times 10^4}{1 + 500} = 99,8 \quad (4.27)$$

d) Valoarea rezistenței de intrare în buclă închisă a montajului este:

$$R_{in} = r_d(1 + ab) = 0,3 \times 10^6 \times 501 = 1,503 \times 10^8 \Omega = 150,3 M\Omega \quad (4.28)$$

e) Valoarea rezistenței de ieșire în buclă închisă a montajului este:

$$R_o = \frac{r_o}{1 + ab} = \frac{120}{501} = 0,24 \Omega \quad (4.29)$$

f) Valoarea amplificării dată de relația (4.8) este amplificarea ideală în buclă închisă, A_{id} :

$$A_{id} \approx \frac{1}{b} = \frac{1}{0,01} = 100 \quad (4.30)$$

Comparând A_{re} cu A_{id} se poate determina eroarea relativă de calcul a amplificării:

$$\varepsilon_A = \frac{A_{re} - A_{id}}{A_{id}} \cdot 100[\%] = \frac{99,8 - 100}{100} \cdot 100[\%] = -0,2\% \quad (4.31)$$

Observații:

1. Deoarece rezistența de intrare a montajului este foarte mare iar cea de ieșire foarte mică, pentru majoritatea aplicațiilor cu AO în configurație neinversoare, se poate menține presupunerea că rezistența de intrare este infinită iar cea de ieșire zero.
2. Se poate enunța următoarea regulă, utilă în cazul configurației neinversoare: **în c.c. sau la joasă frecvență, pentru a se obține amplificarea dorită în buclă închisă cu o eroare mai mică de 1% față de valoarea sa ideală, amplificarea în buclă deschisă trebuie să fie de cel puțin 100 de ori mai mare decât cea în buclă închisă.**

Exemplul 4.3. a) Se presupune un AO cu o amplificare în buclă deschisă $a=10^5$. Să se determine în c.c. și la joasă frecvență abaterea amplificării reale în buclă închisă, A_{re} , față de cea ideală, A_{id} , dacă A_{id} ia următoarele valori: 1, 100, 10^4 . b) Să se reia calculele pentru o valoare mai mică a amplificării în buclă închisă și anume $a=10^4$.

Rezolvare: Amplificarea ideală în buclă închisă este:

$$A_{id} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{1}{b}, \text{ deoarece } b = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.32)$$

Amplificarea reală în buclă închisă are la joasă frecvență și în c.c. expresia:

$$A_{re} = \frac{a}{1 + ab} = \frac{\frac{1}{b}}{1 + \frac{1}{ab}} = \frac{A_{id}}{1 + \frac{A_{id}}{a}} \quad (4.33)$$

Eroarea relativă se determină cu ajutorul relației:

$$\varepsilon_A = \frac{A_{re} - A_{id}}{A_{id}} \cdot 100 [\%] \quad (4.34)$$

Rezultatele calculelor pentru ambele valori ale amplificării în buclă deschisă se trec în tabelul de mai jos:

a)				b)			
a	A_{id}	A_{re}	ε_A [%]	a	A_{id}	A_{re}	ε_A [%]
10^5	1	0,99999	-0,001	10^4	1	0,9999	-0,01
10^5	100	99,9	-0,1	10^4	100	99,01	-0,99
10^5	10^4	9090,9	-9,091	10^4	10^4	5000	-50

Analizând rezultatele obținute se pot face următoarele observații:

1. pentru o valoare dată a amplificării în buclă deschisă, eroarea crește odată cu creșterea valorii amplificării în buclă închisă;
2. pentru o valoare dată a amplificării în buclă închisă, eroare crește odată cu micșorarea amplificării în buclă deschisă.

Generalizând aceste rezultate se poate deduce următoarea relație aproximativă pentru calculul erorii:

$$\varepsilon_A \approx \frac{A_{id}}{a} \times 100 \text{ [%]} \quad (4.35)$$

Formula este corectă numai dacă $A_{id} \leq \frac{a}{100}$, așa cum se poate verifica pentru exemplul dat.

Precizia relației scade pe măsură ce valoarea lui A_{id} se apropie de cea a amplificării în buclă deschisă a .

4.4 Amplificatorul inversor. Determinarea amplificării în buclă închisă, a rezistenței de intrare și ieșire

Se vor lua în considerare efectele globale de circuit atunci când AO dintr-un amplificator inversor se înlocuiește cu modelul real din fig.4.1.

4.4.1 Amplificarea în buclă închisă

Ca și la configurația neinversoare, cel mai important efect este și în acest caz tot cel al valorii finite a amplificării în buclă închisă. Căea cea mai simplă de analiză presupune scrierea ecuațiilor de circuit direct pentru configurația inversoare.

Se consideră amplificatorul inversor din fig.4.7, la care se presupune că amplificarea în buclă deschisă are valoare finită. Pentru moment se consideră că rezistența de intrare a circuitului este infinită iar cea de ieșire zero.

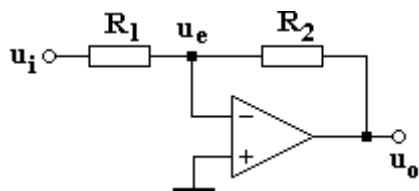


Fig. 4.7. Amplificatorul inversor, utilizat în analiza efectelor datorate valorilor finite ale amplificării în buclă închisă, rezistenței de intrare și ieșire.

În nodul corespunzător intrării inversoare se poate scrie relația:

$$\frac{u_e - u_i}{R_1} + \frac{u_e - u_o}{R_2} = 0 \quad (4.36)$$

Pentru a găsi relația dintre tensiunile u_i și u_o mai trebuie aflată relația dintre u_o și u_e . Deoarece tensiunea diferențială este:

$$u_d = u^+ - u^- = 0 - u_e = -u_e \quad (4.37)$$

tensiunea de ieșire se poate exprima rapid în funcție de cea diferențială prin relația:

$$u_o = au_d = -au_e \quad (4.38)$$

Rezolvând sistemul de ecuații (4.36) și (4.38) și eliminând pe u_e , se găsește că expresia amplificării în buclă închisă este:

$$A = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{R_1 + R_2}{aR_1}} \quad (4.39)$$

Comparând relația (4.39) cu cea corespunzătoare pentru circuitul neinversor (relația (4.9)), se pot face următoarele observații:

1. numărătorul fiecărei expresii reprezintă valoarea ideală a amplificării în buclă închisă;
2. pentru $a \rightarrow \infty$, expresia amplificării în buclă închisă se reduce la forma ideală;
3. numitoarele celor două amplificări sunt identice.

Schema bloc a amplificatorului inversor se obține mai greu decât la configurația neinversoare. Din acest motiv analiza configurației inversoare s-a făcut direct cu ajutorul ecuațiilor de circuit.

Principala diferență între formele de reacție ale celor două circuite constă în faptul că la circuitul neinversor reacția este de tip serie, în timp ce la circuitul inversor este de tip paralel. Reacția serie are ca efect creșterea rezistenței de intrare a circuitului, așa cum s-a evidențiat la studiul configurației neinversoare. Reacția paralel are ca efect micșorarea rezistenței de intrare a circuitului și rezultă că în acest caz semnalul de intrare trebuie atenuat înainte de a fi introdus în punctul de sumare.

Dacă în fig.4.7 presupunem mai întâi că $u_o=0$, atunci tensiunea u_i care apare la borna inversoare se poate determina cu regula divizorului de tensiune aplicată rețelei rezistive R_1, R_2 :

$$u_i' = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_i \quad (4.40)$$

Apoi se consideră $u_i=0$ și se determină tensiunea de reacție, u_r în funcție de tensiunea de ieșire u_o . Se utilizează din nou regula divizorului de tensiune:

$$u_r = \frac{R_1}{R_1 + R_2} u_o \quad (4.41)$$

Semnalul de eroare care se aplică la borna inversoare este:

$$u_e = u_i' + u_r \quad (4.42)$$

iar tensiunea de ieșire se află cu relația:

$$u_o = -a u_e \quad (4.43)$$

Celor patru ecuații scrise anterior le corespunde schema bloc din fig.4.8.

