

---

## CIRCUITE LINIARE

### 1.1 INTRODUCERE

#### 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

Majoritatea AO se alimentează de la o sursă dublă de tensiune, cu polarități opuse, valorile uzuale fiind +15V și -15V. Dar AO pot fi alimentate și cu tensiuni mai mici decât cele amintite, conform datelor de catalog. Există și AO care se alimentează cu tensiune simplă, cum ar fi cele din structura circuitelor de condiționare a semnalului, de exemplu, alimentate de la baterii, care lucrează într-o gamă largă a tensiunilor de alimentare, cuprinsă între 2,5V și 16V (sursă simplă).

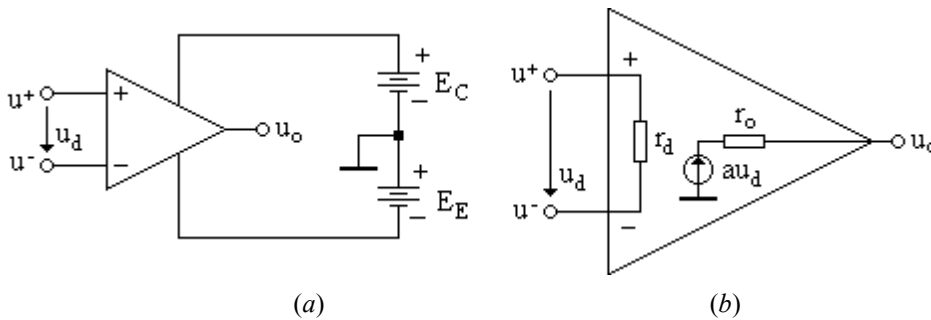
Modul de alimentare a AO se prezintă în fig. 1.1, *a*. AO nu are nici o conexiune internă la masă. Masa circuitului în care este conectat AO este stabilită de punctul de înseriere a celor două surse de alimentare,  $E_C$  și  $E_E$ .

#### Simbolul și terminalele

AO trebuie să aibă cel puțin cinci terminale (pini), dintre care trei de semnal și două de alimentare (fig. 1.1, *a*). Unele AO mai sunt prevăzute cu încă două borne pentru anularea tensiunii de decalaj (offset) și cu 1-2 borne pentru compensarea în frecvență.

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

*Intrarea inversoare* este notată cu semnul (-) iar cea *neinversoare* cu semnul (+). Terminalul de ieșire este cel în dreptul căruia este scris  $u_o$  (fig. 1.1, a).



**Fig. 1.1** Amplificatorul operațional. (a) Simbolul și modul de conectare a surselor de alimentare. (b) Modelul de circuit al AO alimentat.

### Modelul de circuit

Modelul de circuit al AO se prezintă în fig. 1.1, b. Modelul este valabil pentru AO alimentat de la sursele de c.c., deoarece numai astfel se poate explica existența sursei de tensiune comandată în tensiune,  $au_d$ , care utilizează energia surselor de alimentare. Circuitul echivalent al AO cuprinde următorii parametri în buclă deschisă:

- rezistența de intrare diferențială,  $r_d$ ;
- amplificarea diferențială sau câștigul în tensiune,  $a$ ;
- rezistența de ieșire,  $r_o$ .

Tensiunile evidențiate pe modelul din fig. 1.1, b au următoarea semnificație:

- $u^+$  - tensiunea individuală aplicată la intrarea neinversoare;
- $u^-$  - tensiunea individuală aplicată la intrarea inversoare;
- $u_d$  - tensiunea de intrare diferențială;
- $u_o$  - tensiunea de ieșire, măsurată în raport cu potențialul masei.

Tensiunea diferențială reprezintă, prin definiție, diferența dintre semnalul aplicat pe intrarea neinversoare și cel aplicat pe intrarea inversoare:

$$u_d = u^+ - u^- . \quad (1.1)$$

Ațiunea 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. 1.1, *b*. În absența sarcinii la ieșirea AO, relația tensiunii de ieșire în raport cu masa este:

$$u_o = a u_d = a(u^+ - u^-). \quad (1.2)$$

### Tensiunile de saturație

Tensiunile de saturație ( $U_{sat}$ ) reprezintă valorile maxime, pozitive sau negative, ale tensiunii de ieșire a AO. Tensiunile de saturație depind de valoarea tensiunilor de alimentare și au, în general, valoarea cu aproximativ 2V mai mică decât tensiunile de alimentare. Există și AO, cum ar fi cele de tipul RRIO (rail-to-rail input/output), la care tensiunile de saturație sunt cu mai puțin de 0,1V mai mici decât cele de alimentare.

### Conceptul de AO ideal

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 care 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.

AO ideal se caracterizează prin:

- rezistență de intrare infinită,  $r_d \rightarrow \infty$ ;
- rezistență de ieșire nulă,  $r_o = 0$ ;
- amplificarea diferențială în buclă deschisă infinită,  $a \rightarrow \infty$ .

### Consecințele conceptului de idealitate

Consecințele conceptului de idealitate, prezentate în ordinea presupunerilor de idealitate, sunt următoarele:

- rezistența de intrare infinită înseamnă că *prin 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 ale AO se consideră egali cu zero;
- presupunerea că rezistența 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 (1.2) rezultă că tensiunea de intrare diferențială se poate scrie:

$$u_d = u^+ - u^- = \frac{u_o}{a}. \quad (1.3)$$

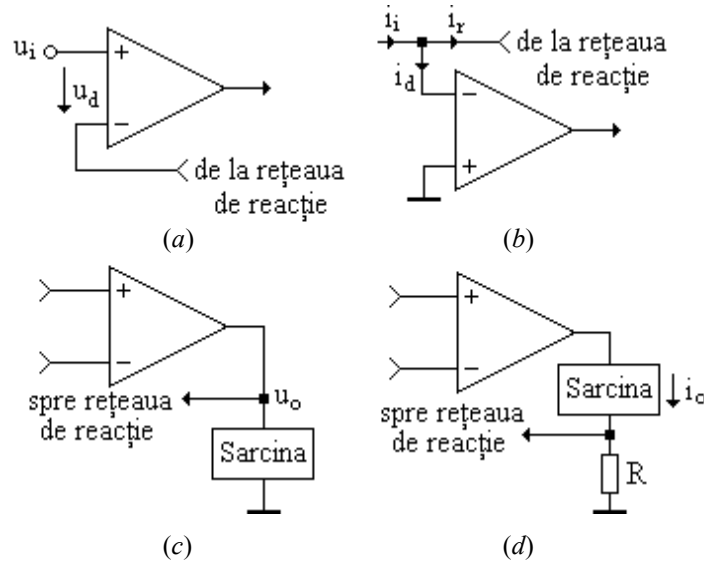
Dacă circuitul lucrează liniar (adică tensiunea de ieșire este mai mică decât cea de saturație) și este stabil (adică circuitul nu oscilează), atunci  $u_o$  va avea o valoare finită și dacă  $a \rightarrow \infty$  va rezulta că:

$$u_d = u^+ - u^- = 0 \quad \text{sau} \quad u^+ = u^-, \quad (1.4)$$

adică, AO lucrează astfel încât tensiunile individuale de pe cele două intrări sunt forțate să fie egale.

### Reacția negativă în circuitele realizate cu AO

Topologiile de bază cu reacție negativă se prezintă în fig. 1.2.



**Fig. 1.2** Topologiile de reacție negativă. (a) Topologia serie la intrare. (b) Topologia șunt la intrare. (c) Topologia șunt la ieșire. (d) Topologia serie la ieșire.

Câștigul buclei,  $T$ , joacă un rol central în teoria reacției negative. Cu cât câștigul buclei este mai mare, cu atât parametrii în buclă închisă sunt mai apropiați de cei ideali.

Amplificarea în buclă închisă a unui circuit realizat cu AO se scrie:

$$A_{re} = \frac{A_{id}}{1 + \frac{1}{T}}, \quad (1.5)$$

unde  $A_{id}$  se calculează folosind modelul de AO ideal.

Rezistențele în buclă închisă de la terminalele AO, se scriu în general:

$$R \cong r \times (1 + T)^{\pm 1} \quad (1.6)$$

unde  $r$  reprezintă rezistența la terminale în buclă deschisă, calculată pentru  $a \rightarrow 0$ . Se folosește +1 pentru topologia serie, respectiv -1 pentru topologia șunt.

Câștigul buclei este:

$$T = ab, \quad (1.7)$$

unde  $b$  reprezintă factorul de reacție.

### Determinarea factorului de reacție

Factorul de reacție se determină astfel:

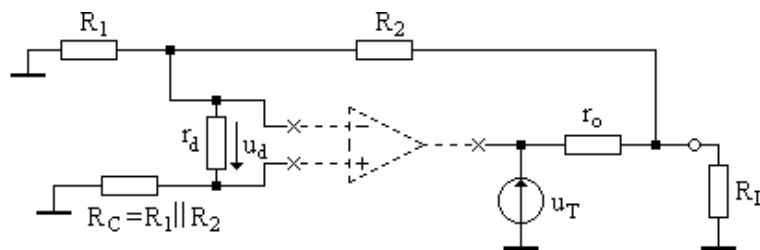
- se pasivizează sursa (sursele) de la intrare (intrări) (adică se înlocuiesc cu rezistențele lor interne);
- se deconectează AO și se înlocuiește la bornele de intrare cu  $r_d$  iar în serie cu borna de ieșire se conectează  $r_o$ , pentru a menține neschimbate condițiile de încărcare;
- prin  $r_o$  se aplică sursa de test,  $u_T$ ;
- se determină  $u_d$ .

Factorul de reacție se determină cu relația:

$$b = - \left. \frac{u_d}{u_T} \right|_{X_i=0}, \quad (1.8)$$

unde  $X_i$  semnifică sursa (sursele) de intrare.

Pentru exemplificare se consideră circuitul din fig. 1.3, în care AO deconectat este desenat cu linie întreruptă. Circuitul echivalent de calcul este identic pentru ambele configurații de bază, atât cea inversoare cât și cea neinversoare.



**Fig. 1.3** Circuitul echivalent pentru determinarea factorului de reacție (x semnifică întreruperea circuitului).

Aplicând regula divizorului de tensiune, se găsește:

$$b = - \frac{u_d}{u_T} = \frac{r_d}{R_C + r_d} \cdot \frac{R_1 \parallel (R_C + r_d)}{R_2 + R_1 \parallel (R_C + r_d)} \cdot \frac{R_L \parallel [R_2 + R_1 \parallel (R_C + r_d)]}{r_o + R_L \parallel [R_2 + R_1 \parallel (R_C + r_d)]}, \quad (1.9)$$

iar prin rearanjare, relația devine

$$b = \frac{1}{1 + \frac{R_C}{r_d}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_C + r_d}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_o}{R_L} + \frac{r_o}{R_2 + R_1 \parallel (R_C + r_d)}}. \quad (1.10)$$

## 1.2 CONFIGURAȚII DE BAZĂ

### 1.2.1 Circuitul neinversor

Circuitul neinversor reprezintă una dintre cele două configurații de bază realizate cu AO și are structura din fig. 1.4, unde  $R_C$  reprezintă rezistența de compensare a efectului curenților de polarizare a intrărilor AO iar  $R_L$  - rezistența de sarcină. În majoritatea cazurilor  $R_L$  reprezintă rezistența de intrare a etajului următor.

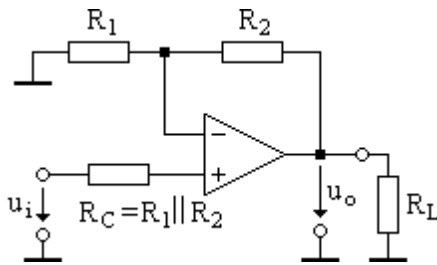


Fig. 1.4 Circuitul neinversor.

Utilizând modelul de circuit din fig. 1.1, *b*, unde parametrii de catalog ai AO sunt:  $a$  - amplificarea în buclă deschisă,  $r_d$  - rezistența de intrare diferențială și  $r_o$  - rezistența de ieșire, și considerând elementele pasive din exteriorul AO din fig. 1.4, se pot scrie relațiile pentru:

a) amplificarea în buclă închisă a configurației neinversoare:

- pentru AO ideal

$$A_{id}^n = 1 + \frac{R_2}{R_1}; \quad (1.11)$$

- pentru AO real (AO din fig. 1.4 se înlocuiește cu modelul din fig. 1.1, *b*, iar factorul de reacție se determină după metoda din fig. 1.3)

$$A_{re}^n = \frac{1 + R_2/R_1}{1 + \frac{1}{a \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_C}{r_d}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_C + r_d}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_o}{R_L} + \frac{r_o}{R_2 + R_1 \parallel (R_C + r_d)}}}}}. \quad (1.12)$$

Din cauza complexității ei, relația (1.12) este nepractică. Pentru a determina parametrul AO care are influența cea mai mare asupra amplificării în buclă închisă a configurației neinversoare se poate utiliza o simulare în *Mathcad*. În acest scop se consideră valori constante pentru rezistențele schemei ( $R_1$ ,  $R_2$ ,  $R_C$  și  $R_L$ ) și se modifică, în limite largi, numai parametrii AO.

Rezultatele simulării în *Mathcad* se prezintă sub formă grafică în fig. 1.5 și arată că parametrul cu influența cea mai mare este amplificarea în buclă deschisă a AO,  $a$ .

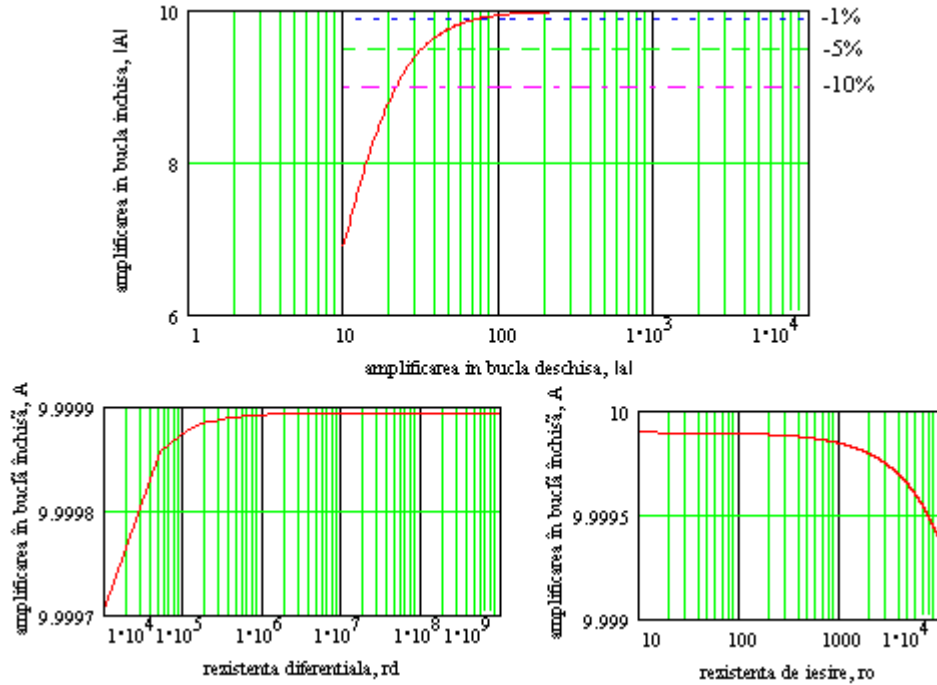


Fig. 1.5 Influența parametrilor AO asupra amplificării în buclă închisă.

