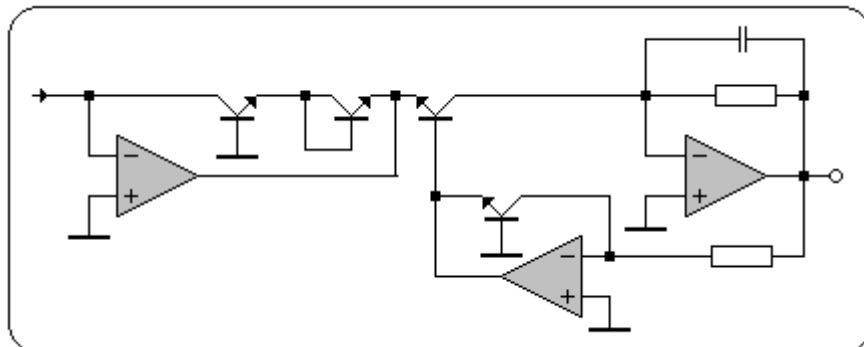


GHEORGHE PANĂ

# CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE

ÎNDRUMAR DE PROIECTARE



1999

---

Gheorghe Pană  
CIRCUITE INTEGRATE ANALOGICE  
Îndrumar de proiectare

Tehnoredactare:  
Gheorghe Pană  
Universitatea "Transilvania" Braşov  
B-dul Eroilor 29, 2200 Braşov

Tipărit și legat:  
Universitatea "Transilvania" Braşov

---

---

## Prefață

Fenomenele din natură au o variație continuă în timp, proprietate care se răsfrânge și asupra semnalelor electrice asociate acestor fenomene și obținute cu ajutorul traductoarelor (semnale analogice).

Chiar dacă prelucrarea informației furnizate de aceste semnale se realizează cu ajutorul calculatoarelor electronice, semnalele obținute de la traductoare trebuie aduse între anumite limite sau prelucrate într-un anumit mod (condiționare de semnal) înainte de a fi transmise sistemelor de conversie analog-numerică.

Structura analogică de bază, realizată sub formă de circuit integrat și utilizată în condiționarea semnalelor electrice este amplificatorul operațional (AO).

Pentru obținerea performanțelor maxime ale circuitelor realizate cu AO, proiectarea lor presupune, în principal, alegerea corectă a AO utilizate. De asemenea, un rol important în realizarea funcției de transfer dorite îl joacă și dimensionarea corectă a elementelor de circuit din jurul AO: rezistoare, condensatoare, diode, tranzistoare.

Lucrarea se adresează, în primul rând, studenților de la specializarea Electronică Aplicată, ajutându-i la realizarea proiectului de la disciplina “Aplicații de Electronică Analogică și Digitală”, partea de Circuite Integrate Analogice, dar și tuturor celor care doresc să proiecteze circuite construite cu AO.

*Capitolul 1* cuprinde într-un breviar teoretic principalele circuite liniare și neliniare realizate cu AO: scheme, funcții de transfer cu AO real și AO ideal.

*Capitolul 2* prezintă, pornind de la o structură internă de principiu a AO, parametrii de catalog ai AO, definirea și descrierea lor.

*Capitolul 3* se referă la proiectarea propriu-zisă a circuitelor realizate cu AO referindu-se la alegerea schemei celei mai potrivite unui anumit tip de aplicație, alegerea AO din punct de vedere al vitezei maxime de variație a semnalului său de ieșire (Slew Rate - SR), a impedanței de intrare a montajului, a comportării în frecvență și a erorilor AO. Se prezintă, de asemenea, dimensionarea rezistoarelor.

*Capitolul 4* prezintă o descriere a programului de simulare a circuitelor analogice - PSpice (Simulation Program with Integrated Circuit Emphasis), o variantă care rulează sub DOS și care se poate utiliza la verificarea circuitelor proiectate cu AO.

*Anexele* conțin informații despre AO, rezistoare, condensatoare, diode, tranzistoare și arii de tranzistoare. Se prezintă, de asemenea, circuitele de anulare a offset-ului AO și modul de analiză a comportării în frecvență a circuitelor realizate cu AO cu ajutorul caracteristicilor Bode.

Apariția acestei lucrări a fost facilitată și de cele două mobilități din cadrul Programelor Tempus de care a beneficiat autorul: Programul “Interconn” S\_JEP-08180-94 al Catedrei de Electronică și Calculatoare din Universitatea “Transilvania” Brașov și Programul “Poseidon” S\_JEP-11518-96 al Catedrei de Bazele Electronicii din cadrul Universității Tehnice Cluj-Napoca.

## Cuprins

1.	Breviar teoretic .....	6
1.1	Circuite liniare realizate cu AO .....	6
1.1.1	Circuitul neinversor .....	6
1.1.2	Circuitul inversor .....	7
1.1.3	Circuitul repetor (neinversor) .....	7
1.1.4	Circuitul sumator inversor realizat cu AO .....	8
1.1.5	Circuite diferențiale realizate cu AO .....	9
1.1.5.1	Circuitul diferențial realizat cu un singur AO .....	9
1.1.5.2	Circuite diferențiale realizate cu mai multe AO .....	9
1.1.5.3	Circuit diferențial realizat cu 3 AO - amplificatorul de instrumentație .....	10
1.1.6	Filtre active .....	11
1.1.6.1	Filtre cu reacție simplă .....	11
1.1.6.2	Filtre cu reacție multiplă .....	13
1.1.7	Amplificatoare de curent alternativ realizate cu AO .....	14
1.1.7.1	Configurația inversoare .....	15
1.1.7.2	Configurația neinversoare .....	16
1.2	Circuite neliniare realizate cu AO .....	16
1.2.1	Redresoare de precizie .....	16
1.2.1.1	Redresorul de precizie monoalternanță saturat .....	17
1.2.1.2	Redresorul de precizie monoalternanță nesaturat .....	17
1.2.1.3	Redresorul de precizie dublă alternanță .....	18
1.2.2	Circuitul de logaritmare .....	19
1.2.3	Circuitul de exponențiere .....	20
2.	Parametrii amplificatoarelor operaționale .....	21
2.1	Structura internă de principiu a amplificatoarelor operaționale .....	21
2.2	Definirea parametrilor AO .....	22
2.3	Valorile limită absolute ale parametrilor AO și condițiile de lucru .....	28
2.4	Descrierea parametrilor AO .....	28
2.4.1	Tensiunea de intrare de offset, $V_{IO}$ .....	28
2.4.2	Curentul de intrare .....	29
2.4.3	Domeniul tensiunii de intrare de mod comun .....	29
2.4.4	Domeniul tensiunii de intrare diferențiale .....	30
2.4.5	Variația maximă a tensiunii de ieșire .....	30
2.4.6	Amplificarea diferențială la semnal mare .....	31
2.4.7	Elementele parazite de la intrarea AO .....	31
2.4.7.1	Capacitatea de intrare .....	32
2.4.7.2	Rezistența de intrare .....	32
2.4.8	Impedanța de ieșire .....	32
2.4.9	Factorul de rejecție a modului comun .....	33
2.4.10	Factorul de rejecție a surselor de alimentare .....	33
2.4.11	Curentul de alimentare .....	33
2.4.12	Viteza de variație a semnalului de ieșire la câștig unitar, SR .....	33
2.4.13	Zgomotul echivalent la intrare .....	34
2.4.14	Distorsiunile armonice totale și zgomotul .....	34
2.4.15	Banda la câștig unitar și marginea de fază .....	35
2.4.16	Timpul de stabilire .....	36
3.	Proiectarea circuitelor realizate cu amplificatoare operaționale .....	37
3.1	Alegerea schemei .....	37
3.2	Alegerea AO .....	37

