

Cuprins CAPITOLUL 2

AMPLIFICATORUL OPERAȚIONAL IDEAL.....	25
2.1 Noțiuni generale	25
2.2 Conceptul de AO ideal și consecințele acestui concept	27
2.3 Aplicații ale amplificatoarelor operaționale	28
2.3.1 Conceptul general de reacție.....	28
2.3.2 Configurații de bază realizate cu AO	30
2.3.2.1 Amplificatorul inversor	30
2.3.2.2 Amplificatorul neinversor	31
2.3.3 Considerații privind alegerea valorii rezistoarelor	35
2.3.4 Surse de curent controlate în tensiune (SCCU), realizate cu amplificatoare operaționale	38
2.3.4.1 SCCU de tip inversor cu sarcină flotantă	39
2.3.4.2 SCCU de tip neinversor cu sarcină flotantă	40
2.3.4.3 SCCU cu sarcina la masă	40
2.3.5 Surse controlate în curent	43
2.3.5.1 Sursa de tensiune controlată în curent (STCI).....	43
2.3.5.2 Sursa de curent controlată în curent (SCCI).....	43
2.3.6 Circuite de sumare.....	45
2.3.6.1 Sumatorul inversor	45
2.3.6.2 Sumatorul neinversor.....	46
2.3.7 Circuite de scădere	49
2.3.7.1 Amplificatorul diferențial.....	49
2.3.7.2 Amplificatorul diferențial echilibrat.....	50

Capitolul 2

AMPLIFICATORUL OPERAȚIONAL IDEAL

2.1 Noțiuni generale

Definiție. Amplificatorul operațional (AO) este un amplificator electronic de curent continuu, cu câștig mare, realizat sub formă de circuit integrat (CI), care amplifică diferența tensiunilor aplicate pe cele două intrări și este capabil să realizeze o gamă largă de funcții liniare, neliniare și de procesare de semnal.

Alimentarea cu tensiune a AO. Majoritatea AO se alimentează de la o sursă dublă de tensiune, cu polarități opuse, valorile uzuale fiind de +15V și -15V. O sursă dublă se obține prin legarea în serie a două surse simple S_1 și S_2 (fig.2.1).

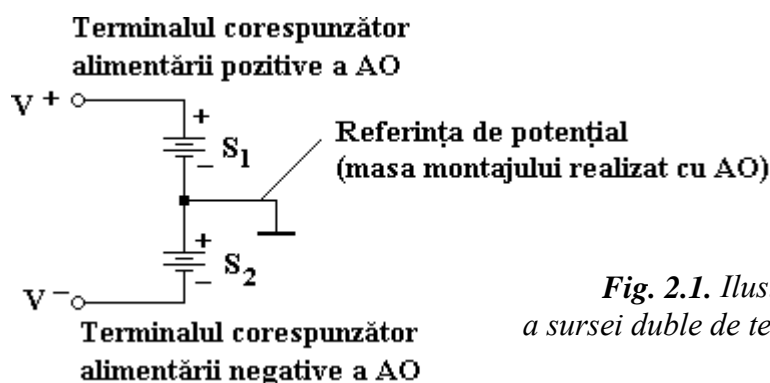


Fig. 2.1. Ilustrarea modului de conectare a sursei duble de tensiune cu care se alimentează AO.

Plusul sursei S_1 devine plusul alimentării duble și se conectează la pinul corespunzător alimentării pozitive a AO (notat cu V^+ în catalog, litera V provenind de la cuvântul *voltage*, care înseamnă tensiune în limba engleză). Minusul sursei S_2 devine minusul alimentării duble și se conectează la pinul corespunzător alimentării negative a AO (notat cu V^- în catalog). Punctul de înseriere devine referința de potențial (masa montajului) și nu este conectat de obicei la AO propriu-zis, dar se conectează obligatoriu la montajul realizat cu AO. Toate semnalele de intrare în circuitul realizat cu AO au punctele de masă conectate la această referință de potențial. La ieșirea montajului, rezistența de sarcină se conectează între pinul de ieșire al AO și aceeași referință de potențial.

Tensiunile de saturație reprezintă valorile maxime, pozitive sau negative, ale tensiunilor de ieșire. Tensiunile de saturație depind de valoarea tensiunilor de alimentare și au, în general, valoarea cu aproximativ 2V mai mică decât tensiunile de alimentare.

Simbolul și terminalele AO. Un AO trebuie să aibă cel puțin cinci terminale (pini), dintre care trei de semnal și două de alimentare (fig.2.2). Unele AO mai sunt prevăzute cu încă două borne pentru anularea tensiunii de decalaj (offset) și cu 1-2 borne pentru compensarea în frecvență.

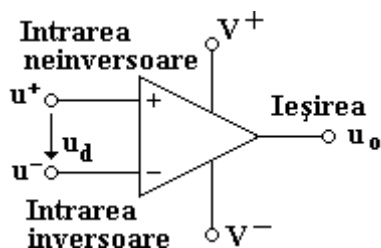


Fig. 2.2. Simbolul și terminalele amplificatorului operațional.

Uzual, pentru desenarea simplificată a circuitelor cu AO, conexiunile surselor de alimentare nu se trec pe scheme. Totuși, trebuie să se rețină că, totdeauna, pentru ca circuitele să lucreze, sursele de alimentare trebuie să fie conectate la montaj.

Terminalele de intrare sunt cele din stânga figurii și au denumirea de **intrare inversoare** și **intrare neinversoare**.

Intrarea inversoare este notată cu semnul (-) iar cea neinversoare cu semnul (+). **Aceste semne nu au nici o legătură cu polaritatea tensiunilor individuale, u^+ și u^- , care se pot aplica pe aceste terminale**, deoarece ambele semnale pot fi, în raport cu masa, atât pozitive cât și negative. Aceste semne au în schimb legătură cu relația de fază dintre semnalele de intrare și cel de ieșire. Astfel, dacă intrarea neinversoare se leagă la masă iar pe intrarea inversoare se aplică un semnal cu variație crescătoare, la ieșire se obține un semnal cu variație descrescătoare. Din acest motiv intrarea (-) se numește inversoare. Similar, dacă intrarea inversoare este conectată la masă și se aplică un semnal cu variație crescătoare pe intrarea neinversoare, la ieșire se obține un semnal tot cu variație crescătoare. Din această cauză intrarea (+) se numește neinversoare.

Așa cum se va vedea mai departe, aceste semne au legătură cu semnul câștigului în tensiune.

Terminalul de ieșire este cel din dreapta figurii 2.2.

Modelul de circuit. Deoarece AO este un circuit complex, care conține zeci de componente (tranzistoare, rezistoare), pentru a se putea studia montajele realizate cu el, AO se înlocuiește cu un circuit electric echivalent, pe care se pot aplica ușor teoremele lui Kirchhoff. Acest circuit care văzut din exterior se comportă ca și AO pe care îl înlocuiește, se numește model de circuit.

Modelul de circuit cel mai apropiat pentru AO este cel de amplificator de tensiune (fig.2.3). Conform acestui model, circuitul conectat la bornele de intrare ale AO “vede” o rezistență, notată r_i și numită **rezistență de intrare**.

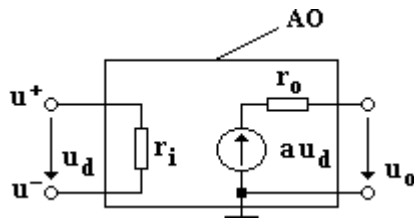


Fig. 2.3. Modelul de circuit al amplificatorului operațional.

La borna de ieșire, AO se face “cunoscut” circuitului care urmează prin sursa de tensiune controlată în tensiune, notată cu au_d și rezistența internă a acesteia, r_o , numită **rezistența de ieșire** a AO.

Tensiunile evidențiate pe modelul din fig.2.3 și care sunt identice cu cele de la intrarea AO au următoarea semnificație:

- u^+ - tensiunea individuală aplicată la intrarea neinversoare;
- u^- - tensiunea individuală aplicată la intrarea inversoare;
- u_d - tensiunea diferențială de intrare, care reprezintă, prin definiție, diferența dintre semnalul aplicat pe intrarea neinversoare și cel aplicat pe intrarea inversoare:

$$u_d = u^+ - u^- \quad (2.1)$$

- u_o - tensiunea de ieșire, măsurată în raport cu potențialul masei.

Acțiunea complexă a AO rezultă din amplificarea tensiunii de intrare diferențiale cu un factor de amplificare foarte mare, notat cu a pe modelul de circuit din fig.2.3. Relația tensiunii de ieșire în raport cu masa este:

$$u_o = a u_d = a(u^+ - u^-) \quad (2.2)$$

Observație: amplificarea a este o amplificare în buclă deschisă și se numește astfel deoarece nu s-a conectat nici o componentă de circuit între ieșirea AO și vreuna dintre intrări.

Ea este o amplificare utilă, numită *amplificare diferențială*. Mai târziu în curs se va aminti și de o *amplificare de mod comun*, care este de dorit să fie cât mai mică deoarece semnalele de mod comun sunt parazite și trebuie rejectate.

2.2 Conceptul de AO ideal și consecințele acestui concept

Deși AO ideale nu există, cele reale sunt destul de apropiate de acest concept. Pentru o aplicație dată, proiectantul de circuit trebuie să selecționeze acel AO ale cărui imperfecțiuni (abateri de la idealitate) nu degradează semnificativ performanțele ce s-ar obține cu un AO ideal. Este de dorit, deci, ca AO folosit într-o anumită aplicație să fie cât mai aproape de AO ideal.

Se presupune că AO ideal se caracterizează prin:

- impedanță de intrare, văzută între cele două intrări, infinită, $r_i \rightarrow \infty$;
- impedanță de ieșire, văzută între terminalul de ieșire și masă, nulă, $r_o = 0$, deci nu apare nici o rezistență în serie cu sursa dependentă de tensiune;
- amplificare diferențială în buclă deschisă infinită, $a \rightarrow \infty$.

Cu aceste presupuneri, modelul de circuit al unui AO ideal este cel din fig.2.4.

Conceptul de AO ideal are următoarele **consecințe**, prezentate în ordinea presupunerilor de idealitate:

- impedanță de intrare infinită înseamnă că prin niciuna dintre terminalele de intrare nu curge curent. Atunci când la intrările AO se conectează un anumit circuit, la aplicarea teoremelor lui Kirchhoff curenții prin cele două intrări se consideră egali cu zero;
- presupunerea că impedanța de ieșire este zero implică faptul că tensiunea de ieșire nu se modifică la conectarea unei sarcini față de situația fără sarcină. Deci AO furnizează aceeași tensiune de ieșire, indiferent de curentul de sarcină;
- consecința celei de a treia presupuneri este cea mai importantă. Din relația (2.2) rezultă că tensiunea de intrare diferențială se poate scrie

$$u_d = u^+ - u^- = \frac{u_o}{a} \quad (2.3)$$

Dacă circuitul lucrează liniar (adică tensiunea de ieșire este mai mică decât cea de saturație) și este stabil (adică circuitul nu oscilează), atunci u_o va avea o valoare finită și dacă $a \rightarrow \infty$ va rezulta că

$$\lim_{a \rightarrow \infty} u_d = \lim_{a \rightarrow \infty} \frac{u_o}{a} = 0 \quad (2.4)$$

adică tensiunea diferențială u_d se apropie de zero. Se poate deci scrie:

$$u_d = u^+ - u^- = 0 \quad (2.5)$$

sau

$$u^+ = u^- \quad (2.6)$$

Concluzia foarte importantă care se desprinde din relația (2.6) constă în aceea că **AO lucrează astfel încât tensiunile individuale de la cele două intrări sunt forțate să fie egale**.

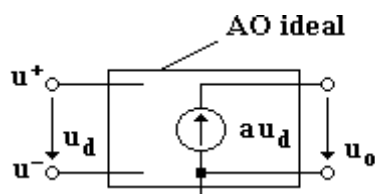


Fig. 2.4. Modelul de circuit al amplificatorului operațional ideal.