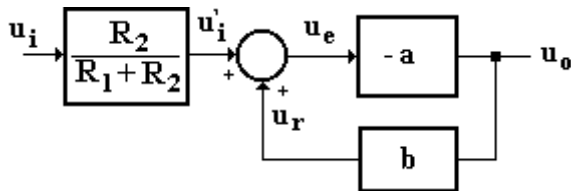


Fig. 4.8. Schema bloc de amplificator cu reacție, utilizat în analiza circuitului inversor.

În comparație cu schema bloc a configurației neinversoare (vezi fig.4.4) sunt evidente următoarele diferențe:

- în fig.4.8 înainte de blocul de sumare este prezent un bloc suplimentar (un divizor de tensiune);
- blocul de sumare din fig.4.8 generează suma dintre semnalul de intrare modificat și cel de reacție, în timp ce blocul de sumare din fig.4.4 generează diferența dintre semnalul de intrare și cel de reacție.

Expresia factorului de reacție **b** se deduce din relația (4.41) și este:

$$b = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (4.44)$$

fiind identică cu cea de la configurația neinversoare.

Câștigul buclei se determină cu relația:

$$T = ab = \frac{aR_1}{R_1 + R_2} \quad (4.45)$$

fiind și el identic cu cel de la amplificatorul neinversor. Deci se poate afirma că **valoarea câștigului buclei este aceeași atât pentru configurația neinversoare cât și pentru cea inversoare.**

Exprimarea alternativă a amplificării în buclă închisă a configurației inversoare, în termeni de câștig al buclei, este:

$$A = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{ab}} \quad (4.46)$$

numărătorul relației (4.46) reprezentând amplificarea ideală în buclă închisă a configurației inversoare.

4.4.2 Rezistența de intrare

În cazul amplificatorului operațional ideal, intrarea inversoare este forțată să aibă potențialul masei, astfel că la circuitul inversor rezistența văzută în acest punct este zero. La amplificatorul operațional real situația se schimbă, rezistența văzută în intrarea inversoare a circuitului inversor este diferită de zero.

Pentru a determina rezistenței de intrare a configurației inversoare din fig.4.9, mai întâi se face abstracție de rezistența R_1 și se calculează rezistența de intrare, R'_{in} , văzută la intrarea inversoare. Rezistența totală de intrare se află după aceea simplu adunând R_1 cu R'_{in} .

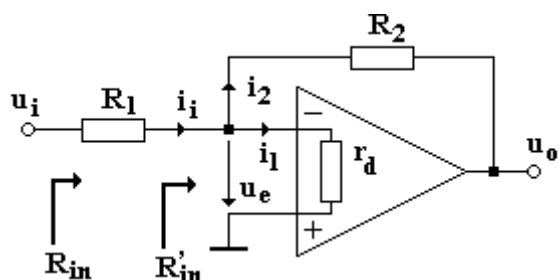


Fig. 4.9. Circuitul utilizat pentru determinarea valorii finite a rezistenței de intrare a amplificatorului inversor.

Să presupunem că în nodul corespunzător intrării inversoare tensiunea este u_e iar curentul i_i are două componente i_1 și i_2 . Componenta i_1 este curentul real care intră în AO și se determină cu ajutorul relației:

$$i_1 = \frac{u_e}{r_d} \quad (4.47)$$

Componenta i_2 se află din relația:

$$i_2 = \frac{u_e - u_o}{R_2} \quad (4.48)$$

Dacă se neglijează căderea internă de tensiune pe rezistența de ieșire, relația tensiunii de ieșire, u_o se poate scrie:

$$u_o = au_d = -au_e \quad (4.49)$$

Înlocuind relația (4.49) în (4.48) rezultă:

$$i_2 = \frac{u_e - (-au_e)}{R_2} = \frac{(1+a)u_e}{R_2} \quad (4.50)$$

și valoarea totală a curentului de intrare este:

$$i_i = i_1 + i_2 \quad (4.51)$$

În practică, componenta de curent i_2 este mult mai mare decât i_1 , astfel că utilizând presupunerea $i_2 \gg i_1$ rezultă $i_i \cong i_2$ sau

$$i_i \cong \frac{(1+a)u_e}{R_2} \quad (4.52)$$

și rezistența de intrare văzută la borna inversoare devine:

$$R_{in} = \frac{u_e}{i_i} = \frac{R_2}{1+a} \quad (4.53)$$

Se poate determina acum rezistența totală de intrare :

$$R_m = \frac{u_i}{i_i} = R_1 + \frac{R_2}{1+a} \quad (4.54)$$

Se observă că dacă $a \rightarrow \infty$ atunci $R_{in} = R_1$, adică rezultatul obținut pentru AO ideal în configurație inversoare. Pentru valori finite ale amplificării în buclă deschisă, rezistența de intrare crește, deoarece crește și potențialul bornei inversoare în concordanță cu cerința de a menține astfel tensiunea diferențială la valoarea necesară funcționării AO. Totuși efectul cel mai important asupra mărimii rezistenței de intrare nu îl are valoarea finită a amplificării în buclă deschisă, ci rezistența externă de reacție R_2 .

4.4.3 Rezistența de ieșire

Pentru a determina rezistența de ieșire a circuitului, intrarea se pasivizează, la ieșire se aplică o sursă fictivă de tensiune, u_x și rezultă un circuit identic cu cel din fig.4.6. Din această cauză și expresia rezistenței de ieșire este identică cu cea de la configurația neinversoare și anume:

$$R_o = \frac{r_o}{1+ab} \quad (4.55)$$

Exemplul 4.4. AO din Exemplul 4.2 se folosește într-o configurație inversoare, unde $R_1=10k\Omega$ iar $R_2=240k\Omega$. In c.c. și la joasă frecvență să se determine: a) factorul de reacție **b**; b) câștigul buclei; c) valoarea reală a amplificării în buclă închisă; d) rezistența de intrare și cea de ieșire în buclă închisă; e) să se compare rezultatele de la punctele c) și d) cu cele obținute pentru un AO ideal.

Rezolvare: Parametrii AO din exemplul 4.2 sunt: $a=5 \times 10^4$, $r_d=0,3M\Omega$ și $r_o=120\Omega$.

a) Factorul de reacție este:

$$b = \frac{R_1}{R_1 + R_2} = \frac{10k}{10k + 240k} = 0,04 \quad (4.56)$$

b) Câștigul buclei este:

$$ab = 5 \times 10^4 \times 0,04 = 2000 \quad (4.57)$$

c) Amplificarea reală în buclă închisă este:

$$A_{re} = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{ab}} = \frac{-\frac{240k}{10k}}{1 + \frac{1}{2000}} = -23,99 \quad (4.58)$$

d) Rezistența de intrare în buclă închisă este:

$$R_{in} = R_1 + \frac{R_2}{1+a} = 10k + \frac{240k}{1+5 \times 10^4} = 10004,8\Omega \quad (4.59)$$

Rezistența de ieșire în buclă închisă este:

$$R_o = \frac{r_o}{1+ab} = \frac{120}{1+2000} = 0,06\Omega \quad (4.60)$$

e) Dacă se presupune AO ideal, atunci $A_{id} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{240k}{10k} = -24$, iar $R_{in} = R_1 = 10k\Omega$ și se

observă că valorile ideale sunt foarte apropiate de cele reale.

