

## CIRCUITE LINIARE

Circuitele liniare se caracterizează prin existența buclei de reacție negativă și prin proporționalitate între mărimea de la ieșirea circuitului realizat cu amplificator operațional și mărimea de la intrarea circuitului.

### 7.1 Surse de curent controlate în tensiune (SCCU)

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 prezintă:

- 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 sarcina flotantă are caracter ambiguu.*

#### 7.1.1 SCCU de tip inversor cu sarcină flotantă

În fig. 7.1 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“.

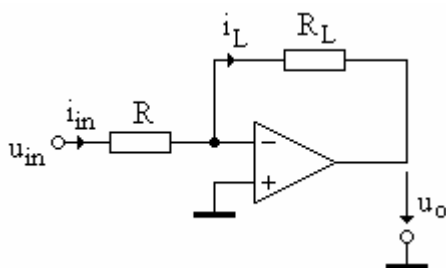


Fig. 7.1. Schema sursei de curent cu sarcină flotantă, de tip inversor

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 tipul 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,  $i_{in}$  este stabilit de sursa de tensiune de control  $u_{in}$  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:

$$i_{in} = \frac{u_{in}}{R} \quad (7.1)$$

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

$$i_L = i_{in} = \frac{u_{in}}{R} \quad (7.2)$$

Se observă că acest curent depinde numai de tensiunea de intrare,  $u_{in}$  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:

$$g_m = \frac{i_L}{u_{in}} = \frac{\frac{u_{in}}{R}}{u_{in}} = \frac{1}{R} \quad (7.3)$$

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:

$$R_L |i_L| < U_{sat} \quad (7.4)$$

### 7.1.2 SCCU de tip neinversor cu sarcină flotantă

Schema circuitului se prezintă în fig. 7.2. 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  $u_{in}$ , astfel că  $i_L$  se scrie:

$$i_L = \frac{u_{in}}{R} \quad (7.5)$$

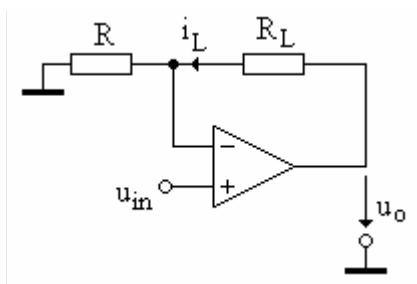


Fig. 7.2. Schema sursei de curent cu sarcină flotantă, de tip neinversor

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

$$g_m = \frac{1}{R} \quad (7.6)$$

Domeniul de variație a rezistenței 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:

$$(R + R_L) |i_L| < U_{sat} \quad (7.7)$$

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 paralele dintre  $R$  și  $R_L$ .

### 7.1.3 SCCU cu sarcina la masă

SCCU cu sarcina la masă are aspectul din fig. 7.7. 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. 7.3 poate să pară un pic ciudat deoarece are conectate o rezistență și între ieșirea AO și intrarea neinversoare.

Cu notațiile de pe fig. 7.3 și cu presupunerile făcute anterior, aplicând prima teoremă Kirchhoff în nodul corespunzător intrării neinversoare, se poate scrie relația:

$$i_L + \frac{u_L - u_{in}}{R} + \frac{u_L - u_o}{R} = 0 \quad (7.8)$$

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:

$$u_L = \frac{u_o}{2} \quad (7.9)$$

Prin înlocuirea lui  $u_L$  din relația (7.9) în (7.8) și rezolvând ecuația pentru  $i_L$ , se obține:

$$i_L = \frac{u_{in}}{R} \quad (7.10)$$

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,  $u_{in}$  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:

$$g_m = \frac{1}{R} \quad (7.11)$$

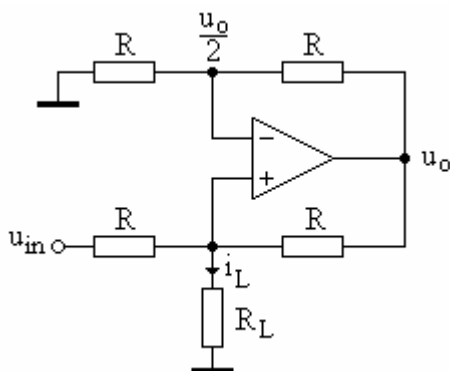


Fig. 7.3. Schema sursei de curent cu sarcina conectată la masă

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:

$$R_L i_L < \frac{U_{sat}}{2} \quad (7.12)$$

Comparand relațiile (7.12) și (7.4) 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 de tip inversor. Factorul 1/2 din relația (7.12) 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  $R_{LiL}=6,5V$ .

**Exemplul 7.1.** Circuitul din fig. 7.4 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  $R_3$ .

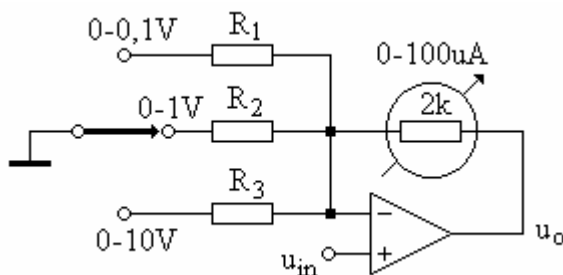


Fig. 7.4. Circuitul pentru exemplul 7.1

**Rezolvare:** Circuitul este o aplicație a unei SCCU de tip neinversor. 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.

**Observație:** Trebuie să se verifice dacă, pentru curentul maxim prin instrument, AO mai lucrează liniar (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:

$$\begin{aligned} R_1 &= \frac{0,1V}{100\mu A} = 1k\Omega \\ R_2 &= \frac{1V}{100\mu A} = 10k\Omega \\ R_3 &= \frac{10V}{100\mu A} = 100k\Omega \end{aligned} \quad (7.13)$$

**Exemplul 7.2.** Se presupune 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.

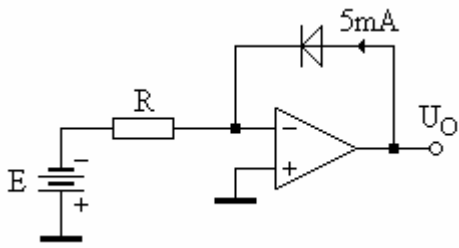


Fig. 7.5. Circuitul pentru exemplul 7.2

**Rezolvare:** Pentru a se evita reglarea curentului ori de câte ori se schimbă dioda testată, trebuie să se utilizeze o sursă de curent constant. 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.7.5. Dacă presupunem că dispunem de o sursă continuă de 15 V (identică cu sursa pozitivă de alimentare), atunci pentru a obține prin diode valoarea de curent de 5 mA, rezistorul  $R$  trebuie să fie, conform relației (7.1) egală cu  $3k\Omega$ .