Relația aproximativă a amplificării în buclă închisă în funcție numai de amplificarea în buclă deschisă este:

$$A_{re}^n = \frac{A_{id}^n}{1 + \frac{1}{a \cdot b}}, \quad (1.13)$$

unde  $b$  reprezintă factorul de reacție

$$b \left| \begin{array}{l} r_d \rightarrow \infty \\ r_o \rightarrow 0 \end{array} \right. = \frac{1}{1 + R_2/R_1} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (1.14)$$

b) rezistența de intrare a configurației neinversoare, în cazul în care  $r_d$  are valoare finită este:

$$R_{in,re}^n = (r_d + R_1 \parallel (R_2 + r_o \parallel R_L)) \cdot (1 + a \cdot b) \cong r_d \cdot (1 + a \cdot b), \quad (1.15)$$

dacă  $r_d$  are valoare mare astfel încât  $r_d \gg R_1 \parallel (R_2 + r_o \parallel R_L)$ .

c) rezistența de ieșire a configurației neinversoare, în cazul în care  $r_o$  are valoare finită este:

$$R_{o,re}^n = \frac{r_o}{1 + a \cdot b}. \quad (1.16)$$

## 1.2.2 Circuitul inversor

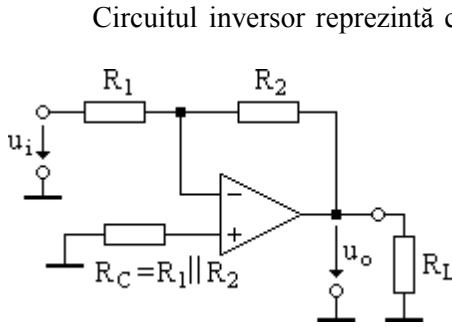


Fig. 1.6 Circuitul inversor.

Circuitul inversor reprezintă cea de-a doua configurație de bază realizată cu AO. Structura configurației inversoare se prezintă în fig. 1.6.

Notațiile sunt aceleași ca la configurația neinversoare. Înlocuind AO din fig. 1.6 cu modelul din fig. 1.1, b, se pot scrie relațiile pentru:

a) *amplificarea în buclă închisă a configurației inversoare:*

- pentru AO ideal:

$$A_{id}^i = -\frac{R_2}{R_1}; \quad (1.17)$$

- pentru AO real:

$$A_{re}^i = \frac{-\frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{a \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_C}{r_d}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R_C + r_d}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_o}{R_L} + \frac{r_o}{R_2 + R_1 || (R_C + r_d)}}}}. \quad (1.18)$$

Din cauza complexității ei, relația (1.18) este nepractică. Prin efectuarea unei analize în *Mathcad* asemănătoare cu cea de la configurația neinversoare, se constată că parametrul AO cu influența cea mai mare este amplificarea în buclă deschisă,  $a$ . Ținând seama de această observație, relația aproximativă a amplificării în buclă închisă în funcție numai de amplificarea în buclă deschisă este:

$$A_{re}^i = \frac{A_{id}^i}{1 + \frac{1}{a \cdot b}}, \quad (1.19)$$

unde  $b$  este factorul de reacție în cazul configurației inversoare, dat de relația (1.14).

b) *rezistența de intrare a configurației inversoare*, dacă se ține seama numai de amplificarea în buclă deschisă este:

$$R_{in,re}^i = R_1 + \frac{R_2}{1 + a}. \quad (1.20)$$

c) *rezistența de ieșire a configurației inversoare*, în cazul în care  $r_o$  are valoare finită este:

$$R_{o,re}^i = \frac{r_o}{1 + a \cdot b}. \quad (1.21)$$



### 1.2.3 Circuitul repetoar

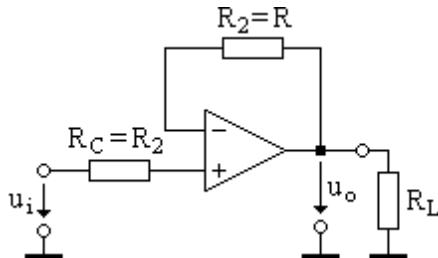


Fig. 1.7 Circuitul repetoar.

Circuitul repetoar se obține din amplificatorul neinversor din fig. 1.4, dacă  $R_1 \rightarrow \infty$  (se elimină din circuit). Schema care rezultă are aspectul din fig. 1.7.

a) amplificarea în buclă închisă a repetoarului este:

- pentru AO ideal:

$$A_{id}^{rep} = 1; \quad (1.22)$$

- pentru AO real:

$$A_{re}^{rep} = \frac{1}{1 + \frac{1}{a \cdot \frac{1}{1 + \frac{2R}{r_d}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_o}{R_L} + \frac{r_o}{2R + r_d}}}}. \quad (1.23)$$

Din cauza complexității ei, relația (1.23) este nepractică. Ținând seama de faptul că parametrul cu influența cea mai mare este amplificarea  $a$  în buclă deschisă, relația aproximativă a amplificării în buclă închisă în funcție numai de amplificarea în buclă deschisă este:

$$A_{re}^{rep} = \frac{1}{1 + \frac{1}{a}}. \quad (1.24)$$

b) rezistența de intrare a repetoarului, în cazul în care  $r_d$  are valoare finită este:

$$R_{in, re}^{rep} = (r_d + R + R_L \parallel r_o) \cdot (1 + T) \cong r_d \cdot (1 + a), \quad (1.25)$$

unde  $T$  este câștigul buclei

$$T = a \cdot b = a \cdot \frac{1}{1 + \frac{2R}{r_d}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_o}{R_L} + \frac{r_o}{2R + r_d}}. \quad (1.26)$$

c) rezistența de ieșire a repetoarului, în cazul în care  $r_o$  are valoare finită este:

$$R_{o, re}^{rep} = \frac{r_o \parallel (2R + r_d)}{1 + T} \cong \frac{r_o}{1 + a}. \quad (1.27)$$

### 1.3 CIRCUITUL SUMATOR INVERSOR

Structura sumatorului inversor se prezintă în fig. 1.8.

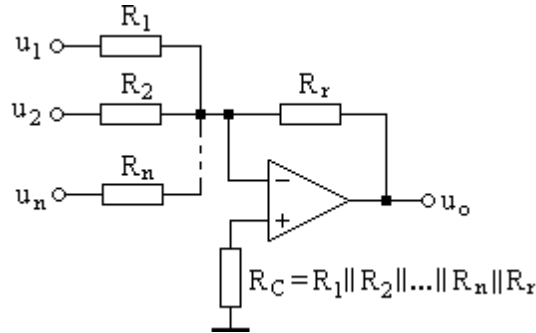


Fig. 1.8 Circuitul sumator inversor.

Înlocuind AO din fig. 1.8 cu modelul din fig. 1.1, *b*, se pot scrie relațiile pentru:

*a) funcția de transfer a circuitului:*

- pentru AO ideal:

$$u_{o,id} = A_{id,1} \cdot u_{i1} + A_{id,2} \cdot u_{i2} + \dots + A_{id,n} \cdot u_{in}, \quad (1.28)$$

unde amplificările  $A_{id,1}, A_{id,2}, \dots, A_{id,n}$  sunt de forma:

$$A_{id,x} = -\frac{R_r}{R_x}, \quad x = 1, 2, \dots, n; \quad (1.29)$$

- pentru AO real:

$$A_{re,x} = \frac{A_{id,x}}{1 + \frac{1}{T}}, \quad x = 1, 2, \dots, n, \quad (1.30)$$

unde câștigul buclei este:

$$T = a \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_C}{r_d}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_r}{R_{ech}} + \frac{R_r}{r_d + R_C}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_o}{R_L} + \frac{r_o}{R_r + R_{ech} \parallel (r_d + R_C)}}, \quad (1.31)$$

iar rezistența echivalentă are expresia:

$$R_{ech} = R_1 \parallel R_2 \parallel \dots \parallel R_n. \quad (1.32)$$

Dacă se consideră  $r_d \rightarrow \infty$  și  $r_o \rightarrow 0$ , atunci  $T$  devine

$$T = a \cdot \frac{R_{ech}}{R_r + R_{ech}}. \quad (1.33)$$

b) rezistența de intrare corespunzătoare fiecărui semnal de intrare, dacă se ține seama numai de amplificarea în buclă deschisă este:

$$R_{in,x} = R_x + \frac{R_r}{1+a}, x = 1, 2, \dots, n. \quad (1.34)$$

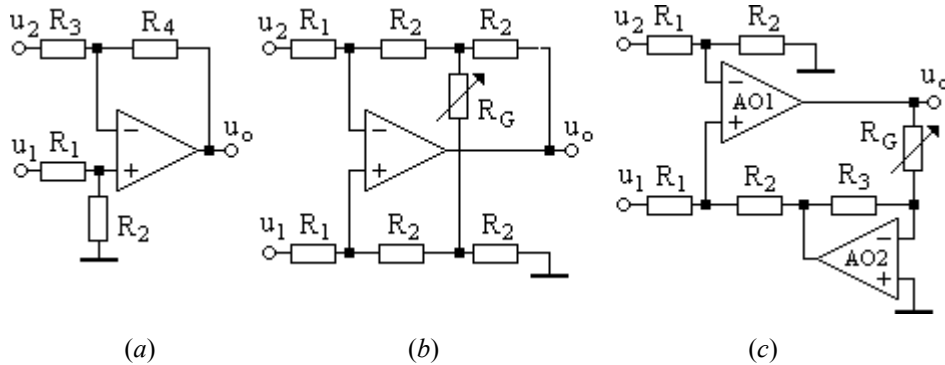
c) rezistența de ieșire a sumatorului inversor, în cazul în care  $r_o$  are valoare finită este:

$$R_o = \frac{r_o}{1+T}. \quad (1.35)$$

## 1.4 CIRCUITE DIFERENȚIALE

### 1.4.1 Circuitul diferențial realizat cu un singur AO

Structura circuitului diferențial realizat cu un singur amplificator operațional se prezintă în fig. 1.9, a.



**Fig. 1.9** Circuitul diferențial realizat cu un AO. (a) Schema de principiu. (b) Circuitul diferențial cu câștig variabil neliniar. (c) Circuitul diferențial cu câștig variabil liniar.

Înlocuind AO din fig. 1.9, a cu modelul din fig. 1.1, b, se pot scrie relațiile pentru:

a) funcția de transfer a circuitului:

- pentru AO ideal:
  - în cazul unui amplificator diferențial oarecare:

$$u_{o,id} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot u_{i1} - \frac{R_4}{R_3} \cdot u_{i2} \quad (1.36)$$

- în cazul unui amplificator diferențial echilibrat:

$$u_{o,id} = K \cdot (u_{i1} - u_{i2}), \quad K = R_2/R_1 = R_4/R_3 \quad (1.37)$$

- pentru AO real, dacă se ține seama numai de influența amplificării în buclă deschisă:

$$u_{o,re} = \frac{u_{o,id}}{1 + \frac{1}{a \cdot b}}, \quad (1.38)$$

unde factorul de reacție este:

$$b = \frac{R_3}{R_3 + R_4}. \quad (1.39)$$

*b) rezistența de intrare corespunzătoare fiecărui semnal de intrare:*

- pentru  $u_{i1}$ , aplicat la intrarea neinversoare:

$$R_{in,1} = R_1 + R_2 \parallel [r_d(1 + ab)] \cong R_1 + R_2; \quad (1.40)$$

- pentru  $u_{i2}$ , aplicat la intrarea inversoare:

$$R_{in,2} = R_3 + \frac{R_4}{1 + a}. \quad (1.41)$$

*c) rezistența de ieșire a circuitului diferențial, în cazul în care  $r_o$  are valoare finită este:*

$$R_o = \frac{r_o}{1 + a \cdot b}. \quad (1.42)$$

*d) rezistențele de intrare de mod diferențial,  $R_{id}$  și de mod comun,  $R_{ic}$  (pentru  $a \rightarrow \infty$ ):*

$$R_{id} = R_1 + R_3 \quad (1.43a)$$

$$R_{ic} = (R_1 + R_2) \parallel (R_3 + R_4) \quad (1.43b)$$

### Amplificare reglabilă

Amplificarea circuitului din fig. 1.9, *a* se poate modifica prin varierea simultană a două rezistențe, așa cum rezultă din relația (1.37). Practic, acest mod de ajustare a amplificării este dificil. Pentru a utiliza un singur rezistor de ajustare a amplificării, circuitul se modifică sub forma reprezentată în fig. 1.9, *b*.

Dacă rezistențele sunt în relația indicată pe fig. 1.9, *b*, atunci se poate determina:

*e) tensiunea de ieșire la câștig variabil, neliniar cu  $R_G$ :*

$$u_o = \frac{2R_2}{R_1} \left(1 + \frac{R_2}{R_G}\right) (u_1 - u_2) \quad (1.44)$$

și amplificarea se poate modifica ajustând valoarea unui singur rezistor,  $R_G$ . Dependența dintre  $u_o$  și  $R_G$  este însă neliniară.

Dependența dintre  $u_o$  și  $R_G$  poate fi făcută liniară dacă, pe lângă AO de bază (AO1) se utilizează încă un AO (AO2), așa cum se arată pe fig. 1.9, c. În acest caz se determină:

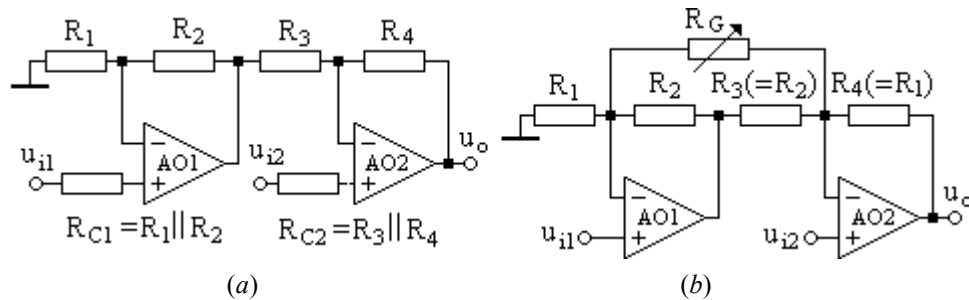
f) tensiunea de ieșire la câștig variabil, liniar cu  $R_G$ :

$$u_o = \frac{R_2 R_G}{R_1 R_3} (u_1 - u_2). \quad (1.45)$$

### 1.4.2 Circuitul diferențial realizat cu două AO

Circuitele diferențiale realizate cu două sau mai multe AO asigură impedanțe mari de intrare pentru ambele semnale.

Circuitul diferențial din fig. 1.10, a este realizat cu două AO și are câștig fix. În literatura de specialitate, circuitul din fig. 1.10, a se mai numește și *amplificator de instrumentație realizat cu două AO*. Circuitul este util atunci când se cere realizarea unui amplificator de instrumentație cu performanțe superioare și se utilizează AO scumpe și de calitate foarte bună.



**Fig. 1.10** Circuitul diferențial realizat cu două AO. (a) Schema cu câștig fix. (b) Schema cu câștig variabil.

În cazul circuitului din fig. 1.10, a, se pot determina:

a) tensiunea de ieșire a circuitului:

- pentru AO ideale

$$u_{o,id} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot u_{i2} - \frac{R_4}{R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot u_{i1}; \quad (1.46)$$

- pentru AO reale, dacă se ține seama numai de influența valorii finite a amplificării în buclă deschisă și se consideră AO identice ( $a_1 = a_2 = a$ ):

$$u_{o,re} = \frac{1 + R_4/R_3}{1 + \frac{1}{a \cdot b_2}} \cdot u_{i2} - \frac{R_4/R_3}{1 + \frac{1}{a \cdot b_2}} \cdot \frac{1 + R_2/R_1}{1 + \frac{1}{a \cdot b_1}} \cdot u_{i1}, \quad (1.47)$$

unde factorii de reacție sunt  $b_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  și  $b_2 = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$ .

b) rezistența de intrare corespunzătoare fiecărui semnal de intrare, în cazul în care rezistențele de intrare diferențiale ale celor două AO,  $r_{d1}$  și  $r_{d2}$  au valori finite, este:

- pentru  $u_{i1}$ :

$$R_{in1} = r_{d1} \cdot (1 + a_1 \cdot b_1), \quad (1.48)$$

- pentru  $u_{i2}$ :

$$R_{in2} = r_{d2} \cdot (1 + a_2 \cdot b_2). \quad (1.49)$$

c) rezistența de ieșire a circuitului, în cazul în care rezistența de ieșire a AO2,  $r_{o2}$  are valoare finită, este:

$$R_o = \frac{r_{o2}}{1 + a_2 \cdot b_2}. \quad (1.50)$$

### Amplificare reglabilă

Câștigul circuitului se poate face variabil dacă între intrările inversoare ale celor două AO se introduce o rezistență variabilă,  $R_G$  (fig. 1.10, b). Se poate determina:

d) tensiunea de ieșire la câștig variabil ( $a_1 = a_2 \rightarrow \infty$ )

$$u_o = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{2R_1}{R_G}\right)(u_{i2} - u_{i1}). \quad (1.51)$$

### 1.4.3 Amplificatorul de instrumentație

Circuitul din fig. 1.11, a, realizat cu ajutorul a trei AO și numit *amplificator de instrumentație*, determină, de asemenea, diferența a două semnale analogice.