4.5 Coeficientul de imperfecțiuni

Coeficientul de imperfecțiuni se poate considera ca un „factor de amplificare” cu ajutorul căruia se pot descrie efectele diferitelor abateri de la idealitate (imperfecțiuni) ale AO. În literatura de specialitate termenul folosit pentru acest coeficient este cel de **amplificare de zgomot**. În continuare se va folosi termenul de **coeficient de imperfecțiuni** pentru a nu se face confuzie între noțiunile “amplificarea de zgomot” și “zgomotul” amplificatoarelor operaționale. Se păstrează notația din literatura de specialitate pentru acest coeficient și anume K_n .

Prin definiție coeficientul de imperfecțiuni este:

$$K_n = \frac{1}{b} \quad (4.61)$$

unde b este factorul de reacție a răspunsului în buclă închisă.

Pentru multe circuite de amplificare (inclusiv pentru cele realizate cu AO), relația amplificării în buclă închisă se poate scrie sub forma:

$$A_{re} = \frac{A_{id}}{1 + \frac{1}{ab}} \quad (4.62)$$

unde A_{id} reprezintă valoarea ideală a amplificării în buclă închisă iar A_{re} este valoarea reală a amplificării în buclă închisă. Relațiile amplificărilor în buclă închisă pentru ambele configurații de bază realizate cu AO, se pot pune sub forma expresiei (4.62) (vezi relațiile (4.6) și (4.39)). Pentru o valoare finită dată a amplificării în buclă deschisă, se observă că dacă transmisia pe buclă $ab \gg 1$ atunci $A_{re} = A_{id}$. Deci parametrul care va influența gradul de abatere a amplificării reale față de cea ideală în buclă închisă este factorul de reacție b .

Înlocuind relația (4.61) în (4.62) se obține:

$$A_{re} = \frac{A_{id}}{1 + \frac{K_n}{a}} \quad (4.63)$$

Astfel se pun în evidență mai clar efectele opuse ale coeficientului K_n și ale amplificării a :

- dacă amplificarea a crește, raportul K_n/a scade și A_{re} se apropie mai mult de A_{id} ;
- dacă factorul K_n crește, raportul K_n/a crește și el, mărindu-se și diferența dintre A_{re} și A_{id} .

În concluzie, **valori mari ale coeficientului de imperfecțiuni K_n tind să accentueze eroarea de amplificare**, ceea ce este în acord cu observația a doua de la sfârșitul exemplului 4.3.

4.5.1 Determinarea coeficientului de imperfecțiuni

Pentru a determina coeficientul de imperfecțiuni mai întâi se pasivizează toate sursele de semnal, înlocuindu-se cu valorile rezistențelor lor interne. Apoi se calculează amplificarea de la borna neînversoare la ieșire. Rezultatul acestei amplificări este chiar coeficientul de imperfecțiuni.

Astfel pentru configurația neînversoare din fig.4.3, în urma aplicării metodei de determinare a coeficientului de imperfecțiuni se găsește:

$$K_n = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (4.64)$$

Dacă în relația (4.63) se înlocuiesc (4.64) și expresia amplificării ideale, A_{id} , se obține rezultatul din relația (4.9).

În cazul configurației inversoare din fig.4.7, metoda de determinare indică faptul că circuitul se poate trata ca și cum ar fi neînversor. Astfel, dacă intrarea se conectează la masă și se calculează amplificarea de la borna neînversoare la ieșire, se găsește:

$$K_n = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \quad (4.65)$$

relație identică cu cea găsită pentru amplificatorul neinversor.

Dacă în relația (4.63) se înlocuiesc (4.65) și expresia amplificării ideale, A_{id} , se obține rezultatul din relația (4.39).

Deci **coeficientul de imperfecțiuni al configurației inversoare este identic cu cel al configurației neinversoare.**

Se observă că la configurația neinversoare amplificarea ideală în buclă închisă este identică cu coeficientul de imperfecțiuni. Această proprietate nu este valabilă și pentru alte circuite. La configurația inversoare, de exemplu, amplificarea ideală în modul este dată de raportul R_2/R_1 iar coeficientul de imperfecțiuni este egal cu $(1+R_2/R_1)$, astfel că între coeficientul K_n și amplificarea A_{id} există relația:

$$K_n = 1 + |A_{id}| \quad (4.66)$$

Exemplul 4.5. Să se determine coeficientul de imperfecțiuni pentru circuitul neinversor din fig.4.10.

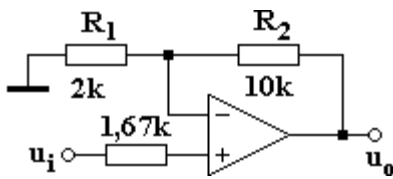


Fig. 4.10. Circuitul pentru exemplul 4.5.

Rezolvare: pentru amplificatorul neinversor, coeficientul de imperfecțiuni este egal cu amplificarea ideală în buclă închisă. Deci:

$$K_n = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{10k}{2k} = 6 \quad (4.67)$$

Exemplul 4.6. Să se determine coeficientul de imperfecțiuni pentru circuitul inversor din fig.4.11.

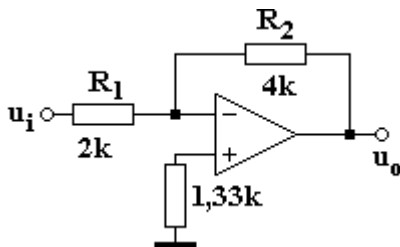


Fig. 4.11. Circuitul pentru exemplul 4.6.

Rezolvare: Pentru a determina coeficientul de imperfecțiuni a circuitului inversor se leagă intrarea la masă și se calculează amplificarea de la intrarea neinversoare la ieșire:

$$K_n = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{4k}{2k} = 3 \quad (4.68)$$

Valoarea amplificării în buclă închisă este

$$A = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{4k}{2k} = -2$$

Se observă că în cazul circuitului inversor coeficientul de imperfecțiuni este mai mare decât modulul amplificării în buclă închisă.

Exemplul 4.7. Se dă sumatorul inversor din fig.4.12,a.

- Să se determine expresia ideală a tensiunii u_o în funcție de cele trei tensiuni de la intrare, considerând amplificarea în buclă deschisă infinită.
- Să se determine coeficientul de imperfecțiuni.
- Știind că $a=2 \times 10^4$, să se determine valoarea reală a amplificării în c.c. și la joasă frecvență pentru cele trei semnale de intrare.

Rezolvare:

a) Tensiunea de ieșire are expresia:

$$u_o = -A_1u_1 - A_2u_2 - A_3u_3 \tag{4.69}$$

Valorile ideale ale celor trei amplificări (în modul) sunt:

$$A_{id,1} = \frac{240k}{12k} = 20$$

$$A_{id,2} = \frac{240k}{6k} = 40 \tag{4.70}$$

$$A_{id,3} = \frac{240k}{4k} = 60$$

astfel că forma ideală a relației pentru tensiunea de ieșire se scrie:

$$u_o = -20u_1 - 40u_2 - 60u_3 \tag{4.71}$$

b) Pentru a calcula coeficientul de imperfecțiuni se pasivizează cele trei surse de la intrare. Deoarece se presupune că aceste surse sunt ideale, intrările se conectează direct la masă (fig.4.12,b). Pentru calculul coeficientului de imperfecțiuni cele trei rezistențe de intrare apar conectate în paralel, rezistența echivalentă fiind:

$$R_{ech} = \frac{1}{\frac{1}{12k} + \frac{1}{6k} + \frac{1}{4k}} = 2k \tag{4.72}$$

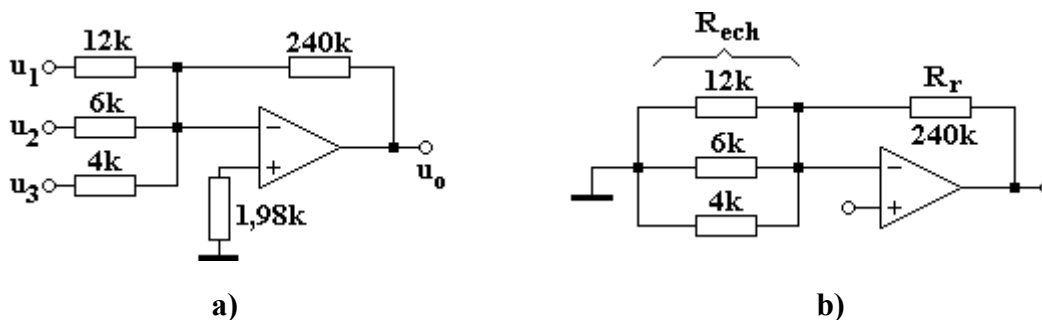


Fig. 4.12. Circuitul pentru exemplul 4.7. (a) Schema sumatorului inversor. (b) Circuitul echivalent de calcul al coeficientului de imperfecțiuni.