Apare firesc întrebarea: **de ce tensiunea u_o este diferită de zero dacă $u_d=0$ iar $u_o=au_d$?**

Răspunsul este următorul: tensiunea diferențială u_d nu este chiar zero ci are o valoare foarte, foarte mică, astfel că atunci când este multiplicată cu valoarea foarte mare a amplificării în buclă deschisă, rezultă pentru u_o o valoare diferită de zero.

De exemplu, valorile tipice pentru o funcționare liniară a unui AO sunt: $a=10^5$ și $u_d=20\mu\text{V}$, valori pentru care rezultă $u_o=au_d=10^5 \times 20 \times 10^{-6}=2\text{V}$, o valoare rezonabilă și mai mică decât tensiunea de saturație. Astfel, la un AO real, tensiunea diferențială u_d nu este niciodată zero iar amplificarea a nu este niciodată infinită, dar cele două presupuneri $a \rightarrow \infty$ și $u_d=0$ sunt utile pentru analiza circuitelor realizate cu AO.

Chiar dacă presupunerea că tensiunea diferențială de intrare este zero conduce la ideea că pe cele două intrări ale AO se aplică tensiuni de valori egale, **nu este voie niciodată, ca într-un circuit realizat cu AO, să se unească cele două intrări**. Așa cum s-a arătat mai sus, pentru ca AO să lucreze normal, între cele două intrări trebuie să existe o mică diferență de potențial, situație care nu se poate obține dacă intrările se unesc.

2.3 Aplicații ale amplificatoarelor operaționale

Aplicațiile amplificatoarelor operaționale reprezintă circuite de amplificare cu reacție negativă.

2.3.1 Conceptul general de reacție

În realizarea amplificatoarelor, reacția negativă se utilizează deoarece, prin aplicarea sa, rezultă câteva **consecințe favorabile** importante și anume:

- reacția negativă stabilizează câștigul amplificatorului față de modificările parametrilor dispozitivelor active determinate de variațiile surselor de alimentare, de variațiile de temperatură și de efectele de îmbătrânire;
- reacția negativă permite proiectantului să modifice impedanțele de intrare și de ieșire ale circuitului așa cum dorește;
- datorită reacției negative se reduc distorsiunile formei de undă produse de amplificatorul fără reacție;
- reacția negativă determină creșterea benzii de frecvență a amplificatorului.

La aceste avantaje se asociază și două **dezavantaje**:

- câștigul circuitului se reduce aproape direct proporțional cu mărimea avantajelor ce se obțin;
- poate să apară tendința de oscilație a circuitului dacă montajul nu este realizat cu atenție.

Fie configurația idealizată de reacție negativă din fig.2.5. Se va observa mai târziu (în capitolul 4) că această configurație cu reacție este identică cu cea a unui amplificator neinvertor realizat cu AO.

În fig.2.5, S_i și S_o sunt semnalele de intrare, respectiv ieșire, care pot fi tensiuni sau curenți. Rețeaua de reacție, care în mod obișnuit este liniară și pasivă, are o funcție de transfer notată cu b ; ea trimite înapoi spre intrare un semnal S_b . La intrare se face diferența între semnalul de intrare S_i și cel de reacție S_b . Semnalul de eroare, S_e , dat de diferența între S_i și S_b este trimis către amplificatorul de bază care are funcția de transfer a .

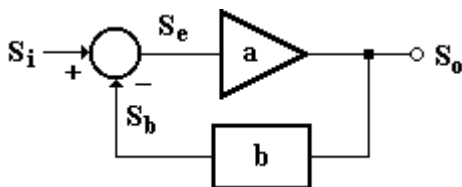


Fig. 2.5. Configurație idealizată de reacție negativă.

În practică, amplificatoarele cu reacție negativă fac diferența între semnalele S_i și S_b (există un nod de intrare în care cele două semnale se scad).

Din fig.2.5 rezultă:

$$S_o = aS_e \quad (2.7)$$

presupunând că rețeaua de reacție nu încarcă amplificatorul de bază.

De asemenea

$$S_b = bS_o \quad (2.8)$$

$$S_e = S_i - S_b \quad (2.9)$$

Inlocuind (2.8) în (2.9) se obține

$$S_e = S_i - bS_o \quad (2.10)$$

Inlocuind (2.10) în (2.7) se găsește

$$S_o = aS_i - abS_o \quad (2.11a)$$

sau

$$\frac{S_o}{S_i} = A = \frac{a}{1+ab} \quad (2.11b)$$

Ecuția (2.11b) este ecuația fundamentală a circuitelor cu reacție negativă, A fiind amplificarea în buclă închisă a circuitului.

Considerând AO ideal, relația (2.11b) se scrie la limită:

$$\lim_{a \rightarrow \infty} A = \lim_{a \rightarrow \infty} \frac{a}{1+ab} = \lim_{a \rightarrow \infty} \frac{1}{\frac{1}{a} + b} = \frac{1}{b} \quad (2.12)$$

Această relație arată că **pentru valori mari ale amplificării în buclă deschisă, câștigul global al amplificatorului este determinat de funcția de transfer a circuitului de reacție**. Deoarece rețeaua de reacție este în mod uzual formată din elemente stabile, pasive, valoarea lui b este bine definită; în consecință este bine definită și valoarea amplificării globale.

Este util să se introducă mărimea T , denumită **câștig pe buclă** și definită astfel:

$$T = ab \quad (2.13)$$

Ținând cont de această mărime relația (2.11b) se poate scrie:

$$A = \frac{\frac{1}{b}}{1 + \frac{1}{T}} \quad (2.14)$$

Aceași observație de mai sus se poate reformula astfel: pentru valori mari ale câștigului pe buclă T , câștigul global al amplificatorului este determinat de funcția de transfer a circuitului de reacție.

Bucula de reacție operează astfel încât forțează semnalul S_b să fie aproape egal cu semnalul S_i . Această situație se obține amplificând diferența $S_e = S_i - S_b$, bucla de reacție făcând apoi ca semnalul de eroare să fie minim. Pentru a pune în evidență acest fapt se înlocuiește (2.11b) în (2.10) obținându-se:

$$S_e = S_i - b \frac{aS_i}{1+ab} \quad (2.15)$$

care se rescrie:

$$\frac{S_e}{S_i} = \frac{1}{1+ab} = \frac{1}{1+T} \quad (2.16)$$

Pe măsură ce câștigul pe buclă devine mult mai mare ca unitatea, S_e devine mult mai mic decât S_i . În plus dacă se înlocuiește (2.11b) în (2.8) se obține:

$$S_b = bS_i \frac{a}{1+ab} \quad (2.17)$$

sau

$$\frac{S_b}{S_i} = \frac{T}{1+T} \quad (2.18)$$

deci dacă $T \gg 1$, atunci S_b este aproximativ egal cu S_i . Aceasta înseamnă că semnalul de reacție este practic o replică a semnalului de intrare.

Deoarece semnalele S_b și S_o sunt direct legate prin relația (2.8), rezultă că în cazul în care $|b| \ll 1$, semnalul S_o este o replică amplificată a semnalului S_i ceea ce constituie, de fapt, scopul unui amplificator cu reacție.

2.3.2 Configurații de bază realizate cu AO

Cele mai importante configurații realizate cu amplificatoare operaționale, de a căror cunoaștere depinde înțelegerea funcționării tuturor celorlalte circuite construite cu AO, sunt:

- **configurația inversoare**, numită și **amplificatorul inversor** și
- **configurația neinversoare**, numită și **amplificatorul neinversor**.

2.3.2.1 Amplificatorul inversor

Amplificatorul inversor reprezintă una dintre configurațiile utilizate cel mai des și are structura din fig.2.6.

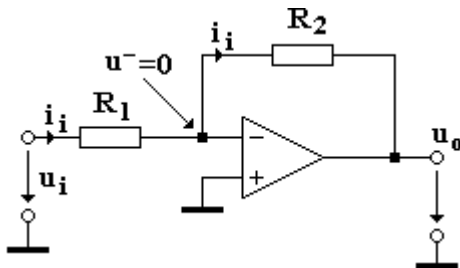


Fig. 2.6. Structura configurației inversoare, realizată cu amplificator operațional.

Observație: în montajele practice, în serie cu intrarea neinversoare se conectează un rezistor care are rolul să reducă influența curenților de polarizare a intrărilor AO. Subiectul se va detalia mai târziu. Montajul poate lucra foarte bine și fără acest rezistor, în această formă simplă fiind mai ușor de studiat.

Ne propunem să determinăm funcția de transfer a circuitului, adică să calculăm relația amplificării în buclă închisă. Circuitul este în buclă închisă, deoarece între borna de ieșire și cea corespunzătoare intrării inversoare s-a conectat rezistorul R_2 .

Presupunând funcționarea liniară și stabilă, tensiunea de intrare diferențială este forțată să fie egală cu zero și astfel $u^- = u^+$.

Dar intrarea neinversoare este conectată la masă, deci $u^+ = 0$, astfel că și intrarea inversoare va avea tot potențialul zero al masei. Se spune că **în cazul amplificatorului inversor intrarea inversoare este punct virtual de masă**. S-a folosit atributul “virtual” deoarece în realitate intrarea inversoare nu este legată direct la masă ci are doar potențialul masei.

Important: chiar dacă potențialul intrării inversoare este egal cu cel al masei, este interzis să se lege intrarea inversoare la masă, deoarece, așa cum am mai arătat, pentru ca AO să lucreze normal, între cele două intrări trebuie să existe o mică diferență de potențial.

Faptul că intrarea inversoare are potențialul egal cu cel al masei conduce la concluzia că tensiunea de intrare se regăsește integral la bornele rezistorului R_1 . Astfel curentul de intrare i_i se poate determina cu ajutorul legii lui Ohm și este:

$$i_i = \frac{u_i}{R_1} \quad (2.19)$$

Aplicând presupunerea că prin terminalele de intrare ale AO nu curge curent, rezultă că în nodul corespunzător intrării inversoare nu are loc divizarea curentului i_i și că prin rezistorul de reacție R_2 va circula același curent i_i . Căderea de tensiune de la bornele rezistorului R_2 va fi:

$$u_r = R_2 i_i = \frac{R_2}{R_1} u_i \quad (2.20)$$

Deoarece intrarea inversoare este punct virtual de masă, tensiunea de ieșire este egală cu căderea de tensiune de pe rezistorul R_2 , dar are sensul opus tensiunii de reacție și se poate scrie:

$$u_o = -u_r = -\frac{R_2}{R_1} u_i \quad (2.21)$$

Amplificarea în buclă închisă a circuitului se notează cu **A** și reprezintă raportul dintre tensiunea de ieșire și cea de intrare:

$$A = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (2.22)$$

Din relația (2.22) se observă că amplificarea în buclă închisă depinde de raportul a două rezistențe și este independentă de valoarea amplificării în buclă deschisă, care poate varia de la un exemplar de AO la altul, chiar dacă amplificatoarele operaționale sunt de același tip.

Dacă se selecționează rezistoare de precizie, atunci și valoarea amplificării în buclă închisă se poate controla cu precizie mare.

Rezistența de intrare a circuitului, R_{in} reprezintă prin definiție raportul dintre tensiunea de intrare, u_i și curentul de intrare, i_i . Luând din nou în considerare faptul că tensiunea de intrare apare la bornele rezistorului R_1 , rezultă:

$$R_{in} = \frac{u_i}{i_i} = R_1 \quad (2.23)$$

Este foarte important să nu apară confuzie între rezistența de intrare a amplificatorului operațional, care s-a presupus infinită și rezistența de intrare a circuitului compus din AO și rezistoarele R_1 și R_2 , dată de relația (2.23).