Circuitul din fig. 1.11, a are următoarele avantaje:

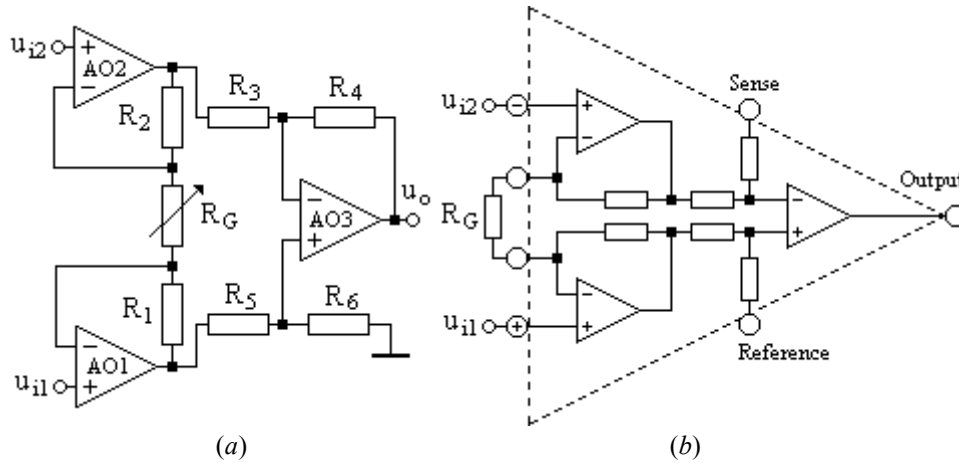
- asigură impedanțe de intrare de valoare mare pentru ambele semnale de intrare;
- permite reglarea amplificării prin ajustarea valorii unei singure rezistențe  $R_G$ ;
- asigură rejecția foarte bună a semnalelor de mod comun.

Pentru circuitul din fig. 1.11, a, se pot determina:

a) tensiunea de ieșire a circuitului:

- pentru AO ideale, dacă se consideră  $R_1 = R_2 = R_a$ ,  $R_3 = R_5 = R_b$  și  $R_4 = R_6 = KR_b$  (caz în care AO3 este un amplificator diferențial echilibrat):

$$u_{o,id} = K \cdot \left(1 + \frac{2R_a}{R_G}\right) \cdot (u_{i1} - u_{i2}); \quad (1.52)$$



**Fig. 1.11** Amplificatorul de instrumentație. (a) Schema cu trei AO. (b) Simbolul standard al realizării integrate.

- pentru AO reale, dacă se ține seama numai de influența valorii finite a amplificării în buclă deschisă și se consideră AO1 și AO2 identice ( $a_1 = a_2 = a$ ):

$$u_{o,re} = \frac{u_{o,id}}{\left(1 + \frac{1}{ab}\right) \cdot \left(1 + \frac{1}{a_3 b_3}\right)}, \quad (1.53)$$

dacă  $a_1 = a_2 = a$ ,  $b = \frac{R_G/2}{R_a + R_G/2}$  și  $b_3 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} = \frac{1}{1 + K}$ .

b) rezistențele de intrare, în cazul în care rezistențele de intrare diferențiale ale AO1 și AO2,  $r_{d1}$  și  $r_{d2}$ , au valori finite, sunt:

- pentru  $u_{i1}$ :

$$R_{in1} = r_{d1} \cdot (1 + a \cdot b), \quad (1.54)$$

- pentru  $u_{i2}$ :

$$R_{in2} = r_{d2} \cdot (1 + a \cdot b). \quad (1.55)$$

c) rezistența de ieșire a circuitului, în cazul în care rezistența de ieșire a AO3,  $r_{o3}$ , are valoare finită, este:

$$R_o = \frac{r_{o3}}{1 + a_3 \cdot b_3} \quad (1.56)$$

Amplificatorul de instrumentație realizat cu trei AO este disponibil sub formă de circuit integrat. Dispozitivul conține toate componentele, cu excepția rezistenței de ajustare a câștigului,  $R_G$ , care se conectează în exterior de către utilizator. Uzual,  $R_G$  ajustează amplificarea între 1V/V și  $10^3$ V/V.

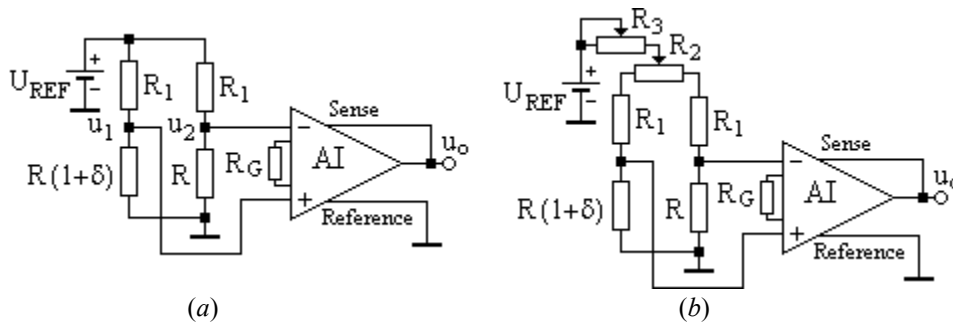
Simbolul amplificatorului de instrumentație integrat se prezintă în fig. 1.11, b. Se observă că pe lângă cele două borne de intrare și cea de ieșire, circuitul mai are două borne pentru conectarea rezistorului extern de ajustare a câștigului și

alte două borne, notate “Sense”, respectiv “Reference”. Dacă rezistența de sarcină este conectată, cu fire lungi, la distanță de amplificator, atunci legând bornele Sense și Reference direct pe sarcină, se pot compensa eventualele căderi de tensiune pe firele de conexiune ale sarcinii. De asemenea, accesibilitatea la aceste două borne aduce un plus de flexibilitate, constând în posibilitatea conectării la ieșire a unui amplificator de putere sau în posibilitatea ajustării offset-ului în raport cu masa.

#### 1.4.4 Amplificatoare pentru traductoare rezistive în punte

Rezistența traductoarelor se scrie sub forma  $R+\Delta R$ , unde  $R$  este valoarea de referință a rezistenței, determinată la  $0^{\circ}\text{C}$ , în cazul traductoarelor de temperatură sau în absența efortului la traductoarele tensiometrice, iar  $\Delta R$  reprezintă deviația de la valoarea de referință, ca o consecință a modificării condițiilor fizice care afectează traductorul. Rezistența traductoarelor se poate exprima și sub forma  $R(1+\delta)$ , unde  $\delta=\Delta R/R$  reprezintă variația relativă a rezistenței.

Pentru a măsura deviația de rezistență, circuitul din fig. 1.12, *a* permite convertirea deviației  $\Delta R$  într-o variație de tensiune  $\Delta U$ .



**Fig. 1.12** Traductoare rezistive în punte realizate cu amplificatoare de instrumentație. (a) Schema de principiu. (b) Schema de calibrare a punții.

Traductorul rezistiv se introduce într-un divizor de tensiune. Tensiunea obținută la bornele traductorului este:

$$u_1 = \frac{R(1+\delta)}{R_1 + R(1+\delta)} \cdot U_{REF} \quad (1.57)$$

După prelucrare, relația (1.57) devine:

$$u_1 = \frac{R}{R_1 + R} \cdot U_{REF} + \frac{\delta U_{REF}}{2 + \frac{R_1}{R} + \frac{R}{R_1} + (1 + \frac{R}{R_1})\delta} \quad (1.58)$$

Tensiunea dată de cel de al doilea divizor de tensiune este:



$$u_2 = \frac{R}{R_1 + R} \cdot U_{REF}. \quad (1.59)$$

a) *Tensiunea de ieșire a traductorului.* Dacă amplificatorul de instrumentație are câștigul  $A$ , tensiunea de la ieșirea lui este:

$$u_o = A(u_1 - u_2) = AU_{REF} \frac{\delta}{1 + \frac{R_1}{R} + (1 + \frac{R}{R_1})(1 + \delta)} \cong \frac{AU_{REF}}{2 + \frac{R_1}{R} + \frac{R}{R_1}} \delta, \quad (1.60)$$

deoarece, cel mai adesea  $\delta \ll 1$  și astfel dependența dintre  $u_o$  și  $\delta$  devine liniară.

Multe punți rezistive se proiectează astfel încât  $R=R_1$ , caz în care relația (1.60) devine:

$$u_o = \frac{AU_{REF}}{4} \cdot \frac{\delta}{1 + \delta/2} \cong \frac{AU_{REF}}{4} \delta. \quad (1.61)$$

### Calibrarea punții

Calibrarea punții permite să se obțină 0 volți în diagonala de măsurare a punții și să se anuleze dezechilibrul punții, datorat toleranței rezistențelor. Potentiometrul  $R_2$  permite anularea neîmperechierii rezistențelor punții iar din  $R_3$  se ajustează sensibilitatea punții (fig. 1.12, b).

### Puntea tensiometrică

Puntea tensiometrică realizată cu un amplificator de instrumentație se prezintă în fig. 1.13. Pentru a se asigura compensarea cu temperatura, se lucrează cu o pereche de traductoare.

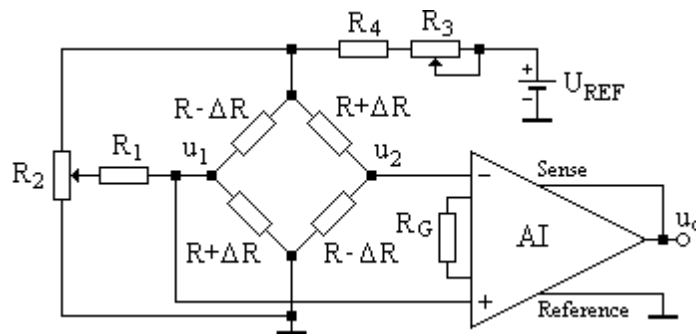


Fig. 1.13 Punte tensiometrică realizată cu un amplificator de instrumentație.

b) *Tensiunea de ieșire a punții tensiometrice.* Aplicând formula divizorului de tensiune și ignorând pentru moment rezistorul  $R_1$ , se obține:

$$u_1 = U_B \frac{R + \Delta R}{R + \Delta R + R - \Delta R} = U_B \frac{R + \Delta R}{2R}, \quad (1.62,a)$$

$$u_2 = U_B \frac{R - \Delta R}{2R}, \quad (1.62,b)$$

$$u_o = u_1 - u_2 = U_B \frac{\Delta R}{R} = U_B \delta \quad (1.62,c)$$

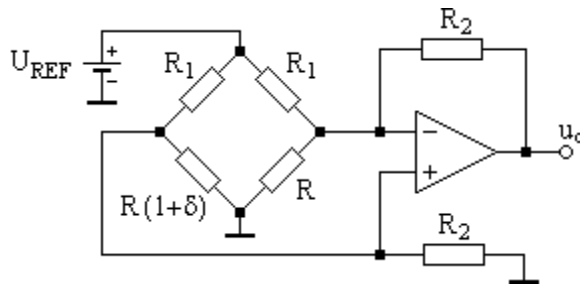
și ținând seama de sensibilitatea punții, tensiunea de ieșire devine:

$$u_o = AU_{REF} \delta \quad (1.63)$$

fiind de patru ori mai mare decât cea dată de relația (1.61).

### Amplificatorul pentru traductoare în punte realizat cu un singur AO

Amplificatorul pentru traductoare în punte realizat cu un singur AO se prezintă în fig. 1.14 și este varianta mai simplă și mai ieftină de amplificator pentru traductoare rezistive în punte.



**Fig. 1.14** Amplificator pentru traductor rezistiv în punte realizat cu un singur AO.

c) Tensiunea de ieșire a amplificatorului pentru traductoare în punte, realizat cu un singur AO se scrie:

$$u_o = \frac{R_2}{R} U_{REF} \frac{\delta}{\frac{R_1}{R} + (1 + \frac{R_1}{R_2})(1 + \delta)}. \quad (1.64)$$

Pentru  $\delta \ll 1$ , relația se poate simplifica. Rezultă:

$$u_o \cong \frac{R_2}{R} U_{REF} \frac{\delta}{1 + \frac{R_1}{R} + \frac{R_1}{R_2}} \quad (1.65)$$

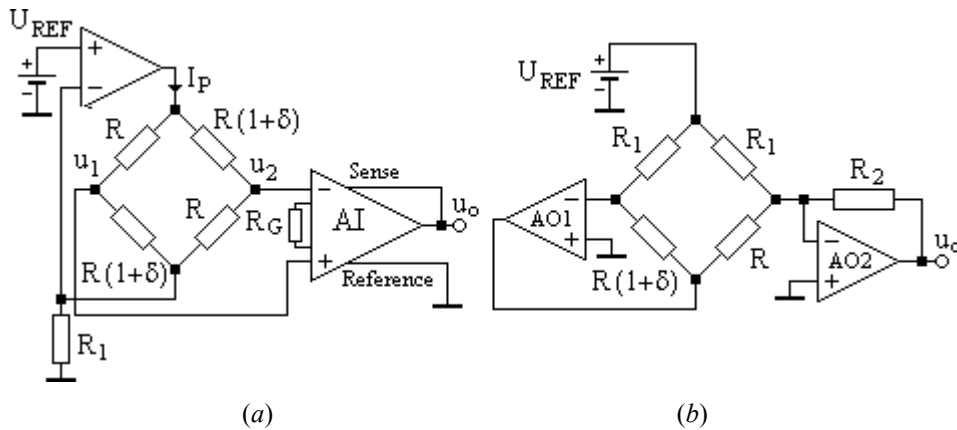
și  $u_o$  depinde liniar de  $\delta$ .

Pentru ajustarea sensibilității punții și anularea efectului de neîmperechere a rezistențelor, se poate utiliza o schemă de tipul celei din fig. 1.13.

### Liniarizarea răspunsului la traductoarele în punte

Cu excepția punții tensiometrice din fig. 1.13, toate circuitele cu traductoare în punte prezentate au dezavantajul că răspunsul lor poate fi considerat liniar numai dacă se îndeplinește condiția  $\delta \ll 1$ .

Circuitul din fig. 1.15, *a* realizează liniarizarea punții prin alimentarea sa cu un curent constant. În acest scop puntea se plasează, ca sarcină flotantă, în bucla de reacție a unui convertor tensiune-curent (U-I).



**Fig. 1.15** Liniarizarea răspunsului la traductoarele în punte. (a) Liniarizare prin alimentarea punții cu un curent constant. (b) Liniarizarea punții în cazul existenței unui singur traductor.

*d) Tensiunea de ieșire a punții liniarizate.* Curentul debitat de convertorul U-I,  $I_P$ , se împarte egal între cele două brațe ale punții. Astfel, tensiunea de ieșire se scrie:

$$u_o = u_1 - u_2 = U_{REF} + R(1 + \delta) \frac{I_P}{2} - \left( U_{REF} + R \frac{I_P}{2} \right) = \frac{ARU_{REF}}{2R_1} \delta. \quad (1.66)$$

Circuitul din fig. 1.15, *b* realizează liniarizarea tot prin plasarea punții în bucla de reacție a unui convertor U-I (AO1). Tensiunea la ieșirea circuitului este:

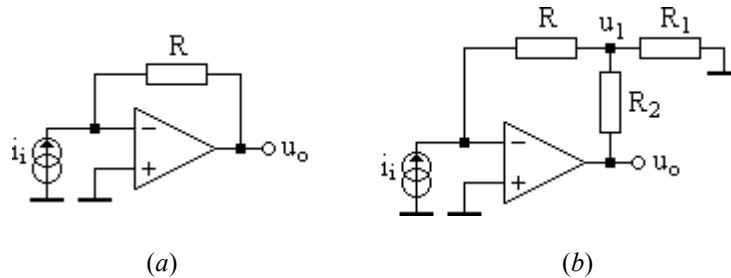
$$u_o = \frac{R_2 U_{REF}}{R_1} \delta. \quad (1.67)$$

## 1.5 CONVERTOARE CURENT-TENSIUNE

Convertorul curent-tensiune (I-U), numit și *amplificator transrezistență*, are ca mărime de intrare curentul  $i_i$  iar la ieșire tensiunea  $u_o$ , dată de relația  $u_o = A \cdot i_i$ , unde  $A$  reprezintă câștigul convertorului, exprimat în V/A. Mărimea câștigului se mai numește și *sensibilitatea convertorului*.