Calculul coeficientului de imperfecțiuni presupune evaluarea amplificării de la borna neinversoare la ieșire. Rezistența de compensare a efectului curenților de polarizare, conectată în serie cu intrarea neinversoare (1,98kΩ), nu are efect asupra amplificării, astfel că valoarea coeficientului de imperfecțiuni va fi:

$$K_n = 1 + \frac{R_r}{R_{ech}} = 1 + \frac{240k}{2k} = 121 \tag{4.73}$$

c) In cazul amplificatorului inversor, amplificarea reală în buclă închisă se determină cu ajutorul relației (4.63). La numărător expresiile celor trei amplificări individuale vor fi identice, astfel că dacă se notează cu $A_{id,x}$ amplificarea ideală corespunzătoare intrării x, amplificarea reală se scrie:

$$A_{re,x} = \frac{A_{id,x}}{1 + \frac{K_n}{a}} = \frac{A_{id,x}}{1 + \frac{121}{2 \times 10^4}} = 0,994 \times A_{id,x}, \text{ pentru } x = 1, 2, 3. \tag{4.74}$$

Rezultă:

$$A_{re,1} = 19,88$$

$$A_{re,2} = 39,76 \tag{4.75}$$

$$A_{re,3} = 59,64$$

Deci $u_{o,real}$ va avea expresia:

$$u_{o,real} = -19,88u_1 - 39,76u_2 - 59,64u_3 \tag{4.76}$$

Se observă că valoarea coeficientului de imperfecțiuni este mai mare decât fiecare dintre cele trei amplificări individuale. Acesta este sacrificiul ce trebuie făcut pentru a se putea combina cele trei semnale cu ajutorul unui singur circuit.

4.6 Tensiunea și curentul de offset

La un AO ideal dacă valoarea de curent continuu (c.c.) a tensiunii de intrare este zero atunci și la ieșire valoarea de c.c. a tensiunii este tot zero.

Practic, la un AO real, chiar dacă tensiunea de intrare este nulă, la ieșire se măsoară o tensiune de c.c. diferită de zero, numită **tensiune de decalaj la ieșire sau de offset**. Printr-o proiectare îngrijită a circuitului realizat cu AO, tensiunea de decalaj la ieșire se poate menține la un nivel foarte scăzut.

Pentru a aduce la zero tensiunea de decalaj, majoritatea AO prezintă două borne, numite borne de ajustare a nulului. Dacă proiectarea nu este corectă, la ieșirea AO se obțin nivele ridicate de decalaj. Chiar dacă se folosesc metodele de anulare a offsetului, în circuit se manifestă *variația tensiunii de decalaj cu temperatura*, numită **drift**, care împiedică menținerea la zero a tensiunii de offset la ieșire. De aceea este important să se înțeleagă efectele offsetului și să se cunoască tehnicile de proiectare prin care aceste efecte pot fi reduse.

Efectele offsetului sunt mai importante în cazul amplificatoarelor de c.c. decât al celor de c.a. Dacă nu este nevoie să se prelucreze și semnale de c.c., atunci, utilizând un cuplaj capacitiv între etajele de amplificare realizate cu AO, se pot transmite numai semnalele variabile, cele de c.c. fiind blocate. În acest caz efectele offsetului nu mai sunt importante, în afară de situația în care componenta de c.c. de la ieșire are un asemenea nivel încât ar putea provoca saturarea AO.

În amplificatoarele de c.c., importanța offsetului este relativă, depinzând de nivelul semnalului prelucrat. De exemplu, o tensiune de offset de 10 mV poate fi relativ neimportantă în cazul unui repetor de tensiune cu rol de separare (izolare) a unei tensiuni de 12 V c.c. În schimb, aceeași valoare a tensiunii de offset poate fi dezastruoasă dacă nivelul semnalului prelucrat este și el tot de 10 mV. Din această cauză **când se lucrează cu nivele mici de semnal trebuie să se utilizeze AO cu parametrii de offset foarte mici și să se folosească tehnici de proiectare speciale pentru minimizarea efectelor offsetului.**

Tensiunea totală de offset de la ieșire depinde de:

- tensiunea de offset la intrare și
- curentul de offset la intrare.

Tensiunea de offset la intrare reprezintă diferența în c.c. a tensiunilor individuale de la cele două intrări ale AO. Ca parametru al AO, tensiunea de offset la intrare este acea valoare de c.c. a tensiunii diferențiale ce trebuie aplicată pentru a aduce tensiunea de ieșire la zero. Cauza apariției acestei tensiuni o constituie neîmperecherile între elementele amplificatorului diferențial de la intrarea AO.

Curentul de offset la intrare este format din diferența curenților ce trebuie să curgă prin intrările AO pentru a asigura funcționarea corectă a dispozitivelor semiconductoare cu care este realizat etajul de intrare al amplificatorului. De exemplu, în cazul unui AO realizat cu tranzistoare bipolare, acești curenți sunt chiar curenții de polarizare a bazelor tranzistoarelor din etajul diferențial de intrare. În acest caz **ambele intrări ale AO trebuie să aibă o cale de c.c. spre masă pentru a asigura circulația curenților de polarizare a intrărilor.** Această cale de c.c. poate să fie:

- o legătură directă la masă;
- o legătură la masă printr-o rezistență sau printr-o sursă de c.c., care are un capăt conectat la masă;
- orice conexiune în c.c. cu ieșirea AO, printr-o rezistență sau direct. La un repetor, de exemplu, polarizarea intrării inversoare se asigură numai prin acest fel de conexiune.

4.6.1 Modelul circuitului cu offset

Pentru analiza efectelor offsetului se utilizează circuitul de offset echivalent din fig.4.13 unde AO se consideră ideal iar efectele reale produse de fenomenul de offset sunt reprezentate de trei surse, două de curent și una de tensiune:

- U_{IO} - tensiunea de intrare de offset;
- I_b^- - curentul de polarizare a intrării inversoare;
- I_b^+ - curentul de polarizare a intrării neinversoare.

Forma circuitului permite utilizarea lui în cazul ambelor configurații de bază (inversoare și neinversoare), în funcție de terminalul de intrare la care se cuplează semnalul sau masa montajului. De aceea rezultatele care se vor obține vor fi valabile atât pentru configurația inversoare cât și pentru cea neinversoare.

Efectele offsetului se pot estima prin analiza directă efectuată pe modelul din fig.4.13.

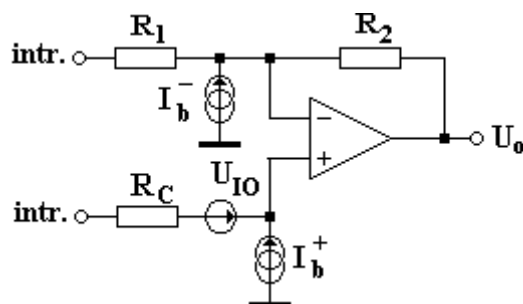


Fig. 4.13. Modelul circuitului cu offset, utilizat la analiza efectelor tensiunii de intrare de offset și a curentului de intrare de offset.