2.3.2.2 Amplificatorul neinversor

Amplificatorul neinversor reprezintă cea de-a doua configurație foarte importantă realizată cu AO și are schema desenată în fig.2.7.

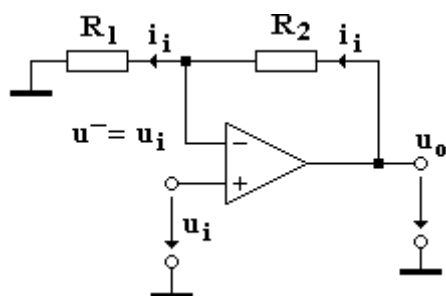


Fig. 2.7. Structura configurației neinversoare, realizată cu amplificator operațional.

Observație: în montajele practice, în serie cu intrarea neinversoare se introduce un rezistor cu rolul de a reduce influența curenților de polarizare a intrărilor. Circuitul poate să lucreze și fără acest rezistor, astfel fiind mai ușor de analizat.

Semnalul se aplică direct la intrarea neinversoare. Presupunând funcționarea liniară și stabilă, tensiunea de intrare diferențială este forțată să fie egală cu zero și deci:

$$u^- = u^+ = u_i \quad (2.24)$$

Această tensiune apare chiar la bornele rezistorului R_1 astfel că expresia curentului prin R_1 se poate scrie:

$$i_i = \frac{u_i}{R_1} \quad (2.25)$$

Deoarece prin intrarea inversoare nu circulă curent, i_i va curge prin rezistorul R_2 , având sensul de la borna de ieșire a AO, prin R_2 și R_1 spre masă. La bornele rezistorului R_2 apare căderea de tensiune:

$$u_{R_2} = R_2 i_i = R_2 \frac{u_i}{R_1} \quad (2.26)$$

Aplicând teorema a II-a lui Kirchoff pe ochiul format de tensiunile u_i , u_{R_2} și u_o rezultă:

$$u_o = u_i + u_{R_2} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) u_i \quad (2.27)$$

astfel că amplificarea în buclă închisă se scrie:

$$A = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.28)$$

Ca și în cazul circuitului inversor, amplificarea în buclă închisă a configurației neinversoare este o funcție numai de un raport de rezistențe și este independentă de amplificarea în buclă deschisă.

Rezistența de intrare a amplificatorului neinversor este infinită, ceea ce înseamnă că această configurație nu absoarbe curent de la sursa de semnal.

Repetorul de tensiune reprezintă un caz particular de circuit neinversor, la care amplificarea este unitară (fig.2.8).

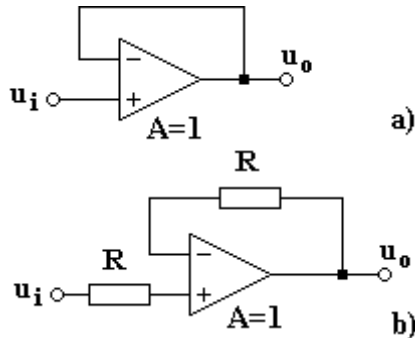


Fig. 2.8. Structura repetorului de tensiune, realizat cu amplificator operațional.

(a) Schema simplă de repetor.

(b) Schema de repetor care utilizează rezistoare de compensare a efectului curenților de polarizare a intrărilor AO.

Amplificarea în buclă închisă se poate determina dacă în relația (2.28) se fac înlocuirile $R_2=0$ și $R_1 \rightarrow \infty$, rezultând:

$$A = 1 \quad (2.29)$$

Amplificarea în buclă închisă este egală cu unitatea și astfel ieșirea „repetă” tensiunea de la intrare.

Ce rol ar putea să aibă un astfel de circuit care nu modifică amplitudinea semnalului? Nu trebuie uitat că repetorul provine dintr-un amplificator neinversor care are impedanța de intrare infinită. Dacă, în cazul ideal, se consideră că impedanța de ieșire este zero, se poate afirma că repetorul de tensiune realizează o amplificare de putere. Repetorele de tensiune se folosesc ca elemente de izolare între sursele de semnal și sarcinile acestora, atunci când se cere menținerea nealterată a unui anumit nivel al semnalului de intrare.

Așa cum se observă în fig.2.8,b, în serie cu intrarea neinversoare mai apare un rezistor, care poate fi chiar rezistența internă a sursei de semnal. Pentru reducerea influenței curenților de polarizare a intrărilor, pe calea de reacție se conectează un rezistor, de valoare egală cu cea a rezistorului serie din intrarea neinversoare. Circuitul care rezultă este tot un repetor de tensiune, cu $A=1$. În cazul ideal, neexistând circulație de curent prin intrări, nu apar căderi de tensiune pe rezistențele notate cu R și amplificarea în tensiune nu este afectată. Chiar dacă R_2 nu este egal cu zero, deoarece condiția $R_1 \rightarrow \infty$ este îndeplinită, relația (2.28) dă în continuare rezultatul $A=1$.

Exemplul 2.1 Se presupune amplificatorul inversor din fig.2.9,a.

- Să se determine valoarea amplificării în buclă închisă, $A=u_o/u_i$;
- Considerând că tensiunile de alimentare sunt de $\pm 15V$ iar cele de saturație, $\pm U_{sat}=\pm 13V$, să se determine valoarea maximă (de vârf) a semnalului de intrare pentru care AO mai lucrează liniar;
- Să se determine valorile tensiunii de ieșire u_o pentru fiecare din următoarele valori ale tensiunii de intrare: $0V$; $-0,5V$; $0,5V$; $1V$; $-2V$;
- Dacă între borna de ieșire și masă se conectează o rezistență de sarcină $R_L=2k\Omega$, să se determine curentul de ieșire al AO pentru $u_i=-1V$ și apoi pentru $u_i=1,3V$.

Rezolvare:

a) amplificarea în buclă închisă este:

$$A = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{100k}{10k} = -10 \quad (2.30)$$

Semnul minus arată faptul că tensiunea de ieșire este de semn opus față de cea de intrare (între cele două tensiuni există un defazaj de 180°).

b) Valoarea maximă a tensiunii de intrare pentru care ieșirea AO se saturează este:

$$|u_{i,v}| = \frac{U_{sat}}{|A|} = \frac{13V}{10} = 1,3V \quad (2.31)$$

Rezultatul este valabil pentru ambele polarități ale semnalului de intrare. Deci funcționarea liniară are loc dacă amplitudinea semnalului de intrare se modifică între $-1,3V$ și $+1,3V$.

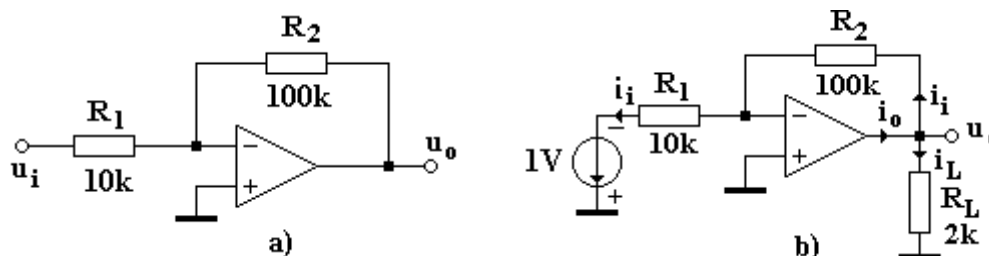


Fig. 2.9. Circuitul pentru exemplul 2.1. (a) Schema circuitului. (b) Circuitul utilizat pentru determinarea curentului de ieșire al AO, când $U_i = -1V$.

c) Pentru a calcula valorile tensiunii de ieșire în funcție de diferitele valori ale tensiunii de intrare se înmulțește fiecare valoare a tensiunii de intrare cu valoarea amplificării în buclă închisă:

$$u_o = Au_i = -10u_i \quad (2.32)$$

Rezultatele pentru primele patru valori ale tensiunii de intrare se trec în tabelul de mai jos:

u_i (V)	u_o (V)
0	0
-0,5	+5
0,5	-5
1	-10

Se observă că $u_o=0$ când $u_i=0$, deoarece s-a presupus AO ideal. Pentru alte valori ale tensiunii de intrare, la ieșire se obține o tensiune de 10 ori mai mare, dar cu semn schimbat. Această schimbare de semn este elementul caracteristic amplificatorului inversor.

Pentru $u_i=-2V$, dacă se folosește relația (2.32), ar trebui să găsim la ieșire valoarea de $+20V$. Această valoare nu se poate atinge deoarece AO se saturează iar tensiunea de saturație este de $+13V$. În această situație tensiunea de intrare a depășit valoarea de vârf corespunzătoare funcționării liniare iar ecuația (2.32) nu mai este valabilă. Dacă circuitul se folosește în aceste condiții, rezultatele vor fi nemulțumitoare. Semnalul de ieșire va fi distorsionat, adică limitat la valoarea de aproximativ $+13V$.

d) Pentru $R_L=2k\Omega$ și $u_i = -1V$, circuitul are aspectul din fig.2.9,b.

Curentul total de ieșire al AO, i_o , are două componente: curentul prin sarcină și cel prin rețeaua de reacție.

Curentul de sarcină este:

$$i_L = \frac{u_o}{R_L} = \frac{10V}{2k} = 5mA \quad (2.33)$$

A doua componentă a curentului i_o curge spre masă, prin rețeaua de reacție. Deoarece tensiunea de intrare este negativă, sensul pozitiv al acestui curent este spre masă. Tensiunea u_i apare la bornele rezistorului R_1 , astfel că se obține:

$$i_i = \frac{u_i}{R_1} = \frac{1V}{10k} = 0,1mA \quad (2.34)$$

și curentul total de ieșire devine:

$$i_o = i_L + i_i = 5 + 0,1 = 5,1mA \quad (2.35)$$

Pentru $u_i=1,3V$, condițiile de circuit se prezintă în fig.2.9, c.

Calculând asemănător ca mai sus se găsește:

$$i_o = 6,63mA \quad (2.36)$$

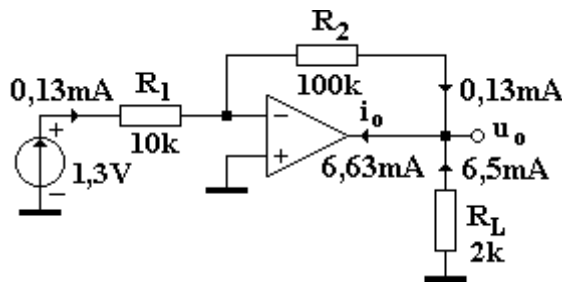


Fig. 2.9, c. Circuitul utilizat pentru determinarea curentului de ieșire al AO, dacă $U_i=1,3V$.

Analizând cele două situații de la subpunctul d), se observă că pentru o valoare dată a tensiunii de intrare cele două componente ale curentului de ieșire al AO au același sens în raport cu borna de ieșire a AO și că amplitudinea lor crește odată cu mărirea amplitudinii semnalului de intrare. Astfel se poate estima valoarea maximă a curentului de ieșire al AO în funcție de valoarea de vârf a tensiunii de intrare.

Dacă semnalul de intrare este simetric atunci se obțin curenți de ieșire care au sensuri opuse și valori egale pentru cele două semialternanțe ale semnalului de intrare. Dacă semnalul de intrare este nesimetric, atunci valoarea maximă a curentului de ieșire se apreciază pentru semialternanța cu amplitudinea mai mare. **Pentru ca AO să nu se distruge este important să nu se depășească valoarea maximă admisă a curentului de ieșire pentru AO utilizat.**

În acest exemplu valoarea curentului prin rețeaua de reacție este mică și este bine să fie așa. Dacă rezistențele din circuitul de reacție au valori mici, atunci componenta curentului de ieșire a AO, corespunzătoare rețelei de reacție, poate deveni excesiv de mare și poate bloca AO (intră în acțiune circuitele de limitare a curentului debitat de etajul de ieșire al AO). În acest fel valoarea curentului de ieșire nu mai corespunde situației reale, de funcționare liniară, ci este curentul de limitare.