### 1.5.1 Schema de bază a convertorului I-U

Schema de bază a convertorului I-U se prezintă în fig. 1.16, a.



**Fig. 1.16** Convertoare curent-tensiune. (a) Schema de bază. (b) Schema convertorului cu sensibilitate mărită.

Considerând, mai întâi, AO ideal și utilizând, apoi, modelul de AO din fig. 1.1, b, se determină pentru circuitul din fig. 1.16, a:

a) *tensiunea de ieșire pentru AO ideal:*

$$u_o = -Ri_i. \quad (1.68)$$

Câștigul ( $A=-R$ ) are semnul minus din cauza sensului ales pentru curentul de intrare,  $i_i$ . Dacă se schimbă sensul lui  $i_i$ , rezultă  $u_o = Ri_i$ . Pentru o sensibilitate de 1V/mA, de exemplu,  $R$  se alege de 1k $\Omega$ , iar pentru o sensibilitate de 1V/ $\mu$ A, trebuie lucrat cu  $R=1M\Omega$ .

b) *câștigul pentru AO real:*

$$A_{re} = \frac{-R}{1 + \frac{1}{T}}, \quad (1.69)$$

unde câștigul buclei este:

$$T = a \cdot \frac{1}{1 + R/r_d} \cdot \frac{1}{1 + r_o/R_L + r_o/(R + r_d)} \cong a, \quad (1.70)$$

dacă se consideră numai influența amplificării în buclă deschisă,  $a$ , ceilalți parametri ai AO ( $r_d$  și  $r_o$ ) considerându-se ideali.

c) *rezistența de intrare a convertorului*, dacă se consideră numai influența amplificării în buclă deschisă ( $r_d \rightarrow \infty$  și  $r_o \rightarrow 0$ ), este:

$$R_{in} = \frac{r_d \parallel (R + r_o \parallel R_L)}{1 + T} \cong \frac{R}{1 + a}; \quad (1.71)$$

d) *rezistența de ieșire a convertorului*, dacă se consideră că  $r_o$  are valoare finită și  $r_d \rightarrow \infty$ , este:

$$R_o = \frac{r_o \parallel (R + r_d)}{1 + T} \cong \frac{r_o}{1 + a}. \quad (1.72)$$

### 1.5.2 Convertorul I-U cu sensibilitate mărită

Relația (1.68) arată că valori mari ale sensibilității se pot obține luând valori mari pentru  $R$ , valori care adesea sunt neuzual de mari. Circuitul din fig. 1.16, *b* permite evitarea acestui dezavantaj.

Considerând mai întâi, AO ideal și utilizând apoi, modelul de AO din fig. 1.1, *b*, se determină:

a) *tensiunea de ieșire pentru AO ideal:*

$$u_o = -kRi_i, \quad (1.73)$$

unde  $kR$  este sensibilitatea convertorului iar factorul de multiplicare se exprimă:

$$k = 1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R_2}{R};$$

b) *câștigul pentru AO real*

$$A_{re} = \frac{-kR}{1 + \frac{1}{T}}, \quad (1.74)$$

unde câștigul buclei este

$$T = a \cdot \frac{1}{1 + \frac{R}{r_d}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{R_2}{R_1} + \frac{R}{R + r_d}} \cdot \frac{1}{1 + \frac{r_o}{R_L} + \frac{r_o}{R_2 + R_1 \parallel (R + r_d)}}. \quad (1.75a)$$

Dacă se consideră numai influența amplificării în buclă deschisă,  $a$ , câștigul buclei devine:

$$T \cong a \cdot \frac{R_1}{R_1 + R_2} \quad (1.75b)$$

c) *rezistența de intrare a convertorului:*

$$R_{in} = \frac{r_d \parallel [R + R_1 \parallel (R_2 + r_o \parallel R_L)]}{1 + T} \cong \frac{R + R_1 \parallel R_2}{1 + a R_1 / (R_1 + R_2)} \quad (1.76)$$

d) *rezistența de ieșire a convertorului:*

$$R_o = \frac{r_o \parallel [R_2 + R_1 \parallel (R + r_d)]}{1 + T} \cong \frac{r_o}{1 + a R_1 / (R_1 + R_2)} \quad (1.77)$$

## 1.6 CONVERTOR DE REZISTENȚĂ NEGATIVĂ

Transformarea de impedanță este, alături de procesarea de semnal, o altă aplicație importantă a AO. Circuitul din fig. 1.17 permite simularea unei rezistențe negative.

Expresia curentului  $i$  este:

$$i = -\frac{R_2}{R_1 R} u. \quad (1.78)$$

Rezistența echivalentă văzută de sursa  $u$  este:

$$R_{ech} = \frac{u}{i} = -\frac{R_1}{R_2} R. \quad (1.79)$$

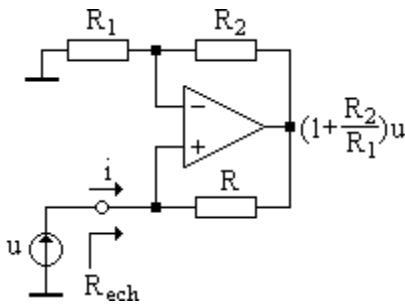


Fig. 1.17 Convertor de rezistență negativă.

Rezistența negativă se poate utiliza, în cazul proiectării surselor de curent, pentru a neutraliza efectul unor rezistențe nedorite sau, în cazul proiectării filtrelor active și a oscilatoarelor, pentru a controla poziția polilor din planul complex.

## 1.7 CONVERTOARE TENSIUNE-CURENT

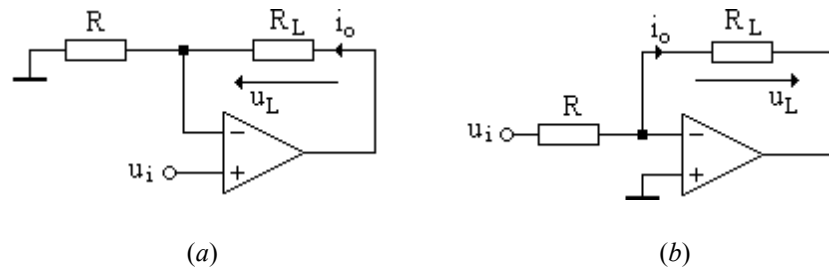
Convertoarele tensiune-curent (U-I), numite și *amplificatoare transconductanță*, acceptă la intrare o tensiune,  $u_i$ , la ieșire obținându-se curentul  $i_o$ , de forma  $i_o = Au_i$ , pentru convertorul ideal, unde  $A$  este câștigul sau sensibilitatea convertorului și se exprimă în amper pe volt. În cazul convertorului real, expresia curentului de ieșire este:

$$i_o = Au_i - \frac{1}{R_o} u_L \quad (1.80)$$

unde  $u_L$  este tensiunea de pe sarcină, determinată de curentul  $i_o$ , iar  $R_o$  este rezistența de ieșire a convertorului, văzută de sarcină. Convertorul este cu atât mai bun cu cât valoarea lui  $R_o$  este mai mare, ideal infinită.

### 1.7.1 Convertoare U-I cu sarcina flotantă

Sarcina este flotantă atunci când nu are nici un capăt conectat la masă. În circuitele cu AO, sarcina flotantă se obține prin conectarea ei în bucla de reacție a AO. Schemele de convertoare U-I cu sarcină flotantă se prezintă în fig. 1.18. După tipul configurației de bază din care provin cele două convertoare, circuitul din fig. 1.18, *a* este de tip *neinversor* iar cel din fig. 1.18, *b* – de tip *inversor*.



**Fig. 1.18** Convertoare tensiune-curent cu sarcina flotantă. (a) Convertor de tip neinversor. (b) Convertor de tip inversor.

Considerând mai întâi, AO ideal și utilizând apoi, modelul de AO din fig. 1.1, *b*, se determină:

a) *curentul de ieșire pentru AO ideal:*

$$i_o = \frac{1}{R} u_i, \quad (1.81)$$

valoarea ideală a câștigului fiind:

$$A_{id} = \frac{1}{R}; \quad (1.82)$$

b) *domeniul de variație a tensiunii pe sarcină:*

- pentru circuitul de tip neinversor este:

$$(U_{sat}^- - u_i) \langle u_L \rangle (U_{sat}^+ - u_i), \quad (1.83)$$

- pentru circuitul de tip inversor este:

$$U_{sat}^- \langle u_L \rangle U_{sat}^+ \quad (1.84)$$

c) *câștigul convertorului în cazul AO real:*

- pentru circuitul de tip neinversor este:

$$A_{re} = \frac{1}{R} \cdot \frac{a - R/r_d}{1 + a + r_o/r_d + r_o/R}; \quad (1.85)$$

- pentru circuitul de tip inversor este:

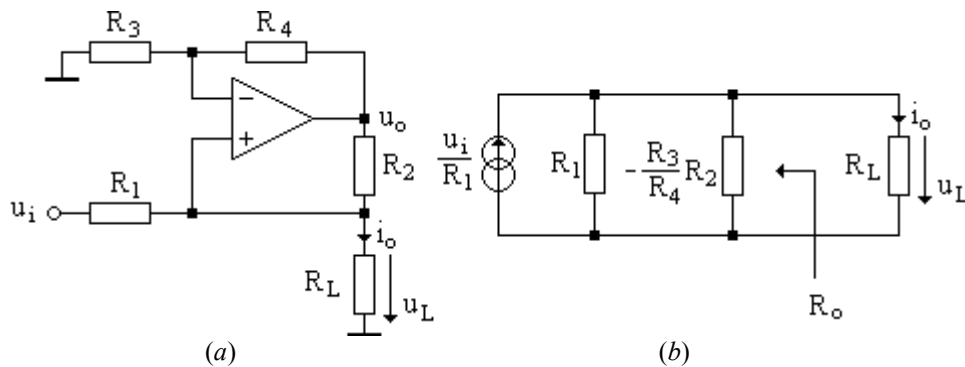
$$A_{re} = \frac{1}{R} \cdot \frac{(1+a)(R \parallel r_d)}{r_o + (1+a)(R \parallel r_d)}; \quad (1.86)$$

d) rezistența de ieșire, pentru ambele tipuri de circuite, se exprimă sub forma:

$$R_o = (1+a)(R \parallel r_d) + r_o. \quad (1.87)$$

### 1.7.2 Convertor U-I cu sarcina la masă (sursa Howland)

Convertorul din fig. 1.19, *a* se mai numește și *sursă de curent Howland*, după numele inventatorului său. Circuitul este alcătuit din sursa de tensiune de la intrare,  $u_i$ , conectată în serie cu rezistența  $R_1$  și convertorul de rezistență negativă, având valoarea  $-R_2R_3/R_4$ . Circuitul privit dinspre sarcină admite echivalarea Norton prezentată în fig. 1.19, *b*, dependența dintre curent și tensiune fiind de forma celei din relația (1.80).



**Fig. 1.19** Sursa de curent Howland (*a*) și circuitul echivalent Norton al sursei (*b*).

Considerând mai întâi, AO ideal și utilizând apoi, modelul de AO din fig. 1.1, *b*, se determină:

a) *curentul de ieșire pentru AO ideal:*

$$i_o = \frac{1}{R} \cdot u_i - \frac{1}{R_1 \parallel (-R_2R_3/R_4)} \cdot u_L, \quad (1.88)$$

unde câștigul ideal este:

$$A_{id} = \frac{1}{R}; \quad (1.89)$$

b) *rezistența de ieșire pentru AO ideal*

$$R_o = \frac{R_2}{R_2/R_1 - R_4/R_3}. \quad (1.90)$$



Circuitul se comportă ca un convertor U-I dacă  $R_o \rightarrow \infty$ , ceea ce presupune îndeplinirea egalității:

$$\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}. \quad (1.91)$$

Nerespectarea egalității (1.91) constituie o sursă de erori pentru acest tip de convertor U-I.

c) domeniul de variație a tensiunii pe sarcină, dacă se îndeplinește egalitatea (1.90) este:

$$|u_L| \leq \frac{R_1}{R_1 + R_2} U_{sat}; \quad (1.92)$$

d) câștigul convertorului pentru AO real este identic cu cel pentru AO ideal și anume:

$$A_{re} = A_{id} = \frac{1}{R}; \quad (1.93)$$

e) rezistența de ieșire a convertorului pentru AO real este:

$$R_o = (R_1 \parallel R_2) \left(1 + \frac{a}{1 + R/R_1}\right). \quad (1.94)$$

### 1.7.3 Sursa Howland îmbunătățită

Sursa Howland descrisă anterior prezintă un efect de pierdere de putere. Dacă, de exemplu, se consideră  $u_i = 1V$ ,  $R_1 = R_3 = 1k\Omega$  și  $R_2 = R_4 = 100\Omega$  și se presupune o astfel de valoare a rezistenței de sarcină încât  $u_L = 10V$ , atunci curentul de sarcină este  $i_o = 1mA$  iar prin  $R_1$  circulă curentul  $i_j = (u_L - u_i)/R_1 = 9mA$ . Astfel AO pierde 9mA prin  $R_1$ , pentru a livra numai 1mA rezistenței de sarcină. Modificarea de circuit din fig. 1.20 evită apariția acestui neajuns.

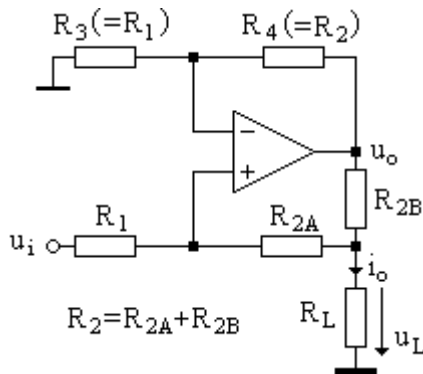


Fig. 1.20 Sursa Howland îmbunătățită.

Pentru AO ideal se determină:

a) câștigul convertorului:

$$A = \frac{R_2}{R_{2B}} \cdot \frac{1}{R_1}; \quad (1.95)$$

b) domeniul de variație a tensiunii pe sarcină:

$$|u_L| \leq |U_{sat}| - \frac{R_2}{R_1} |u_i|; \quad (1.96)$$

c) rezistența de ieșire:

$$R_o = \frac{R_3 R_{2B} (R_1 + R_2)}{R_3 R_2 - R_4 R_1}, \quad (1.97)$$

relație în care se observă că  $R_o \rightarrow \infty$ ,

dacă se îndeplinește egalitatea  $\frac{R_4}{R_3} = \frac{R_2}{R_1}$ .

## 1.8 AMPLIFICATOARE DE CURENT

Chiar dacă AO sunt amplificatoare de tensiune, ele pot fi configurate și pentru a realiza o amplificare de curent. Funcția de transfer a circuitului real, practic este:

$$i_o = Ai_i - \frac{1}{R_o} u_L, \quad (1.98)$$

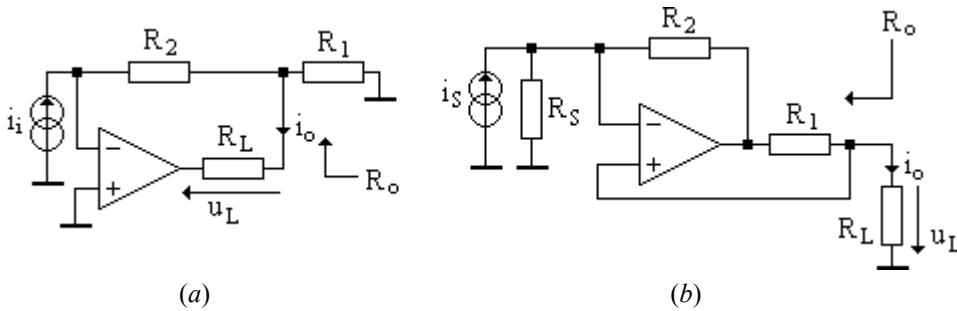
unde  $A$  reprezintă câștigul, exprimat în  $A/A$ ,  $u_L$  este tensiunea pe sarcină iar  $R_o$  este rezistența de ieșire văzută de sarcină.