**Exemplul 7.3.** a) Să se proiecteze o sursă de curent care asigură 0,5 mA printr-o rezistență de sarcină care 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. 7.3. Valoarea necesară pentru rezistența  $R$  se determină cu ajutorul relației (7.10), fiind:

$$R = \frac{u_{in}}{i_L} = \frac{15V}{0,5mA} = 30k\Omega \quad (7.14)$$

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

b) Pentru a determina valoarea maximă a rezistenței de sarcină, se scrie relația (7.12) ca o egalitate, adică:

$$R_L i_L = \frac{U_{sat}}{2} = \frac{13V}{2} = 6,5V \quad (7.15)$$

de unde rezultă:

$$R_L = \frac{\frac{U_{sat}}{2}}{i_L} = \frac{6,5V}{0,5mA} = 13k\Omega \quad (7.16)$$

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

**7.2 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).

**7.2.1 Sursa de tensiune controlată în curent (STCI)**

Schema simplificată a unei astfel de surse se prezintă în fig.7.6.

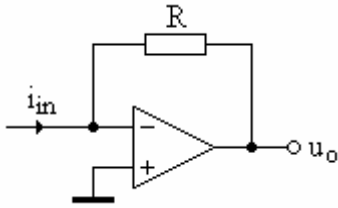


Fig. 7.6. Schema sursei de tensiune controlată în curent

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

$$u_o = -Ri_{in} \quad (7.17)$$

Transrezistența circuitului,  $R_m$  este:

$$R_m = R \quad (7.18)$$

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

### 7.2.2 Sursa de curent controlată în curent (SCCI)

În fig.7.7 se prezintă schema unei surse de curent controlată în curent.

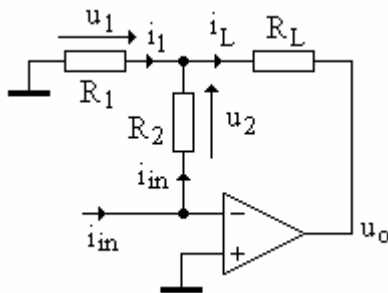


Fig. 7.7. Schema sursei de curent controlată în curent

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:

$$u_2 = R_2 i_{in} \quad (7.19)$$

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:

$$i_1 = \frac{u_2}{R_1} = \frac{R_2}{R_1} i_{in} \quad (7.20)$$

Aplicând prima teoremă Kirchhoff în nodul comun rezistoarelor  $R_1$ ,  $R_2$  și  $R_L$ , rezultă:

$$i_L = i_1 + i_{in} \quad (7.21)$$

și în urma înlocuirii relației (7.20) în (7.21) se va obține:

$$i_L = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) i_{in} \quad (7.22)$$

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 amplificarea de curent, care se poate nota cu  $\beta$ :

$$\beta = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (7.23)$$

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:

$$|u_o| = [R_2 + R_L (1 + \frac{R_2}{R_1})] |i_{in}| \quad (7.24)$$

funcționarea liniară cere să fie satisfăcută inegalitatea:

$$[R_2 + R_L (1 + \frac{R_2}{R_1})] |i_{in}| < U_{sat} \quad (7.25)$$

**Exemplul 7.4.** Să presupunem că se dorește măsurarea unui curent maxim de 0,1 mA dar singurul miliampermetru 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:

$$\beta = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 10 \quad (7.26)$$

rezultă că rezistențele trebuie să îndeplinească condiția:

$$\frac{R_2}{R_1} = 9 \quad (7.27)$$

Analiza valorilor standard de rezistențe cu toleranța de 1% (Anexa 1) evidențiază faptul că nu există două valori de rezistență care să se afle în raportul 9/1. 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. 7.8.

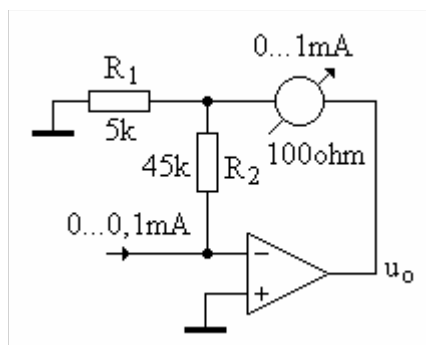


Fig. 7.8. Circuitul pentru exemplul 7.4

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:

$$|u_o| = (45 \times 10^3 + 100 \times 10) \times 0,1 \times 10^{-3} = 4,6V \quad (7.28)$$

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.

### 7.3 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 tensiunile 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:

$$u_o = A_1 u_1 + A_2 u_2 + \dots + A_n u_n \quad (7.29)$$

unde constantele  $A_k$  pot fi atât pozitive cât și negative.

Se spune că tensiunea  $u_o$  din relația (7.29) reprezintă o combinație liniară a tensiunilor de intrare  $u_1, u_2, \dots, u_n$ .

### 7.3.1 Sumatorul inversor

Sumatorul inversor este un circuit de combinații liniare la care toate constantele  $A_k$  din relația (7.29) sunt negative. Acestei situații îi corespunde circuitul din fig. 7.9.

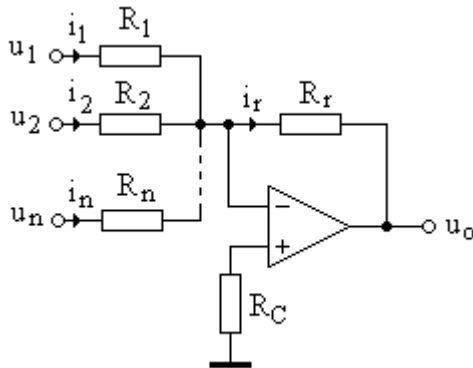


Fig. 7.9. Schema sumatorului inversor

Presupunând că AO este stabil și că funcționează liniar, rezultă că intrarea inversoare este punct virtual de masă (prin intrările AO nu circulă curenți și de aceea 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:

$$i_1 = \frac{u_1}{R_1}, i_2 = \frac{u_2}{R_2}, \dots, i_n = \frac{u_n}{R_n} \quad (7.30)$$

Aplicând prima teoremă Kirchhoff în nodul corespunzător intrării inversoare se obține:

$$i_r = i_1 + i_2 + \dots + i_n = \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \dots + \frac{u_n}{R_n} \quad (7.31)$$

Tensiunea de ieșire are expresia:

$$u_o = -R_r i_r \quad (7.32)$$

și înlocuind  $i_r$  din relația (7.31) în (7.32) se obține:

$$u_o = -\frac{R_r}{R_1} u_1 - \frac{R_r}{R_2} u_2 - \dots - \frac{R_r}{R_n} u_n \quad (7.33)$$

Facând o comparație între relațiile (7.33) și (7.29) se observă că s-a obținut o combinație liniară, unde toate constantele  $A_k$  sunt negative:

$$A_k = -\frac{R_r}{R_k} \quad (7.34)$$

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 alege 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:

$$R_c = \frac{R}{n+1} \quad (7.35)$$

iar tensiunea de ieșire va fi de forma:



$$u_o = -(u_1 + u_2 + \dots + u_n) \quad (7.36)$$

**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 (7.33) 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.
- Dacă, de exemplu, se cere ca toate constantele din relația (7.29) să fie pozitive, la ieșirea circuitului din fig. 7.9 se mai poate conecta un AO în configurație de repetor de tensiune inversor (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.