Exemplul 2.2. Se presupune același AO, alimentat cu $\pm 15V$ dar în configurație neinversoare (fig.2.10,a). Să se repete analiza din Exemplul 2.1.

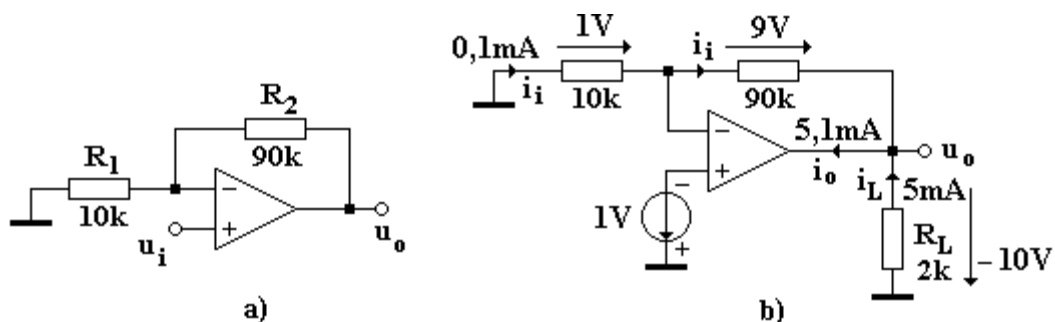


Fig. 2.10. Circuitul pentru exemplul 2.2. (a) Schema circuitului. (b) Circuitul utilizat pentru determinarea curentului de ieșire al AO, când $U_i=-1V$.

Rezolvare:

a) Amplificarea în buclă închisă este

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{90k\Omega}{10k\Omega} = 10 \quad (2.37)$$

Mărimea amplificării este aceeași ca în Exemplul 2.1 dar R_2 este de valoare mai mică decât în cazul analizat anterior.

b) Deoarece mărimea amplificării este identică iar tensiunile de saturație au aceleași valori, rezultă că valoarea maximă (de vârf) a semnalului de intrare pentru care AO mai lucrează liniar este identică cu cea din Exemplul 2.1, adică:

$$|u_{i,v}| = \frac{U_{sat}}{|A|} = \frac{13V}{10} = 1,3V \tag{2.38}$$

c) Valorile tensiunii de ieșire se determină cu relația:

$$u_o = Au_i = 10u_i \tag{2.39}$$

și sunt trecute în tabelul de mai jos:

u_i [V]	u_o [V]	Observații
0	0	
-0,5	-5	
+0,5	+5	
+1	+10	
-2	-13	AO saturat

Primele patru cazuri corespund funcționării liniare și au mărimile egale cu cele din Exemplul 2.1, excepție făcând faptul că ieșirea nu mai este cu semn schimbat (ieșirea este în fază cu intrarea).

Pentru $u_i = -2V$, ieșirea se saturează, obținându-se $-13V$ (tensiunea negativă de saturație).

d) Pentru $R_L = 2k\Omega$ și $u_i = -1V$, condițiile de circuit se prezintă în fig.2.10, b.

Curentul de ieșire al AO se scrie:

$$i_o = i_L + i_i \tag{2.40}$$

unde

$$i_L = \frac{u_o}{R_L} = \frac{Au_i}{R_L} = \frac{10V}{2k\Omega} = 5mA \tag{2.41}$$

$$i_i = \frac{u_i}{R_1} = \frac{1V}{10k\Omega} = 0,1mA \tag{2.42}$$

și astfel, curentul total la ieșirea AO va avea valoarea:

$$i_o = 5 + 0,1 = 5,1mA \tag{2.43}$$

Pentru valoarea maximă a tensiunii de intrare pentru care AO mai lucrează liniar ($u_i = 1,3V$), condițiile de circuit se prezintă în fig.2.10, c. Valorile curenților și ale căderilor de tensiune s-au determinat la fel ca în cazul anterior pentru $u_i = -1V$, cu deosebirea că sensurile curenților și ale căderilor de tensiune sunt opuse deoarece și tensiunea de intrare este de semn opus.

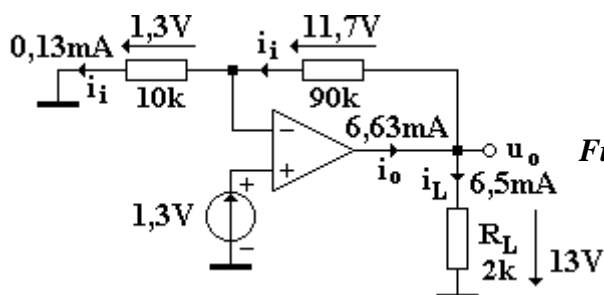


Fig. 2.10, c. Circuitul utilizat pentru determinarea curentului de ieșire al AO, dacă $U_i = 1,3V$.

In acest caz AO furnizează un curent de ieșire cu amplitudinea $i_o = 6,63 mA$

2.3.3 Considerații privind alegerea valorii rezistoarelor

Ambele configurații de bază realizate cu AO reprezintă exemple de surse de tensiune controlate în tensiune (STCU). In proiectarea unor astfel de circuite se pornește, de obicei, de la

valoarea necesară a amplificării în buclă închisă, astfel încât pentru un nivel dat al semnalului de intrare să se obțină un semnal de ieșire nedistorsionat. Se presupune că s-au ales AO și tensiunile de alimentare astfel încât să se poată obține amplitudinea cerută pentru semnalul de ieșire. De exemplu, dacă alimentarea se face cu $\pm 15V$ atunci ne putem aștepta la un semnal maxim la ieșire de $\pm 13V$. Dacă presupunem că semnalul de intrare are amplitudinea de $\pm 200mV$ iar circuitul are amplificarea în buclă închisă $A=100$ ar trebui să obținem un semnal de ieșire cu amplitudinea de $\pm 0,2 \times 100 = \pm 20V$. Dacă alimentarea este cea uzuală de $\pm 15V$, utilizatorul va fi profund dezamăgit deoarece semnalul de ieșire va fi distorsionat și limitat la $\pm 13V$. În astfel de situații se crește valoarea tensiunii de alimentare a AO, iar dacă amplificatorul ales nu suportă mărirea tensiunii de alimentare, se schimbă cu un alt tip care poate lucra la o tensiune de alimentare mai mare.

a) Amplificarea în buclă închisă pentru ambele configurații depinde de raportul de rezistențe R_2/R_1 . Dacă se cere, de exemplu, ca acest raport să fie $R_2/R_1=10$, există o mulțime de combinații ale rezistențelor R_1 și R_2 care dau raportul 10. Se pune firesc întrebarea: care este raportul bun? Ca răspuns, în acest moment al cursului, se fac câteva comentarii cu caracter general:

- dacă valorile de rezistențe sunt prea mici, gradul de încărcare al AO și/sau al sursei de semnal poate deveni excesiv de mare și se ajunge la o funcționare neliniară (sau chiar mai rău);
- în contrast, dacă valorile de rezistențe sunt prea mari, crește zgomotul termic și apare la ieșire o tensiune de decalaj din cauza curenților de polarizare a intrărilor AO.

Astfel, din considerente practice **se recomandă ca domeniul rezonabil de variație a valorilor de rezistențe, pentru majoritatea AO, să fie în limita $1k\Omega + 100k\Omega$** , cu cele mai multe valori în domeniul **$10k\Omega + 100k\Omega$** . Se pot întâlni însă și excepții, ceea ce s-a prezentat având caracter orientativ.

b) Deoarece amplificarea în buclă închisă depinde de un raport de rezistențe, poate apare următoarea întrebare: se poate crește oricât acest raport pentru a se obține amplificări cât mai mari? Răspunsul este **NU**, motivele se vor înțelege mai târziu, dar iată câteva observații:

- pentru un circuit dat, cu cât valoarea amplificării în buclă închisă, **A**, se apropie de cea a amplificării în buclă deschisă, scade precizia cu care se determină **A**;
- banda de frecvență a răspunsului în buclă închisă scade pe măsură ce **A** crește.

Din aceste motive, **valorile amplificărilor în buclă închisă se aleg mult mai mici decât cele ale amplificărilor în buclă deschisă.**

c) O altă problemă o constituie impedanța de intrare a circuitului. La configurația inversoare această impedanță este egală cu R_1 , astfel că trebuie luat în considerare eventualul efect de încărcare pe care această rezistență îl poate exercita asupra sursei de semnal. La configurația neinversoare, ideal, impedanța de intrare este infinită și nu apar fenomene de încărcare a sursei de semnal.

d) După proiectarea circuitului se verifică dacă valoarea curentului de ieșire a AO nu depășește valoarea maximă admisibilă pentru tipul de AO folosit, așa cum s-a procedat în exemplele 2.1 și 2.2.

În concluzie **într-o proiectare „simplificată“ a unui amplificator de semnal mic realizat cu AO** trebuie să țină seama de următoarele:

1. Se verifică dacă în funcție de valorile tensiunilor de alimentare, domeniul dinamic al AO ales este suficient pentru a se obține nivelul necesar al semnalului de ieșire.
2. Ori de câte ori este posibil, valorile de rezistențe se aleg în domeniul **$1k\Omega$ (uzual $10k\Omega + 100k\Omega$)**.
3. Amplificările în buclă închisă se limitează la valori mult mai mici decât amplificarea în buclă deschisă. Tipic, valoarea amplificării în buclă închisă se menține sub valoarea **100**.
4. Pentru cazul cel mai defavorabil se verifică dacă valoarea maximă a curentului de ieșire mai permite funcționarea liniară a AO.

Dacă în serie cu intrarea neinversoare se conectează rezistența de compensare a curenților de polarizare a intrărilor AO, valoarea acesteia trebuie să reprezinte rezultatul conectării în paralel a rezistențelor R_1 și R_2 . Problema se va detalia mai târziu. Pe moment este util de reținut că **este bine ca cele două intrări ale AO să “vadă” spre masă rezistențe de valori egale**. De aici derivă condiția ca rezistența de compensare să reprezinte, ca valoare, $R_1 \parallel R_2$.

Exemplul 2.3. Utilizând rezistoare cu toleranța de $\pm 5\%$ să se proiecteze un amplificator inversor STCU care să aibă amplificarea egală cu -10 . Pentru a nu se încărca sursa de semnal, se impune ca impedanța de intrare a montajului să nu fie mai mică de $10\text{k}\Omega$. Nivelul semnalului se presupune suficient de mare pentru ca zgomotul termic al rezistoarelor și curenții de polarizare a intrărilor AO să nu constituie o problemă, situație în care valorile de rezistențe pot fi de maxim $500\text{k}\Omega$.

Rezolvare: Amplificarea cerută presupune $R_2/R_1=10$ și există mai multe valori standard de rezistențe care satisfac acest raport (Anexa 1).

Deoarece valoarea minimă a impedanței de intrare este de $10\text{k}\Omega$, valoarea rezistenței R_1 nu poate fi mai mică de $10\text{k}\Omega$. Valorile cele mai mici de rezistență care satisfac condițiile cerute sunt $R_1=10\text{k}\Omega$ și $R_2=100\text{k}\Omega$. Valorile maxime care răspund la constrângerile date sunt $R_1=47\text{k}\Omega$ și $R_2=470\text{k}\Omega$. Următoarele valori standard ar face ca R_2 să depășească valoarea maximă impusă de $500\text{k}\Omega$.

Cu o bună aproximație se poate alege setul de valori medii $R_1=22\text{k}\Omega$ și $R_2=220\text{k}\Omega$. Pentru rezistența de compensare a influenței curenților de polarizare a intrărilor AO rezultă valoarea:

$$R = R_1 \parallel R_2 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} = 20\text{k}\Omega \quad (2.44)$$

și se află între valorile standardizate și cu toleranța de 5% .

