

Cuprins CAPITOLUL 6

CIRCUITE LINIARE REALIZATE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE	193
6.1 Amplificatorul de instrumentație.....	193
6.1.1 Funcționarea liniară	194
6.1.2 Influența zgomotului	195
6.2 Circuitele de integrare și derivare.....	197
6.2.1 Circuitul de integrare.....	198
6.2.2 Circuitul de derivare (diferențiere).....	198
6.2.3 Comparație între integrare și derivare	199
6.3 Alimentarea AO cu tensiune simplă.....	199
6.3.1 Configurația inversoare	200
6.3.2 Configurația neinversoare.....	201

Capitolul 6

CIRCUITE LINIARE REALIZATE CU AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

În capitolul 2, unde amplificatorul operațional s-a considerat ideal, s-au prezentat deja unele circuite liniare realizate cu amplificatoare operaționale și anume: configurațiile de bază, sursele de curent comandate în tensiune, sursele de curent controlate în curent, sumatorul inversor și neinversor, amplificatorul diferențial și amplificatorul diferențial echilibrat.

În acest capitol se prezintă și alte circuite liniare, analiza lor îmbinând conceptul de AO ideal cu unele dintre limitările introduse de AO reale și prezentate în capitolele 4 și 5. Se vor analiza astfel: amplificatorul de instrumentație, integratorul și derivatorul. Se va studia, de asemenea, posibilitatea alimentării AO de la o sursă simplă de tensiune.

6.1 Amplificatorul de instrumentație

Amplificatorul de instrumentație este un circuit liniar de precizie care se poate folosi pentru amplificarea unor semnale de nivel mic într-un mediu zgomotos (prin mediu zgomotos înțelegând locul în care există radiație electromagnetică puternică ce poate perturba funcționarea normală a unor circuite electronice datorită semnalelor parazite induse în firele de conexiune ale circuitului).

Această formă de procesare a semnalelor prin care se obține diferența a două semnale, amplificată de un număr arbitrar de ori, se poate realiza cu performanțe mai modeste și cu ajutorul amplificatorului diferențial, studiat anterior. Acest circuit se mai numește și amplificator de diferență de tensiuni și prezintă următoarele limitări:

- impedanțele de intrare pentru cele două semnale au valori finite. Acest fapt obligă culegerea semnalelor de la surse ideale, cu rezistență internă nulă.
- rejecția modului comun este o funcție critică de rezistențele conectate în circuit. Variația valorilor celor patru rezistențe degradează mult rejecția modului comun.
- pentru a regla amplificarea trebuie modificată simultan valoarea a două rezistențe, ceea ce complică mult posibilitățile de echilibrare.

Circuitul care elimină aceste neajunsuri este amplificatorul de instrumentație, cu schema din fig.6.1.

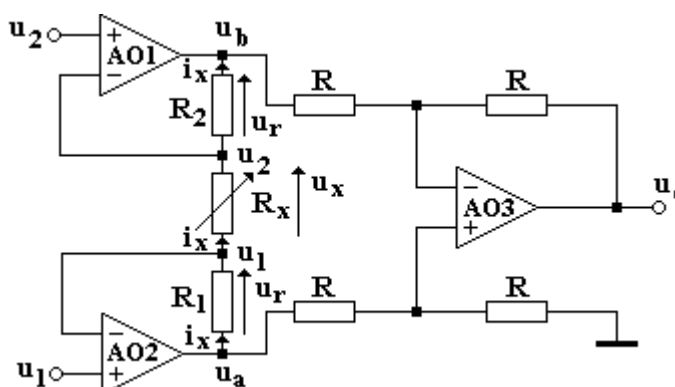


Fig. 6.1. Schema amplificatorului de instrumentație, realizat cu amplificatoare operaționale.

De obicei acest circuit este disponibil într-o unică prezentare (un singur circuit integrat). Rezistențele fixe sunt realizate cu mare grad de precizie iar amplificările celor două căi de

semnal sunt bine împerecheate. Buna echilibrare și utilizarea unor amplificatoare operaționale de calitate, asigură valori ridicate ale rejecției modului comun (CMRR tipic este de 120dB).

Cele două semnale care trebuie prelucrate se aplică la intrările neinversoare ale AO de intrare (AO1 și AO2), ceea ce asigură impedanțe de intrare de valori foarte mari. Etajul de ieșire este un amplificator diferențial echilibrat. Cu ajutorul unei singure rezistențe, notată R_x , se ajustează amplificarea pentru ambele căi de semnal.