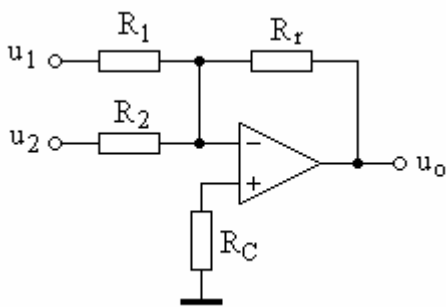
**Exemplul 7.5.** Se presupune ca într-o anumită aplicație este nevoie să se combine două semnale  $u_1$  și  $u_2$ , astfel ca la ieșire să se realizeze combinația liniară:

$$u_o = -u_1 - 10u_2 \quad (7.37)$$

Rezistența de intrare minimă pentru ambele semnale trebuie să fie egală cu 10kΩ.

Să se proiecteze circuitul care realizează combinația cerută de semnale.

**Rezolvare:** Deoarece ambii coeficienți din relația (7.37) sunt negativi, se va utiliza un sumator inversor cu schema din fig. 7.10.



**Fig. 7.10.** Circuitul pentru exemplul 7.5

Trebuie să se realizeze următoarele amplificări:

$$\frac{R_r}{R_1} = 1 \text{ și } \frac{R_r}{R_2} = 10 \quad (7.38)$$

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.

În proiectare se ține seama ca 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 10kΩ și atunci pentru  $R_r$  va rezulta din relația (7.38) valoarea de 100kΩ. Pentru ca pe prima intrare amplificarea să fie egală cu unitatea,  $R_1$  trebuie să fie tot de 100kΩ.

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

$$R_C = R_1 \parallel R_2 \parallel R_r = 8,33k\Omega \quad (7.39)$$

valoare care nu este critică, motiv pentru care  $R_C$  se poate alege de 10kΩ.

**Exemplul 7.6.** Să se proiecteze un circuit de combinații liniare care să satisfacă relația:

$$u_o = 2u_1 + 5u_2 - 10u_3 \quad (7.40)$$

**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 repetor inversor. 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.7.11, 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. 7.11, a cu un singur amplificator, în configurație de sumator inversor, așa cum se prezintă în fig. 7.11, b.

Determinarea valorilor de rezistențe se face simplu dacă se presupune că rezistența minimă pe fiecare intrare este egală cu  $10k\Omega$ .

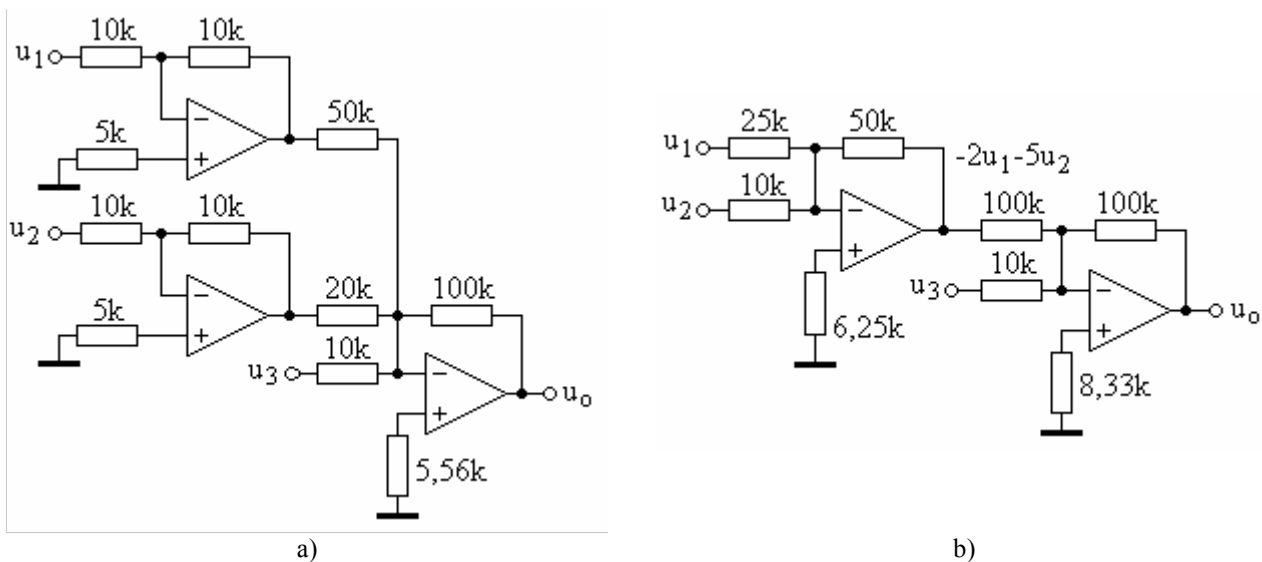


Fig. 7.11. Circuitele din exemplul 7.6

## 7.4 Circuite de scădere

### 7.4.1 Amplificatorul diferențial

Amplificatorul diferențial este un circuit liniar special, la care se aplică semnal și pe intrarea inversoare și pe cea neinversoare (fig. 7.12).

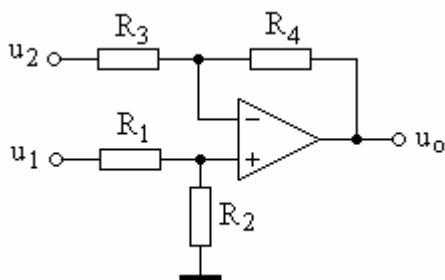


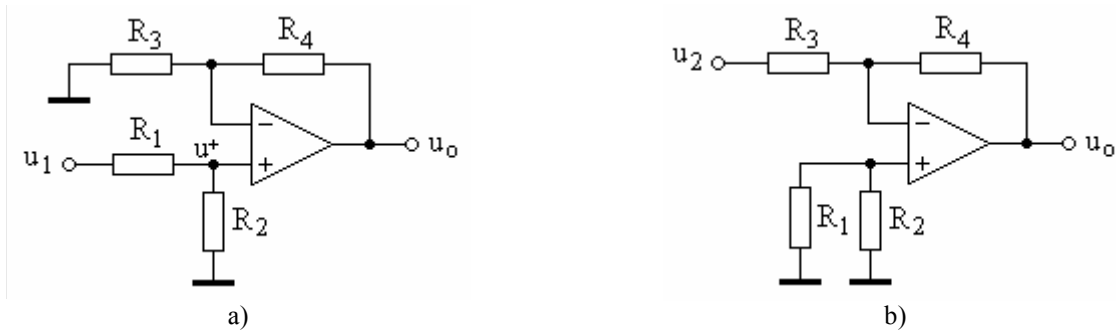
Fig. 7.12. Schema circuitului diferențial

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:

$$u_o = |A_1|u_1 - |A_2|u_2 \quad (7.41)$$

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

Astfel, pentru a studia numai efectul tensiunii  $u_1$  se consideră circuitul din fig. 7.13, a, în care se pasivizează sursa  $u_2$ .