Utilizând rezistențe cu toleranța de 5% este posibil ca amplificarea reală să difere de cea cerută. Dacă se impune ca amplificarea să fie precisă există două posibilități:

1. să se utilizeze rezistențe cu toleranță mai mică (de exemplu 1%);
2. să se utilizeze combinații de rezistențe fixe și rezistențe ajustabile, valoarea exactă a amplificării stabilindu-se după efectuarea reglajelor. Pentru exemplul tratat, se poate înlocui R_2 cu o rezistență fixă legată în serie cu un potențiometru semireglabil.

Exemplul 2.4. Se presupune că un proiectant începător trebuie să proiecteze un amplificator la ieșirea căruia semnalul să aibă amplitudinea de 1V . Semnalul se preia de la un traductor care furnizează în gol o valoare de vârf de 50mV și are impedanța internă de $50\text{k}\Omega$. Nu contează dacă semnalul este inversat sau nu. Proiectantul nu cunoaște teorema lui Thévenin și realizează circuitul din fig.2.11:

Să se determine valoarea reală a tensiunii de ieșire furnizată de acest circuit.

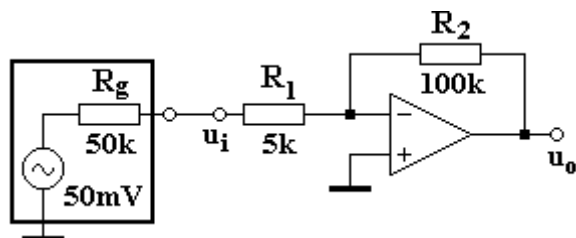


Fig. 2.11. Circuitul pentru exemplul 2.4.

Rezolvare: amplificarea de tensiune în buclă închisă a circuitului inversor din fig.2.11 este:

$$A = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{100}{5} = -20 \quad (2.45)$$

ceea ce înseamnă că la ieșire s-ar obține 1V dacă la intrare s-ar aplica $u_i=50\text{mV}$. Dar proiectantul nu a ținut seama de rezistența internă de $50\text{k}\Omega$ a sursei de semnal. Valoarea relativ mică a rezistenței de intrare a montajului inversor va încărca excesiv sursa de semnal. Tensiunea de intrare u_i nu va fi de 50mV ci mult mai mică din cauza divizorului de tensiune format din rezistoarele R_g și R_1 , astfel că amplificarea reală va fi:

$$A_{\text{real}} = -\frac{R_1}{R_1 + R_g} \cdot \frac{R_2}{R_1} = -\frac{100\text{k}}{5\text{k} + 50\text{k}} = -1,818 \quad (2.46)$$

Problema nu se poate rezolva decât printr-o nouă proiectare în care rezistența sursei se consideră ca parte componentă a rezistenței totale de intrare a circuitului iar pentru R_2 se alege acea valoare care asigură amplificarea cerută.

O soluție și mai bună este să se utilizeze un amplificator neinversor la care efectele de încărcare ale sursei de semnal sunt minime.

Exemplul 2.5. Se presupune că într-o anumită aplicație se cere un amplificator inversor cu amplificarea reglabilă între -2 și -12. Dacă se dispune de un potențiomtru cu valoarea de $100\text{k}\Omega$, să se proiecteze circuitul care îndeplinește condiția cerută.

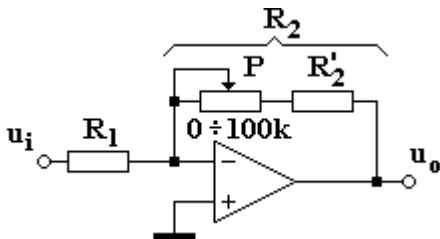


Fig. 2.12. Circuitul pentru exemplul 2.5.

Rezolvare: Pentru a obține un amplificator inversor cu amplificare reglabilă, fie R_1 fie R_2 trebuie să fie reglabile (parțial sau în întregime). Dacă se alege rezistența R_1 reglabilă, atunci impedanța de intrare se modifică la schimbarea amplificării. Din acest motiv este mai corect să se aleagă rezistența R_2 reglabilă.

Rezultă astfel schema din fig.2.12, unde R_2 este format din potențiomtrul P și rezistența fixă R'_2 , adică $R_2 = P + R'_2$.

În general amplificarea este $A=-R_2/R_1$ și se modifică odată cu R_2 . Când cursorul potențiomtrului se află în capătul din dreapta, atunci $R_2 = R'_2$. Această situație va corespunde la o amplificare $A=-2$.

Când cursorul potențiomtrului se află în capătul celălalt (în stânga), atunci $R_2 = R'_2 + 100\text{k}\Omega$ și amplificarea va fi $A=-12$.

Se pot scrie astfel următoarele relații:

$$\frac{R'_2}{R_1} = 2 \quad (2.47)$$

$$\frac{R'_2 + 10^5}{R_1} = 12 \quad (2.48)$$

soluția acestui sistem fiind: $R_1=10\text{k}\Omega$ și $R'_2=20\text{k}\Omega$.

2.3.4 Surse de curent controlate în tensiune (SCCU), realizate cu amplificatoare operaționale

Cele două configurații de bază, inversoare și neinversoare, tratate anterior, fac parte din categoria surselor de tensiune controlate în tensiune (STCU) și sunt circuitele liniare active utilizate cel mai des. Un alt tip de circuite liniare, utile în unele aplicații, sunt sursele de curent controlate în tensiune (SCCU).

Dintre structurile posibile care realizează această funcție se vor prezenta:

- SCCU de tip inversor cu sarcină flotantă;

- SCCU de tip neinversor cu sarcină flotantă;
- SCCU cu sarcina conectată la masă.

Observație: Termenul de inversor sau neinversor este în corespondență cu STCU din care provine sursa de curent, deoarece noțiunea de curent inversor sau neinversor în sarcină flotantă are caracter ambiguu.

2.3.4.1 SCCU de tip inversor cu sarcină flotantă

În fig.2.13 se prezintă schema unui astfel de circuit. La prima vedere circuitul pare să fie un amplificator STCU inversor, de tipul celui discutat anterior. Din această cauză în denumirea sursei de curent apare termenul „inversor“.

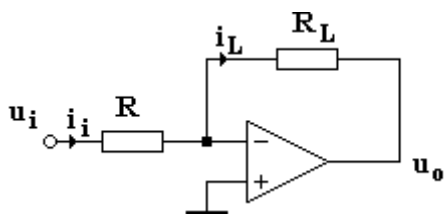


Fig. 2.13. Schema sursei de curent cu sarcină flotantă, de tip inversor.

Diferențele constau în modul de conectare a sarcinii și în felul în care se analizează și se interpretează funcționarea circuitului. Astfel, în cazul amplificatoarelor inversoare de tip STCU, atât rezistența de intrare cât și cea de reacție au valori fixe, iar mărimea de interes este tensiunea măsurată în raport cu masa la borna de ieșire a AO. În circuitul SCCU de tip inversor, rezistența de sarcină se conectează ca rezistență de reacție și nu are o valoare fixă. **Sarcina** se numește **flotantă** deoarece se conectează între două borne ale AO și nu între ieșire și masă. Acest fapt limitează aria de aplicație a circuitului la cazurile în care sarcina nu trebuie să aibă neapărat un capăt conectat la masa montajului.

Curentul de intrare, i_i este stabilit de sursa de tensiune de control, u_i și de valoarea rezistenței R . Presupunând cazul funcționării liniare și stabile, terminalul intrării inversoare este forțat să aibă potențialul masei. Din această cauză curentul de intrare are expresia:

$$i_i = \frac{u_i}{R} \quad (2.49)$$

Deoarece prin intrările AO, în cazul ideal nu curge curent, cel prin sarcină se poate exprima:

$$i_L = i_i = \frac{u_i}{R} \quad (2.50)$$

Se observă că acest curent depinde numai de tensiunea de intrare, u_i și de valoarea rezistenței R și este complet independent de rezistența de sarcină, R_L , adică exact ceea ce trebuie să realizeze o sursă de curent.

SCCU se descrie cu ajutorul transconductanței g_m , măsurată în Siemens (S). Transconductanța acestui circuit este:

$$g_m = \frac{i_L}{u_i} = \frac{\frac{u_i}{R}}{u_i} = \frac{1}{R} \quad (2.51)$$

Circuitul funcționează ca o SCCU liniară pentru ambele polarități ale semnalului de intrare în raport cu masa. Chiar dacă scopul principal constă în obținerea unui curent prin rezistența de sarcină, trebuie avut grijă ca tensiunea de la ieșirea AO, u_o să nu depășească valoarea tensiunii de saturație. Astfel, pentru a se evita saturarea ieșirii AO, trebuie să se îndeplinească următoarea condiție:

$$R_L |i_L| < U_{sat} \quad (2.52)$$

2.3.4.2 SCCU de tip neinversor cu sarcină flotantă

Schema circuitului se prezintă în fig.2.14. Circuitul seamănă cu amplificatorul neinversor STCU, de unde provine termenul de “neinversor” din denumirea sa. Rezistența de sarcină R_L este conectată ca rezistență de reacție iar mărimea de ieșire este curentul de sarcină, i_L , prin această rezistență.

Curentul i_L este identic cu cel care trece prin rezistența R . În cazul funcționării liniare și stabile, potențialul intrării inversoare este egal cu cel al intrării neinversoare, deci este egal cu u_i , astfel că i_L se scrie:

$$i_L = \frac{u_i}{R} \quad (2.53)$$

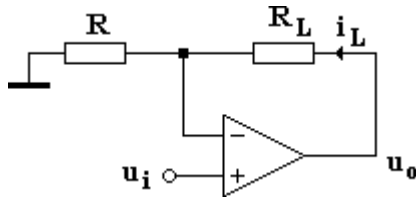


Fig. 2.14. Schema sursei de curent cu sarcină flotantă, de tip neinversor.

Transconductanța circuitului este identică cu cea a SCCU de tip inversor:

$$g_m = \frac{1}{R} \quad (2.54)$$

Domeniul de variație a curentului de sarcină în cazul circuitului neinversor este mai mic decât la cel inversor deoarece, în cazul sursei analizate, borna inversoare nu are potențialul masei. Pentru a se evita saturarea ieșirii AO, trebuie să fie satisfăcută inegalitatea:

$$(R + R_L)|i_L| < U_{sat} \quad (2.55)$$

SCCU de tip inversor prezintă avantajul unui domeniu de funcționare liniară mai mare în timp ce SCCU de tip neinversor are avantajul unei impedanțe de intrare mai mari. Într-adevăr, așa cum s-a arătat, la configurația inversoare impedanța de intrare este $R_{in}=R$, în timp ce, în cazul configurației neinversoare, impedanța de intrare este teoretic infinită.

Deoarece se presupune R_L variabil, nu este posibil să se asigure o valoare unică pentru rezistența de compensare a efectului curenților de polarizare a intrărilor AO. Situația este asemănătoare în multe alte circuite realizate cu AO, în care cu o valoare aleasă pentru această rezistență se asigură doar o compensare parțială. În astfel de cazuri, este bine să se aleagă o valoare medie, previzibilă a combinației paralel dintre R și R_L .

2.3.4.3 SCCU cu sarcina la masă

SCCU cu sarcina la masă are aspectul din fig.2.15. În literatura de specialitate circuitul mai este cunoscut și sub numele de **sursa de curent Howland**. Față de circuitele studiate până în prezent, cel din fig.2.15 poate să pară un pic șocant deoarece are conectată o rezistență și între ieșirea AO și intrarea neinversoare.