### Amplificatorul de curent cu sarcina flotantă

Pentru amplificatorul de curent cu sarcină flotantă din fig. 1.21, *a*, se determină:

*a) câștigul pentru AO ideal:*

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1}; \quad (1.99)$$



**Fig. 1.21** Amplificatoare de curent. (a) Schema cu sarcina flotantă. (b) Schema cu sarcina la masă.

*b) domeniul de variație a tensiunii pe sarcină:*

$$-(U_{sat}^+ + R_2 i_i) \leq u_L \leq -(U_{sat}^- + R_2 i_i); \quad (1.100)$$

*c) câștigul pentru AO real:*

$$A_{re} = 1 + \frac{R_2/R_1}{1 + 1/a}; \quad (1.101)$$

d) rezistența de ieșire pentru AO real:

$$R_o = R_1(1 + a). \quad (1.102)$$

### Amplificatorul de curent cu sarcina la masă

Circuitul din fig. 1.21, b reprezintă un amplificator de curent cu sarcina la masă. Se poate determina:

a) câștigul pentru AO ideal:

$$A = -\frac{R_2}{R_1} \quad (1.103)$$

b) rezistența de ieșire pentru AO ideal:

$$R_o = -\frac{R_1}{R_2} R_S, \quad (1.104)$$

unde  $R_S$  reprezintă rezistența internă a sursei de curent de la intrare.

## 1.9 FILTRE ACTIVE

Filtrele active sunt alcătuite dintr-o rețea pasivă de rezistoare și condensatoare și un element activ, ca de exemplu un amplificator operațional.

### 1.9.1 Filtre cu reacție simplă

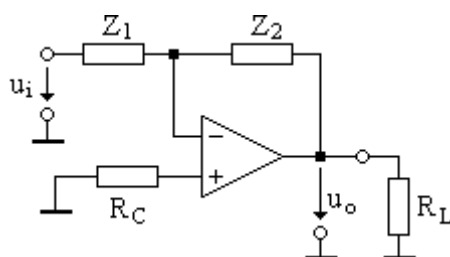


Fig. 1.22 Configurația generală a unui filtru cu reacție simplă.

Filtrele cu reacție simplă folosesc rețele  $RC$  în locul rezistențelor  $R_1$  și  $R_2$  ale unui amplificator inversor ca cel din fig. 1.6. Configurația generală a unui filtru cu reacție simplă se prezintă în fig. 1.22.

#### Filtrul trece-jos

Filtrul trece-jos (FTJ) din fig. 1.23, a, se caracterizează prin:

$$\underline{Z}_1 = R_1, \quad \underline{Z}_2 = R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2}. \quad (1.105)$$

a) Funcția de transfer este:

$$H_{FTJ}(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + sC_2R_2}. \quad (1.106)$$

b) Frecvența de tăiere a filtrului sau frecvența la -3dB se determină cunoscând că la  $f = f_{-3dB}$  modulul amplificării scade cu 3dB sau, în valori absolute, modulul amplificării devine egal cu 0,707 din valoarea sa maximă (fig. 1.23, b).

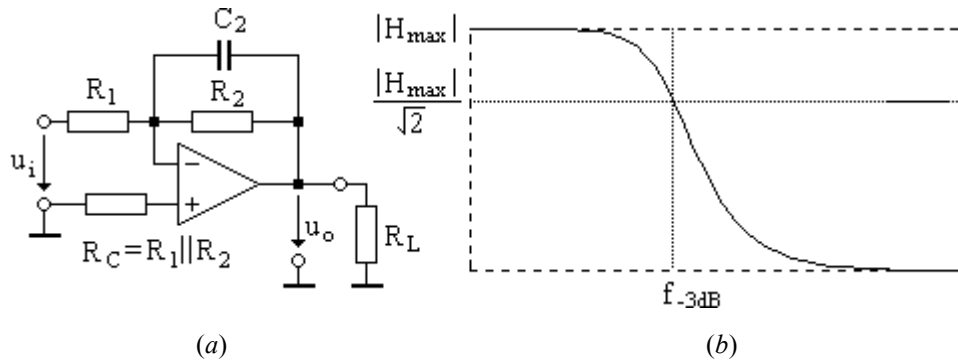


Fig. 1.23 Filtrul trece-jos. (a) Schema filtrului. (b) Caracteristica de frecvență.

Astfel se poate scrie:

$$\frac{|H_{FTJ}(f_{-3dB})|}{|H_{FTJ,max}|} = \frac{\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \omega^2 C_2^2 R_2^2}}}{R_2/R_1} = \frac{1}{\sqrt{2}},$$

de unde rezultă:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} \quad (1.107)$$

### Filtrul trece-sus

Filtrul trece-sus (FTS) din fig. 1.24, a, se caracterizează prin:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}, \quad \underline{Z}_2 = R_2. \quad (1.108)$$

a) Funcția de transfer este:

$$H_{FTS}(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{sC_1R_1}{1 + sC_1R_1}. \quad (1.109)$$

b) Frecvența de tăiere a filtrului (fig. 1.24, b) este:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}. \quad (1.110)$$

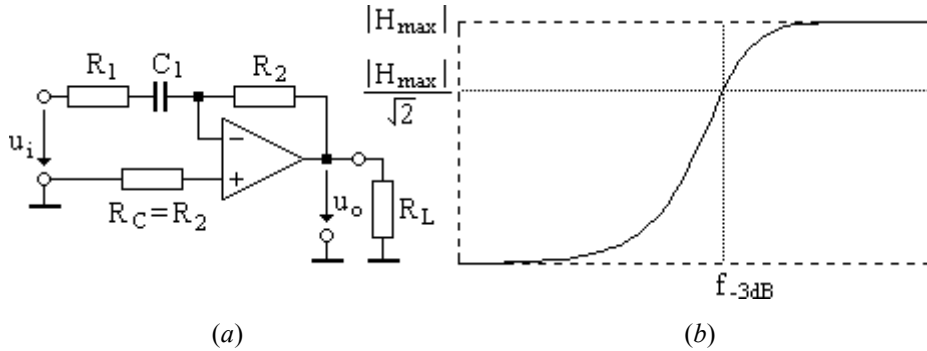


Fig. 1.24 Filtrul trece-sus. (a) Schema filtrului. (b) Caracteristica de frecvență.

### Filtrul trece-bandă

Filtrul trece-bandă (FTB) din fig. 1.25, a, se caracterizează prin:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}, \quad \underline{Z}_2 = R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2}. \quad (1.111)$$

a) Funcția de transfer este:

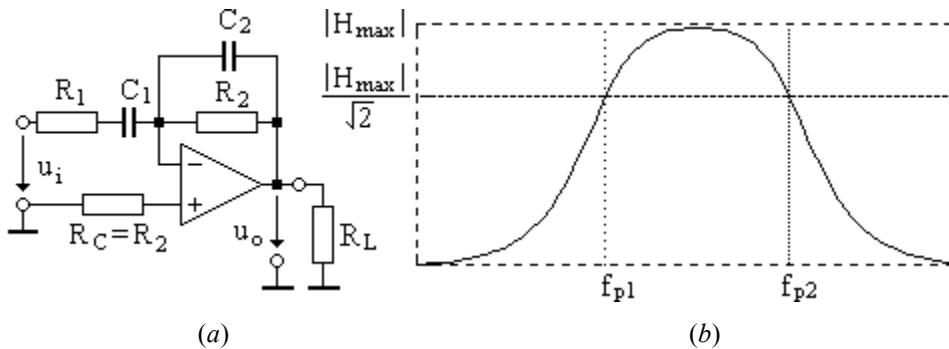


Fig. 1.25 Filtrul trece-bandă. (a) Schema filtrului. (b) Caracteristica de frecvență.

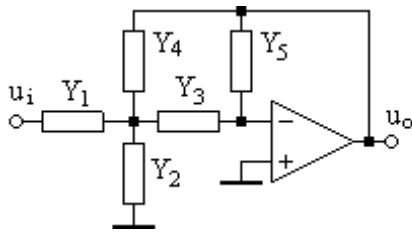
$$H_{FTB}(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{sC_1R_1}{(1+sC_1R_1)(1+sC_2R_2)}. \quad (1.112)$$

b) Frecvențele de tăiere ale filtrului (fig. 1.25, b) sunt:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2}$$
(1.113)

### 1.9.2 Filtre cu reacție multiplă



**Fig. 1.26** Configurația generală a filtrului cu reacție multiplă.

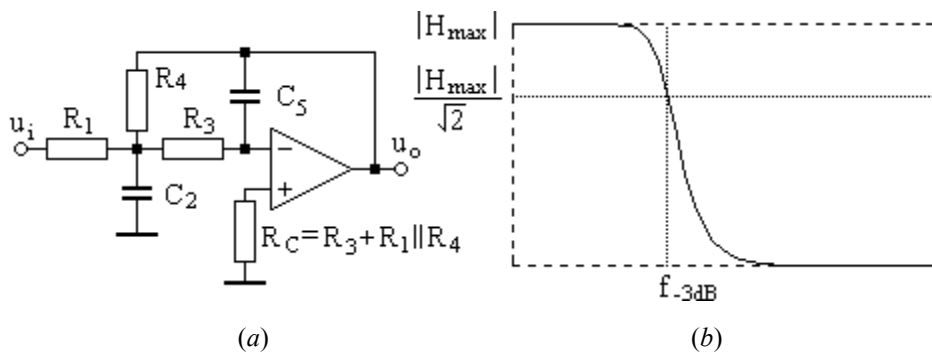
Filtrele cu reacție multiplă sunt tot circuite inversoare și au configurația generală reprezentată în fig. 1.26. Fiecare element admitanță  $Y_k$  reprezintă un rezistor sau un condensator. Considerând AO ideal, funcția de transfer a filtrului se scrie:

$$H(s) = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4}$$
(1.114)

#### Filtrul trece-jos

Filtrul trece-jos (FTJ) din fig. 1.27, *a* se caracterizează prin:

$$Y_1 = \frac{1}{R_1}; Y_2 = sC_2; Y_3 = \frac{1}{R_3}; Y_4 = \frac{1}{R_4}; Y_5 = sC_5,$$
(1.115)



**Fig. 1.27** Filtrul trece-jos cu reacție multiplă. (a) Schema filtrului. (b) Caracteristica de frecvență.

a) Funcția de transfer este:

$$H_{FTJ}(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{C_2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}}. \quad (1.116)$$

Modulul funcției de transfer la frecvențe mult mai mici decât cea de frângere este:

$$|H_{\max}| = \frac{R_4}{R_1}; \quad (1.117)$$

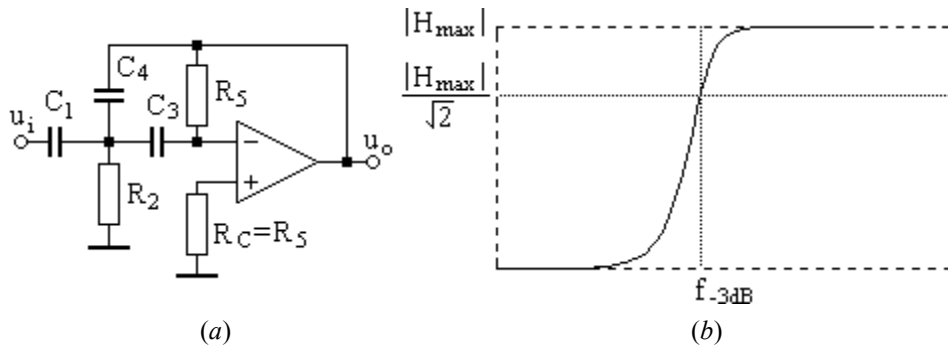
b) Frecvența de tăiere a filtrului (fig. 1.27, b) se exprimă cu ajutorul relației:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_3 R_4 C_2 C_5}}. \quad (1.118)$$

### Filtrul trece-sus

Filtrul trece-sus (FTS) (fig. 1.28, a) se caracterizează prin:

$$Y_1 = sC_1; Y_2 = \frac{1}{R_2}; Y_3 = sC_3; Y_4 = sC_4; Y_5 = \frac{1}{R_5}. \quad (1.119)$$



**Fig. 1.28** Filtrul trece-sus cu reacție multiplă. (a) Schema filtrului. (b) Caracteristica de frecvență.

a) Funcția de transfer este:

$$H_{FTS}(s) = \frac{-s^2 \frac{C_1}{C_4}}{s^2 + \frac{s}{R_1} \left( \frac{C_1}{C_3 C_4} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right) + \frac{1}{R_2 R_5 C_3 C_4}}. \quad (1.120)$$

Modulul funcției de transfer la frecvențe mult mai mari decât cea de frângere este:

$$|H_{\max}| = \frac{C_1}{C_4}. \quad (1.121)$$

b) Frecvența de tăiere a filtrului (fig. 1.28, b) este:

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_5 C_3 C_4}}. \quad (1.122)$$

### Filtrul trece-bandă

Filtrul trece-bandă (FTB) (fig. 1.29, a) se caracterizează prin:

$$Y_1 = \frac{1}{R_1}; Y_2 = \frac{1}{R_2}; Y_3 = sC_3; Y_4 = sC_4; Y_5 = \frac{1}{R_5}. \quad (1.123)$$

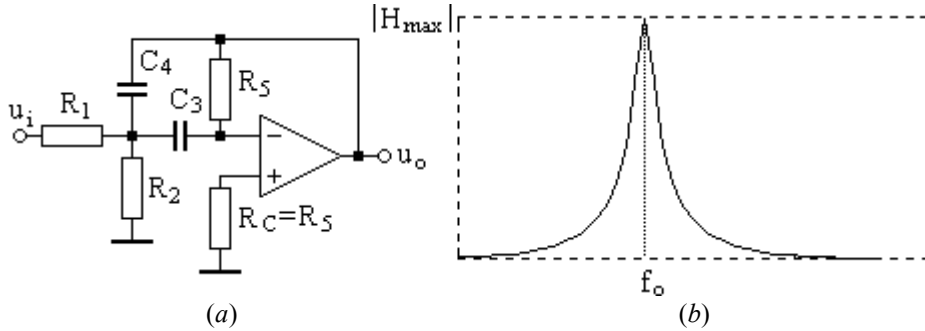


Fig. 1.29 Filtrul trece-bandă cu reacție multiplă. (a) Schema filtrului. (b) Caracteristica de frecvență.

a) Funcția de transfer este:

$$H_{FTB}(s) = \frac{-\frac{s}{R_1 C_4}}{s^2 + \frac{s}{R_5} \left( \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right) + \frac{1}{R_5 C_3 C_4} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)}. \quad (1.124)$$

Modulul funcției de transfer pentru frecvența centrală a filtrului se scrie sub forma:

$$|H_{\max}| = \frac{R_5}{R_1} \cdot \left( 1 + \frac{C_4}{C_3} \right). \quad (1.125)$$

b) Frecvența centrală a filtrului (fig. 1.29, b) este:

$$f_o = \frac{\sqrt{\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2}}}{2\pi\sqrt{R_5 C_3 C_4}}. \quad (1.126)$$



### 1.9.3 Filtre de audiofrecvență

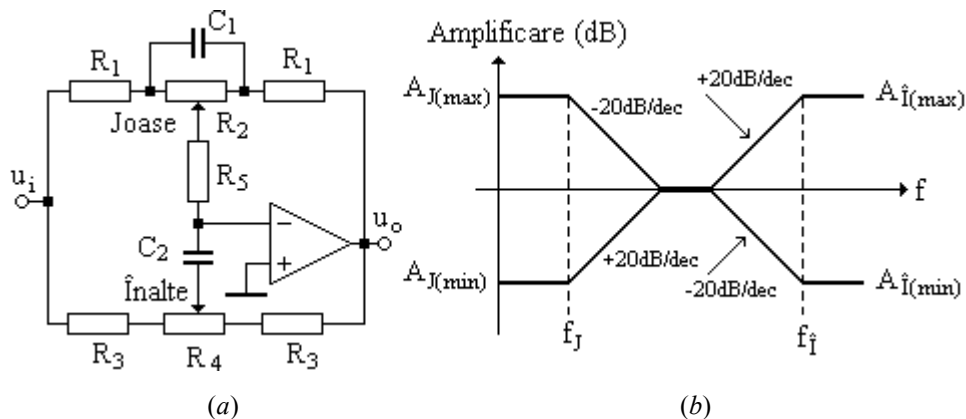
În procesarea analogică a semnalului de audiofrecvență (20Hz÷20kHz) se utilizează o multitudine de filtre. În sistemele audio de înaltă fidelitate, filtrele întâlnite cel mai des sunt cele pentru controlul activ al tonului, egalizoarele grafice și cele din preamplificatoarele egalizate.