3.3	Dimensionarea rezistențelor .....	38
3.4	Calculul erorii datorate neîmperechierii valorilor de rezistențe .....	38
3.5	Studiul comportării în frecvență.....	39
3.6	Calculul erorii datorate offset-ului .....	40
3.7	Calculul erorii datorate CMRR și SVRR .....	41
4.	Verificarea circuitelor proiectate cu ajutorul programului PSpice.....	43
4.1	Generalități .....	43
4.2	Ce trebuie știut pentru a rula PSpice .....	43
4.3	Descrierea meniului de control.....	44
4.4	Utilizarea meniului de control.....	49
4.5	Descrierea circuitului .....	49
4.6	Formatul datelor și al comenzilor în PSpice .....	50
4.7	Instrucțiunile de descriere a elementelor de circuit.....	50
4.8	Tipuri de analize permise în PSpice.....	55
4.9	Trasarea caracteristicilor Bode.....	58
4.10	Exemple de utilizare a programului PSpice în verificarea circuitelor proiectate.....	59
4.10.1	Modelul amplificatorului operațional.....	59
4.10.2	Erorile introduse de valorile finite ale $a$ , $r_d$ și $r_o$ .....	60
4.10.3	Erorile introduse de offset.....	61
5.	Anexe .....	63
5.1	Anexa 1 - Rezistoare .....	63
5.1.1	Tipuri de rezistoare:.....	63
5.1.2	Parametrii rezistoarelor .....	63
5.1.3	Valori normalizate ale rezistoarelor .....	63
5.1.4	Marcarea și codificarea rezistoarelor.....	64
5.2	Anexa 2 - Condensatoare .....	67
5.2.1	Tipuri de condensatoare .....	67
5.2.2	Parametrii condensatoarelor fixe.....	67
5.2.3	Valori normalizate.....	68
5.2.4	Marcarea și codificarea condensatoarelor .....	68
5.3	Anexa 3 - Diode, tranzistoare și arii de tranzistoare .....	74
5.3.1	Diode.....	74
5.3.2	Tranzistoare.....	75
5.3.2.1	Tranzistoare bipolare de putere mică .....	75
5.3.2.2	Tranzistoare bipolare de putere medie .....	76
5.3.2.3	Tranzistoare bipolare de putere .....	77
5.3.3	Arii de tranzistoare .....	77
5.4	Anexa 4 - Amplificatoare operaționale și comparatoare.....	79
5.5	Anexa 5 - Circuite de anulare a offsetului (circuite de nul) .....	87
5.6	Anexa 6 - Caracteristici BODE.....	86
5.6.1	Caracteristicile Bode ale funcțiilor de transfer uzuale .....	86
5.6.1.1	Factori independenți de frecvență, $K$ .....	86
5.6.1.2	Zerouri și poli în origine, $(j\omega)^{\pm n}$ .....	87
5.6.1.3	Factori liniari corespunzând unor zerouri simple, $1+j\omega\tau_1$ .....	88
5.6.1.4	Factori liniari corespunzând unor poli simpli, $1/(1+j\omega\tau_2)$ .....	89
5.6.1.5	Zerouri sau poli de ordin superior .....	89

## 1. Breviar teoretic

### 1.1 Circuite liniare realizate cu AO

#### 1.1.1 Circuitul neinversor

Circuitul neinversor reprezintă una dintre configurațiile de bază realizate cu AO și are structura din în fig. 1.1, unde  $R_c$  reprezintă rezistența de compensare a efectului curenților (c.c.) de polarizare a intrărilor AO iar  $R_L$  - rezistența de sarcină. În majoritatea cazurilor  $R_L$  reprezintă rezistența de intrare a etajului următor.

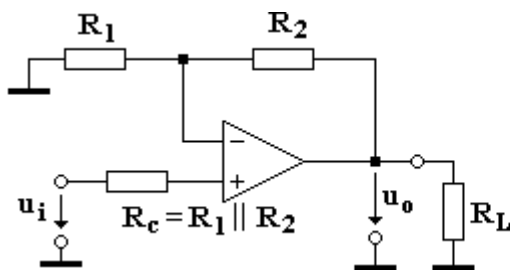


Fig. 1.1.

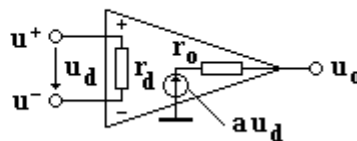


Fig. 1.2.

Utilizând modelul de circuit din fig. 1.2 unde parametrii de catalog ai AO sunt:  $a$  - amplificarea în buclă deschisă,  $r_d$  - rezistența de intrare (diferențială) și  $r_o$  - rezistența de ieșire, se pot scrie relațiile pentru:

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

- pentru AO ideal

$$A_{id}^n = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{b} \quad (1.1)$$

unde  $b$  reprezintă factorul de reacție.

- pentru AO real (AO din fig. 1.1 înlocuit cu modelul din fig. 1.2)

$$A_{re}^n = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{1}{1 + \frac{\frac{1}{b} \cdot \left(\frac{br_o}{R_1} + \frac{r_o}{R_L} + 1\right) \cdot (R_c + r_d + R_e)}{ar_d + br_o}} \quad (1.2)$$

unde s-a notat  $R_e = R_1 || R_2$ .