Cu notațiile de pe fig.2.15 și cu presupunerile făcute anterior, aplicând teorema I a lui Kirchhoff în nodul corespunzător intrării neinversoare, se poate scrie relația:

$$i_L + \frac{u_L - u_i}{R} + \frac{u_L - u_o}{R} = 0 \quad (2.56)$$

Calea rezistivă superioară a circuitului este un simplu divizor de tensiune, astfel că tensiunea la intrarea inversoare este $u_o/2$. Deoarece tensiunile de pe cele două intrări ale AO sunt forțate să fie egale, se poate scrie:

$$u_L = \frac{u_o}{2} \quad (2.57)$$

Prin înlocuirea lui u_L din relația (2.57) în (2.56) și rezolvând ecuația pentru i_L , găsim:

$$i_L = \frac{u_i}{R} \tag{2.58}$$

Ca și în cazul surselor cu sarcină flotantă, curentul de sarcină este complet independent față de rezistența de sarcină, fiind o funcție doar de tensiunea de control, u_i și de rezistența R . O atenție deosebită trebuie acordată împerecherii valorilor celor patru rezistențe notate cu R , în caz contrar circuitul nu va lucra corect.

Transconductanța circuitului este aceeași ca la sursele de curent prezentate anterior:

$$g_m = \frac{1}{R} \tag{2.59}$$

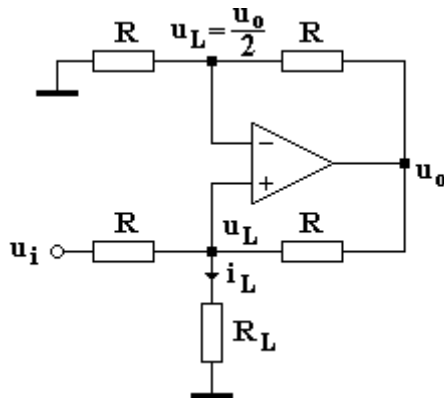


Fig. 2.15. Schema sursei de curent cu sarcina conectată la masă.

Pentru ca circuitul să lucreze liniar, tensiunea de la ieșirea AO nu are voie să depășească tensiunea de saturație. Deoarece $u_o = 2u_L$, trebuie să fie îndeplinită condiția:

$$R_L i_L < \frac{U_{sat}}{2} \tag{2.60}$$

Comparand relațiile (2.60) și (2.52) se observă că pentru valori identice de rezistențe și ale tensiunii de control, domeniul dinamic al sursei cu sarcina la masă este egal cu jumătate din cel al sursei inversoare. Factorul 1/2 din relația (2.60) este rezultatul faptului că tensiunea u_L nu poate atinge decât jumătate din tensiunea de ieșire, datorită divizorului de tensiune de la intrarea inversoare cerut de simetria circuitului. Astfel dacă $U_{sat} = 13V$, AO se va satura pentru $R_L i_L = 6,5V$.

Exemplul 2.6. Circuitul din fig.2.16 este versiunea simplificată a unui voltmetru electronic de c.c. de precizie, cu impedanță de intrare foarte mare. Instrumentul indicator este un microampermetru cu domeniul de bază $0 \div 100\mu A$ și rezistența internă de $2k\Omega$. Domeniile de tensiune continuă pe care voltmetrul electronic trebuie să lucreze sunt: $0 \div 0,1V$; $0 \div 1V$ și $0 \div 10V$. Valoarea maximă de tensiune pentru fiecare domeniu corespunde la valoarea maximă a curentului prin microampermetru.

Să se determine valorile rezistențelor R_1 , R_2 și R_3 .

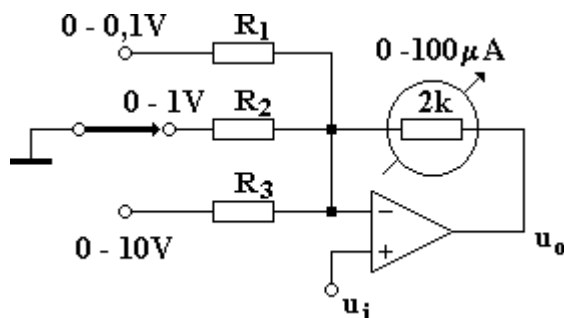


Fig. 2.16. Circuitul pentru exemplul 2.6.

Rezolvare: Circuitul este o aplicație a unei SCCU. Instrumentul indicator este sensibil la curent iar întreg circuitul trebuie să fie sensibil la tensiune. Rezistențele se vor alege astfel încât

la valoarea maximă a tensiunii de intrare pentru fiecare domeniu să corespundă curentul maxim prin instrumentul indicator.

Observatie: Trebuie să se verifice dacă pentru curentul maxim prin instrument, AO mai lucrează liniar, adică se verifică dacă AO nu se saturează.

Căderea de tensiune pe instrumentul indicator este:

$$\Delta U = (100 \times 10^6 A) \times (2 \times 10^3 \Omega) = 0,2V$$

Această tensiune, adăugată la valoarea maximă a tensiunii de intrare de pe ultimul domeniu și egală cu 10V, dă o valoare maximă de 10,2V, care corespunde la o funcționare liniară a unui AO alimentat cu $\pm 15V$. Această valoare de tensiune, apropiată însă de cea de saturație, sugerează ideea că în cazul unei tensiuni de intrare de valoare mai mare trebuie folosită o altă configurație de circuit.

Știind că prin instrumentul indicator trebuie să circule valoarea maximă de curent atunci când tensiunea de intrare atinge maximum din fiecare domeniu, rezultă pentru rezistențe valorile:

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{0,1V}{100\mu A} = 1k\Omega \\ R_2 &= \frac{1V}{100\mu A} = 10k\Omega \\ R_3 &= \frac{10V}{100\mu A} = 100k\Omega \end{aligned} \quad (2.61)$$

Exemplul 2.7. Să presupunem că se cere efectuarea controlului de calitate a unor diode semiconductoare prin determinarea căderii directe de tensiune pe joncțiune. Măsurătorile trebuie efectuate la aceeași valoare a curentului direct prin diode. Valoarea curentului de test este de 5 mA.

Să se proiecteze un astfel de circuit care să asigure valoarea cerută de curent, fără să se refacă reglajul curentului ori de câte ori se conectează o altă diodă.

Rezolvare: Pentru evitarea reglajului de curent ori de câte ori se schimbă dioda testată, trebuie să se utilizeze o sursă de curent. În principiu se poate folosi oricare sursă din cele studiate. Dar sursa cea mai simplă și pe deplin satisfăcătoare este SCCU de tip inversor cu sarcină flotantă. În acest caz, deoarece tensiunea de la ieșirea AO este identică cu cea de pe diodă (intrarea inversoare este punct virtual de masă), pentru a determina căderea directă de tensiune de pe diodă se măsoară tensiunea de ieșire a AO. Acest procedeu elimină necesitatea conectării voltmetrului în paralel cu dioda, ceea ce, în unele situații, poate influența funcționarea normală a circuitului.

Circuitul de test are aspectul din fig.2.17. Dacă presupunem că dispunem de o sursă continuă de 15 V, atunci pentru a realiza prin diode valoarea de curent de 5 mA, rezistorul R trebuie să fie, conform relației (2.49) de 3k Ω .

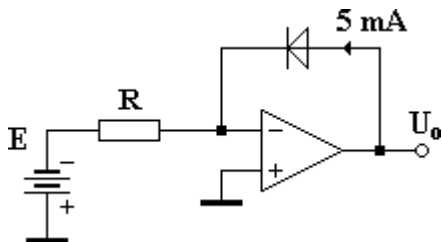


Fig. 2.17. Circuitul pentru exemplul 2.7.

Exemplul 2.8. a) Să se proiecteze o sursă de curent care asigură 0,5 mA iar sarcina are un capăt conectat la masă. Valoarea cerută de curent se obține cu ajutorul unei surse de tensiune continuă cu valoarea de 15V.

b) Să se determine valoarea maximă a rezistenței de sarcină astfel ca AO să lucreze liniar, dacă se presupune că tensiunea de saturație este de 13V.

Rezolvare:

a) Se utilizează un circuit Howland ca cel din fig.2.15. Valoarea necesară pentru rezistența R se determină cu ajutorul relației (2.58), fiind:

$$R = \frac{u_i}{i_L} = \frac{15V}{0,5mA} = 30k\Omega \quad (2.62)$$

Trebuie să se aleagă patru rezistențe de valori egale între ele, valoarea comună fiind de 30kΩ, împerecheate cât mai bine (ceea ce presupune rezistențe cu toleranță mică).

b) Pentru a determina valoarea maximă a rezistenței de sarcină, se scrie relația (2.60) ca o egalitate, adică:

$$R_L i_L = \frac{U_{sat}}{2} = \frac{13V}{2} = 6,5V \quad (2.63)$$

de unde rezultă:

$$R_L = \frac{\frac{U_{sat}}{2}}{i_L} = \frac{6,5V}{0,5mA} = 13k\Omega \quad (2.64)$$

Prin urmare, pentru a se evita saturarea AO, rezistența de sarcină R_L trebuie să aibă valoarea mai mică de 13kΩ.

2.3.5 Surse controlate în curent

Sursele controlate în curent constituie alte aplicații cu AO în care mărimea de ieșire (tensiune sau curent) se poate controla cu ajutorul curentului de intrare. După natura mărimii de ieșire se deosebesc două tipuri de surse controlate în curent:

- sursa de tensiune controlată în curent (STCI);
- sursa de curent controlată în curent (SCCI).

2.3.5.1 Sursa de tensiune controlată în curent (STCI)

Schema simplificată a unei astfel de surse se prezintă în fig.2.18.

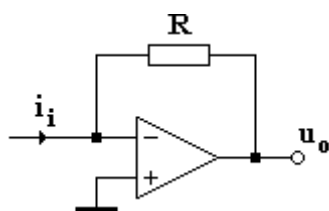


Fig. 2.18. Schema sursei de tensiune controlată în curent.

Deoarece intrarea inversoare a AO este masă virtuală, curentul de intrare i_i „vede“ o masă în acest punct. Considerând AO ideal, prin intrările lui nu circulă curent, astfel că întreg curentul i_i trece prin rezistorul R, căderea de tensiune pe R fiind egală chiar cu tensiunea de ieșire, deci:

$$u_o = -Ri_i \quad (2.65)$$

Transrezistența circuitului, R_m este:

$$R_m = R \quad (2.66)$$

Tensiunea de ieșire este o funcție de curentul de intrare, justificându-se astfel denumirea de sursă de tensiune controlată în curent.

2.3.5.2 Sursa de curent controlată în curent (SCCI)

În fig.2.19 se prezintă schema unei surse de curent controlată în curent. Dacă se presupune funcționarea liniară și stabilă a AO, curentul de intrare (de comandă) trebuie să treacă

prin rezistorul R_2 deoarece la un AO ideal s-a presupus că prin intrări nu circulă curent. La bornele rezistorului R_2 apare astfel căderea de tensiune:

$$u_2 = R_2 i_i \quad (2.67)$$

Intrarea inversoare este punct virtual de masă, de unde rezultă că aceeași tensiune se regăsește și la bornele rezistorului R_1 . Curentul care trece prin rezistorul R_1 va fi astfel:

$$i_1 = \frac{u_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} i_i \quad (2.68)$$

Aplicând teorema I a lui Kirchhoff în nodul comun rezistoarelor R_1 , R_2 și R_L , rezultă:

$$i_L = i_1 + i_i \quad (2.69)$$

și în urma înlocuirii relației (2.68) în (2.69) se va obține:

$$i_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) i_i \quad (2.70)$$

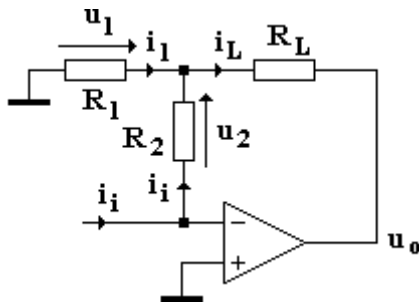


Fig. 2.19. Schema sursei de curent controlată în curent.