Controlul activ al tonului și egalizoarele grafice se utilizează pentru ajustarea semnalului sonor redat de amplificator cu scopul de a compensa răspunsul nelinier al difuzoarelor și a corecta acustica sălilor în care are loc audiția sau, pur și simplu, pentru a satisface gustul ascultătorului.

Preamplificatoarele egalizate se folosesc pentru a corecta semnalul înregistrat pe bandă magnetică, deoarece la înregistrarea semnalului audio, nivelul semnalului înregistrat este variabil cu frecvența.

#### Controlul activ al tonului

Controlul activ al tonului se efectuează, cel mai des, asupra frecvențelor *joase* și *înalte* și asigură ajustarea independentă a amplificării în zona frecvențelor joase și înalte ale domeniului de audiofrecvență. Un circuit utilizat frecvent are schema reprezentată în fig. 1.30, *a*. Răspunsul în frecvență are aspectul din fig. 1.30, *b*.



**Fig. 1.30** Controlul activ al tonului pentru frecvențe joase și înalte. (a) Schema circuitului corector. (b) Răspunsul în frecvență.

În domeniul frecvențelor joase din banda audio ( $f=20\text{Hz}\dots 100\text{Hz}$ ), condensatoarele schemei se consideră circuite deschise, astfel că în circuitul de reacție intră numai cele două rezistoare notate  $R_1$  și rezistorul  $R_2$ . Circuitul reprezintă o configurație inversoare și se determină:

a) *Amplificarea și atenuarea circuitului la frecvențe joase:*

- *amplificarea maximă la frecvențe joase*, pentru cursorul potențiometrului  $R_2$  aflat în extrema stângă:

$$A_{J(\max)} = \frac{R_1 + R_2}{R_1}; \quad (1.127)$$

- *atenuarea maximă la frecvențe joase*, pentru cursorul potențiometrului  $R_2$  aflat în extrema dreaptă:

$$A_{J(\min)} = \frac{R_1}{R_1 + R_2}. \quad (1.128)$$

Se poate considera că  $A_{J(\max)}$  și  $A_{J(\min)}$  nu depind semnificativ de amplificarea în buclă deschisă a AO deoarece domeniul de frecvențe unde se determină  $A_J$  se află sub 100Hz.

- b) *Frecvența de frângere* a caracteristicii în zona frecvențelor joase, comună atât pentru amplificarea maximă cât și pentru atenuarea maximă, este:

$$f_J = \frac{1}{2\pi R_2 C_1}. \quad (1.129)$$

În domeniul frecvențelor înalte din banda audio ( $f=10\text{kHz} \dots 15\text{kHz}$ ), condensatoarele schemei se consideră scurtcircuit, iar rezistența  $R_2$  nu contează, fiind șuntat de condensatorul  $C_1$ . Aplicând echivalarea stea-triunghi pentru circuitul tip stea format din cele două rezistoare  $R_1$  și rezistorul  $R_5$  și punând condiția  $R_4 \gg (R_1 + R_3 + 2R_5)$  se pot determina:

- c) *Amplificarea și atenuarea circuitului la frecvențe înalte:*

- *amplificarea maximă la frecvențe înalte*, pentru cursorul potențiometrului  $R_4$  aflat în extrema stângă:

$$A_{\hat{I}(\max)} \cong \frac{R_1 + R_3 + 2R_5}{R_3}; \quad (1.130)$$

- *atenuarea maximă la frecvențe înalte*, pentru cursorul potențiometrului  $R_4$  aflat în extrema dreaptă

$$A_{\hat{I}(\min)} \cong \frac{R_3}{R_1 + R_3 + 2R_5}. \quad (1.131)$$

- d) *Frecvența de frângere* a caracteristicii în zona frecvențelor înalte, comună atât pentru amplificarea maximă cât și pentru atenuarea maximă, este:

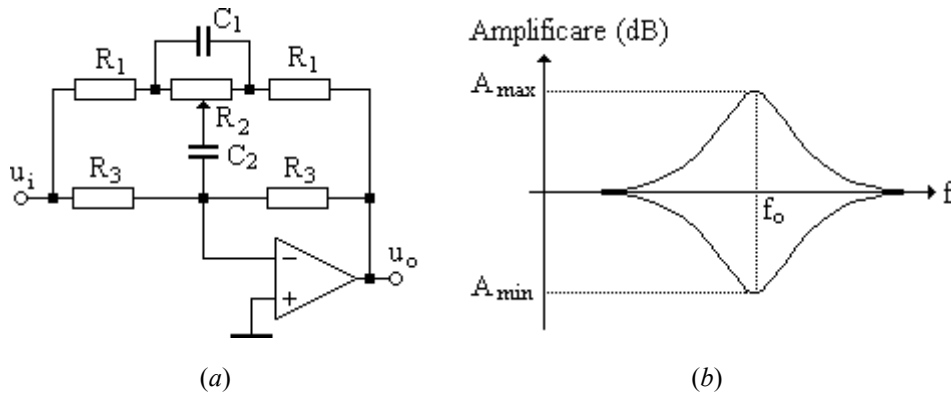
$$f_{\hat{I}} = \frac{1}{2\pi R_3 C_2}. \quad (1.132)$$

Corectorul de ton fiind de tip inversor, impedanța de intrare este determinată de elementele de circuit conectate în serie cu intrarea inversoare a AO, între care se află și potențiometrele  $R_2$  și  $R_4$ . Impedanța de intrare depinde de poziția cursoarelor potențiometrelor și de frecvența semnalului prelucrat. Pentru ca circuitul din lanțul audio, conectat în amonte de corectorul de ton, să nu fie influențat negativ de această variație de impedanță, la intrarea corectorului de ton se conectează un circuit repetor, realizat tot cu un AO.

### Egalizorul grafic

Egalizorul grafic realizează amplificarea sau atenuarea semnalului nu numai în domeniul frecvențelor joase și înalte din banda audio, ci și pentru frecvențe intermediare din această bandă. Egalizoarele grafice se implementează cu un număr de filtre trece bandă, al căror răspuns individual se ajustează cu ajutorul unor potențiometre, dispuse vertical, poziția cursoroarele oferind o imagine grafică a răspunsului egalizat (de unde provine și numele lor).

În fig. 1.31, *a*, se prezintă schema unuiu dintre filtrele componente ale egalizorului. În schemele celorlalte filtre ale egalizorului diferă doar valorile componentelor în funcție de frecvența de lucru a filtrului.



**Fig. 1.31** Egalizorul grafic. (a) Schema filtrului component al egalizorului. (b) Răspunsul în frecvență.

În jurul frecvenței de lucru condensatorul  $C_1$  acționează ca un circuit deschis iar  $C_2$  ca un scurtcircuit. Amplificarea sau atenuarea semnalului în acest domeniu de frecvență depinde de poziția cursorului potențiometrului  $R_2$ . În afara benzii de lucru, circuitul asigură câștig unitar, deoarece la frecvențe mai joase decât frecvența centrală a filtrului,  $C_2$  acționează ca un circuit deschis iar la frecvențe mai mari decât frecvența centrală a filtrului,  $C_1$  se comportă ca un scurtcircuit. Răspunsul în frecvență este plat, cu excepția unei benzi de frecvență în jurul frecvenței centrale a filtrului, unde apare o amplificare sau o atenuare a semnalului de ieșire (fig. 1.31, *b*).

*a) Frecvența centrală a filtrului.* Dacă între valorile componentelor există relațiile:

$$R_3 \gg R_1; R_3 = 10R_2; C_1 = 10C_2, \quad (1.133)$$

atunci frecvența centrală a filtrului este:

$$f_o = \frac{\sqrt{2 + \frac{R_2}{R_1}}}{20\pi R_2 C_2}. \quad (1.134)$$

b) Modulul funcției de transfer se poate modifica în limitele:

$$\frac{3R_1}{3R_1 + R_2} \leq A_o \leq \frac{3R_1 + R_2}{3R_1}. \quad (1.135)$$

Egalizorul grafic cu  $n$  benzi de frecvență se obține prin conectarea în paralel a  $n$  filtre de forma celor din fig. 1.31, *a* și sumarea celor  $n$  semnale corectate cu cel de intrare. În fig. 1.32 semnalele se adună cu ajutorul unui sumator inversor realizat cu amplificatorul operațional AO2.

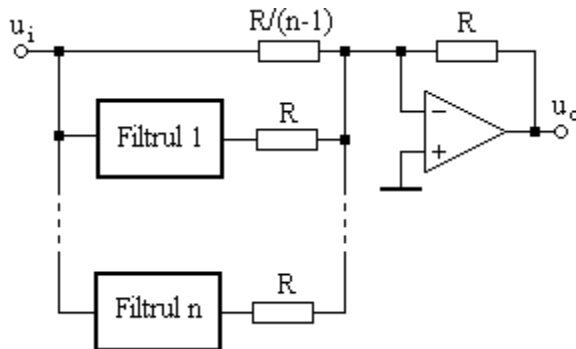


Fig. 1.32 Egalizor grafic cu  $n$  canale.

Valorile uzuale pentru rezistențe sunt  $R_1=10\text{k}\Omega$ ,  $R_2=100\text{k}\Omega$  și  $R_3=1\text{M}\Omega$ . Valorile condensatoarelor se determină cu ajutorul relațiilor (1.133) și (1.134).

Egalizorul care are câte un filtru pentru fiecare octavă a spectrului audio, poartă numele de *egalizor în octave*.

Fiecare filtru din structura egalizorului fiind un circuit de tip inversor, trebuie

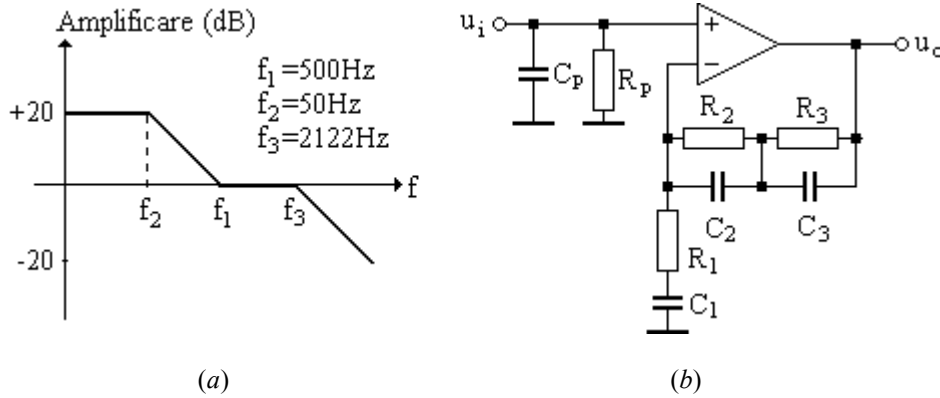
să se conecteze la intrarea egalizorului grafic din fig. 1.32 un repetor de tensiune, realizat cu amplificator operațional.

### Circuitul de corecție RIAA

Circuitele de corecție RIAA sunt preamplificatoare care au amplificarea dependentă de frecvență, astfel ca semnalul de la ieșire să aibă amplitudinea constantă pentru toate frecvențele din domeniul audio. Preamplificatoarele RIAA corectează semnalul înregistrat, deoarece la înregistrarea sunetului, semnalele din domeniul frecvențelor joase sunt atenuate iar cele din domeniul frecvențelor înalte sunt amplificate.

Răspunsul în frecvență corespunzător standardului RIAA (Record Industry Association of America) are aspectul din fig. 1.33, *a*. Amplificarea se specifică, de obicei, la frecvența de 1kHz. În cazul caracteristicii din fig. 1.33, *a*, amplificarea la 1kHz este egală cu unitatea. Dar preamplificatorul trebuie să asigure un anumit câștig, astfel că răspunsul în frecvență al unui preamplificator real va fi deplasat față de cel din fig. 1.33, *a*, cu o mărime egală cu valoarea amplificării.

Un circuit capabil să asigure corecția RIAA se prezintă în fig. 1.33, *b*. Grupul  $R_p, C_p$  de la intrare asigură adaptarea de impedanță cu traductorul (de exemplu, pentru doza magnetică  $R_p=47\text{k}\Omega$ ). Condensatorul  $C_1$  se dimensionează astfel încât acesta să se poată considera scurtcircuit în toată banda audio și să asigure un punct de frângere a caracteristicii de frecvență la 20Hz.



**Fig. 1.33** Corecția de frecvență RIAA. (a) Răspunsul în frecvență. (b) Schema circuitului de corecție.

a) Funcția de transfer a circuitului este de forma  $H(j\omega) \cong 1 + Z_r(j\omega)/R_1$ , unde  $Z_r(j\omega)$  reprezintă impedanța circuitului din bucla de reacție. Rezultă:

$$H(jf) = 1 + \frac{R_2 + R_3}{R_1} \cdot \frac{1 + jf/f_1}{(1 + jf/f_2)(1 + jf/f_3)}. \quad (1.136)$$

b) Frecvențele de frângere ale caracteristicii sunt:

$$f_1 = \frac{1}{2\pi(R_2 \parallel R_3)(C_2 + C_3)}; \quad f_2 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}; \quad f_3 = \frac{1}{2\pi R_3 C_3}. \quad (1.137)$$

### Preamplificatorul pentru cap magnetic

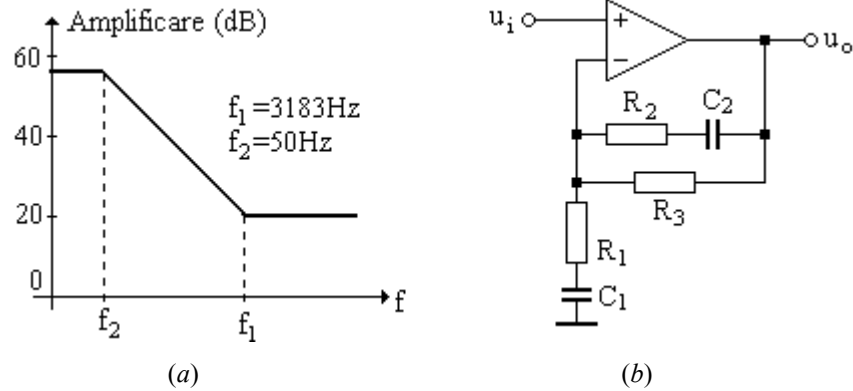
Preamplificatorul pentru cap magnetic asigură o egalizare în amplitudine și fază a semnalului audio obținut de la un cap magnetic. Răspunsul circuitului este în conformitate cu standardul NAB (National Association of Broadcasters) și este prezentat în fig. 1.34, a.

a) Funcția de transfer. Circuitul care aproximează răspunsul NAB se prezintă în fig. 1.34, b. Considerând condensatorul  $C_1$  scurtcircuit în toată gama audio, funcția de transfer se scrie:

$$H(jf) = 1 + \frac{R_3}{R_1} \cdot \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_2}. \quad (1.138)$$

b) Frecvențele de frângere ale caracteristicii sunt

$$f_1 = \frac{1}{2\pi R_2 C_2}; \quad f_2 = \frac{1}{2\pi(R_2 + R_3)C_2}. \quad (1.139)$$



**Fig. 1.34** Preamplificatorul pentru cap magnetic. (a) Răspunsul în frecvență. (b) Schema circuitului de corecție.

## 1.10 AMPLIFICATOARE DE TENSIUNE ALTERNATIVĂ

Amplificatoarele de tensiune alternativă realizate cu AO pot fi alimentate cu tensiune simplă sau dublă (diferențială). În cazul alimentării AO cu tensiune simplă pentru cuplarea semnalului la amplificator și culegerea semnalului amplificat trebuie să se utilizeze condensatoare de cuplaj.