Pentru a determina expresia tensiunii de ieșire, pe fig.6.1 s-au trecut sensurile tensiunilor și curenților din circuit, considerându-se, arbitrar, că tensiunea cea mai pozitivă este u_1 . Această particularizare nu afectează deloc rezultatul analizei.

Se presupune că AO sunt ideale. Pentru condiții stabile în buclă închisă, tensiunea de la borna inversoare a fiecărui AO de la intrare este egală cu tensiunea de pe intrarea neinversoare. Deoarece rezistența R_x se conectează între cele două intrări inversoare ale AO1 și AO2, rezultă că tensiunile de la capetele acestei rezistențe sunt egale cu cele de intrare, căderea de tensiune pe R_x exprimându-se:

$$u_x = u_1 - u_2 \quad (6.1)$$

Această cădere de tensiune determină prin R_x un curent, care are expresia:

$$i_x = \frac{u_x}{R_x} = \frac{u_1 - u_2}{R_x} \quad (6.2)$$

Deoarece prin intrările AO ideal nu curge curent, i_x va circula de la ieșirea AO1 spre ieșirea AO2, trecând prin R_1 , R_x și R_2 . Dacă se presupune $R_1=R_2=R$, căderile de tensiune datorate lui i_x sunt egale și au valoarea:

$$u_r = Ri_x = \frac{R(u_1 - u_2)}{R_x} \quad (6.3)$$

Tensiunile u_a și u_b de la ieșirile AO1, respectiv AO2, se scriu:

$$u_a = u_1 + u_r \quad (6.4)$$

$$u_b = u_2 - u_r \quad (6.5)$$

și reprezintă tensiunile de intrare ale amplificatorului diferențial echilibrat realizat cu AO3. Folosind rezultatele obținute la amplificatorul diferențial echilibrat, tensiunea de ieșire se poate scrie sub forma:

$$u_o = u_a - u_b = u_1 - u_2 + 2u_r \quad (6.6)$$

Înlocuind u_r din relația (6.3) în (6.6), rezultă:

$$u_o = \left(1 + 2 \frac{R}{R_x}\right)(u_1 - u_2) \quad (6.7)$$

Relația (6.7) pune în evidență modul în care se poate modifica amplificarea circuitului și anume prin varierea valorii unei singure rezistențe (R_x).

6.1.1 Funcționarea liniară

Funcționarea liniară a circuitului este posibilă numai dacă toate cele trei amplificatoare operaționale lucrează liniar.

Funcționarea lui AO3 este liniară numai dacă tensiunea sa de ieșire este mai mică decât tensiunea de saturație, adică dacă se îndeplinește condiția:

$$\left(1 + 2 \frac{R}{R_x}\right)|u_1 - u_2| < U_{sat} \quad (6.8)$$

Tot funcționarea liniară a circuitului impune ca și cele două AO de la intrare să lucreze liniar. Prin înlocuirea pe rând a relației (6.3) în (6.4) și (6.5) rezultă:

$$\left| \left(1 + \frac{R}{R_x}\right)u_1 - \frac{R}{R_x}u_2 \right| < U_{sat} \quad (6.9)$$

$$\left| \left(1 + \frac{R}{R_x}\right)u_2 - \frac{R}{R_x}u_1 \right| \ll U_{sat} \quad (6.10)$$

6.1.2 Influența zgomotului

Amplificatorul de instrumentație se dovedește deosebit de util atunci când se cere amplificarea unor semnale de amplitudine mică iar în firele prin care se aduce semnalul la amplificator se induc semnale parazite (tensiuni de zgomot).

Să presupunem că trebuie amplificat semnalul de la o sursă u_i , care are un capăt conectat la masă și că dispunem de un amplificator cu intrare simplă (intrarea între borna "caldă" și masă a amplificatorului) așa cum se arată în fig.6.2. Semnalul se transmite la amplificator printr-un cablu bifilar, neecranat, de o lungime suficient de mare ca semnalele induse să fie supărătoare (comparabile ca amplitudine cu mărimea semnalului util). În fiecare din firele cablului se induce o tensiune de zgomot nedorită, u_n . Dacă cele două fire sunt suficient de apropiate atunci cele două tensiuni induse au valori egale. Cu R_F s-au notat rezistențele firelor din cablu.