**Fig. 7.13.** Analiza amplificatorului diferențial utilizând metoda superpoziției.

(a) Circuitul echivalent în cazul acțiunii tensiunii  $u_1$ . (b) Circuitul echivalent în cazul acțiunii tensiunii  $u_2$

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, se determină aplicând regula divizorului de tensiune:

$$u^+ = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_1 \quad (7.42)$$

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:

$$u_{o1} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) u^+ \quad (7.43)$$

conform relației valabile în cazul configurației neinversoare.

Înlocuind relația (7.42) în (7.43) se obține:

$$u_{o1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3} \cdot u_1 \quad (7.44)$$

Pentru a studia numai influența tensiunii de intrare  $u_2$ , se pasivizează sursa  $u_1$  și rezultă circuitul echivalent din fig. 7.13, 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:

$$u_{o2} = -\frac{R_4}{R_3} u_2 \quad (7.45)$$

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

$$u_o = u_{o1} + u_{o2} = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2}\right) \left(\frac{R_3 + R_4}{R_3}\right) u_1 - \frac{R_4}{R_3} u_2 \quad (7.46)$$

Comparând relațiile (7.41) și (7.46) se observă că s-a obținut funcția dorită, în care un factor de amplificare are semnul plus iar celălalt factor semnul minus.

#### 7.4.2 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 de semne opuse, adică:

$$|A_1| = |A_2| = K \quad (7.47)$$

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 (7.46):

$$\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{R_3 + R_4}{R_3} = \frac{R_4}{R_3} = K \quad (7.48)$$

se obține:

$$\frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} = K \quad (7.49)$$

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

$$\begin{aligned} R_1 &= R; R_2 = KR_1 = KR \\ R_3 &= R; R_4 = KR_3 = KR \end{aligned} \quad (7.50)$$

Circuitul în care rezistențele îndeplinesc condițiile din relația (7.50) se prezintă în fig. 7.14.

Tensiunea de ieșire se poate scrie:

$$u_o = K(u_1 - u_2) \quad (7.51)$$

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.

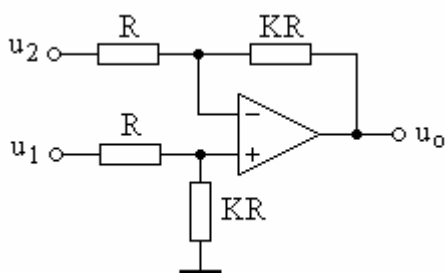


Fig. 7.14. Structura unui amplificator diferențial echilibrat

**Exemplul 7.7.** 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 se cere:

$$u_o = 10(u_1 - u_2) \quad (7.52)$$

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. 7.14. Dacă nu se impun condiții speciale în ceea ce privește valorile rezistențelor de intrare, se poate alege  $R=10\text{k}\Omega$ . Rezultă pentru  $KR=100\text{k}\Omega$ .

### 7.4.3 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 prezintă următoarele limitări:

- impedanțele de intrare pentru cele două semnale au valori finite. Acest fapt obligă alegerea 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. 7.15.

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).

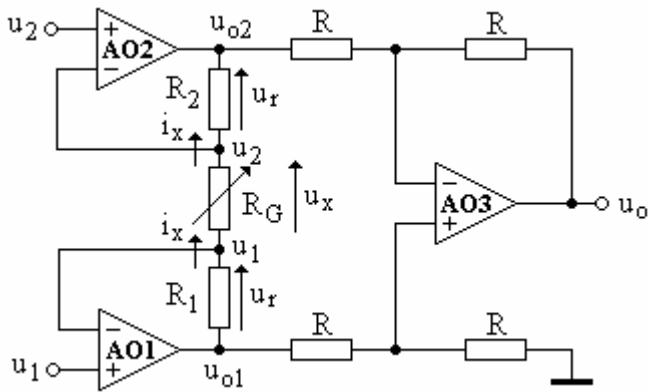


Fig. 7.15. Schema amplificatorului de instrumentație

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  $R_G$ , se ajustează amplificarea pentru ambele căi de semnal.

Pentru a determina expresia tensiunii de ieșire, pe fig. 7.15 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  $R_G$  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  $R_G$  exprimându-se:

$$u_x = u_1 - u_2 \quad (7.53)$$

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

$$i_x = \frac{u_x}{R_G} = \frac{u_1 - u_2}{R_G} \quad (7.54)$$

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

$$u_r = Ri_x = \frac{R(u_1 - u_2)}{R_G} \quad (7.55)$$

Tensiunile  $u_{o1}$  și  $u_{o2}$  de la ieșirile AO1, respectiv AO2, se scriu:

$$\begin{aligned} u_{o1} &= u_1 + u_r \\ u_{o2} &= u_2 - u_r \end{aligned} \quad (7.56)$$

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:

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = u_1 - u_2 + 2u_r \quad (7.57)$$

Inlocuind  $u_r$  din relația (7.55) în (7.57), rezultă:

$$u_o = \left(1 + 2\frac{R}{R_G}\right)(u_1 - u_2) \quad (7.58)$$

Relația (7.58) pune în evidență modul în care se poate modifica amplificarea circuitului și anume prin varierea valorii unei singure rezistențe ( $R_G$ ).

**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:

$$\left(1 + 2 \frac{R}{R_G}\right) |u_1 - u_2| \langle U_{sat} \quad (7.59)$$

Tot funcționarea liniară a circuitului impune ca și cele două AO de la intrare să lucreze liniar. Prin înlocuirea pe rând a relației (7.55) în cele două relații (7.56) rezultă:

$$\begin{cases} \left(1 + \frac{R}{R_G}\right) u_1 - \frac{R}{R_G} u_2 \langle U_{sat} \\ \left(1 + \frac{R}{R_G}\right) u_2 - \frac{R}{R_G} u_1 \langle U_{sat} \end{cases} \quad (7.60)$$

**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).

Se presupune că trebuie amplificat semnalul  $u_{in}$ . Sursa de semnal are un capăt conectat la masă. Se dispune de un amplificator cu intrare simplă (intrarea între borna "caldă" și masă a amplificatorului) așa cum se arată în fig. 7.16. Semnalul se transmite la amplificator printr-un cablu bifilar, necranat, 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,  $u_{zg}$ . 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. 7.16 unde traseul desenat cu linie întreruptă se consideră că nu există. În aceste condiții tensiunea de zgomot de pe firul superior se adună direct la tensiunea utilă iar amplificatorul va amplifica semnalul  $(u_{in} + u_{zg})$ .