Din cauza complexității ei, relația (1.2) este nepractică. Ținând seama de faptul că parametrul cu influența cea mai mare este  $a$ , relația aproximativă a amplificării în buclă închisă în funcție numai de amplificarea în buclă deschisă este:

$$A_{re}^n = \frac{A_{id}^n}{1 + \frac{1}{a \cdot b}} \quad (1.3a)$$

sau utilizând coeficientul de imperfecțiuni  $K_n = \frac{1}{b}$ , relația amplificării în buclă închisă se scrie

$$A_{re}^n = \frac{A_{id}^n}{1 + \frac{K_n}{a}} \quad (1.3b)$$

b) *rezistența de intrare a configurației neinversoare:*

$$R_{in,re}^n = r_d \cdot (1 + a \cdot b) \quad (1.4)$$

c) rezistența de ieșire a configurației neinversoare:

$$R_{out, re}^n = \frac{r_o}{1+a \cdot b} \quad (1.5)$$

### 1.1.2 Circuitul inversor

Circuitul inversor reprezintă cea de-a doua configurație de bază realizată cu AO. Structura configurației inversoare se prezintă în fig. 1.3. Notațiile sunt aceleași ca la configurația neinversoare. Înlocuind AO din fig. 1.3 cu modelul din fig. 1.2 se pot scrie relațiile pentru:

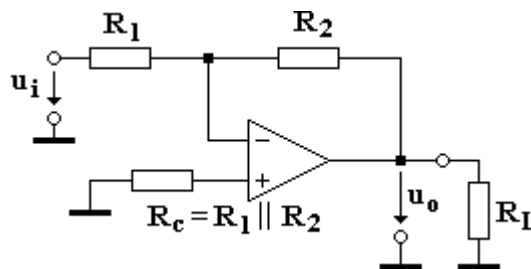


Fig. 1.3.

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

- pentru AO ideal

$$A_{id}^i = -\frac{R_2}{R_1} \quad (1.6)$$

- pentru AO real

$$A_{re}^i = \left(-\frac{R_2}{R_1}\right) \cdot \frac{1 + \frac{br_o}{b-1} \cdot \frac{R_c + r_d + R_e}{R_1}}{1 + \frac{\frac{1}{b} \cdot \left(\frac{br_o}{R_1} + \frac{r_o}{R_L} + 1\right) \cdot (R_c + r_d + R_e)}{ar_d + br_o}} \quad (1.7)$$

Din cauza complexității ei, relația (1.7) este nepractică. Ținând seama de faptul că parametrul cu influența cea mai mare este **a**, relația aproximativă a amplificării în buclă închisă în funcție numai de amplificarea în buclă deschisă este:

$$A_{re}^i = \frac{A_{id}^i}{1 + \frac{1}{a \cdot b}} = \frac{A_{id}^i}{1 + \frac{1}{a |A_{id}^i|}} \quad (1.8)$$

unde factorul de reacție în cazul configurației inversoare se poate scrie în funcție de amplificarea ideală în buclă închisă ca fiind  $b = \frac{1}{1 + |A_{id}^i|}$ ;

b) *rezistența de intrare a configurației inversoare:*

$$R_{in, re}^i = R_1 + \frac{R_2}{1+a} \quad (1.9)$$

c) *rezistența de ieșire a configurației inversoare:*

$$R_{out, re}^i = \frac{r_o}{1+a \cdot b} \quad (1.10)$$

### 1.1.3 Circuitul repetor (neinversor)

Circuitul repetor neinversor se obține din amplificatorul neinversor din fig. 1.1, dacă  $R_1 = \infty$ . Schema care rezultă are aspectul din fig. 1.4.

a) *amplificarea în buclă închisă a repetorului:*

- pentru AO ideal

$$A_{id}^{rep} = 1 \quad (1.11)$$

- pentru AO real

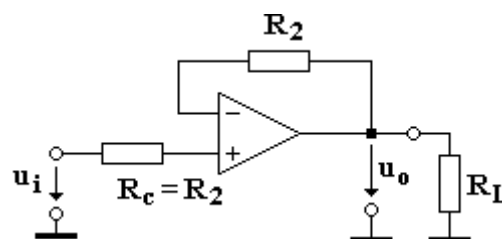


Fig. 1.4.

$$A_{re}^{rep*} = \frac{1}{1 + \frac{R_C + R_2 + r_d}{a r_d + r_o} \cdot \left(\frac{r_o}{R_L} + 1\right)} \quad (1.12)$$

Din cauza complexității ei, relația (1.12) este nepractică. Ținând seama de faptul că parametrul cu influența cea mai mare este  $a$ , relația aproximativă a amplificării în buclă închisă în funcție numai de amplificarea în buclă deschisă este:

$$A_{re}^{rep} = \frac{1}{1 + \frac{1}{a}} \quad (1.13)$$

b) rezistența de intrare a repetorului:

$$R_{in, re}^{rep} = \frac{r_d + R_C + R_2}{1 - A_{re}^{rep*}} \quad (1.14)$$

Pentru o valoare dată a rezistenței de intrare diferențiale a AO, rezistența de intrare a circuitului repetor se abate de la valoarea ideală

$$R_{in, id}^{rep} = r_d(1 + a) \quad (1.15)$$

cu peste 10% pentru  $R_L=1k\Omega$  și aproximativ 1,5% pentru  $R_L=10k\Omega$ .

c) rezistența de ieșire a repetorului:

$$R_{o, re}^{rep} = \frac{r_o}{1 + \frac{1}{r_o \cdot R_L} + \frac{a \cdot r_d + r_o}{R_C + R_2 + r_d}} \quad (1.16)$$

depinde de valorile rezistoarelor  $R_C$  și  $R_2$ . Pentru o valoare dată a rezistenței de ieșire a AO, rezistența de ieșire a repetorului se abate de la valoarea ideală

$$R_{o, id}^{rep} = \frac{r_o}{1 + a} \quad (1.17)$$

cu 0,1% până la 20% când  $R_C$  și  $R_2$  se modifică între  $1k\Omega$  și  $100k\Omega$ .

### 1.1.4 Circuitul sumator inversor realizat cu AO

Structura sumatorului inversor se prezintă în fig. 1.5.