Dacă traseul de masă este perfect, atunci nu apare buclă de masă și analiza se face pentru circuitul din fig.6.2 unde traseul desenat cu linie întreruptă nu există. În aceste condiții tensiunea de zgomot de pe firul superior se adună direct la tensiunea utilă iar amplificatorul va amplifica această sumă de tensiuni.

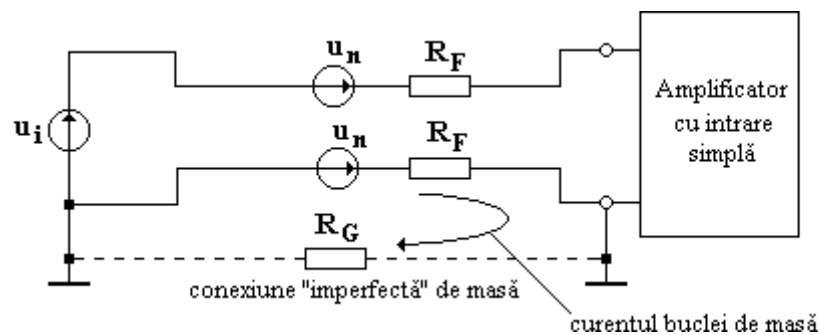


Fig. 6.2. Ilustrarea modului de acțiune a zgomotului de mod comun și a buclei de masă.

Cazul cel mai general este cel ilustrat în fig.6.2, când există traseul desenat cu linie punctată. Situația prezentată corespunde unei legături de masă imperfecte, când între cele două puncte de masă există o mică diferență de potențial. Când un astfel de circuit se leagă în două puncte la masă, rezultă un circuit închis, numit buclă de masă, cu rezistența R_G , prin care circulă curentul buclei de masă. Datorită lui, în circuit apare o tensiune parazită suplimentară care se adaugă la semnalul de intrare util, u_i .

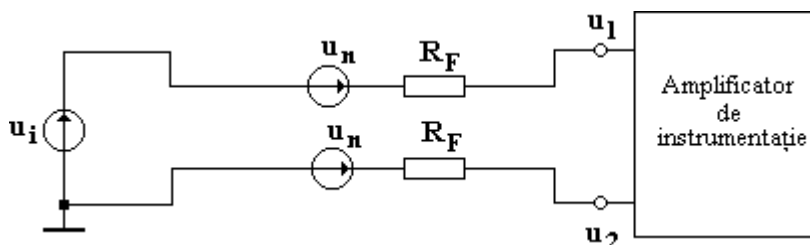


Fig. 6.3. Ilustrarea modului de aplicare a unui semnal afectat de zgomot la intrarea unui amplificator de instrumentație.

Neajunsul creat de bucla de masă se elimină prin utilizarea unui amplificator de instrumentație ca cel din fig.6.3, deoarece acest amplificator nu are nici o intrare conectată la masă, ci are intrare diferențială.

În acest fel tensiune de intrare utilă apare ca o tensiune diferențială:

$$u_d = u_1 - u_2 = u_i \quad (6.11)$$

Dacă se notează amplificarea diferențială în buclă închisă a circuitului cu A , atunci semnalul diferențial de la ieșire este:

$$u_{od} = A(u_1 - u_2) = Au_i \quad (6.12)$$

Tensiunile de zgomot apar ca semnale de intrare de mod comun, adică $u_{ic}=u_n$. Fie A_c amplificarea de mod comun a circuitului. Tensiunea de ieșire de mod comun se scrie:

$$u_{oc} = A_c u_n \quad (6.13)$$

Se evaluează raportul dintre tensiunea de ieșire diferențială și cea de ieșire de mod comun:

$$\frac{u_{od}}{u_{oc}} = \frac{Au_i}{A_c u_n} \quad (6.14)$$

unde raportul A/A_c reprezintă **factorul de rejecție a modului comun, CMRR**. Cu această observație relația (6.14) devine:

$$\frac{u_{od}}{u_{oc}} = CMRR \times \frac{u_i}{u_n} \quad (6.15)$$

În relația (6.15), u_i/u_n reprezintă raportul dintre semnalul util și tensiunea de zgomot. Din acest motiv, u_i/u_n se numește **raport semnal-zgomot**. Se observă că raportul semnal-zgomot de la ieșirea amplificatorului de instrumentație este de CMRR ori mai mare decât raportul semnal-zgomot de la intrare. Conform acestei observații, **cu cât CMRR-ul unui amplificator de instrumentație este mai mare cu atât se atenuază mai mult influența zgomotelor asupra semnalului de ieșire**.