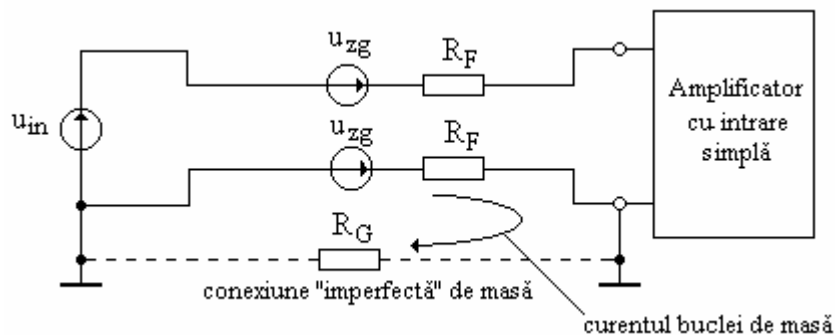


Fig. 7.16. Ilustrarea modului de acțiune a zgomotului de mod comun și a buclei de masă

Cazul cel mai general este cel ilustrat în fig.7.16, 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 adună la semnalul de intrare util,  $u_{in}$ .

Neajunsul creat de bucla de masă se elimină prin utilizarea unui amplificator de instrumentație (fig. 7.17), deoarece acest amplificator nu are nici una dintre intrări conectată la masă (are intrare diferențială).

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

$$u_d = u_1 - u_2 = u_{in} \quad (7.61)$$

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

$$u_{od} = A(u_1 - u_2) = Au_{in} \quad (7.62)$$

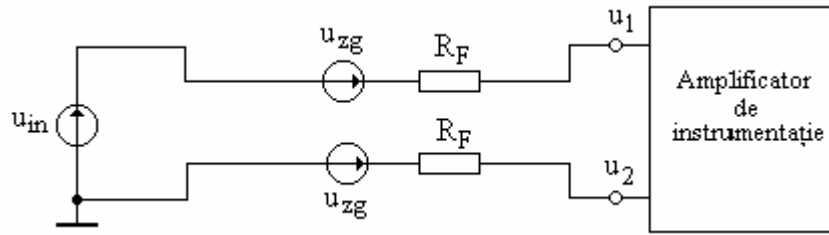


Fig. 7.17. Ilustrarea modului de aplicare a unui semnal afectat de zgomot la intrarea unui amplificator de instrumentație

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

$$u_{oc} = A_c u_{zg} \quad (7.63)$$

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

$$\frac{u_{od}}{u_{oc}} = \frac{A u_{in}}{A_c u_{zg}} \quad (7.64)$$

unde raportul  $A/A_c$  reprezintă *factorul de rejecție a modului comun*, CMRR. Cu această observație relația (7.64) se scrie:

$$\frac{u_{od}}{u_{oc}} = CMRR \times \frac{u_{in}}{u_{zg}} \quad (7.65)$$

În relația (7.65),  $u_{in}/u_{zg}$  reprezintă raportul dintre semnalul util și tensiunea de zgomot. Din acest motiv,  $u_{in}/u_{zg}$  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 atenuează mai mult influența zgomotelor asupra semnalului de ieșire*.

**Exemplul 7.8.** Se consideră un amplificator de instrumentație ca cel din fig. 7.15, la care  $R=10k\Omega$  iar  $R_G$  este variabil. Să se determine valoarea lui  $R_G$  dacă semnalul de la ieșire trebuie să satisfacă relația:

$$u_o = 10(u_1 - u_2) \quad (7.66)$$

**Rezolvare:** Comparând relația de mai sus cu (7.58) se deduce imediat că:

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

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

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

**Exemplul 7.9.** Se consideră amplificatorul de instrumentație din fig. 7.15, la care expresia amplificării este dată de relația (7.66). Să se verifice dacă funcționarea este liniară pentru următoarele combinații ale tensiunilor de intrare:

- $u_1=0,8V, u_2=0,3V$ ;
- $u_1=0,8V, u_2=-0,3V$ .

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 (7.60). Dacă răspunsul este afirmativ atunci  $u_o$  se determină cu ajutorul relației (7.66).

- Pentru prima combinație a tensiunilor de intrare, aplicarea relațiilor (7.60) conduce la:

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

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

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:

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

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

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 7.10.** 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:

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

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

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

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:

$$\frac{u_{in}}{u_{zg}} = \frac{0,05V}{0,1V} = 0,5$$

apoi, aplicând relația (7.65) se obține raportul semnal-zgomot cerut:

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



## 7.5 Circuitele de integrare și derivare

Operațiile matematice de integrare și derivare intervin des în procesarea semnalelor analogice. Ambele circuite schimbă forma semnalului prelucrat, în concordanță cu operația matematică asociată.

### 7.5.1 Circuitul de integrare

Circuitul de integrare este circuitul la care între tensiunea de intrare,  $u_{in}$  și cea de ieșire,  $u_o$  se stabilește relația:

$$u_o(t) = \int_0^t u_{in}(t)dt + u_o(0) \quad (7.67)$$

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:

$$u_c(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_c(t)dt + u_c(0) \quad (7.68)$$

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 (7.67). Deosebirea constă în faptul că, în timp ce în relația (7.67) mărimea de intrare și cea de ieșire sunt ambele tensiuni, în (7.68) doar ieșirea este tensiune, intrarea fiind curent. Ar fi necesar să se conecteze astfel condensatorul, eventual în combinație și cu alte elemente, astfel 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. 7.18), 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:

$$i_c(t) = \frac{u_{in}(t)}{R} \quad (7.69)$$

Se înlocuiește (7.69) în (7.68), se ține seama de faptul că  $u_o(t) = -u_c(t)$  și rezultă:

$$u_o(t) = -\frac{1}{RC} \int_0^t u_{in}(t)dt + u_o(0) \quad (7.70)$$

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 semnelui minus și cu o amplificare care să anuleze efectul constantei  $1/RC$ .

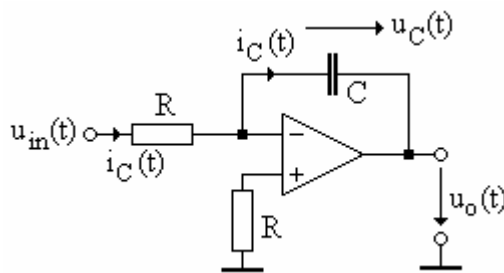


Fig. 7.18. Structura de principiu a integratorului realizat cu AO

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 în absența semnalului de 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.

### 7.5.2 Circuitul de derivare (diferențiere)

Circuitul de derivare este circuitul la care între tensiunea de intrare  $u_{in}$  și cea de ieșire  $u_o$  se stabilește relația:

$$u_o(t) = \frac{du_{in}(t)}{dt} \quad (7.71)$$

adică tensiunea de ieșire  $u_o(t)$  este egală cu viteza de variație a semnalului de intrare,  $u_{in}(t)$ . 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 o amplitudine mică. În funcție de relația dintre curentul de încărcare al unui condensator  $C$  și tensiunea la bornele sale, se poate scrie:

$$i_C(t) = C \frac{du_C(t)}{dt} \quad (7.72)$$

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. 7.19).