Cele trei mărimi sunt totdeauna specificate ca mărimi pozitive. Sensul real al celor doi curenți de polarizare a intrărilor depinde, însă, de tipul tranzistoarelor (nnp sau pnp) din etajul de intrare al AO. **Acest model de circuit permite determinarea amplitudinii tensiunii de offset de la ieșire nu și a semnelor acestei tensiuni.** Atât timp cât se ia în calcul numai amplitudinea, sensul celor doi curenți este arbitrar, important fiind ca ei să aibă sensuri identice.

Tensiunea de intrare de offset poate să aibă ca efect o tensiune de ieșire pozitivă sau negativă, astfel că și sensul lui U_{IO} este arbitrar. Sensul ales în fig.4.13 corespunde la o tensiune pozitivă la ieșire. De asemenea trebuie observat că această sursă de offset se poate conecta în serie cu oricare intrare fără să afecteze rezultatul analizei, modul de conectare din fig.4.13 având avantajul unor calcule mai simple.

Pentru determinarea tensiunii de decalaj la ieșire se aplică principiul suprapunerii de efecte. În acest fel se poate analiza efectul fiecărei surse în parte. Când se consideră efectul unei surse, celelalte două se pasivizează. Sursele se consideră ideale, astfel că, prin pasivizare, sursa de tensiune se înlocuiește cu un scurtcircuit iar cea de curent cu un circuit deschis (în gol). De asemenea se pasivizează și sursa de semnal. În cazul circuitului din fig.4.13, ambele intrări se conectează la masă deoarece sursa de semnal se consideră ideală. În caz contrar, dacă sursele de semnal prezintă o anumită rezistență internă, aceasta se înscriează cu R_C sau R_1 , după caz.

Practic, atunci când se evaluează offsetul la ieșire, intrarea de semnal se leagă la masă, la ieșirea montajului se conectează un voltmetru și cu ajutorul circuitului de anulare a offsetului se aduce la zero tensiunea de c.c. de la ieșirea AO.

4.6.2 Influența tensiunii de intrare de offset

Fie u_{o1} componenta tensiunii de ieșire de decalaj datorată tensiunii de intrare de offset. Se va determina amplitudinea (mărimea) acestei tensiuni, notată cu $|U_{o1}|$. Circuitul pe care se face analiza se prezintă în fig.4.14,a. Se observă că sursele de curent s-au pasivizat (s-au înlocuit cu circuite deschise). Deoarece prin terminalele de intrare ale AO nu circula curent (sursele de curent s-au pasivizat), rezistența R_C nu are nici o influență și circuitul se reduce la o configurație neinversoare pentru care tensiunea de ieșire are expresia:

$$|U_{o1}| = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{IO} \quad (4.77)$$

Tensiunea reală la ieșire poate fi pozitivă sau negativă.

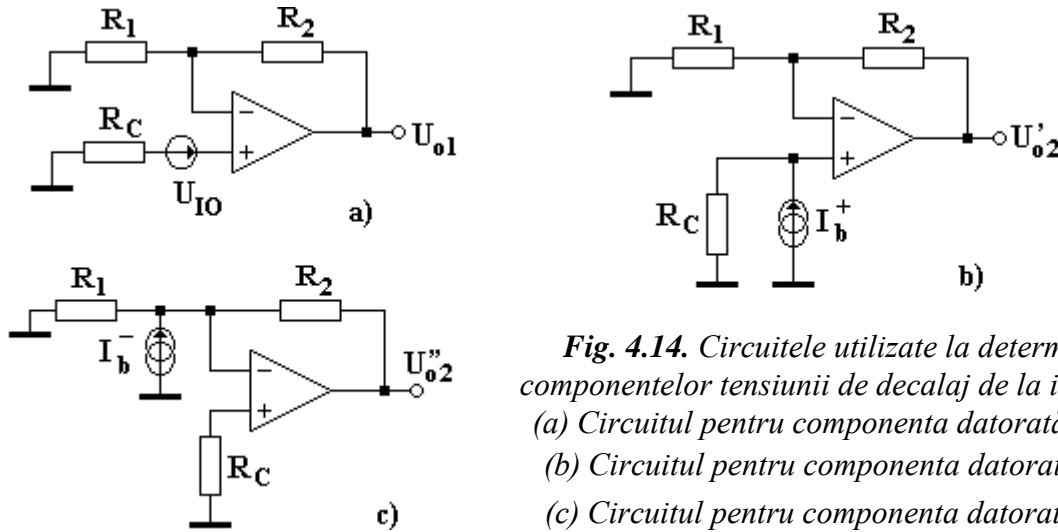


Fig. 4.14. Circuitele utilizate la determinarea componentelor tensiunii de decalaj de la ieșirea AO.
 (a) Circuitul pentru componenta datorată lui U_{IO} .
 (b) Circuitul pentru componenta datorată lui I_b^+ .
 (c) Circuitul pentru componenta datorată lui I_b^- .

4.6.3 Influența curenților de polarizare a intrărilor

Fie U_{o2} componenta tensiunii de ieșire de decalaj datorată curenților de polarizare a intrărilor. Vom descompune această tensiune în două componente: U_{o2}' , datorată curentului de polarizare a intrării neinversoare și U_{o2}'' , datorată curentului de polarizare a intrării inversoare.

Sa analizăm mai întâi **efectul curentului de polarizare a intrării neinversoare**. Circuitul de calcul se prezintă în fig.4.14,b. În mod real I_b^+ curge prin intrarea neinversoare a AO, dar pe modelul propus AO este ideal, deci prin intrările sale nu circulă curent. În aceste condiții I_b^+ se va închide prin circuitul exterior amplificatorului operațional, adică prin rezistorul R_C și va determina o cădere de tensiune ($R_C I_b^+$) între intrarea neinversoare și masă. Întreg circuitul se comportă ca o configurație neinversoare care trebuie să amplifice această tensiune, obținându-se la ieșire componenta:

$$|U_{o2}'| = R_C I_b^+ \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \quad (4.78)$$

În continuare să analizăm **efectul curentului de polarizare a intrării inversoare**. Circuitul de calcul se prezintă în fig.4.14,c. Cu presupunerea că AO este ideal, intrarea inversoare se consideră punct virtual de masă. Rezultă că prin rezistorul R_1 nu circulă curent deoarece diferența de potențial la bornele sale este egală cu zero. Înseamnă că întreg curentul I_b^- va trece prin rezistorul R_2 , determinând o cădere de tensiune cu borna mai pozitivă situată în partea din stânga rezistorului R_2 și cu expresia:

$$U_{o2}'' = -R_2 I_b^- \quad (4.79)$$

Analizând relațiile (4.78) și (4.79), se observă că totdeauna efectul produs de curentul I_b^- este de sens opus celui determinat de curentul I_b^+ . Astfel, dacă efectul datorat lui I_b^+ este pozitiv atunci cel datorat lui I_b^- este negativ și invers. Pentru a se evita dificultățile de semn, se presupune că efectul datorat lui I_b^+ este pozitiv. Rezultă astfel că efectul datorat lui I_b^- va fi negativ și componenta U_{o2}'' se va nota cu semnul minus.

Efectul combinat al celor doi curenți de polarizare, $|U_{o2}|$ se exprimă:

$$|U_{o2}| = \left| R_C I_b^+ \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - R_2 I_b^- \right| \quad (4.80)$$

Efectul datorat lui I_b^+ poate fi mai mare decât cel datorat lui I_b^- și invers, semnul minus indicând însă faptul că sensul celor două efecte este totdeauna opus.