Exemplul 6.1. Se consideră un amplificator de instrumentație ca cel din fig.6.1, la care $R=10k\Omega$ iar R_x este variabil. Să se determine valoarea lui R_x dacă semnalul de la ieșire trebuie să fie de forma:

$$u_o = 10(u_1 - u_2) \quad (6.16)$$

Rezolvare: Comparând relația de mai sus cu (6.7) se deduce imediat că:

$$1 + \frac{2R}{R_x} = 10$$

și înlocuind R cu valoarea de $10k\Omega$ se obține:

$$R_x = \frac{2R}{9} = \frac{20k\Omega}{9} = 2222\Omega$$

Exemplul 6.2. Se consideră amplificatorul de instrumentație din fig.6.1, la care expresia amplificării este dată de relația (6.16). Să se verifice dacă funcționarea este liniară pentru următoarele combinații ale tensiunilor de intrare:

a) $u_1=0,8V$, $u_2=0,3V$;

b) $u_1=0,8V$, $u_2=-0,3V$.

Se presupune pentru toate AO că tensiunea de saturație este $\pm U_{sat}=\pm 13V$.

Rezolvare: pentru ambele situații se verifică mai întâi dacă se îndeplinesc condițiile (6.9) și (6.10). Dacă răspunsul este afirmativ atunci u_o se determină cu ajutorul relației (6.16).

a) Pentru prima combinație a tensiunilor de intrare, aplicarea relațiilor (6.9) și (6.10) conduce la:

$$\left| \left(1 + \frac{10^4}{2222}\right)(0,8) - \frac{10^4}{2222}(0,3) \right| = 3,05 < 13V$$

$$\left| \left(1 + \frac{10^4}{2222}\right)(0,3) - \frac{10^4}{2222}(0,8) \right| = 1,95 < 13V$$

deci cele două etaje de intrare lucrează liniar și se poate calcula tensiunea de ieșire:

$$u_o = 10(0,8 - 0,3) = 5V$$

Valoarea se află în domeniul funcționării liniare.

b) Procedând ca la subpunctul a) rezultă:

$$\left| \left(1 + \frac{10^4}{2222}\right)(0,8) - \frac{10^4}{2222}(-0,3) \right| = 5,75 \langle 13V$$

$$\left| \left(1 + \frac{10^4}{2222}\right)(-0,3) - \frac{10^4}{2222}(0,8) \right| = 5,25 \langle 13V$$

Din nou se observă că etajele de intrare lucrează liniar, astfel încât se poate calcula tensiunea de ieșire:

$$u_o = 10[0,8 - (-0,3)] = 11V$$

Și această valoare se află în domeniul de funcționare liniară.

Exemplul 6.3 Se presupune un amplificator de instrumentație care are amplificarea diferențială de 40dB și o rejecție a modului comun de 100dB. Amplificatorul se utilizează într-un mediu zgomotos, nivelul zgomotului fiind de 100mV (semnal de mod comun). Semnalul util este de 50mV. Să se determine:

- amplificarea de mod comun;
- amplitudinea semnalului la ieșire;
- amplitudinea zgomotului la ieșire;
- raportul semnal-zgomot al semnalului de ieșire.

Rezolvare: Amplificarea dată este cea diferențială și corespunde la o valoare absolută a amplificării în bucla închisă $A=100$. O rejecție a modului comun de 100dB corespunde la o valoare absolută: $CMRR=10^5$.

a) amplificarea de mod comun este:

$$A_c = \frac{A}{CMRR} = \frac{100}{10^5} = 10^{-3}$$

b) tensiunea de ieșire diferențială este:

$$u_{od} = Au_i = 100 \times 0,05 = 5V$$

c) tensiunea de ieșire de mod comun, datorată zgomotului este:

$$u_{oc} = A_c u_n = 10^{-3} \times 0,1 = 0,1mV$$

d) raportul semnal-zgomot la ieșire se poate determina în două moduri:

- în primul mod se calculează direct, prin determinarea raportului dintre tensiunea de ieșire diferențială și cea de mod comun:

$$\frac{u_{od}}{u_{oc}} = \frac{5}{0,1 \times 10^{-3}} = 50000$$

- al doilea mod se determină mai întâi a raportului semnal-zgomot la intrare:

$$\frac{u_i}{u_n} = \frac{0,05V}{0,1V} = 0,5$$

apoi, aplicând relația (6.15) se obține raportul semnal-zgomot:

$$\frac{u_{od}}{u_{oc}} = CMRR \times \frac{u_i}{u_n} = 10^5 \times 0,5 = 50000.$$

6.2 Circuitele de integrare și derivare

Circuitele de integrare și derivare (diferențiere) sunt circuite care realizează operațiile matematice de integrare și derivare. Aceste operații intervin des în procesarea semnalelor analogice. Ambele circuite schimbă forma semnalului prelucrat, în concordanță cu operația matematică asociată.