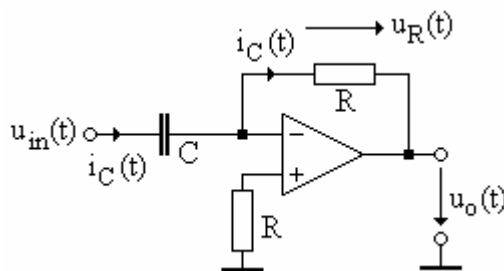


Fig. 7.19. Structura de principiu a circuitului de derivare realizat cu AO

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

$$i_C(t) = C \frac{du_{in}(t)}{dt} \quad (7.73)$$

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

$$u_o(t) = -u_R(t) = -Ri_C(t) \quad (7.74)$$

și înlocuind relația (7.73) în (7.74) se obține:

$$u_o(t) = -RC \frac{du_{in}(t)}{dt} \quad (7.75)$$

Din nou se poate afirma că dacă semnul minus și constanta  $RC$  deranjează, se adaugă un inversor cu amplificarea ajustată astfel încât semnalul la ieșire să fie de forma celui dat de relația (7.71).

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.

### 7.5.3 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.

## 7.6 Alimentarea AO cu tensiune simplă

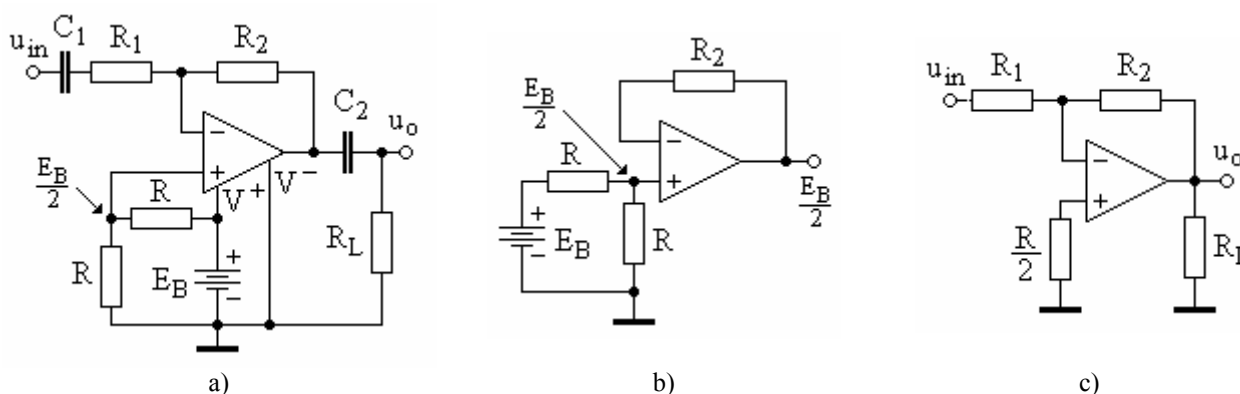
Amplificatoarele operaționale au elementele componente cuplate direct, fără să se utilizeze condensatoare de cuplaj. Pentru ca tensiunea de ieșire să fie zero când și cea de intrare este zero, majoritatea AO se alimentează de la o sursă dublă de tensiune.

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.

### 7.6.1 Configurația inversoare

Amplificatorul inversor de c.a. se prezintă în fig. 7.20, a. Între pinii de alimentare ai AO ( $V^+$  și  $V^-$ ) se conectează sursa simplă de c.c.  $E_B$ .



**Fig. 7.20.** 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. 7.20, 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 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  $C_1$  pe ramura de la intrarea inversoare. Fără acest condensator, circuitul nu se mai comportă ca un repetor din punct de vedere c.c. și nivelul de c.c. de la intrarea neinversoare se va amplifica cu  $(1+R_2/R_1)$ , ceea ce poate cauza saturarea ieșirii AO sau limitarea amplitudinii maxime a semnalului amplificat.

Semnalul de intrare se cuplează prin intermediul condensatorului  $C_1$  la rezistența aflată în serie cu intrarea inversoare. Datorită semnalelor variabile prin  $R_2$  circulă un curent alternativ iar tensiunea de pe intrarea inversoare se modifică în jurul valorii de c.c. (egală 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 (egală tot cu  $E_B/2$ ). Componenta de semnal a tensiunii de ieșire se aplică rezistenței de sarcină  $R_L$  prin intermediul condensatorului de ieșire  $C_2$ . Acesta elimină componenta de c.c. și lasă să treacă doar componenta de c.a.

În fig.7.20, 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:

$$A = \frac{u_o}{u_{in}} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (7.76)$$

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  $C_1$  crește iar amplificarea scade. În același timp crește și reactanța capacitivă a condensatorului de ieșire  $C_2$ , 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:

$$\frac{1}{2\pi f_i C_1} \ll R_1 \quad (7.77)$$

și

$$\frac{1}{2\pi f_i C_2} \ll R_L \quad (7.78)$$

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

$$C_1 \gg \frac{1}{2\pi f_i R_1} \quad (7.79)$$

și

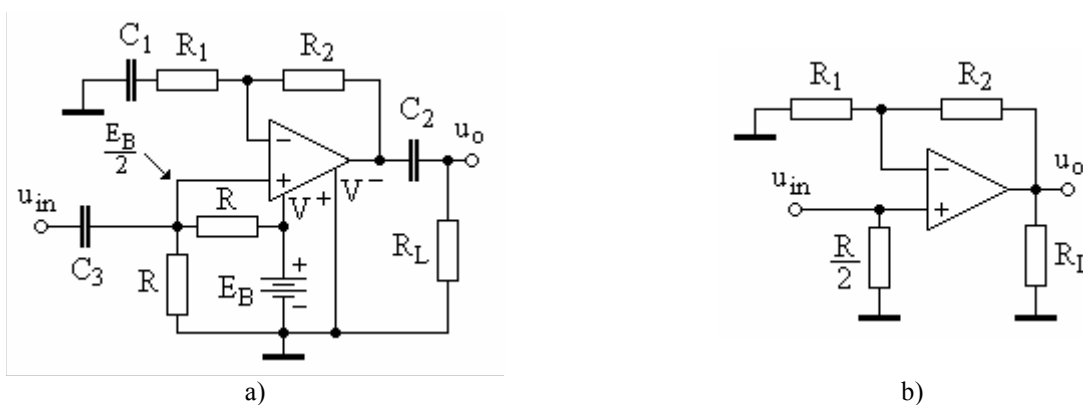
$$C_2 \gg \frac{1}{2\pi f_i R_L} \quad (7.80)$$

Tipic, valorile condensatoarelor se consideră de zece ori mai mari decât termenii din dreapta inecuațiilor (7.79) și (7.80). Se observă că pentru o aceeași valoare a frecvenței limită inferioare, dacă se folosesc rezistențe  $R_1$  și  $R_L$  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.

### 7.6.2 Configurația neinversoare

Amplificatorul neinversor de c.a. alimentat de la o sursă simplă se prezintă în fig. 7.21, 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  $E_B/2$ .



**Fig. 7.21.** Amplificatorul neinversor alimentat cu tensiune simplă.  
(a) Schema de principiu. (b) Circuitul echivalent de c.c.