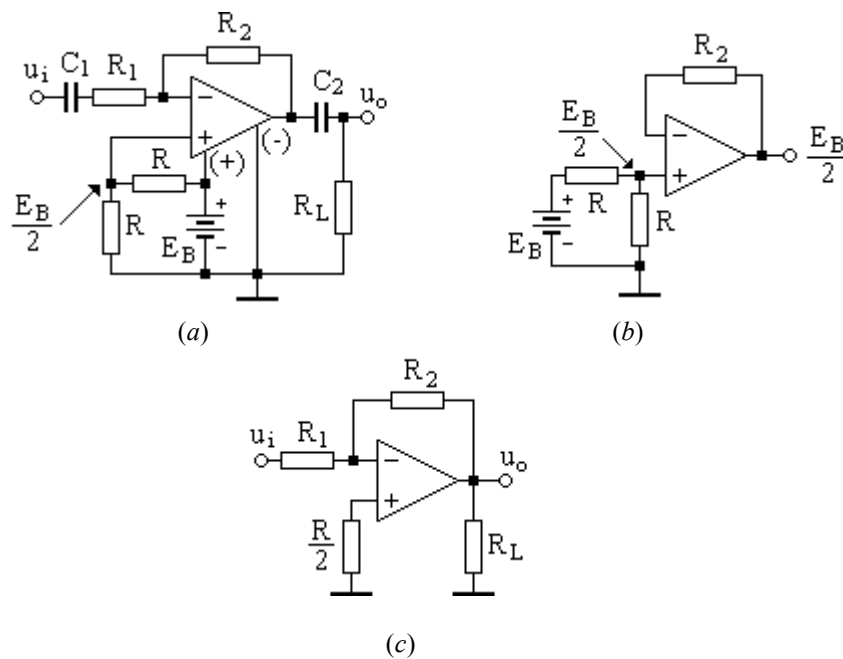
Amplificatorul de tensiune alternativă realizat cu AO poate fi în *configurație inversoare* sau *neinversoare*. În ambele cazuri trebuie să se asigure un potențial al bornei de ieșire egal cu 1/2 din tensiunea de alimentare pentru ca semnalul amplificat să poată executa o excursie simetrică în jurul acestui potențial. Existența acestui potențial impune conectarea condensatoarelor de cuplaj a căror utilizare însă reduce banda de frecvență a amplificatorului în zona frecvențelor joase.

În funcție de configurația aleasă se vor prezenta relațiile de dimensionare a condensatoarelor de cuplaj. În rest, comportarea circuitelor este identică cu cea a configurațiilor de bază realizate cu AO (paragrafele 1.2.1 și 1.2.2).

### 1.10.1 Amplificatorul inversor de tensiune alternativă

Amplificatorul inversor de tensiune alternativă se prezintă în fig.1.35, a.

Intre pinii de alimentare ai AO se conectează sursa simplă de c.c.  $E_B$ . In c.c. circuitul are aspectul din fig.1.35, *b*. Divizorul de tensiune este alcătuit din două rezistențe egale,  $R$ , care stabilesc la intrarea neinversoare o tensiune de c.c. egală cu  $E_B/2$ . Din punct de vedere al c.c. AO lucrează ca un repetor de tensiune, astfel că valoarea de c.c. a tensiunii de ieșire este egală tot cu  $E_B/2$ . Trebuie remarcat faptul că este **absolut necesar** să se conecteze condensatorul  $C_i$  pe ramura de la intrarea inversoare. Fără acest condensator, în c.c. circuitul nu se mai comportă ca un repetor 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.



**Fig. 1.35** Amplificatorul inversor de tensiune alternativă. (a) Schema amplificatorului. (b) Circuitul echivalent de curent continuu. (c) Circuitul echivalent de semnal mic.

a) Amplificarea circuitului este:

- pentru AO ideal și reactanțe neglijabile ale condensatoarelor de cuplaj (fig.1.35, *c*)

$$A_{id} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2}{R_1}; \quad (1.140)$$

- pentru AO ideal și reactanțe capacitive diferite de zero

$$A_{re}(s) = A_{id} \cdot \frac{sC_1R_1}{1+sC_1R_1} \cdot \frac{sC_2R_L}{1+sC_2R_L}; \quad (1.141)$$

b) Frecvențele de frângere ale caracteristicii de transfer. Funcția de transfer reală pune în evidență existența a doi poli, la care corespund frecvențele:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_1 R_1}, \quad (1.142a)$$

$$f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_2 R_L}. \quad (1.142b)$$

c) *Dimensionarea condensatoarelor de cuplaj.* Dacă se consideră că frecvențele polilor sunt de 10 ori mai mici decât frecvența limită inferioară,  $f_i$ , atunci influența polilor se poate presupune neglijabilă. Punând condiția  $f_p = \frac{f_i}{10}$ , relațiile de dimensionare a condensatoarelor de cuplaj devin:

$$C_1 = \frac{10}{2\pi f_i R_1}, \quad (1.143a)$$

$$C_2 = \frac{10}{2\pi f_i R_L}. \quad (1.143b)$$

d) *Rezistența de intrare a amplificatorului,* considerând reactanța condensatorului  $C_1$  neglijabilă, este:

$$R_{in} = R_1 + \frac{R_2}{1+a}; \quad (1.144)$$

e) *Rezistența de ieșire a amplificatorului* se scrie:

$$R_o = \frac{r_o}{1+ab} \quad (1.145)$$

unde  $r_o$  reprezintă rezistența de ieșire a AO iar factorul de reacție este  $b = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ .

### Funcționarea liniară

Funcționarea liniară are loc dacă semnalul de ieșire se află în domeniul de variație cuprins între aproximativ 2V și  $E_B - 2V$ . 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 11V vârf la vârf.

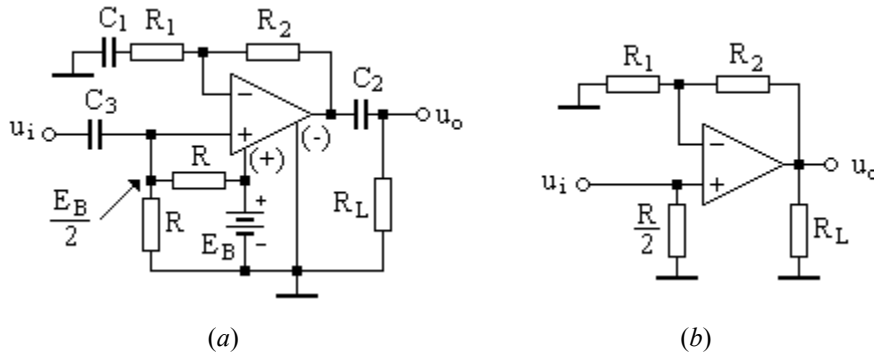
### 1.10.2 Amplificatorul neinversor de tensiune alternativă

Amplificatorul neinversor de tensiune alternativă se prezintă în fig. 1.36, 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 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. 1.36, b.



**Fig. 1.36** Amplificator neinvertor de tensiune alternativă. (a) Schema amplificatorului. (b) Circuitul echivalent de semnal mic.

a) Amplificarea circuitului este:

- pentru AO ideal și reactanțe neglijabile ale condensatoarelor de cuplaj:

$$A_{id} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_2}{R_1}; \quad (1.146)$$

b) *Dimensionarea condensatoarelor de cuplaj.* Față de configurația inversoare, în acest caz se utilizează trei condensatoare de cuplaj. Condensatoarele  $C_1$  și  $C_2$  se determină la fel ca la circuitul inversor, folosind relațiile (1.143). Pentru a determina valoarea condensatorului  $C_3$ , se observă mai întâi că rezistența de intrare este  $R/2$ , astfel că se poate scrie:

$$C_3 = \frac{10}{\pi f_i R}; \quad (1.147)$$

c) *Rezistența de intrare a amplificatorului*, considerând reactanța condensatorului  $C_3$  neglijabilă, este:

$$R_{in} = \frac{R}{2}; \quad (1.148)$$

c) *Rezistența de ieșire a amplificatorului* este:

$$R_o = \frac{r_o}{1 + ab}, \quad (1.149)$$

unde  $r_o$  reprezintă rezistența de ieșire a AO iar factorul de reacție este  $b = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$ .

Cele două configurații au un element comun important: *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.*

## 1.11 STABILIZATOARE DE TENSIUNE

Stabilizatoarele de tensiune realizate cu circuite integrate analogice pot fi liniare sau în comutație.

Stabilizatoarele liniare pot fi realizate cu AO sau cu circuite integrate specializate și au o structură de stabilizator cu reacție și cu element de control serie.

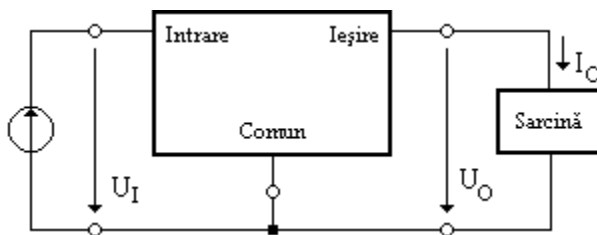


Fig. 1.37 Schema generală de conectare a stabilizatoarelor de ieșire sau o fracțiune de tensiune.

Funcționarea lor se bazează pe utilizarea unei scheme de amplificator cu reacție negativă. În acest caz 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.

Semnalul diferență, numit și de eroare, este amplificat și comandă elementul de reglare a tensiunii de ieșire pentru a restabili valoarea prescrisă.

Schema generală de conectare a stabilizatoarelor de tensiune se prezintă în fig. 1.37.

### Performanțele stabilizatoarelor

Performanțele stabilizatoarelor sunt caracterizate cu ajutorul următorilor parametri:

- *coeficientul de stabilizare cu tensiunea de intrare (line regulation – 1. engleză)*,  $K_U$  reprezintă o măsură a capacității stabilizatorului de a menține valoarea prescrisă a tensiunii de ieșire în condițiile modificării tensiunii de intrare:

$$K_U = \frac{\Delta U_O}{\Delta U_I}, \quad (1.150a)$$

unde  $\Delta U_O$  reprezintă variația tensiunii de ieșire datorată variației  $\Delta U_I$  a tensiunii de intrare nestabilizate. Se exprimă în mV/V sau  $\mu\text{V/V}$ , după caz.

Acest parametru mai poate fi definit sub forma

$$K_U (\%) = \frac{\Delta U_O}{\Delta U_I} \cdot U_O \cdot 100 \quad (1.150b)$$

și se exprimă în  $\%U_O$  (procente înmulțite cu valoarea lui  $U_O$ ) sau  $\%/V$ .

- *rejecția undulațiilor*, **RRR (ripple rejection ratio** – l. engleză) oferă informație despre mărimea undulațiilor (uzual la 100Hz) care ajung pe sarcină. Relația de definire este:

$$RRR = 20 \lg \frac{U_{rI}}{U_{rO}}, \quad (1.151)$$

unde  $U_{rO}$  este undulația de la ieșire ca rezultat al undulației de la intrare,  $U_{rI}$ . Se exprimă în dB.

- *coeficientul de stabilizare cu sarcina (load regulation* – l. engleză),  $K_L$  reprezintă o măsură a capacității stabilizatorului de a menține valoarea prescrisă a tensiunii de ieșire în condițiile modificării curentului de sarcină:

$$K_L = \frac{\Delta U_O}{\Delta I_O} \quad (1.152a)$$

și se exprimă în mV/mA sau mV/A, în funcție de mărimea curentului de ieșire.

Forma alternativă de definire este:

$$K_L (\%) = \frac{\Delta U_O}{\Delta I_O} \cdot U_O \cdot 100 \quad (1.152b)$$

și se exprimă în % $U_O$  (procente înmulțite cu valoarea lui  $U_O$ ) sau %/mA, respectiv %/A.

- *coeficientul mediu de stabilizare termică* a tensiunii de ieșire (**thermal coefficient** – l. engleză) reprezintă o măsură a capacității stabilizatorului de a menține valoarea prescrisă a tensiunii de ieșire în condițiile modificării temperaturii:

$$K_T = \frac{\Delta U_O}{\Delta T} \quad (1.153a)$$

și se exprimă în mV/°C.

Forma alternativă de definire este:

$$K_T (\%) = \frac{\Delta U_O}{\Delta T} \cdot U_O \cdot 100, \quad (1.153b)$$

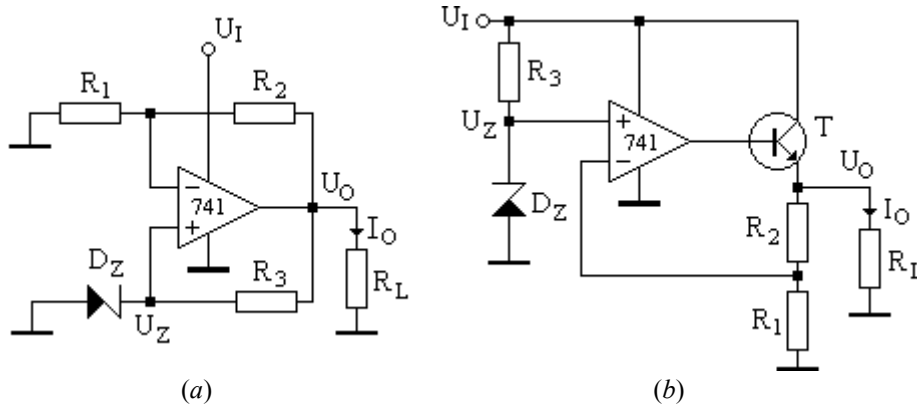
caz în care se exprimă în % $U_O$  (procente înmulțite cu valoarea lui  $U_O$ ) sau în %/°C. Dacă se înlocuiește 100 cu  $10^6$ , atunci  $K_T$  se exprimă în ppm/°C.

### 1.11.1 Stabilizatoare de tensiune realizate cu amplificatoare operaționale

Performanțele modeste ale unui stabilizator parametric cu diodă Zener se pot îmbunătăți prin utilizarea unui AO. Fig. 1.38 prezintă două modalități de rezolvare a acestei probleme. Pentru ambele circuite expresia tensiunii de ieșire este:

$$U_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_Z. \quad (1.154)$$

În cazul circuitului din fig. 1.38, a, dioda Zener este polarizată de tensiunea de la ieșirea AO.



**Fig. 1.38** Stabilizatoare de tensiune realizate cu AO. (a) Schema cu autopolarizarea diodei Zener. (b) Schema cu element de control serie (tranzistorul T).

a) Coeficientul de stabilizare cu sarcina este:

$$K_L \cong -\frac{r_o}{1+ab}, \quad (1.155)$$

unde  $a$  și  $r_o$  reprezintă amplificarea în buclă deschisă și rezistența de ieșire iar factorul de reacție este  $b=R_1/(R_1+R_2)$ .

b) Coeficientul de stabilizare cu tensiunea de intrare. Pentru a determina coeficientul de stabilizare cu tensiunea de intrare, se observă că din cauza alimentării simple, o variație de 1V a tensiunii de intrare corespunde la modificarea cu 1V a alimentării și cu 0,5V a tensiunii de intrare de mod comun. Din această cauză, modificarea tensiunii de offset la intrare este

$\Delta U_{IO} = \Delta U_I \left( \frac{1}{k_{SVR}} + \frac{1}{2CMRR} \right)$  și apare în serie cu tensiunea  $U_Z$ . La ieșirea AO

se obține variația de tensiune  $\Delta U_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \Delta U_{IO}$ . Astfel, coeficientul de stabilizare cu tensiunea de intrare se scrie sub forma:

$$K_U = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \times \left( \frac{1}{k_{SVR}} + \frac{0,5}{CMRR} \right), \quad (1.156)$$

unde  $k_{SVR}$  reprezintă raportul de rejecție a surselor de alimentare (**supply voltage rejection** – l. engleză), iar  $CMRR$  este raportul de rejecție a modului comun (**common mode rejection ratio** – l. engleză).