Înlocuind AO din fig. 1.5 cu modelul din fig. 1.2 se pot scrie următoarele relații:

a) funcția de transfer a circuitului:

- pentru AO ideal

$$u_{o, id} = A_{id,1} \cdot u_{i1} + A_{id,2} \cdot u_{i2} + \dots + A_{id,n} \cdot u_{in} \quad (1.18)$$

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

$$A_{id,x} = -\frac{R_f}{R_x}, \quad x = 1, 2, \dots, n \quad (1.19)$$

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

$$A_{re,x} = \frac{A_{id,x}}{1 + \frac{K_n}{a}}, \quad x = 1, 2, \dots, n \quad (1.20)$$

unde coeficientul de imperfecțiuni este:

$$K_n = 1 + \frac{R_f}{R_{ech}} \quad (1.21)$$

iar rezistența echivalentă are expresia:

$$R_{ech} = R_1 \parallel R_2 \parallel \dots \parallel R_n \quad (1.22)$$

b) rezistența de intrare corespunzătoare fiecărui semnal de intrare:

$$R_{in,x} = R_x + \frac{R_f}{1 + a}, \quad x = 1, 2, \dots, n \quad (1.23)$$

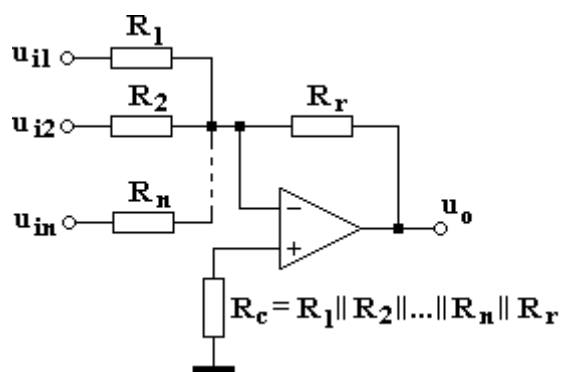


Fig. 1.5.



c) rezistența de ieșire a sumatorului inversor:

$$R_{out} = \frac{r_o}{1 + \frac{a}{K_n}} \quad (1.24)$$

### 1.1.5 Circuite diferențiale realizate cu AO

#### 1.1.5.1 Circuitul diferențial realizat cu un singur AO

Structura circuitului diferențial se prezintă în fig. 1.6.

Înlocuind AO din fig. 1.6 cu modelul din fig. 1.2 se pot scrie următoarele relații:

a) funcția de transfer a circuitului:

- pentru AO ideal

$$u_{o,id} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot u_{i1} - \frac{R_4}{R_3} \cdot u_{i2} \quad (1.25)$$

în cazul unui amplificator diferențial oarecare, respectiv

$$u_{o,id} = K \cdot (u_{i1} - u_{i2}), \quad K = \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \quad (1.26)$$

în cazul unui amplificator diferențial echilibrat.

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

$$u_{o,re} = \frac{u_{o,id}}{1 + \frac{1}{a \cdot b}} \quad (1.27)$$

unde factorul de reacție este:

$$b = \frac{R_3}{R_3 + R_4} \quad (1.28)$$

b) rezistența de intrare corespunzătoare fiecărui semnal de intrare:

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

$$R_{m,1} = R_1 + R_2 \parallel [r_d(1 + ab)] \quad (1.29)$$

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

$$R_{m,2} = R_3 + \frac{R_4}{1 + a} \quad (1.30)$$

c) rezistența de ieșire a circuitului diferențial:

$$R_{out} = \frac{r_o}{1 + a \cdot b} \quad (1.31)$$

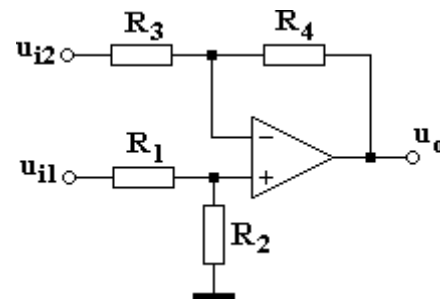


Fig. 1.6.

#### 1.1.5.2 Circuite diferențiale realizate cu mai multe AO

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

Circuitul diferențial din fig. 1.7 este realizat cu două AO.

a) tensiunea de ieșire a circuitului:

- pentru AO ideale

$$u_{o,id} = \left(1 + \frac{R_4}{R_3}\right) \cdot u_{i2} - \frac{R_4}{R_3} \cdot \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot u_{i1} \quad (1.32)$$

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

$$u_{o, re} = \frac{1 + \frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{1}{a \cdot b_2}} \cdot u_{i2} - \frac{\frac{R_4}{R_3}}{1 + \frac{1}{a \cdot b_2}} \cdot \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{1 + \frac{1}{a \cdot b_1}} \cdot u_{i1} \quad (1.33)$$

unde  $b_1 = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$  iar  $b_2 = \frac{R_3}{R_3 + R_4}$ .

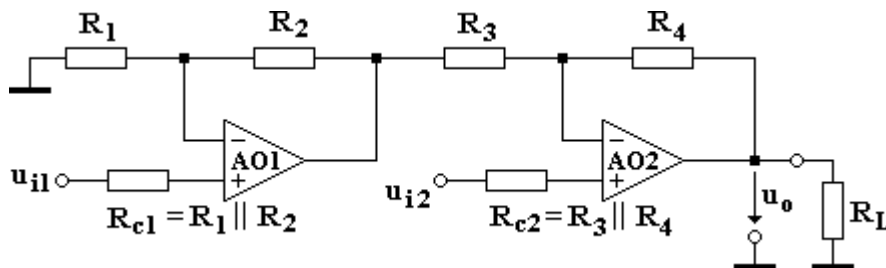


Fig. 1.7.

b) rezistența de intrare corespunzătoare fiecărui semnal de intrare

- pentru  $u_{i1}$

$$R_{in1} = r_{d1} \cdot (1 + a \cdot b_1) \quad (1.34)$$

- pentru  $u_{i2}$

$$R_{in2} = r_{d2} \cdot (1 + a \cdot b_2) \quad (1.35)$$

unde  $r_{d1}$  și  $r_{d2}$  reprezintă rezistențele de intrare diferențiale ale AO1 și AO2.

c) rezistența de ieșire a circuitului

$$R_{out} = \frac{r_{o2}}{1 + a_2 \cdot b_2} \quad (1.36)$$

unde  $r_{o2}$  reprezintă rezistența de ieșire a AO2.