Funcționarea amplificatorului neinversor este asemănătoare cu cea a celui inversor cu deosebirea că semnalul se cuplează la intrarea neinversoare prin intermediul condensatorului  $C_3$ . În domeniul de frecvență în care condensatoarele au reactanță neglijabilă, circuitul echivalent de c.a. este prezentat în fig. 7.21, *b*.

Amplificarea circuitului este:

$$A = \frac{u_o}{u_{in}} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (7.81)$$

Față de configurația inversoare, în acest caz se folosesc trei condensatoare. Condensatoarele  $C_1$  și  $C_2$  se determină la fel ca la circuitul inversor, folosind relațiile (7.79) și (7.80). Pentru a determina valoarea condensatorului  $C_3$  se observă mai întâi că rezistența de intrare a montajului este  $R/2$ , astfel că se poate scrie:

$$\frac{1}{2\pi f_i C_3} \ll \frac{R}{2} \quad (7.82)$$

de unde rezultă

$$C_3 \gg \frac{1}{\pi f_i R} \quad (7.83)$$

Și în cazul amplificatorului neinversor funcționarea liniară are loc dacă semnalul de ieșire se află în domeniul de variație de la aproximativ 2V la  $(E_B - 2V)$ .

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.**

### 7.7 Stabilizatoare de tensiune realizate cu AO

Stabilizatoarele de tensiune sunt circuite electronice care mențin constantă tensiunea pe rezistența de sarcină (tensiunea stabilizată), în condițiile variației tensiunii de intrare (tensiunea nestabilizată), a curentului de sarcină și a temperaturii. Conectat între redresor și sarcină, stabilizatorul transformă sursa de tensiune nestabilizată într-o sursă de tensiune stabilizată.

Stabilizatoarele realizate cu AO sunt stabilizatoare serie cu reacție (fig. 8.1). Funcționarea lor se bazează pe utilizarea unei scheme de amplificator cu reacție negativă, sarcina fiind conectată în serie cu elementul de reglare serie. Tensiunea de ieșire se menține constantă printr-un proces de reglare automată la care tensiunea de ieșire sau o fracțiune din ea se compară cu o tensiune de referință. Amplificatorul de eroare care realizează compararea este AO. Semnalul diferență, numit și de eroare, este amplificat și comandă elementul de reglare a tensiunii de ieșire pentru a restabili valoarea prescrisă.

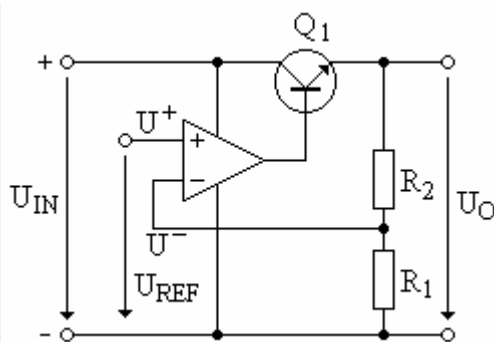


Fig. 7.22. Schema de principiu a unui stabilizator cu reacție și amplificator de eroare realizat cu AO

Expresia tensiunii de ieșire este se determină considerând AO ideal și presupunând potențialele de pe cele două intrări egale:

$$U^+ = U^- \Rightarrow U_{REF} = \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_O \quad (7.84)$$

de unde

$$U_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{REF} \quad (7.85)$$

Relația este identică cu cea de la o configurație neinvertoare la care tensiunea de intrare este cea de referință,  $U_{REF}$ . Tranzistorul  $Q_1$  este în conexiune de repetor pe emitor (amplificator de curent). Ansamblul AO –  $Q_1$  se comportă ca un AO de putere.

În caz de suprasarcină sau scurtcircuit accidental al ieșirii la masă, curentul prin tranzistorul serie  $Q_1$  poate crește mult și se depășește puterea maximă admisibilă pe care acesta o poate disipa. Pentru a preveni distrugerea tranzistorului  $Q_1$  se folosesc circuite de protecție care pot fi:

- circuite de protecție prin limitarea curentului de suprasarcină (circuite de protecție cu caracteristică rectangulară) și
- circuite de protecție prin micșorarea curentului de scurtcircuit (circuite de protecție prin întoarcerea caracteristicii).

Circuitul de protecție din fig. 7.23, a este un exemplu de circuit de protecție prin limitarea curentului de suprasarcină.

Funcționarea circuitului de protecție din fig. 7.23, a este următoarea: în mod normal tranzistorul de protecție  $Q_2$  este blocat. Când curentul de sarcină  $I_S$  depășește o anumită valoare, la care căderea de tensiune pe rezistența de protecție  $R_P$  devine egală cu tensiunea de deschidere a joncțiunii bază-emitor a tranzistorului  $Q_2$ , acesta intră în conducție. Deoarece căderea de tensiune pe o joncțiune bază-emitor este aproximativ constantă, înseamnă că și căderea de tensiune pe rezistența  $R_P$  este constantă și deci are loc o limitare a curentului de sarcină  $I_S$ .

Chiar dacă are loc o limitare a curentului de sarcină, puterea disipată de tranzistorul regulator  $Q_1$  poate fi excesiv de mare și  $Q_1$  se poate distruge. Situația cea mai defavorabilă este în caz de scurtcircuit la masă a ieșirii, când toată tensiunea de intrare cade pe tranzistor ( $U_{CE(Q1)} = U_{IN}$ ).

Dacă se presupune că tensiunea de deschidere a joncțiunii bază-emitor a lui  $Q_2$  este de 0,65V și se cunoaște valoarea rezistenței  $R_P$ , curentul limită  $I_{S\lim}$  este dat de relația:

$$I_{S\lim} = \frac{0,65V}{R_P} \quad (7.86)$$

Valoarea de curent calculată cu relația (7.86) este valabilă și în caz de scurtcircuit la ieșire ( $I_{S\lim} = I_{SC}$ ).

Caracteristica externă din fig. 7.23, b, numită **caracteristică de protecție rectangulară**, este proprie unui *stabilizator de tensiune cu limitare de curent*.

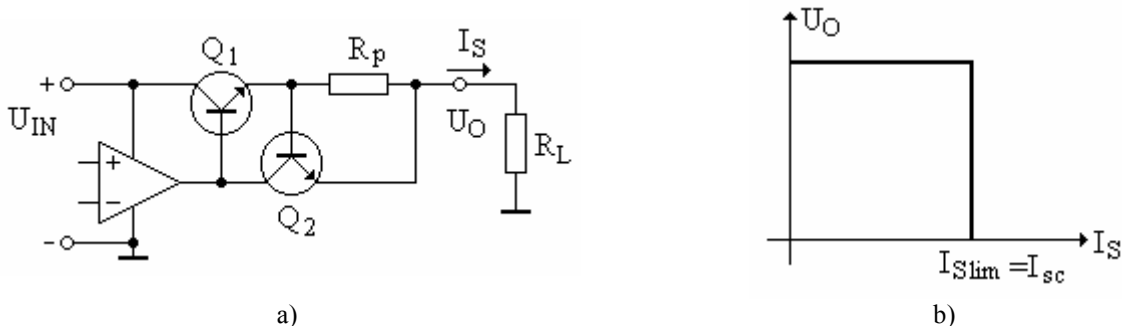


Fig. 7.23. Protecția prin limitare. (a) schema circuitului de protecție. (b) caracteristica de protecție

De exemplu dacă  $R_P$  are valoarea de  $1\Omega$ , rezultă  $I_{S\lim} = I_{SC} = 0,65A$ .