Semnul minus din relația (4.80) poate sugera și modalitatea de anulare a influenței celor doi curenți de polarizare a intrărilor AO. Pentru început se va considera că cei doi curenți de polarizare sunt egali, adică $I_b^+ = I_b^- = I_b$. Egalând cu zero relația (4.80) și înlocuind cei doi curenți cu aceeași valoare I_b , rezultă:

$$\left| R_C I_b \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - R_2 I_b \right| = 0 \quad (4.81)$$

Deoarece I_b este diferit de zero, rezultă că trebuie să fie zero factorul care reprezintă relația dintre rezistențe. Egalând acest factor cu zero, rezultă pentru rezistența de compensare relația:

$$R_C = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (4.82)$$

adică **rezistența de compensare a efectului celor doi curenți de polarizare a intrărilor AO trebuie să fie egală cu rezultatul conectării în paralel a rezistoarelor R_1 și R_2 .**

Dacă cei doi curenți de polarizare a intrărilor ar fi identici, componenta tensiunii de decalaj datorată lor ar fi egală cu zero. Practic, însă, cei doi curenți de polarizare a intrărilor nu sunt chiar identici. Cu toate acestea expresia rezistenței de compensare dată de relația (4.82) rămâne cea optimă. Se observă că în acest caz tensiunea de decalaj va fi diferită de zero și cu valoarea mai mică decât dacă nu ar fi conectat rezistorul R_C cu valoarea dată de relația (4.82). Pentru valoarea rezistenței de compensare dată de (4.82), componenta corespunzătoare a tensiunii de decalaj la ieșire va fi:

$$|U_{o2}| = R_2 |I_b^+ - I_b^-|, \text{ dacă } R_C = R_1 \parallel R_2 \quad (4.83)$$

Se observă că relația (4.83) devine egală cu zero dacă $I_b^+ = I_b^-$, așa cum s-a arătat mai înainte.

4.6.4 Influența curentului de intrare de offset

Curentul de intrare de offset reprezintă diferența dintre curenții de polarizare a intrărilor AO și se poate defini cu ajutorul relației:

$$I_{IO} = |I_b^+ - I_b^-| \quad (4.84)$$

Utilizând relația (4.84), mărimea componentei tensiunii de decalaj de la ieșire, în condițiile alegerii valorii optime pentru rezistența de compensare, este:

$$|U_{o2}| = R_2 I_{IO}, \text{ dacă } R_C = R_1 \parallel R_2 \quad (4.85)$$

și înlocuiește, în condițiile alegerii valorii optime pentru rezistența de compensare, relația mai complexă (4.80).

Analiza influenței tensiunii de intrare de offset și a curenților de polarizare a intrărilor, respectiv a curentului de intrare de offset se prezintă sintetic în tabelul de mai jos:

Tensiunea de offset datorată U_{IO}	Tensiunea de offset datorată curenților de polarizare a intrărilor AO	
$ U_{o1} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_{IO}$	cazul general R_C oarecare	$ U_{o2} = \left R_C I_b^+ \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) - R_2 I_b^- \right $
	cazul când $R_C = R_1 \parallel R_2$	$ U_{o2} = R_2 I_{IO}$

În cazul cel mai defavorabil, cele două componente ale tensiunii de decalaj la ieșire se adună, tensiunea totală de decalaj la ieșire având amplitudinea:

$$|U_{o\epsilon}| = |U_{o1}| + |U_{o2}| \quad (4.86)$$

Cele două componente pot avea același semn sau semne contrare, oricare dintre ele putând fi mai mare decât celălalt. Relația (4.86) reprezintă limita superioară a amplitudinii tensiunii de decalaj la ieșire.

Este important să se înțeleagă tendințele care accentuează sau micșorează efectele tensiunii și curentului de offset. Pentru simplificarea analizei se presupune că se folosește valoarea optimă a rezistenței de compensare a efectului curenților de polarizare a intrărilor AO, caz în care, pentru componenta tensiunii de decalaj $|U_{o2}|$, este valabilă relația (4.85). Tendința despre care se va vorbi apare oricum, chiar dacă R_C nu are valoarea optimă, în acest caz efectul fiind mai pronunțat.

Se consideră mai întâi **efectul tensiunii de intrare de offset**, cu expresia dată de relația (4.77). Această relație se aplică circuitului din fig.4.13 indiferent dacă montajul este inversor sau neinversor. Tensiunea de decalaj de la ieșire este de $(1+R_2/R_1)$ ori mai mare decât tensiunea de intrare de offset. Anterior s-a arătat că termenul din paranteză reprezintă coeficientul de imperfecțiuni, același atât pentru circuitul inversor cât și pentru cel neinversor. Deoarece offsetul este un efect pur de curent continuu, se va folosi termenul de **coeficient de imperfecțiuni de c.c.** care în cele mai multe cazuri are o valoare constantă, independentă de frecvența semnalelor prelucrate.

Dacă se notează coeficientul de imperfecțiuni de c.c. prin $K_n(c.c.)$, pentru cazul general se poate scrie:

$$|U_{o1}| = K_n(c.c.) \cdot U_{IO} \quad (4.87)$$

care cuprinde relația (4.77) ca pe un caz particular.

Procedeeul de determinare a coeficientului de imperfecțiuni este identic cu cel prezentat anterior, adică circuitul se presupune neinversor, cu toate celelalte intrări pasivizate și se exprimă amplificarea de la intrarea neinversoare la ieșire. Singura deosebire constă în aceea că în acest caz se calculează o amplificarea de c.c. Dacă în circuit apare vreun condensator, atunci pe schema de calcul el se înlocuiește cu un circuit deschis.

Se observă că efectul tensiunii de offset crește liniar cu valoarea coeficientului de imperfecțiuni.

Când se consideră **efectul curenților de polarizare a intrărilor**, pentru valoarea optimă a rezistenței de compensare, formula de calcul a tensiunii de decalaj $|U_{o2}|$ este dată de relația (4.85) și crește liniar cu R_2 . Se observă că amplificarea circuitului nu apare în această relație. Acest efect de offset la ieșire nu este dependent decât de R_2 și I_{IO} . Dacă presupunem că I_{IO} este cunoscut pentru un AO ales, atunci efectul lui se poate reduce menținând rezistențele din circuit la valori rezonabil de mici.

În cele mai multe cazuri, dacă s-a ales valoarea optimă pentru rezistența de compensare, efectul tensiunii de intrare de offset, U_{IO} , tinde să fie mai mare decât cel al curenților de polarizare. Efectul curenților de polarizare deranjează pentru rezistențe de ordinul $1M\Omega$ sau peste această valoare.

În concluzie se poate afirma:

- pentru valori mari ale amplificării în tensiune, asigurate de valori mici sau medii de rezistențe, tensiunea de ieșire de decalaj este produsă aproape în totalitate de U_{IO} ;
- pentru valori mici ale amplificării în tensiune, asigurate de valori mari de rezistențe, tensiunea de ieșire de decalaj este produsă aproape în întregime de curenții de polarizare a intrărilor.
- în cele mai multe cazuri însă trebuie să se țină seama atât de efectul tensiunii de intrare de offset cât și de cel al curenților de polarizare a intrărilor.

4.6.5 Valori tipice de offset

La amplificatorul operațional de tipul 741, mărimile din catalog pentru tensiunea de intrare de offset sunt: valoarea tipică egală cu 1 mV iar cea maximă 5 mV.

În analiza influenței curenților de polarizare a intrărilor se utilizează atât I_b^+ cât și I_b^- . În catalog se indică o valoare care reprezintă media celor doi curenți de polarizare, numită *curentul de polarizare a intrărilor* și notată cu I_b :

$$I_b = \frac{I_b^+ + I_b^-}{2} \quad (4.88)$$

La AO de tipul 741 foile de catalog indică pentru curentul de polarizare valoarea tipică de 80 nA și cea maximă de 500 nA. Pentru curentul de intrare de offset, valoarea tipică este de 20 nA iar cea maximă de 200 nA. Este important de observat că, în general, **curentul de intrare de offset este mai mic decât curentul de polarizare a intrărilor**, $I_{IO} \ll I_b$.