Parametrii  $a$ ,  $r_o$ ,  $k_{SVR}$  și  $CMRR$  sunt dependenți de frecvență astfel că și coeficienții de stabilizare determinați cu relațiile (1.155) și (1.156) vor depinde de frecvență.

### Stabilizator cu AO și tranzistor serie

În cazul circuitului din fig. 1.38,  $b$ , ținând seama de parametrii tranzistorului regulator serie, se pot scrie relațiile pentru:

a) coeficientul de stabilizare cu sarcina:

$$K_L \cong -\frac{r_o + r_\pi}{\beta + 1} \cdot \frac{1}{1 + ab}, \quad (1.157)$$

unde  $a$  și  $r_o$  reprezintă amplificarea în buclă deschisă, respectiv rezistența de ieșire,  $b = R_1 / (R_1 + R_2)$  este factorul de reacție,  $r_\pi$  reprezintă rezistența bază-emitor a tranzistorului serie iar  $\beta$  este factorul de amplificare în curent al tranzistorului.

b) coeficientul de stabilizare cu tensiunea de intrare:

$$K_U = \frac{1 + R_L / r_{o,T}}{R_L / r_{o,T}} \cdot (1 + ab), \quad (1.158)$$

unde  $R_L$  este rezistența de sarcină iar  $r_{o,T}$  este rezistența colector-emitor a tranzistorului  $T$ .

### Protecția la suprasarcină

În caz de suprasarcină sau de scurtcircuit accidental al ieșirii la masă, curentul prin tranzistorul serie  $T$  (fig. 1.38,  $b$ ) poate crește mult și se depășește puterea maximă admisibilă pe care acesta o poate disipa. Pentru a preveni distrugerea tranzistorului  $T$  se folosesc circuite de protecție care pot fi:

- circuite de protecție prin limitarea curentului de suprasarcină (fig. 1.39,  $a$ ),
- circuite de protecție prin întoarcerea caracteristicii (fig. 1.39,  $b$ ).

Puterea disipată de tranzistorul  $T$  este, cu aproximație  $P \cong (U_I - u_O) \cdot i_O$ . Pentru ca tranzistorul să fie în aria de siguranță, curentul de sarcină trebuie să îndeplinească condiția  $i_O \leq P_{d,\max} / (U_I - u_O)$ .

a) Dimensionarea rezistenței de protecție.

- În cazul circuitului de protecție din fig. 1.39,  $a$ , curentul de sarcină trebuie menținut sub valoarea limită  $I_{SC} = P_{d,\max} / U_I$ , care circulă atunci când la ieșire apare un scurtcircuit ( $u_O = 0$ ). Relația de dimensionare a rezistenței de protecție,  $R_{SC}$  este:

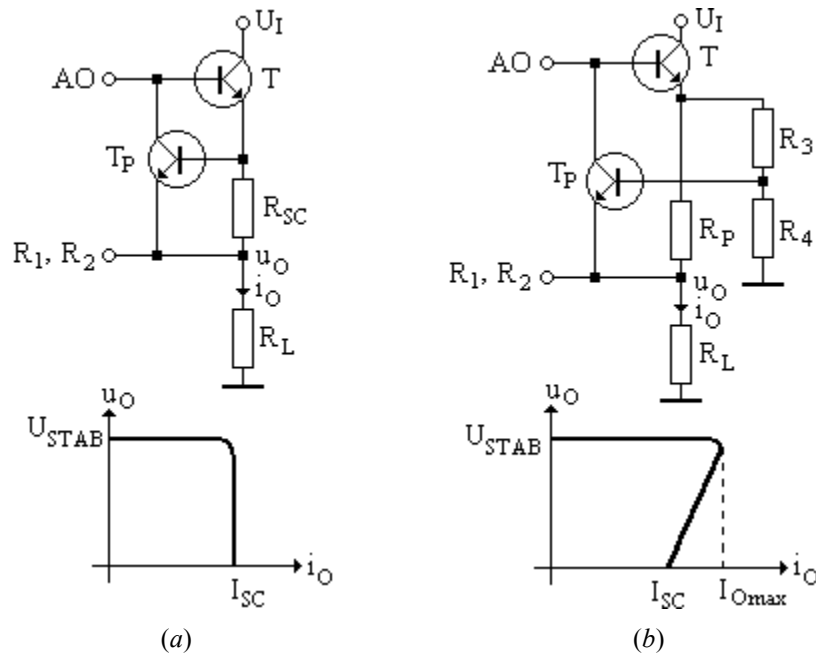
$$R_{SC} = \frac{U_{BE,P}}{I_{SC}}. \quad (1.159)$$

b) *Determinarea curentului maxim și a celui de scurtcircuit.*

- În cazul circuitului de protecție din fig. 1.39, b, curentul maxim prin sarcină, înainte să intre în lucru circuitul de protecție este  $I_{Omax} = P_{d,max} / (U_I - U_{STAB})$  iar curentul de scurtcircuit se scrie  $I_{SC} = P_{d,max} / U_I$ . Analiza circuitului conduce la următoarele relații:

$$I_{Omax} = \frac{R_3 + R_4}{R_4 R_P} U_{BE,P} + \frac{R_3}{R_4 R_P} U_{STAB}, \quad (1.160a)$$

$$I_{SC} = \frac{R_3 + R_4}{R_4 R_P} U_{BE,P}. \quad (1.160b)$$



**Fig. 1.39** Circuite de protecție la suprasarcină. (a) Circuitul cu limitarea curentului de suprasarcină. (b) Circuitul cu întoarcerea caracteristicii.

c) *Determinarea rezistenței de protecție în cazul circuitului cu întoarcerea caracteristicii.*

Păstrând notația pentru  $R_{SC}$  dată de relația (1.159), se pot scrie relațiile de dimensionare a circuitului de protecție cu întoarcerea caracteristicii:

$$\frac{1}{R_P} = \frac{1}{R_{SC}} - \frac{I_{Omax} - I_{SC}}{U_{STAB}}, \quad (1.161a)$$

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{R_P}{R_{SC}} - 1. \quad (1.161b)$$

### 1.11.2 Stabilizatoare de tensiune realizate cu circuite integrate specializate

#### Clasificare

Se pot pune în evidență trei categorii de stabilizatoare integrate:

- a. stabilizatoare monolitice cu mai mult de trei terminale (numite și stabilizatoare din generația întâi);
- b. stabilizatoare monolitice cu trei terminale și posibilitatea ajustării tensiunii (numite și stabilizatoare din generația a doua);
- c. stabilizatoare monolitice cu trei terminale și cu tensiune fixă.

**a) Caracteristica comună stabilizatoarelor integrate cu mai mult de trei terminale** constă în faptul că permit accesul utilizatorului la intrările și ieșirile tuturor blocurilor funcționale. Aceste stabilizatoare sunt livrate în capsule cu mai mult de trei terminale, furnizează un curent de sarcină mic (zeci de mA) și permit utilizarea lor în mai multe variante:

- surse stabilizate de tensiune pozitivă sau negativă, cu nivel de tensiune programabil în limite mari;
- surse cu domeniu extins al curenților de sarcină;
- surse cu posibilitatea limitării curentului de sarcină;
- surse în comutație;
- generatoare de curent constant.

Tipurile reprezentative sunt:  $\mu$ A723, LM 304 și LM305.

**b) Stabilizatoarele integrate cu trei terminale și tensiune reglabilă**, comparativ cu cele din prima generație, oferă performanțe electrice superioare. Stabilizatoarele din generația a doua sunt CI de putere putând debita puteri de 10÷100W și sunt livrate în capsule cu trei terminale ca și tranzistoarele de putere (capsulă TO-3 sau TO-5). Se pot monta pe radiatoare, iar tensiunea de ieșire este reglabilă.

Aceste stabilizatoare oferă următoarele avantaje:

- schemele de protecție sunt integrate;
- rețeaua de compensare în frecvență este integrată pe cip;
- în schemele aplicative necesită puține componente externe pentru reglarea tensiunii;
- furnizează la ieșire curenți de ordinul amperilor.

Tipurile reprezentative sunt:

- pentru tensiuni pozitive: LM338 (TO-3, 5A), LM350 (TO-3, 3A) și LM317 (TO-3, 1,5A);
- pentru tensiuni negative: LM337.

**c) Stabilizatoarele integrate cu trei terminale și tensiune fixă** s-au proiectat în ideea unei stabilizări locale a tensiunii de alimentare pe modulele cu circuite integrate. Aceste stabilizatoare prezintă avantajul simplității maxime de

utilizare deoarece nu necesită componente externe. De asemenea sunt avantajoase din punct de vedere al raportului cost-performanță. Capsulele sunt prevăzute doar cu trei terminale, existând posibilitatea montării lor pe radiator.

Stabilizatoarele de tensiune fixă au următoarele *caracteristici generale*:

- tensiunea de ieșire, fixată intern, se garantează cu o precizie de 5%;
- limita curentului maxim de ieșire, fixată intern prin circuitul de protecție la suprasarcină, este, în general, independent de temperatură;
- stabilizatoarele conțin un circuit de menținere a funcționării tranzistorului serie în aria de siguranță;
- circuitul de protecție intern asigură imunitate la scurtcircuitarea ieșirii la masă pe o durată nedefinită.

Nivelul de performanță a stabilizatoarelor de tensiune fixă este inferior celor de uz general din generația a doua.

Tipurile reprezentative de stabilizatoare de tensiune fixă sunt:

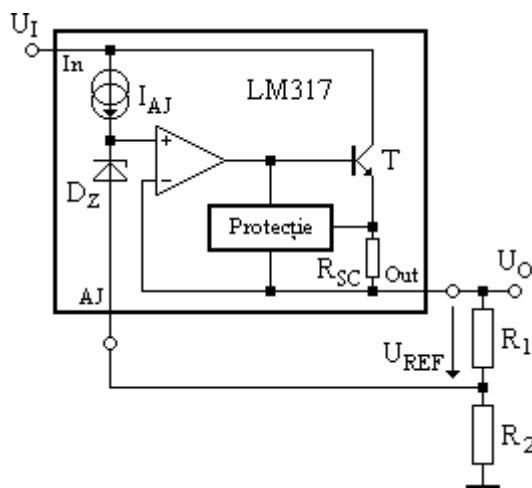
- stabilizatoare de tensiune pozitivă:

- LM323 (TO3 - 3A) și LM309 (TO3 - 1,5A), cu tensiunea de ieșire de +5V;
- seria  $\mu$ A78XX (TO3 - 1,5A, TO202 - 0,5A), cu tensiunile de ieșire de: 5, 6, 8, 10, 12, 15, 18 și 24V. Grupul XX se înlocuiește cu 05, 06, ..., 24;

- stabilizatoare de tensiune negativă:

- LM345 (TO3 - 3A) cu tensiunea de ieșire egală cu -5V;
- seria  $\mu$ A79XX (TO3 - 1,5A, TO202 - 0,5A), cu tensiunile de ieșire de: -5, -6, -8, -9, -12, -15 și -24V. Grupul XX se înlocuiește cu 05, 06, ..., 24;

### Stabilizatoare integrate cu trei terminale și tensiune reglabilă



**Fig. 1.40** Schema bloc și conexiunile tipice ale stabilizatorului integrat LM317.

În fig.1.40 se prezintă un stabilizator de tensiune pozitivă, de tip flotant, realizat cu circuitul integrat LM317. Tensiunea stabilizată este reglabilă între 1,2 și 37V, curentul maxim de sarcină fiind de 1,5A (la varianta românească, ROB317, curentul maxim de sarcină este de 0,5A). Circuitul poate fi considerat ca fiind constituit dintr-o diodă Zener de 1,2V, polarizată cu un curent constant  $I_{AJ}=50\mu A$ , conectată la intrarea neinversoare a unui AO cu o amplificare de 80dB, care comandă tranzistorul regulator  $T$ .

a) Valoarea tensiunii de ieșire se poate ajusta cu ajutorul



rezistoarelor exterioare  $R_1$  și  $R_2$ , conform relației:

$$U_O = U_{REF} \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + R_2 I_{AJ}, \quad (1.162)$$

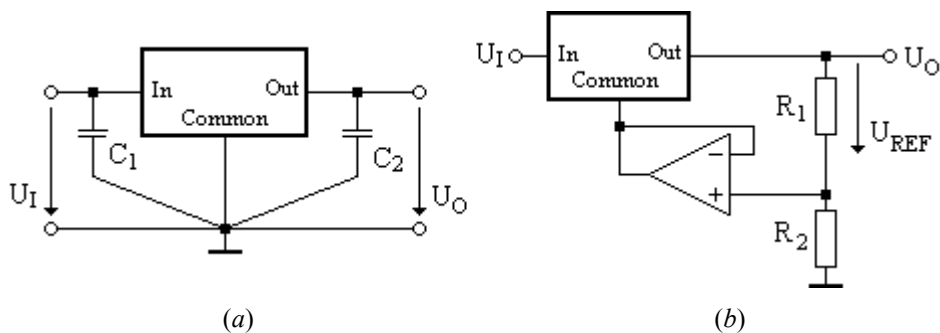
unde  $U_{REF}=1,2V$  și  $I_{AJ}=50\mu A$ .

b) *Dimensionarea rezistențelor.* Pentru funcționarea normală a circuitului trebuie să se conecteze o sarcină care să asigure un curent de cel puțin 10mA. Ca urmare  $R_1$  și  $R_2$  trebuie să satisfacă următoarea condiție:

$$\frac{U_O}{R_1 + R_2} \geq I_{O\min} = 10mA. \quad (1.163)$$

### Stabilizatoare integrate cu trei terminale și tensiune fixă

În fig. 1.41 se prezintă modul de conectare în circuit a unui stabilizator de tensiune fixă, pozitivă.



**Fig. 1.41** Stabilizatorul de tensiune fixă. (a) Schema tipică de conectare. (b) Stabilizator cu tensiune de ieșire reglabilă.

Circuitul trebuie să fie echipat, totdeauna, cu un condensator la intrare,  $C_1$  și unul la ieșire,  $C_2$  (fig. 1.41, a). Condensatorul  $C_1$  are rolul să reducă efectul inductiv al firelor prin care se aduce tensiunea nestabilizată. Condensatorul  $C_2$  îmbunătățește răspunsul stabilizatorului în cazul modificării bruște a curentului de ieșire.

### Tensiune de ieșire reglabilă

Pentru a obține un stabilizator cu tensiune de ieșire reglabilă și cu valoare mai mare decât cea oferită de stabilizatorul de tensiune fixă, se utilizează structura de circuit din fig. 1.41, b.

a) *Tensiunea de ieșire a circuitului se scrie sub forma:*

$$U_O = U_{STAB} + R_2 \frac{U_O}{R_1 + R_2}, \quad (1.164)$$

Prin prelucrarea relației (1.164) se obține:

$$U_O = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) U_{STAB}, \quad (1.165)$$

unde  $U_{STAB}$  reprezintă tensiunea de valoare fixă oferită de stabilizator.

Montajul din fig. 1.41, *b* este util și în cazul stabilizatoarelor din generația a doua, având ca avantaj principal eliminarea erorii introduse de termenul  $R_2 I_{AJ}$  (vezi relația 1.162).

Pentru o **funcționare corectă** a stabilizatoarelor de tensiune integrate trebuie ca tensiunea de intrare să fie mai mare decât cea de ieșire stabilizată, cel puțin cu valoarea minimă a diferenței dintre tensiunea de intrare și cea de ieșire,  $|U_I - U_O|_{\min}$ , dată de catalog. Astfel, în cazul stabilizatoarelor integrate cu trei terminale, în catalog se indică:

$$|U_I - U_O|_{\min} = 2V. \quad (1.166)$$