### 1.1.5.3 Circuit diferențial realizat cu 3 AO - amplificatorul de instrumentație

Amplificatorul cu 3 AO din fig. 1.8, numit **amplificator de instrumentație** realizează tot diferența a două semnale analogice, având următoarele avantaje:

- asigură impedanțe de intrare de valoare mare pentru ambele semnale de intrare;
- reglarea amplificării prin modificarea valorii unei singure rezistențe ( $R_x$  pe fig. 1.8);
- rejecție foarte bună a semnalelor de mod comun.

a) tensiunea de ieșire a circuitului:

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

$$u_{o, id} = K \cdot \left(1 + \frac{2R_a}{R_x}\right) \cdot (u_{i1} - u_{i2}) \quad (1.37)$$

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

$$u_{o, re} = \frac{u_{o, id}}{\left(1 + \frac{1}{ab}\right) \cdot \left(1 + \frac{1}{a_3 b_3}\right)} \quad (1.38)$$

dacă  $a_1 = a_2 = a$ ,  $b = \frac{R_x}{R_a + \frac{R_x}{2}}$  și

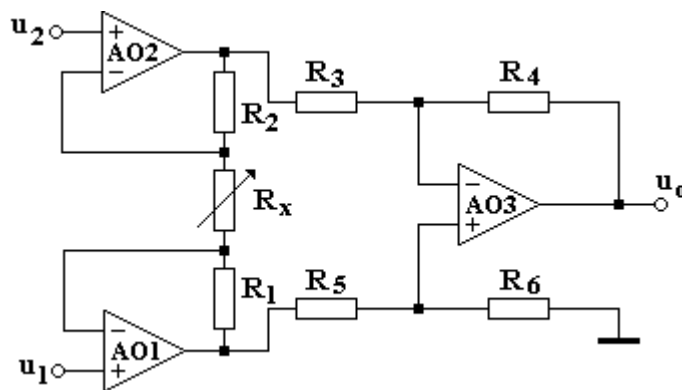


Fig. 1.8.

$$b_3 = \frac{R_3}{R_3 + R_4} = \frac{1}{1 + K};$$

b) rezistențele de intrare

- pentru  $u_{i1}$

$$R_{in1} = r_{d1} \cdot (1 + a \cdot b) \tag{1.39}$$

- pentru  $u_{i2}$

$$R_{in2} = r_{d2} \cdot (1 + a \cdot b) \tag{1.40}$$

unde  $r_{d1}$  și  $r_{d2}$  reprezintă rezistențele de intrare diferențiale ale AO1 și AO2.

c) rezistența de ieșire a circuitului

$$R_{out} = \frac{r_{o3}}{1 + a_3 \cdot b_3} \tag{1.41}$$

unde  $r_{o3}$  reprezintă rezistența de ieșire a AO3.

### 1.1.6 Filtre active

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

#### 1.1.6.1 Filtre 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. 1.3. Configurația generală a unui filtru cu reacție simplă se prezintă în fig. 1.9.

- **Filtrul trece-jos (FTJ)** (fig. 1.10, a) se caracterizează prin:

$$\underline{Z}_1 = R_1, \quad \underline{Z}_2 = R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2} \tag{1.42}$$

și are funcția de transfer

$$H_{FTJ}(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{1}{1 + sC_2R_2} \tag{1.43}$$

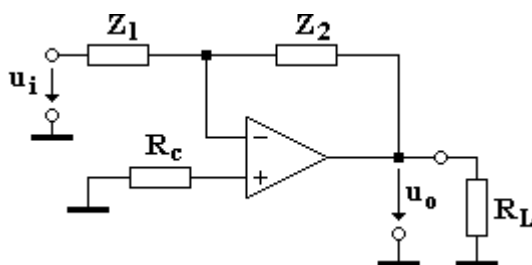
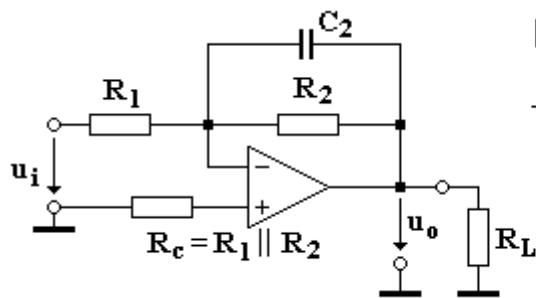
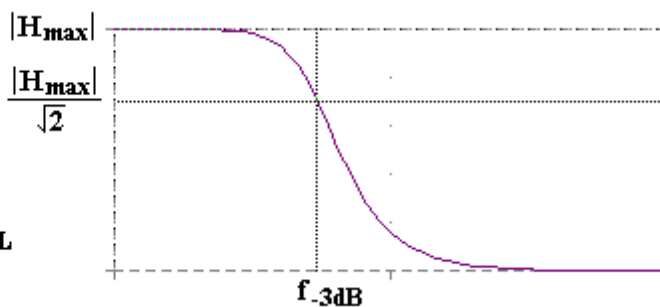


Fig. 1.9.



a)



b)

Fig. 1.10.

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. 1.10, b). Astfel se poate scrie:

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

de unde

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C_2 R_2} \quad (1.44)$$

- **Filtrul trece-sus (FTS)** (fig. 1.11, a) se caracterizează prin:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}, \quad \underline{Z}_2 = R_2 \quad (1.45)$$

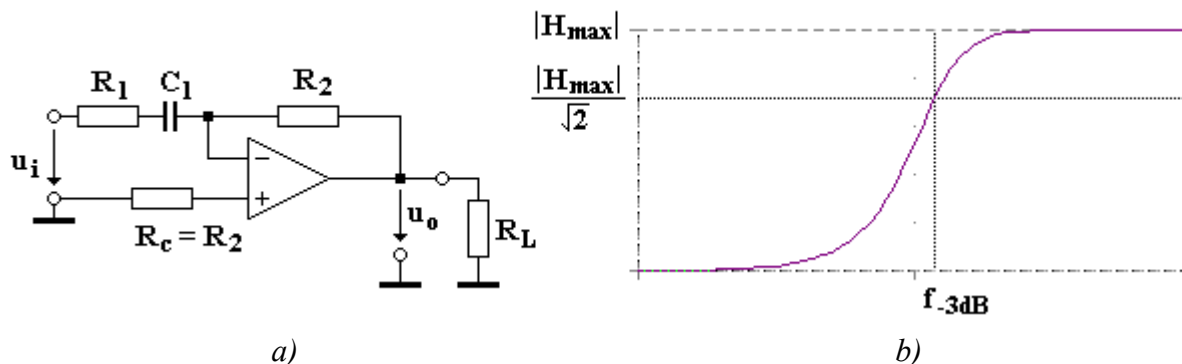


Fig. 1.11.