6.2.1 Circuitul de integrare

Circuitul de integrare este circuitul la care între tensiunea de intrare, u_i și cea de ieșire, u_o se stabilește relația:

$$u_o(t) = \int_0^t u_i(t) dt + u_o(0) \quad (6.17)$$

unde $u_o(0)$ reprezintă valoarea inițială a tensiunii de ieșire (calculată la momentul $t=0$).

Pentru un condensator, între tensiunea la borne și curentul de încărcare există relația:

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t) dt + u_c(0) \quad (6.18)$$

unde $u_c(0)$ este valoarea inițială a tensiunii de pe condensator.

Astfel tensiunea de la bornele condensatorului este proporțională cu integrala curentului și ecuația are forma relației (6.17). Deosebirea constă în faptul că, în timp ce în relația (6.17) mărimea de intrare și cea de ieșire sunt ambele tensiuni, în (6.18) doar ieșirea este tensiune, intrarea fiind curent. Ar fi necesar să se conecteze astfel condensatorul, eventual în combinație și cu alte circuite, încât curentul de intrare să se poată exprima în funcție de o tensiune.

Prin conectarea condensatorului în bucla de reacție negativă a unui AO în configurație de inversor (fig.6.4), curentul de încărcare al condensatorului, egal cu cel de intrare, se poate exprima în funcție de tensiunea de intrare și rezistența conectată în serie cu intrarea inversoare, astfel:

$$i_c(t) = \frac{u_i(t)}{R} \quad (6.19)$$

Se înlocuiește (6.19) în (6.18), se ține seama de faptul că $u_o(t) = -u_c(t)$ și rezultă:

$$u_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_i(t) dt + u_o(0) \quad (6.20)$$

Semnul minus apare din cauză că circuitul este inversor. Dacă semnul minus și constanta $1/RC$ deranjează, se poate conecta, după integrator, un inversor care să elimine efectul semnului minus și cu o amplificare care să anuleze efectul constantei $1/RC$.

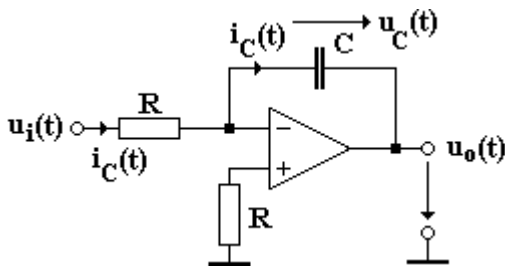


Fig. 6.4. Structura de principiu a integratorului, realizat cu amplificator operațional.

În funcție de semnul tensiunii continue aplicate la intrare, un integrator transformă această tensiune într-o rampă crescătoare sau descrescătoare. Pentru că integratorul este sensibil la semnale de c.c., tensiunea de offset și curenții de polarizare a intrărilor, ambele semnale tot de c.c., pot determina trecerea ieșirii AO în saturație, chiar fără să se fi aplicat semnal la intrare. De aceea AO care se folosesc în circuitele de integrare trebuie să aibă valori extrem de mici ale tensiunii de offset și ale curenților de polarizare. Un tip special de AO folosit în astfel de situații este AO stabilizat prin chopper, la care se utilizează un procedeu de comutare mecanică pentru corectarea în mod continuu a efectelor offsetului și curenților de polarizare.

6.2.2 Circuitul de derivare (diferențiere)

Circuitul de derivare este circuitul la care între tensiunea de intrare u_i și cea de ieșire u_o se stabilește relația:

$$u_o(t) = \frac{du_i(t)}{dt} \quad (6.21)$$

adică tensiunea de ieșire $u_o(t)$ este egală cu viteza de variație a semnalului de intrare, $u_i(t)$. Astfel când tensiunea de intrare se modifică rapid, cea de ieșire are amplitudine mare. Dacă tensiunea de intrare are o modificare lentă, atunci și semnalul de ieșire are amplitudinea mică. Referindu-ne la relația dintre curentul de încărcare al unui condensator C și tensiunea la bornele sale, se poate scrie:

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} \quad (6.22)$$

La fel ca la integrator, una dintre variabile este o tensiune iar cealaltă un curent, care trebuie convertit în tensiune. Circuitul care realizează acest lucru este construit cu ajutorul unui AO, conectat în configurație de inversor (fig.6.5).