Valorile prezentate pot fi considerate ca fiind tipice pentru amplificatoarele operaționale realizate cu tranzistoare bipolare și sunt potrivite pentru aplicațiile în care offsetul nu deranjează. În cazul AO realizate cu tranzistoare cu efect de câmp, curentul de intrare de offset poate fi de ordinul pA în schimb tensiunea de intrare de offset este mai mare decât în cazul AO realizate în tehnologia bipolară (zeci sau sute de mV pentru AO cu TEC).

4.6.6 Circuite de anulare a offsetului (circuite de nul)

Tensiunea de decalaj de la ieșirea unui AO se poate compensa (anula) prin următoarele metode:

- a) Metode care permit realizarea compensării fără a influența circuitele interne ale AO:
 - introducerea unui dezechilibru ajustabil din exterior în circuitul de intrare al AO;
 - introducerea de generatoare de tensiune sau curent ajustabile în circuitul de intrare al AO;
 - compensarea automată.
- b) Metode de compensare prin care se intervine în etajul diferențial de intrare al AO:
 - utilizarea unui potențiomtru extern care ajustează dezechilibrul dintre curenții prin cele două jumătăți ale amplificatorului diferențial de intrare al AO.

În fig.4.15,a și b se prezintă schemele de **compensare cu rezistență ajustabilă R_x** pentru circuitul inversor, respectiv neinversor. Anularea tensiunii de ieșire se datorează căderilor de tensiune de pe R_x , determinate de curenții de polarizare I_b^+ , respectiv I_b^- .

Aplicând metoda de analiză bazată pe modelul circuitului cu offset din fig.4.13, tensiunea de ieșire pentru circuitul din fig.4.15,a este:

$$U_{oe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(U_{IO} + R_x I_b^+ - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_b^- \right) \quad (4.89)$$

În aceleași condiții, pentru tensiunea la ieșirea circuitului din fig.4.15,b găsim:

$$U_{oe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[U_{IO} + R I_b^+ - \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_x \right) I_b^- \right] \quad (4.90a)$$

sau dacă ținem seama de faptul că $R = R_1 \parallel R_2$ și că $I_{IO} = I_b^+ - I_b^-$, tensiunea de ieșire va fi:

$$U_{oe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (U_{IO} + R I_{IO} - R_x I_b^-) \quad (4.90b)$$

Cele două circuite descrise au avantajul simplității lor. Au în schimb dezavantajul că necesită schimbarea valorii lui R_x pentru fiecare set de valori R_1, R_2 . Schema din fig.4.15,a se comportă destul de bine și în privința compensării derivelor termice ale curenților I_b^+ și I_b^- , dacă acești curenți variază cu temperatura aproximativ la fel.

În schemele din fig.4.15,c, d și e **compensarea se obține prin aplicarea unei tensiuni de corecție de valoare foarte mică la intrarea fără semnal**. Această tensiune mică se obține cu ajutorul divizorului R_x, R_y din tensiunea U_x , culeasă de pe cursorul potențiometrului P. Rezistențele R_x și R_y se află în relația $R_x \gg R_y$.

Dacă se neglijează căderea de tensiune pe R_y datorată curentului I_b^+ și se folosește aproximarea $\frac{R_y}{R_x + R_y} \cong \frac{R_y}{R_x}$, deoarece R_y are valoare foarte mică (aproximativ 100Ω față de R_x care poate fi de ordinul $2M\Omega$, de exemplu), tensiunea de ieșire pentru $u_i=0$ este:

$$U_{oe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[U_{IO} - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_b^- + \frac{R_y}{R_x} U_x \right] \quad (4.91)$$

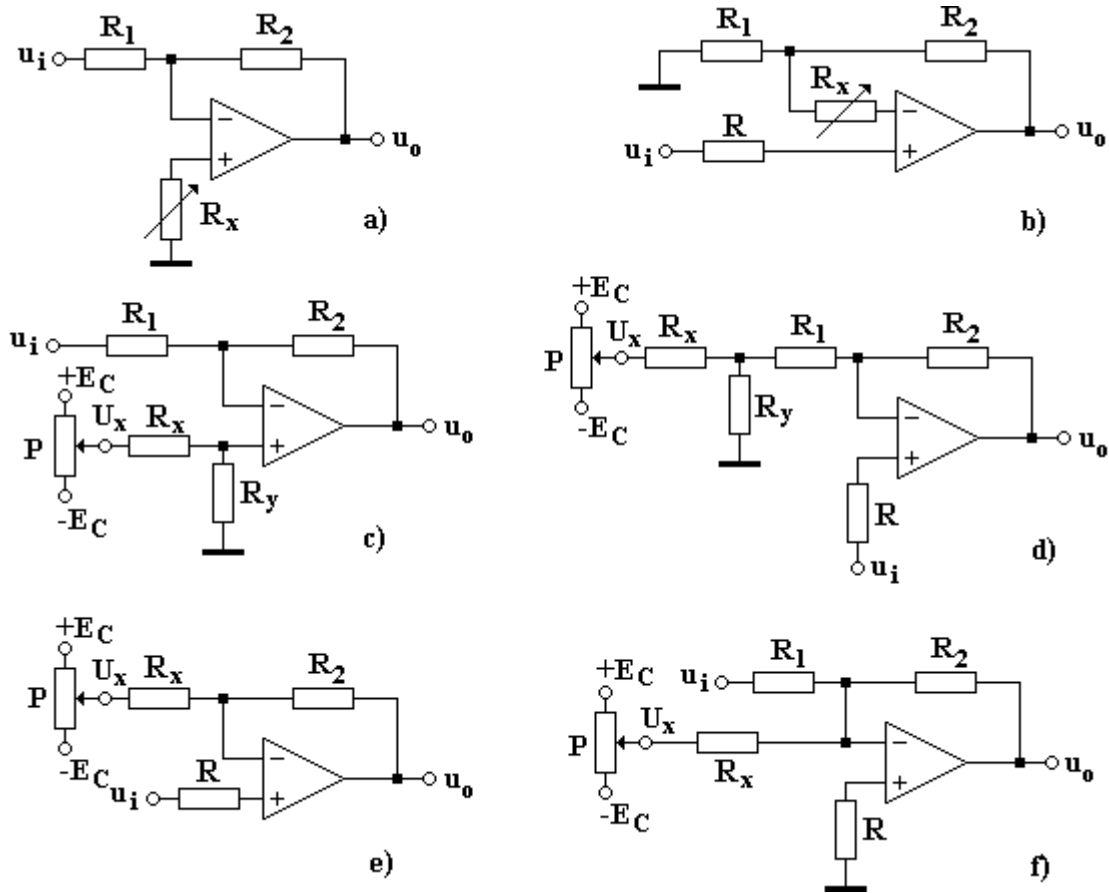


Fig. 4.15. Circuite de compensare a offsetului.

(a) și (b) Circuite de compensare cu rezistență ajustabilă R_x .

(c), (d) și (e) Circuite de compensare prin aplicarea tensiunii de corecția la intrarea fără semnal. (f) Circuite de compensare prin aplicarea tensiunii de corecția la intrarea cu semnal.