și are funcția de transfer

$$H_{FTS}(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{sC_1 R_1}{1 + sC_1 R_1} \quad (1.46)$$

Frecvența de tăiere a filtrului (fig. 1.11, b) este

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} \quad (1.47)$$

- **Filtrul trece-bandă (FTB)** (fig. 1.12, a) se caracterizează prin:

$$\underline{Z}_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}, \quad \underline{Z}_2 = R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2} \quad (1.48)$$

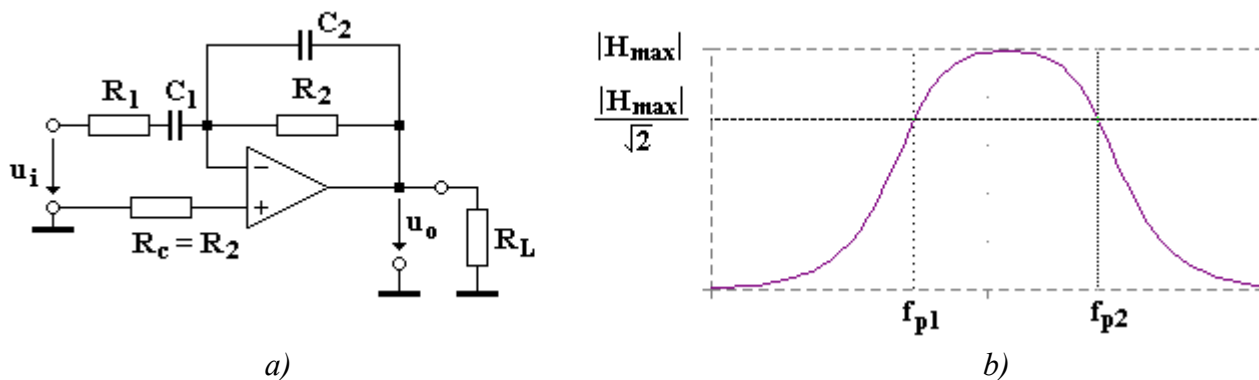


Fig. 1.12.

și are funcția de transfer

$$H_{FTB}(s) = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{sC_1 R_1}{(1 + sC_1 R_1)(1 + sC_2 R_2)} \quad (1.49)$$

Frecvențele de tăiere ale filtrului (fig. 1.12, b) sunt:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_1 R_1} \quad (1.50)$$

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

### 1.1.6.2 Filtre cu reacție multiplă

Filtrele cu reacție multiplă sunt tot filtre inversoare și au configurația generală din fig. 1.13. Fiecare element admitanță  $Y_k$  reprezintă un rezistor sau un condensator. Considerând AO ideal, funcția de transfer a filtrului este:

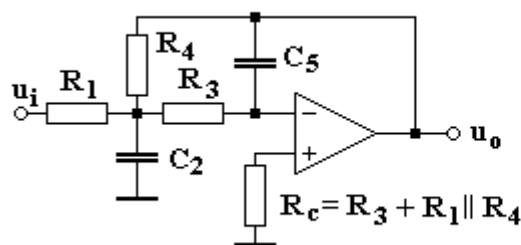
$$H(s) = \frac{-Y_1 Y_3}{Y_5(Y_1 + Y_2 + Y_3 + Y_4) + Y_3 Y_4} \quad (1.51)$$

- **Filtrul trece-jos (FTJ)** (fig. 1.14, a) se caracterizează prin:

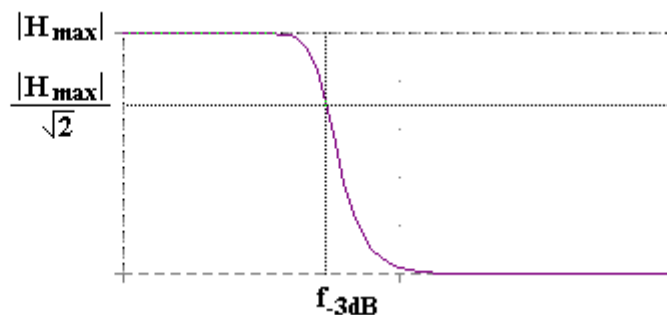
$$Y_1 = \frac{1}{R_1}; Y_2 = sC_2; Y_3 = \frac{1}{R_3}; Y_4 = \frac{1}{R_4}; Y_5 = sC_5 \quad (1.52)$$

și are funcția de transfer

$$H_{FTJ}(s) = \frac{1}{s^2 + \frac{s}{C_2} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_3} + \frac{1}{R_4} \right) + \frac{1}{R_3 R_4 C_2 C_5}} \quad (1.53)$$



a)



b)

Fig. 1.14.

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

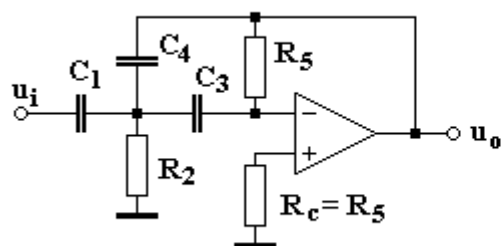
$$|H_{\max}| = \frac{R_4}{R_1} \quad (1.54)$$

Frecvența de tăiere a filtrului (fig. 1.14, b) este:

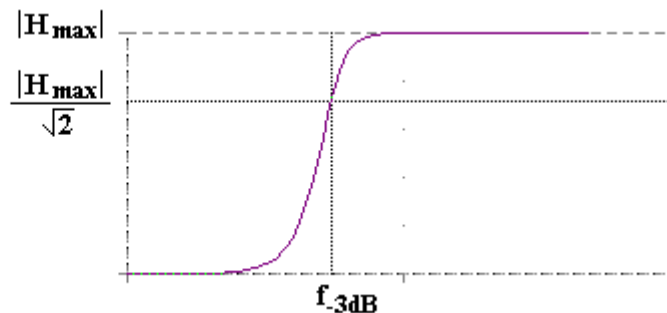
$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_3 R_4 C_2 C_5}} \quad (1.55)$$

- **Filtrul trece-sus (FTS)** (fig. 1.15, a) se caracterizează prin:

$$Y_1 = sC_1; Y_2 = 1/R_2; Y_3 = sC_3; Y_4 = sC_4; Y_5 = 1/R_5 \quad (1.56)$$



a)



b)

Fig. 1.15.