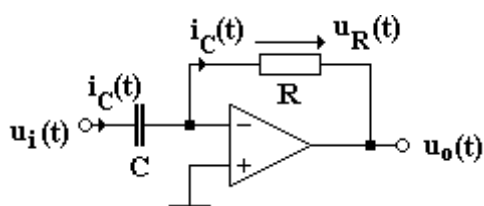


Fig. 6.5. Schema de principiu a circuitului de derivare, realizat cu amplificator operațional.

Presupunând că intrarea inversoare este punct virtual de masă rezultă pentru curentul de încărcare al condensatorului relația:

$$i_C(t) = C \frac{du_i(t)}{dt} \quad (6.23)$$

Acest curent curge prin rezistorul R și determină o cădere de tensiune $u_R(t)$ la bornele acestuia. Tensiunea de ieșire se scrie:

$$u_o(t) = -u_R(t) = -Ri_C(t) \quad (6.24)$$

și înlocuind relația (6.23) în (6.24) se obține:

$$u_o(t) = -RC \frac{du_i(t)}{dt} \quad (6.25)$$

Din nou se poate afirma că dacă semnul minus și constanta RC deranjează, se adaugă un inversor cu amplificare ajustată astfel încât semnalul la ieșire să fie de forma celui dat de relația (6.21).

În practică circuitele de derivare nu se folosesc prea des deoarece zgomotul, prezent totdeauna în circuitele electronice, este accentuat puternic de procesul de derivare. Zgomotul este un semnal aleator care poate să aibă variații bruște. Ieșirea unui derivator fiind proporțională cu viteza de variație a intrării, rezultă că aceste variații bruște de la intrare vor produce un zgomot și mai pronunțat la ieșire.

6.2.3 Comparație între integrare și derivare

Procesul de integrare este cumulativ (se adună niște arii), schimbările bruște fiind eliminate. Astfel se obține o netezire a semnalului de ieșire. Integratoarele se comportă deci ca filtre trece-jos.

În contrast, derivarea accentuează schimbările bruște ale semnalului de intrare. Semnalele constante sau cu modificare lentă sunt eliminate. Derivatoarele se comportă deci ca filtre trece-sus.

6.3 Alimentarea AO cu tensiune simplă

Amplificatoarele operaționale au elementele componente cuplate direct, fără să se utilizeze condensatoare de cuplaj. Pentru ca tensiunea de ieșire să fie zero când și cea de intrare este zero, majoritatea AO se alimentează de la o sursă dublă de tensiune.

La alimentare simplă, pentru ca AO să lucreze, sursa se conectează cu borna plus la borna pozitivă de alimentare a AO iar minusul sursei simple la borna negativă de alimentare a AO. Deoarece punctul de masă nu se mai obține în punctul median a două surse de alimentare, trebuie făcut un artificiu prin care să se obțină o referință comună de masă.

În prelucrarea semnalelor de c.c. nu este deloc practic să se folosească amplificatoare operaționale alimentate de la surse simple dar se pot folosi cu rezultate foarte bune în amplificatoarele de audiofrecvență, deci în c.a. În acest caz pentru cuplarea semnalului la amplificator și culegerea semnalului amplificat se utilizează condensatoare de cuplaj.

6.3.1 Configurația inversoare

Amplificatorul inversor de c.a. se prezintă în fig.6.6,a. Între pinii de alimentare ai AO se conectează sursa simplă de c.c. E_B .