În caz de scurtcircuit puterea disipată de tranzistorul regulator este:

$$P_{d(Q1)} \cong U_{IN} \times I_{SC} \quad (7.87)$$

deoarece  $U_O = 0$ .

De exemplu dacă  $U_{IN}=30V$  și  $I_{SC}=1A$ , atunci în caz de scurtcircuit la ieșire, tranzistorul regulator trebuie să disipe  $30W$ , ceea ce în cazul unui radiator subdimensionat sau dimensionat greșit doar pentru funcționarea normală a stabilizatorului (când tensiunea colector-emitor a tranzistorului regulator este egală cu  $U_{IN}-U_O < U_{IN}$ ), poate duce la distrugerea tranzistorului serie prin ambalare termică.

O protecție mai eficientă este cea numită **protecție prin întoarcerea caracteristicii**, deoarece în acest caz puterea disipată de tranzistorul regulator scade dacă apare un scurtcircuit la ieșire față de situația de funcționare normală.

Circuitul de limitare forțează curentul de scurtcircuit  $I_{SC}$  să aibă o valoare mai mică decât curentul limită  $I_{Smax}$  care declanșează procesul de protecție.

În fig. 7.24, a se prezintă un circuit de protecție prin întoarcerea caracteristicii, alcătuit din tranzistorul de protecție  $Q_2$ , rezistorul de sesizare a curentului de suprasarcină,  $R_P$  și rezistoarele  $R_A$  și  $R_B$ .

Dacă se neglijează curentul de bază al tranzistorului  $Q_2$ , tensiunea  $U_A$  se scrie:

$$U_A = \frac{R_B}{R_A + R_B} U_B \quad (7.88)$$

iar tensiunea  $U_B$  depinde de tensiunea de ieșire și de căderea de tensiune pe rezistența de protecție  $R_P$ :

$$U_B = U_O + R_P I_S \quad (7.89)$$

Conform schemei din fig. 7.24, a, tensiunea bază-emitor a tranzistorului  $Q_2$  este:

$$U_{BE} = U_A - U_O \quad (7.90)$$

După înlocuirea relațiilor (7.88) și (7.89) în (7.90), se obține:

$$U_{BE} = \frac{R_B R_P}{R_A + R_B} I_S - \frac{R_A}{R_A + R_B} U_O \quad (7.91)$$

Dacă în această relație se înlocuiește  $U_{BE}$  cu  $0,65V$  se obține valoarea maximă a curentului de sarcină,  $I_{Smax}$ , la care se declanșează procesul de protecție:

$$I_{Smax} = \frac{R_A + R_B}{R_B R_P} \times 0,65V + \frac{R_A}{R_B R_P} U_O \quad (7.92)$$

În caz de scurtcircuit, tensiunea de ieșire devine egală cu zero. Dacă în relația (7.92) se face înlocuirea  $U_O=0$ , se poate determina valoarea curentului de scurtcircuit:

$$I_{SC} = \frac{R_A + R_B}{R_B R_P} \times 0,65V \quad (7.93)$$

Comparând relațiile (7.92) și (7.93) se observă că  $I_{SC} < I_{Smax}$ . Caracteristica de protecție se prezintă în fig. 7.24, b.

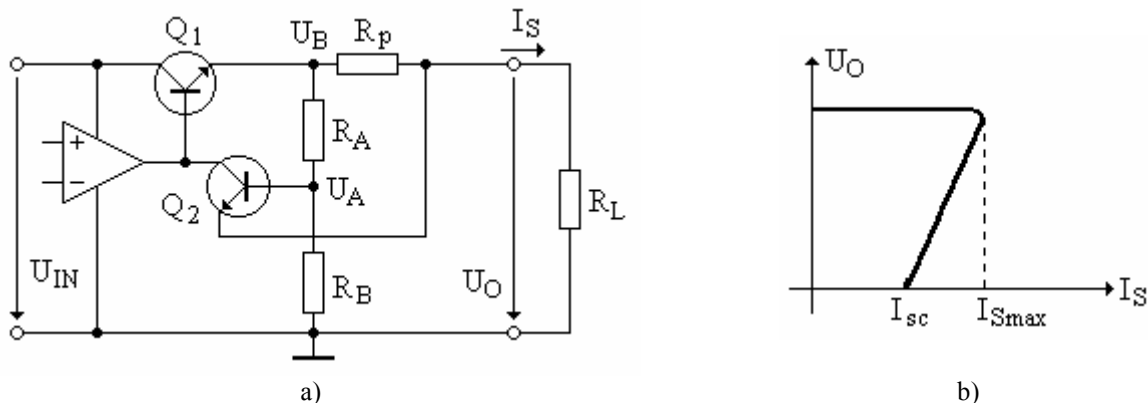


Fig. 7.23. Protecția prin întoarcerea caracteristicii. (a) schema circuitului de protecție. (b) caracteristica de protecție

**Exemplul 7.11.** Se consideră stabilizatorul serie cu amplificator de eroare realizat cu AO din fig. 7.22. Să se dimensioneze rezistențele din circuit dacă  $U_{IN}=20V$ ,  $U_{REF}=5,1V$  și  $U_O=12V$ . Se

presupune că AO este ideal. Curentul prin divizorul  $R_1, R_2$  se consideră aproximativ 1mA. Se vor utiliza rezistoare cu toleranța de 1%.

**Rezolvare:**

Deoarece prin divizorul conectat în paralel cu ieșirea stabilizatorului circulă 1mA rezultă:

$$R_1 + R_2 = \frac{U_o}{1\text{mA}} = \frac{12\text{V}}{1\text{mA}} = 12\text{k}\Omega$$

Pentru a determina valorile fiecărei rezistențe din divizorul de la ieșire se ține seama de faptul că în cazul AO ideal tensiunile individuale de pe cele două intrări sunt forțate să fie egale. Rezultă:

$$\frac{U_o}{U_{REF}} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} \Rightarrow R_1 = \frac{U_{REF}}{U_o} \cdot (R_1 + R_2) = \frac{5,1\text{V}}{12\text{V}} \cdot 12\text{k} = 5,1\text{k}\Omega$$

iar

$$R_2 = 12\text{k} - 5,1\text{k} = 6,9\text{k}\Omega$$

Conform Anexei 1 valorile standardizate de rezistențe care satisfac cererea din enunț sunt:

$$R_1 = 5,1\text{k}\Omega; \quad R_2 = 6,9\text{k}\Omega$$