Funcția de transfer este

$$H_{FTS}(s) = \frac{-s^2(C_1/C_4)}{s^2 + \frac{s}{R_1} \left( \frac{C_1}{C_3 C_4} + \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right) + \frac{1}{R_2 R_5 C_3 C_4}} \quad (1.57)$$

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

$$|H_{\max}| = \frac{C_1}{C_4} \quad (1.58)$$

Frecvența de tăiere a filtrului (fig. 1.15, b) este

$$f_{-3dB} = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_2 R_5 C_3 C_4}} \quad (1.59)$$

• **Filtrul trece-bandă (FTB)** (fig. 1.16, a) se caracterizează prin:

$$Y_1 = \frac{1}{R_1}; Y_2 = \frac{1}{R_2}; Y_3 = sC_3; Y_4 = sC_4; Y_5 = \frac{1}{R_5} \quad (1.60)$$

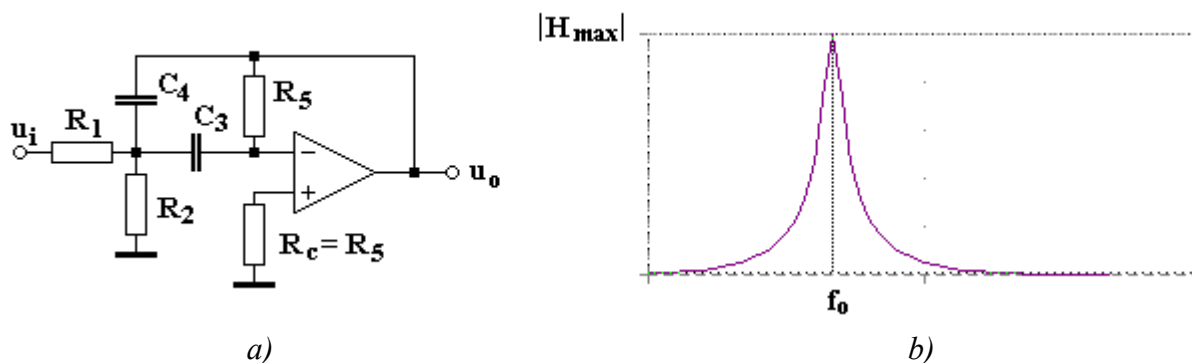


Fig. 1.16.

și are funcția de transfer

$$H_{FTB}(s) = \frac{-\frac{s}{R_1 C_4}}{s^2 + \frac{s}{R_5} \left( \frac{1}{C_3} + \frac{1}{C_4} \right) + \frac{1}{R_5 C_3 C_4} \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \right)} \quad (1.61)$$

Modulul funcției de transfer la frecvența centrală a filtrului:

$$|H_{\max}| = \frac{R_5}{R_1} \cdot \left( 1 + \frac{C_4}{C_3} \right) \quad (1.62)$$

Frecvența centrală a filtrului (fig. 1.16, b) este

$$f_o = \frac{\sqrt{(1/R_1) + (1/R_2)}}{2\pi\sqrt{R_5 C_3 C_4}} \quad (1.63)$$

### 1.1.7 Amplificatoare de curent alternativ realizate cu AO

Amplificatoarele de c.a. 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 c.a. 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 prezentată pentru fiecare configurație de bază (paragrafele 1.1.1 și 1.1.2).

### 1.1.7.1 Configurația inversoare

Configurația inversoare se prezintă în fig.1.17, a.

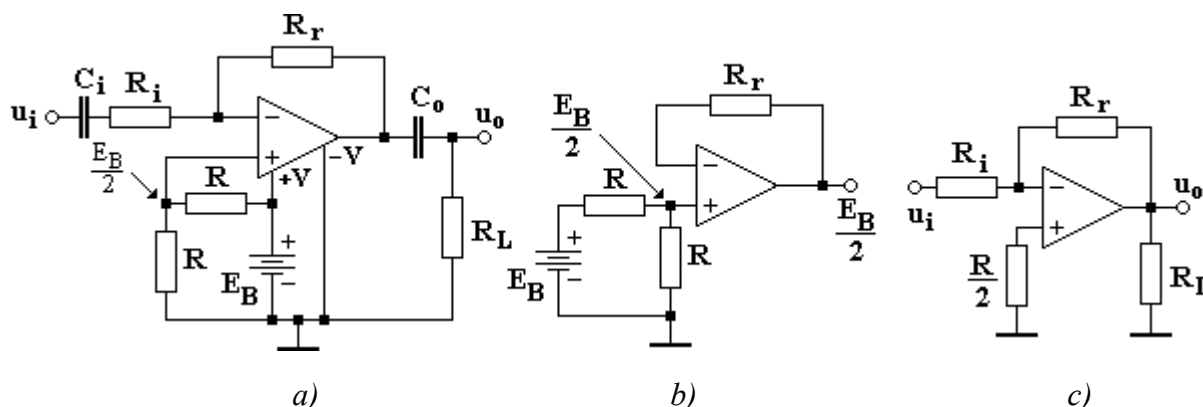


Fig. 1.17.

Între pinii de alimentare ai AO se conectează sursa simplă de c.c.  $E_B$ . În c.c. circuitul are aspectul din fig.1.17, b. Divizorul de tensiune este alcătuit din două rezistențe de valori egale,  $R$ , care stabilesc la intrarea neinversoare o tensiune de c.c. egală cu  $E_B/2$ . Din punct de vedere a c.c. AO lucrează ca un repetor de tensiune, astfel că valoarea de c.c. a tensiunii de ieșire este egală tot 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, 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  $(1+R_r/R_i)$ , ceea ce poate cauza saturarea ieșirii AO sau limitarea amplitudinii maxime a semnalului amplificat.

a) *amplificarea circuitului*

- pentru AO ideal și reactanțe neglijabile ale condensatoarelor de cuplaj (fig.1.17, c)

$$A_{id} = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_r}{R_i} \quad (1.64)$$

- pentru AO ideal și reactanțe capacitive diferite de zero

$$A_{re}(s) = A_{id} \cdot \frac{sC_i R_i}{1 + sC_i R_i} \cdot \frac{sC_o R_L}{1 + sC_o R_L} \quad (1.65)$$

unde  $f_i$  reprezintă frecvența limită inverioară.