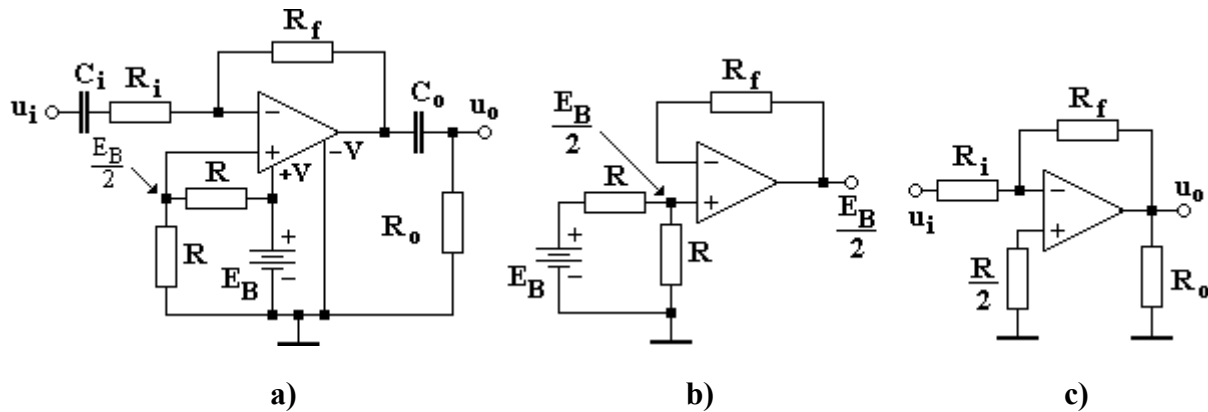


Fig. 6.6. Amplificatorul inversor alimentat cu tensiune simplă.

(a) Schema de principiu. (b) Circuitul echivalent de c.c. (c) Circuitul echivalent de c.a.

Circuitul se poate descrie cel mai bine dacă se analizează separat circuitul de c.c. și cel echivalent de semnal (c.a.). În c.c. circuitul are aspectul din fig.6.6,b. Divizorul de tensiune este alcătuit din două rezistențe de valori egale, R, care stabilesc la intrarea neinversoare o tensiune de c.c. egală cu $E_B/2$. Din punct de vedere a c.c. AO lucrează ca un repetor de tensiune, astfel că valoarea de c.c. a tensiunii de ieșire este egală tot $E_B/2$. Trebuie remarcat faptul că este absolut necesar să se conecteze condensatorul C_i pe ramura de la intrarea inversoare. Fără acest condensator, circuitul nu se mai comportă ca un repetor din punct de vedere a c.c. și nivelul de c.c. de la intrarea neinversoare se va amplifica cu $(1+R_f/R_i)$, ceea ce poate cauza saturarea ieșirii AO sau limitarea amplitudinii maxime a semnalului amplificat.

Semnalul de intrare se cuplează prin intermediul condensatorului C_i la rezistența aflată în serie cu intrarea inversoare. Datorită semnalelor variabile prin R_f circulă un curent alternativ iar tensiunea de pe intrarea inversoare se modifică în jurul valorii de c.c. (egal cu nivelul de c.c. de la intrarea neinversoare). Reacția negativă obligă tensiunea de la ieșirea AO să se modifice în jurul valorii de c.c. de la ieșire (egal tot cu $E_B/2$). Componenta de semnal a tensiunii de ieșire se aplică rezistenței de sarcină R_o prin intermediul condensatorului de ieșire C_o . Acesta elimină componenta de c.c. și lasă să treacă doar componenta de c.a.

În fig.6.6,c se prezintă schema echivalentă de c.a. pentru domeniul de frecvență al semnalului de intrare pentru care condensatoarele au reactanța neglijabilă. În această situație amplificarea circuitului este:

$$A = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_f}{R_i} \quad (6.26)$$

Semnalul de ieșire este în opoziție de fază cu cel de intrare, ceea ce constituie proprietatea de bază a circuitelor inversoare.

Dacă frecvența semnalului de intrare scade sub o anumită valoare, reactanța capacitivă a condensatorului C_i crește iar amplificarea scade. În același timp crește și reactanța capacitivă a condensatorului de ieșire, acest efect conducând tot la scăderea amplificării. Astfel trebuie avut în vedere faptul că ambele condensatoare influențează valoarea amplificării la frecvențe joase.

Alegerea valorii condensatoarelor se face în așa fel încât să se mențină o formă cât mai plată a răspunsului în frecvență, ceea ce presupune ca reactanțele capacitive ale celor două condensatoare, determinate la frecvența cea mai mică, să fie mult mai mici decât valoarea rezistenței cu care sunt cuplate în serie. Dacă notăm valoarea cea mai mică de frecvență ce trebuie amplificată cu f_i , atunci cererea formulată anterior se îndeplinește pentru:

$$\frac{1}{2\pi f_i C_i} \ll R_i \quad (6.27)$$

și

$$\frac{1}{2\pi f_i C_o} \ll R_o \quad (6.28)$$

de unde rezultă că cele două condensatoare trebuie să îndeplinească următoarele condiții:

$$C_i \gg \frac{1}{2\pi f_i R_i} \quad (6.29)$$

și

$$C_o \gg \frac{1}{2\pi f_i R_o} \quad (6.30)$$

Tipic, valorile condensatoarelor se consideră de zece ori mai mari decât termenii din dreapta inecuațiilor (6.29) și (6.30). Se observă că pentru o aceeași valoare a frecvenței limită inferioare, dacă se folosesc rezistențe R_i și R_o de valori relativ mari, atunci rezultă valori mai mici pentru condensatoare.