Curentul de ieșire este o funcție de curentul de intrare și este independent de valoarea rezistenței de sarcină, atât timp cât AO nu se saturează. La fel ca la sursa de curent controlată în tensiune (SCCU), funcția cerută este de sursă de curent, dar spre deosebire de SCCU, în acest caz curentul de ieșire este controlat tot de un curent (curentul de intrare).

Acest tip de sursă realizează și o amplificare de curent, care se poate nota cu β :

$$\beta = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (2.71)$$

Funcționarea liniară a AO cere ca amplitudinea semnalului dintre borna de ieșire a AO și masă să fie mai mică decât tensiunea de saturație. Deoarece amplitudinea semnalului de ieșire este:

$$|u_o| = [R_2 + R_L \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)] |i_i| \quad (2.72)$$

funcționarea liniară cere să fie satisfăcută inegalitatea:

$$[R_2 + R_L \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)] |i_i| < |U_{sat}| \quad (2.73)$$

Exemplul 2.9. Să presupunem că se dorește măsurarea unui curent maxim de 0,1 mA dar singurul ampermetru disponibil are la capăt de scală valoarea de 1mA. Precizia măsurărilor va fi evident degradată deoarece valoarea maximă ce trebuie măsurată reprezintă doar 10% din domeniul maxim al aparatului disponibil.

Să se proiecteze un circuit care să amplifice de 10 ori curentul ce trebuie măsurat pentru a se putea utiliza întreaga precizie a instrumentului indicator. Rezistența internă a instrumentului indicator este de 100Ω.

Rezolvare: deoarece atât mărimea de intrare în circuit cât și cea de ieșire reprezintă curenți, se va utiliza o sursă de curent comandată în curent, cu o amplificare în curent $\beta=10$. Din relația:

$$\beta = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10 \quad (2.74)$$

rezultă că rezistențele trebuie să îndeplinească condiția:

$$\frac{R_2}{R_1} = 9 \quad (2.75)$$

Analiza valorilor standard de rezistențe cu toleranța de 1% (vezi Anexa 1) evidențiază faptul că nu există două valori de rezistență care să se afle în raportul de 9 la 1. Se pot combina totuși mai multe rezistoare astfel încât să se obțină în final raportul cerut. O altă modalitate constă în utilizarea în locul unuia dintre rezistoare a unui potențiomtru semireglabil.

Vom considera, din motive de simplitate, că $R_1=5k\Omega$ iar $R_2=45k\Omega$. Circuitul astfel obținut se prezintă în fig.2.20.

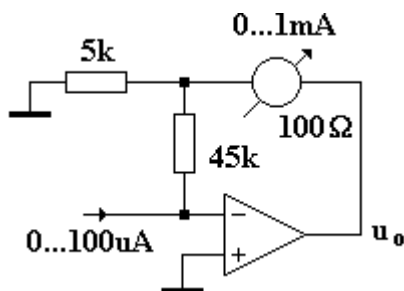


Fig. 2.20. Circuitul pentru exemplul 2.9.

Trebuie să se verifice dacă AO lucrează liniar. Acest lucru cere ca tensiunea de la ieșirea AO să fie mai mică decât tensiunea de saturație. Valoarea tensiunii de la ieșirea AO este:

$$|u_o| = (45 \times 10^3 + 100 \times 10) \times 0,1 \times 10^{-3} = 4,6V \quad (2.76)$$

valoare evident mai mică decât 13V, tensiunea de saturație în cazul alimentării AO cu 15V. Deci circuitul lucrează liniar iar valorile de rezistențe sunt alese corect.

2.3.6 Circuite de sumare

Circuitele care se prezintă în acest paragraf și în cel următor sunt aplicații ale AO care realizează o anumită combinație liniară între mai multe tensiuni de intrare.

Să presupunem că dorim să combinăm mai multe tensiuni u_1, u_2, \dots, u_n astfel încât la ieșirea circuitului semnalul să fie de forma:

$$u_o = A_1 u_1 + A_2 u_2 + \dots + A_n u_n \quad (2.77)$$

unde constantele A_k pot fi pozitive sau negative.

Se spune că tensiunea u_o din relația (2.77) reprezintă o combinație liniară a tensiunilor de intrare u_1, u_2, \dots, u_n .

2.3.6.1 Sumatorul inversor

Sumatorul inversor este un circuit de combinații liniare la care toate constantele A_k din relația (2.77) sunt negative. Acestei situații îi corespunde circuitul din fig.2.21.

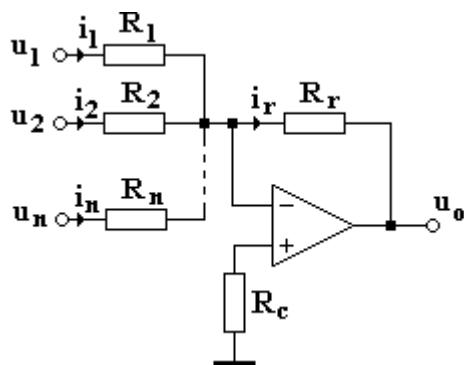


Fig. 2.21. Schema sumatorului inversor, realizat cu amplificator operațional.

Presupunând că AO este stabil și că funcționează liniar, rezultă că intrarea inversoare este punct virtual de masă (prin intrările AO necirculând curenți, pe rezistorul R_c nu apare nici o

cădere de tensiune). Astfel căderile de tensiune de pe rezistoarele R_k sunt egale chiar cu tensiunile de intrare u_k , rezultând pentru curenții de intrare i_k relațiile:

$$\begin{aligned} i_1 &= \frac{u_1}{R_1} \\ i_2 &= \frac{u_2}{R_2} \\ i_n &= \frac{u_n}{R_n} \end{aligned} \quad (2.78)$$

Aplicând teorema I a lui Kirchhoff în nodul corespunzător intrării inversoare se obține:

$$i_r = i_1 + i_2 + \dots + i_n \quad (2.79a)$$

sau după înlocuiri:

$$i_r = \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \dots + \frac{u_n}{R_n} \quad (2.79b)$$

Tensiunea de ieșire are expresia:

$$u_o = -R_r i_r \quad (2.80)$$

și înlocuind i_r din relația (2.79b) în (2.80) se obține:

$$u_o = -\frac{R_r}{R_1} u_1 - \frac{R_r}{R_2} u_2 - \dots - \frac{R_r}{R_n} u_n \quad (2.81)$$

Facând o comparație între relațiile (2.81) și (2.77) se observă ușor că s-a obținut o combinație liniară, unde toate constantele A_k sunt negative:

$$A_k = -\frac{R_r}{R_k} \quad (2.82)$$

Circuitul este un sumator inversor dacă toate constantele A_k sunt egale între ele. În caz contrar, circuitul reprezintă ceva mai mult decât un sumator deoarece, în funcție de valorile rezistențelor de intrare, se poate realiza și o ponderare a semnalelor.

Dacă se cere simpla adunare a semnalelor, se aleg toate rezistențele de valori egale, adică $R_k = R_r = R$. În acest caz rezistența de compensare a efectului curenților de polarizare a intrărilor AO va avea expresia:

$$R_c = \frac{R}{n+1} \quad (2.83)$$

iar tensiunea de ieșire va fi de forma:

$$u_o = -(u_1 + u_2 + \dots + u_n) \quad (2.84)$$

2.3.6.2 Sumatorul neinversor

Schema unui sumator neinversor se prezintă în fig.2.22.

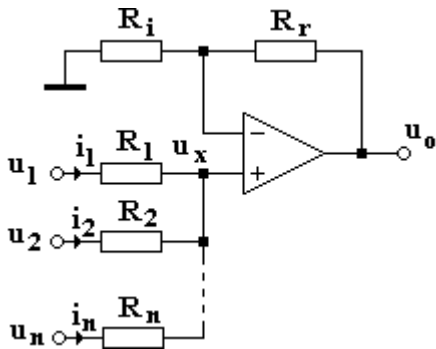


Fig. 2.22. Schema sumatorului neinversor, realizat cu amplificator operațional.

Dacă se notează tensiunea de la intrarea neinversoare cu u_x , se pot scrie următoarele relații pentru curenții de intrare i_1, i_2, \dots, i_n :

$$\begin{aligned}
 i_1 &= \frac{u_1 - u_x}{R_1} \\
 i_2 &= \frac{u_2 - u_x}{R_2} \\
 i_n &= \frac{u_n - u_x}{R_n}
 \end{aligned}
 \tag{2.85}$$

AO se presupune ideal, deci curentul prin intrarea neinversoare este nul și aplicând teorma I a lui Kirchoff în nodul corespunzător intrării neinversoare se obține:

$$i_1 + i_2 + \dots + i_n = 0 \tag{2.86}$$

După ce se înlocuiesc expresiile curenților de intrare, se găsește că tensiunea de la intrarea neinversoare are expresia:

$$u_x = \frac{\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \dots + \frac{u_n}{R_n}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}}
 \tag{2.87}$$

Circuitul din fig.2.22 se comportă ca un amplificator neinversor care amplifică tensiunea u_x . La ieșire se obține tensiunea:

$$u_o = \left(1 + \frac{R_r}{R_i}\right) u_x = \left(1 + \frac{R_r}{R_i}\right) \frac{\frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \dots + \frac{u_n}{R_n}}{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n}}
 \tag{2.88}$$

relație în care coeficienții A_k sunt toți pozitivi:

$$A_k = \frac{\left(1 + \frac{R_r}{R_i}\right) \frac{1}{R_k}}{\sum_{j=1}^n \frac{1}{R_j}}
 \tag{2.89}$$

Observații:

- In cazul sumatorului inversor, intrările sunt independente, ca rezultat al faptului că intrarea inversoare se poate considera punct virtual de masă. Datorită acestui fapt, amplificările individuale din relația (2.81) sunt independente de rezistoarele de pe celelalte intrări, astfel că se pot anula sau adăuga intrări, după bunul plac, fără ca acest lucru să afecteze intrările rămase active în circuit.
- Situația este total diferită la sumatorul neinversor. Din relația (2.88) se observă că adăugarea sau înlăturarea unor intrări schimbă coeficienții de amplificare A_k , deoarece în acest caz intrările sunt interdependente.
- In prezent, în condițiile unor prețuri modeste ale AO de uz larg, limitarea impusă de faptul că circuitul este inversor nu mai constituie o problemă. Dacă, de exemplu, se cere ca toate constantele din relația (2.77) să fie pozitive, la ieșirea circuitului din fig.2.21 se mai poate conecta un AO în configurație de inversor-repetor de tensiune (cu amplificarea egală cu -1). Dacă se cere ca unele constante să fie pozitive iar altele negative, se mai folosește un număr adecvat de inversoare.

Exemplul 2.10. Să presupunem ca într-o anumită aplicație este nevoie să se combine două semnale u_1 și u_2 , astfel ca la ieșire să se realizeze combinația liniară:

$$u_o = -u_1 - 10u_2 \tag{2.90}$$

Impedanța de intrare minimă pentru ambele semnale trebuie să fie de $10k\Omega$.

Să se proiecteze circuitul care realizează combinația de semnale cerută.

Rezolvare: Deoarece ambii coeficienți din relația (2.90) sunt negativi, se va utiliza un sumator inversor cu schema din fig.2.23. trebuie să se realizeze următoarele amplificări:

$$\frac{R_r}{R_1} = 1 \quad (2.91)$$

și

$$\frac{R_r}{R_2} = 10 \quad (2.92)$$

Se cere să se dimensioneze trei rezistențe dar avem numai două condiții. Cea de-a treia condiție se stabilește în funcție de valoarea minimă impusă rezistenței de intrare de pe fiecare canal.