În cazul configurației neînversoare din fig.4.15,d în serie cu intrarea neînversoare se conectează rezistorul $R = R_1 \parallel R_2$ în vederea reducerii efectului curentilor de polarizare numai la acela al curentului de decalaj, rezultând pentru tensiunea de ieșire expresia:

$$U_{oe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (U_{IO} + RI_{IO}) - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_y}{R_x} U_x \quad (4.92)$$

Pentru circuitul repetor din fig.4.15,e dacă se îndeplinește condiția $R_x \gg R$, tensiunea de ieșire de decalaj va fi:

$$U_{oe} = U_{IO} + RI_{IO} - \frac{R}{R_x} U_x \quad (4.93)$$

Compensarea generatoarelor de eroare se poate face și **prin aplicarea unei tensiuni de corecție de valoare foarte mică la intrarea cu semnal**, un exemplu fiind circuitul înversor din fig.4.15,f. Pentru tensiunea de ieșire de decalaj se găsește expresia:

$$U_{oe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (U_{IO} + RI_{IO} - \frac{R}{R_x} U_x) \quad (4.94)$$

dacă se îndeplinește condiția $R_x \gg R_1$.

Circuitele de compensare a generatoarelor de eroare (offset) descrise până aici au avantajul comun că sunt universale, putând fi utilizate la toate amplificatoarele operaționale.

Cele mai multe tipuri de AO însă au prevăzută posibilitatea de **eliminarea a efectelor de offset**, pentru o situație particulară de funcționare, **prin conectarea unui potențiomtru între două borne suplimentare ale AO**. De exemplu la AO de tipul 741, cu ajutorul unui potențiomtru de $10k\Omega$, conectat între cele două borne numite „offset null“ (cursorul potențiometrului fiind conectat la tensiunea negativă de alimentare), se poate aduce la zero nivelul de c.c. de la ieșire (fig.4.16). Pentru acest lucru, AO trebuie să se afle în conexiunea particulară de utilizare și intrarea să fie pasivizată. Dacă la intrare, în situația normală de funcționare, este o sursă de c.c., atunci ea se înlocuiește cu valoarea rezistenței sale interne. În acest fel nivelul de c.c. al sursei nu se va confunda cu cel al offsetului.

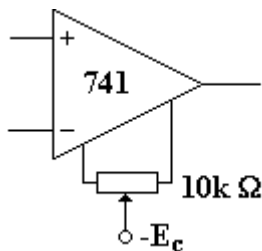


Fig. 4.16. Circuit de compensare care utilizează bornele speciale de anulare a tensiunii de offset pentru AO de tipul 741.

Chiar dacă la un moment dat și pentru o anumită configurație particulară, circuitul de nul elimină efectele offsetului, poate exista o variație în timp a offsetului, numită **drift**, care poate determina reapariția tensiunii de decalaj la ieșire. Din acest motiv, periodic, trebuie să se verifice nivelul tensiunii de offset la ieșire.

Exemplul 4.8. Se consideră amplificatorul neinversor din fig.4.17, realizat cu un AO de tipul 741, caracterizat prin următoarele valori de offset: $U_{IO}=1mV$, $I_b=80nA$ și $I_{IO}=20nA$. Să se determine: a) amplitudinea tensiunii $|U_{o1}|$, produsă de U_{IO} ; b) pentru $R_C=0$, amplitudinea $|U_{o2}|$, produsă de curenții de polarizare a intrărilor; c) valoarea optimă a rezistenței de compensare a efectului curenților de polarizare; d) cu R_C optim să se recalculeze componenta $|U_{o2}|$.

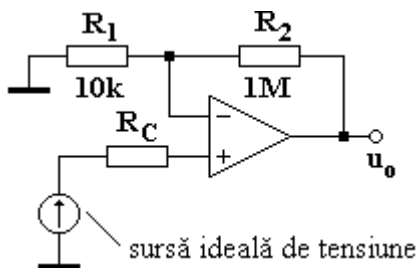


Fig. 4.17. Circuitul pentru exemplul 4.8.

Rezolvare: a) Componenta $|U_{o1}|$ a tensiunii de ieșire de decalaj este:

$$|U_{o1}| = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{IO} = \left(1 + \frac{1000}{10}\right) \times 1mV = 101mV \quad (4.95)$$

b) Când nu se dau curenții I_b^+ și I_b^- ci numai I_b iar $R_C=0$, este rezonabil să se considere $I_b^+ = I_b^- = I_b$. În aceste condiții componenta $|U_{o2}|$ a tensiunii de ieșire de decalaj devine:

$$|U_{o2}| = \left| -R_2 I_b^- \right| = R_2 I_b = 10^6 \times 80 \times 10^{-9} = 80mV \quad (4.96)$$

Cazul cel mai defavorabil al tensiunii de ieșire de decalaj este:

$$|U_o| = |U_{o1}| + |U_{o2}| = 101mV + 80mV = 181mV \quad (4.97)$$

c) Valoarea optimă a rezistenței de compensare a efectului curenților de polarizare a intrărilor este:

$$R_C = R_1 \parallel R_2 = 1M\Omega \parallel 10k\Omega = \frac{10^6 \times 10^4}{10^6 + 10^4} = 9901\Omega \quad (4.98)$$

Deoarece valoarea rezistenței de compensare nu este critică iar 9901Ω nu este o valoare standard se poate alege pentru R_C valoarea standard de $10k\Omega$ (vezi anexa 1). Eroarea care se introduce astfel este nesemnificativă.

d) Când $R_C \neq 0$, componenta $|U_{o2}|$ a tensiunii de ieșire de decalaj se determină cu relația:

$$|U_{o2}| = R_2 I_{IO} = 10^6 \times 20 \times 10^{-9} = 20mV \quad (4.99)$$

Această valoare este mai mică decât cea determinată la punctul b), evidențiindu-se astfel avantajul utilizării rezistenței de compensare.

Dacă se folosește rezistența de compensare, tensiunea totală de decalaj la ieșire, pentru cazul cel mai defavorabil este:

$$|U_o| = |U_{o1}| + |U_{o2}| = 101mV + 20mV = 121mV \quad (4.100)$$

Exemplul 4.9. Se consideră sumatorul inversor din exemplul 4.7 și se presupune că AO este de tipul 741. Valorile tipice de offset sunt: $U_{IO}=1mV$, $I_b=80nA$ și $I_{IO}=20nA$.

a) Să se determine componenta $|U_{o1}|$ a tensiunii de ieșire de decalaj, determinată de U_{IO} .

b) Să se determine componenta $|U_{o2}|$ a tensiunii de ieșire de decalaj, determinată de curenții de polarizare a intrărilor.

Rezolvare: a) În general, pentru orice tip de circuit este valabilă relația prin care tensiunea de ieșire de decalaj este egală cu produsul dintre coeficientul de imperfecțiuni al circuitului și tensiunea de intrare de offset.

Pentru circuitul analizat, coeficientul de imperfecțiuni a fost determinat în exemplul 4.7 și este:

$$K_n = 121 \quad (4.101)$$

astfel că tensiunea de ieșire de decalaj datorată lui U_{IO} este:

$$|U_{o1}| = K_n \cdot U_{IO} = 121 \times 1mV = 121mV \quad (4.102)$$

b) Valoarea rezistenței de compensare se calculează cu relația:

$$R_c = \frac{1}{\frac{1}{12k} + \frac{1}{6k} + \frac{1}{4k} + \frac{1}{240k}} = 1,98k\Omega \quad (4.103)$$

valoare identică cu cea de pe schema din fig.4.12,a. Rezultă că ne aflăm în situația în care se folosește valoarea optimă pentru R_C și atunci componenta $|U_{o2}|$ a tensiunii de ieșire de decalaj se determină cu relația:

$$|U_{o2}| = R_2 I_{IO} = 240 \times 10^3 \times 20 \times 10^{-9} = 4,8mV \quad (4.104)$$

Se observă că valoarea cea mai mare a tensiunii de ieșire de decalaj se datorează tensiunii de intrare de offset, motiv pentru care în acele montaje practice unde valoarea decalajului este critică, trebuie să se utilizeze circuite de anulare a offsetului (circuite de nul).