Funcționarea liniară are loc dacă semnalul de ieșire se află în domeniul de variație de la aproximativ 2V la $E_B - 2V$. De exemplu, dacă tensiunea simplă de alimentare este de 15V, funcționarea liniară are loc pentru variația semnalului de ieșire cuprinsă între 2V și 13V, adică pentru o variație de 11V vârf la vârf.

6.3.2 Configurația neînversoare

Amplificatorul neînversor de c.a. alimentat de la o sursă simplă se prezintă în fig.6.7,a. Circuitul de c.c. este identic cu cel al amplificatorului inversor alimentat de la o sursă simplă. Tensiunea de c.c. de la ieșire este și în acest caz egală tot cu $E_B/2$.

Funcționarea amplificatorului neînversor este asemănătoare cu cea a celui inversor cu deosebirea că semnalul se cuplează la intrarea neînversoare prin intermediul condensatorului C . În domeniul de frecvență în care condensatoarele au reactanță neglijabilă, circuitul echivalent de c.a. este prezentat în fig.6.7,b. Amplificarea circuitului este:

$$A = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_f}{R_i} \quad (6.31)$$

Față de configurația inversoare, în acest caz se folosesc trei condensatoare. Condensatoarele C_i și C_o se determină la fel ca la circuitul inversor, folosind relațiile (6.29) și (6.30). Pentru a determina valoarea condensatorului C se observă mai întâi că rezistența de intrare este $R/2$, astfel că se poate scrie:

$$\frac{1}{2\pi f_i C} \ll \frac{R}{2} \quad (6.32)$$

de unde rezultă

$$C \gg \frac{1}{\pi f_i R} \quad (6.33)$$

Discuția referitoare la tensiunile de saturație de la amplificatorul inversor este valabilă și în cazul amplificatorului neinversor.

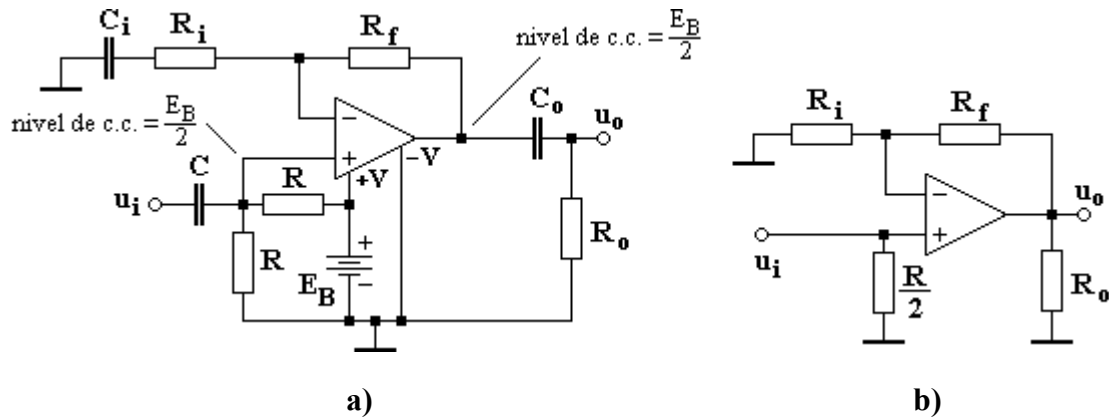


Fig. 6.7. Amplificatorul neinversor alimentat cu tensiune simplă.
 (a) Schema de principiu. (b) Circuitul echivalent de c.a.

Cele două configurații au un element comun important și anume: din cauza condensatoarelor de cuplaj care separă componenta de c.c. de cea de c.a., offsetul și curenții de polarizare a intrărilor nu ridică probleme deosebite. **Este foarte important însă să se asigure căile de c.c. pentru circulația curenților de polarizare a intrărilor AO.**