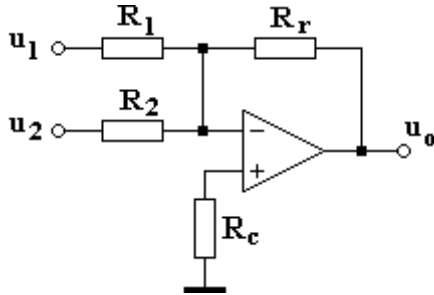


Fig. 2.23. Circuitul pentru exemplul 2.10.

În proiectare vom ține seama de faptul că la valoarea minimă a impedanței de intrare să corespundă amplificarea mai mare, deoarece R_r este comună pentru ambele amplificări. Astfel, pentru R_2 se poate alege chiar valoarea de $10\text{k}\Omega$ și atunci pentru R_r va rezulta din relația (2.91) valoarea de $100\text{k}\Omega$. Pentru ca pe prima intrare amplificarea să fie egală cu unitatea, R_1 trebuie să fie tot de $100\text{k}\Omega$.

Rezistența de compensare a curenților de polarizare a intrărilor AO, R_c , va fi:

$$R_c = R_1 \parallel R_2 \parallel R_r = 8,33\text{k}\Omega \quad (2.93)$$

valoare care nu este critică, motiv pentru care R_c se poate alege de $10\text{k}\Omega$.

Exemplul 2.11. Să se proiecteze un circuit de combinații liniare care să satisfacă relația:

$$u_o = 2u_1 + 5u_2 - 10u_3 \quad (2.94)$$

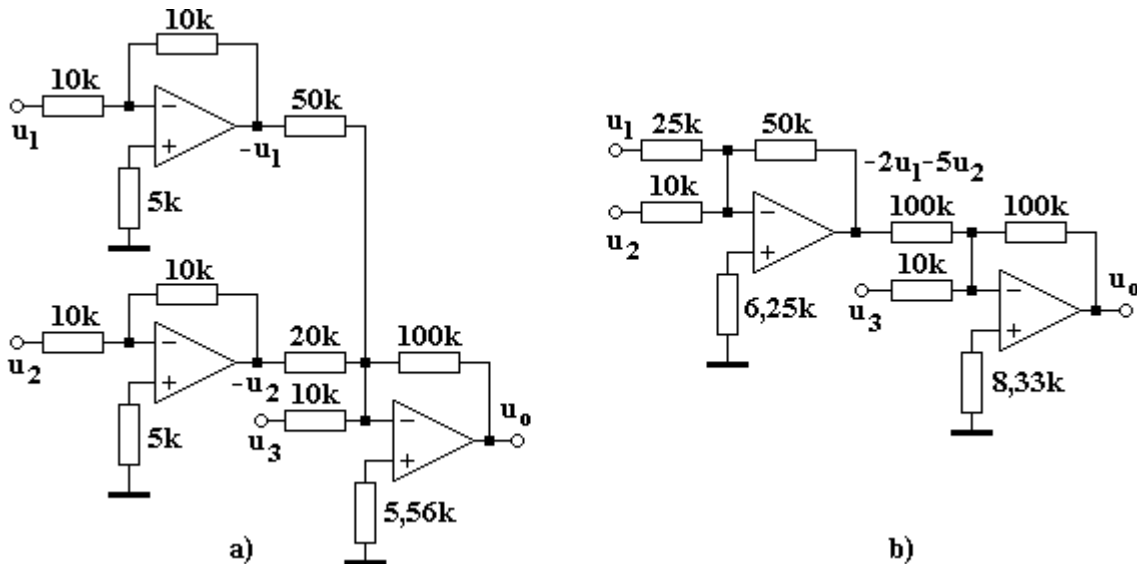


Fig. 2.24. Circuitele pentru exemplul 2.11.

Rezolvare: Dacă semnul tuturor factorilor de amplificare ar fi fost negativ, se putea utiliza un sumator inversor. Dacă semnul tuturor factorilor de amplificare ar fi fost pozitiv, se putea folosi tot un sumator inversor, urmat de un circuit inversor cu amplificare unitară. Dar în

exemplul analizat factorii de amplificare au semne diferite, astfel că este nevoie să se utilizeze o schemă mai complexă.

Deoarece primii doi termeni au semnul plus, semnalele u_1 și u_2 trebuie să sufere un număr par de inversări de semn, în timp ce al treilea termen trebuie inversat de un număr impar de ori. Rezultă astfel una dintre soluțiile posibile, reprezentată în fig.2.24,a, în care u_1 și u_2 sunt amplificate și li se schimbă semnul înainte de a se combina liniar cu u_3 .

Deoarece atât u_1 cât și u_2 trebuie să rezulte cu semnul minus, pentru simplificarea circuitului se pot înlocui primele două AO din fig.2.24,a cu un singur amplificator, în configurație de sumator inversor, așa cum se prezintă în fig.2.24,b.

Determinarea valorilor de rezistențe se face simplu dacă presupunem că impedanța minimă pe fiecare intrare este de $10k\Omega$.

2.3.7 Circuite de scădere

2.3.7.1 Amplificatorul diferențial

Amplificatorul diferențial este un circuit liniar special, la care se aplică semnal și pe intrarea inversoare și pe cea neinversoare (fig.2.25).

Numele de "diferențial" provine de la faptul că circuitul amplifică diferența tensiunilor aplicate la intrări. Pe scurt, acest circuit este capabil să combine semnalele u_1 și u_2 pentru a da la ieșire un semnal de forma:

$$u_o = |A_1|u_1 - |A_2|u_2 \quad (2.95)$$

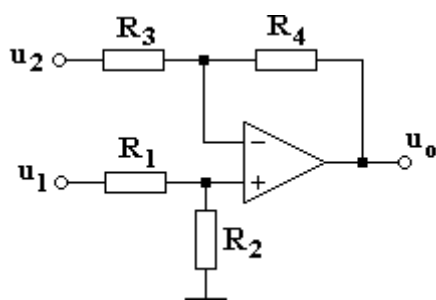


Fig. 2.25. Schema circuitului diferențial, realizat cu amplificator operațional.

Circuitul se poate analiza mai ușor dacă se aplică principiul superpoziției.

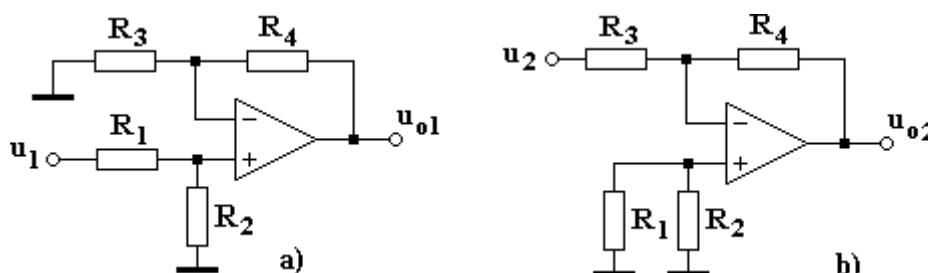


Fig. 2.26. Analiza amplificatorului diferențial utilizând metoda superpoziției.

(a) Circuitul echivalent în cazul acțiunii tensiunii u_1 .

(b) Circuitul echivalent în cazul acțiunii tensiunii u_2 .

Astfel, pentru a studia numai efectul tensiunii u_1 se consideră circuitul din fig.2.26,a, în care sursa u_2 se pasivizează (se înlocuiește cu rezistența sa internă conectată la masă). În acest caz presupunând sursele ideale, rezultă că borna de intrare corespunzătoare tensiunii u_2 se leagă direct la masă. Semnalul u_1 este mai întâi atenuat de divizorul rezistiv R_1, R_2 , tensiunea u^+ aplicată la intrarea neinversoare fiind:

$$u^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_1 \quad (2.96)$$

Din punct de vedere al semnalului u^+ , circuitul se comportă ca un amplificator neinversor, semnalul de intrare fiind chiar u^+ . Componenta u_{o1} , datorată tensiunii u^+ este:

$$u_{o1} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right)u^+ \quad (2.97)$$

conform relației valabile în cazul configurației neinversoare.

Înlocuind relația (2.96) în (2.97) se obține:

$$u_{o1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3} \cdot u_1 \quad (2.98)$$

Pentru a studia numai influența tensiunii de intrare u_2 , se pasivizează sursa u_1 și rezultă circuitul echivalent din fig.2.26,b. AO se presupune ideal, astfel că pe cele două rezistoare R_1 și R_2 , conectate în paralel, nu apare nici o cădere de tensiune. În acest fel se poate menține în continuare ipoteza că intrarea inversoare este punct virtual de masă. Circuitul care rezultă este de forma unui amplificator inversor, astfel că pentru componenta u_{o2} a tensiunii de ieșire, datorată tensiunii de intrare u_2 , se obține relația:

$$u_{o2} = -\frac{R_4}{R_3}u_2 \quad (2.99)$$

Prin superpoziție, cele două componente ale tensiunii de ieșire se adună

$$u_o = u_{o1} + u_{o2} \quad (2.100)$$

și înlocuind relațiile (2.98) și (2.99) în (2.100) vom găsi:

$$u_o = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right)\left(\frac{R_3 + R_4}{R_3}\right)u_1 - \frac{R_4}{R_3}u_2 \quad (2.101)$$

Comparând relațiile (2.95) și (2.101) se observă că s-a obținut funcția dorită, în care un factor de amplificare are semnul plus iar celălalt semnul minus.

2.3.7.2 Amplificatorul diferențial echilibrat

Cazul cel mai important de amplificator diferențial este cel de **amplificator diferențial echilibrat** la care cei doi factori de amplificare au valori egale dar sunt cu semne opuse, adică:

$$|A_1| = |A_2| = K \quad (2.102)$$

Pentru ca această egalitate să poată avea loc trebuie să existe o anumită relație între rezistențele circuitului. Egalând între ei cei doi coeficienți din relația (2.101) găsim:

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{R_3 + R_4}{R_3} = \frac{R_4}{R_3} = K \quad (2.103)$$

iar după rezolvare obținem următoarea relație între rezistențe:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = K \quad (2.104)$$

În cazul amplificatorului diferențial echilibrat, rezistențele se aleg conform relațiilor:

$$\begin{aligned} R_1 &= R \\ R_2 &= KR_1 = KR \\ R_3 &= R \\ R_4 &= KR_3 = KR \end{aligned} \quad (2.105)$$

Circuitul în care rezistențele îndeplinesc condițiile din relația (2.105) se prezintă în fig.2.27.

Tensiunea de ieșire se poate scrie:

$$u_o = K(u_1 - u_2) \quad (2.106)$$

unde K este o constantă pozitivă.

Se observă că în acest caz ambele intrări „văd“ rezistențe de valori egale spre masă, astfel încât se realizează automat compensarea efectului curenților de polarizare a intrărilor AO, fără să fie necesară vreo intervenție specială.

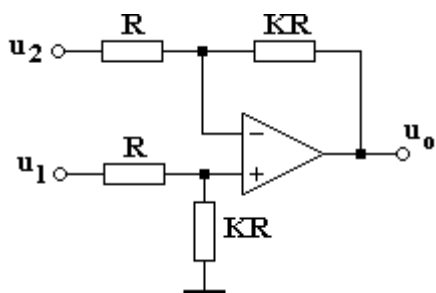


Fig. 2.27. Structura unui amplificator diferențial echilibrat, realizat cu amplificator operațional.

Exemplul 2.12. Într-o aplicație de instrumentație trebuie să se măsoare diferența dintre două semnale u_1 și u_2 și să se amplifice această diferență de 10 ori, adică:

$$u_o = 10(u_1 - u_2) \quad (2.107)$$

Să se proiecteze circuitul care realizează această funcție.

Rezolvare: Relația pentru tensiunea de ieșire arată că trebuie să se utilizeze un amplificator diferențial echilibrat, ca cel din fig.2.27. Dacă nu se impun condiții speciale în ceea ce privește valorile rezistențelor de intrare, se poate alege $R=10\text{k}\Omega$. Rezultă pentru KR valoarea de $100\text{k}\Omega$.