Funcția de transfer reală pune în evidență existența a doi poli la care corespund frecvențele:

$$f_{p1} = \frac{1}{2\pi C_i R_i}, \quad f_{p2} = \frac{1}{2\pi C_o R_L} \quad (1.66)$$

Dacă frecvența polului este de 10 ori mai mică decât frecvența limită inferioară, atunci influența polului se poate considera neglijabilă. Punând condiția  $f_p = \frac{f_i}{10}$ , relațiile de dimensionare a condensatoarelor de cuplaj devin:

$$C_i = \frac{10}{2\pi f_i R_i}, \quad C_o = \frac{10}{2\pi f_i R_L} \quad (1.67)$$

**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.

b) *rezistența de intrare a amplificatorului* pentru reactanță neglijabilă a condensatorului  $C_i$

$$R_{in} = R_i + \frac{R_r}{1+a} \quad (1.68)$$

c) *rezistența de ieșire*

$$R_{out} = \frac{r_o}{1+ab} \quad (1.69)$$

unde  $r_o$  reprezintă rezistența de ieșire a AO iar factorul de reacție este  $b = R_i / (R_i + R_r)$ .

### 1.1.7.2 Configurația neinversoare

Configurația neinversoare se prezintă în fig. 1.18, 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  $E_B/2$ .

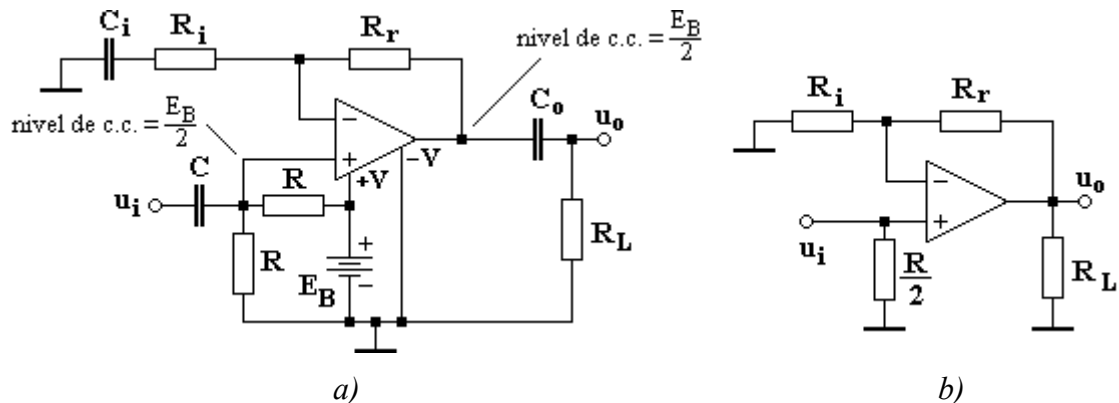


Fig. 1.18.

Funcționarea amplificatorului neinversor este asemănătoare cu cea a celui inversor cu deosebirea că semnalul se cuplează la intrarea neinversoare prin intermediul condensatorului  $C$ . În domeniul de frecvență în care condensatoarele au reactanță neglijabilă, circuitul echivalent de c.a. este prezentat în fig. 1.18, b.

a) amplificarea circuitului

- pentru AO ideal și reactanțe neglijabile ale condensatoarelor de cuplaj

$$A_{id} = \frac{u_o}{u_i} = 1 + \frac{R_r}{R_i} \quad (1.70)$$

Față de configurația inversoare, în acest caz se folosesc trei condensatoare. Condensatoarele  $C_i$  și  $C_o$  se determină la fel ca la circuitul inversor, folosind relațiile (1.67). Pentru a determina valoarea condensatorului  $C$  se observă mai întâi că rezistența de intrare este  $R/2$ , astfel că se poate scrie:

$$C = 10 / (\pi f_i R) \quad (1.71)$$

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

b) rezistența de intrare a amplificatorului pentru reactanță neglijabilă a condensatorului  $C$

$$R_{in} = R/2 \quad (1.72)$$

c) rezistența de ieșire

$$R_{out} = \frac{r_o}{1 + ab} \quad (1.73)$$

unde  $r_o$  reprezintă rezistența de ieșire a AO iar factorul de reacție este  $b = R_i / (R_i + R_r)$ .

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.*

## 1.2 Circuite neliniare realizate cu AO

### 1.2.1 Redresoare de precizie

Redresoarele de precizie pot fi **monoalternanță** sau **dublă alternanță** iar AO component poate fi saturat sau nu.



### 1.2.1.1 Redresorul de precizie monoalternanță saturat

Redresorul de precizie monoalternanță saturat are schema din fig. 1.19 și este un circuit de tipul neinversor. În funcție de modul de conectare a diodei (ca în figură sau invers), tensiunea de ieșire poate fi pozitivă sau negativă în raport cu masa. În timpul semiperioadei semnalului de intrare în care dioda este blocată, se întrerupe bucla de reacție negativă și AO intră în saturație, ceea ce constituie un dezavantaj al acestei scheme.

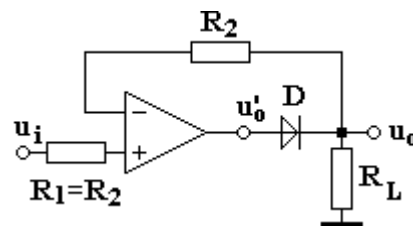


Fig. 1.19.

În semiperioada în care dioda  $D$  conduce redresorul se comportă liniar ca un circuit repetor. Se pot determina:

a) tensiunea de ieșire

- pentru AO ideal

$$u_{o,id} = u_i \quad (1.74)$$

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

$$u_{o,re} = \frac{u_{o,id}}{1 + \frac{1}{a}} \quad (1.75)$$

b) rezistența de intrare a redresorului

$$R_{in} = r_d(1 + a) \quad (1.76)$$

unde  $r_d$  reprezintă rezistența de intrare diferențială a AO.

c) rezistența de ieșire a redresorului

$$R_{out} = \frac{r_o + r_{DIN}}{1 + a} \quad (1.77)$$

unde  $r_o$  este rezistența de ieșire a AO iar  $r_{DIN}$  - rezistența dinamică a diodei.

### 1.2.1.2 Redresorul de precizie monoalternanță nesaturat

Redresorul de precizie monoalternanță nesaturat are schema din fig. 1.20 și este un circuit de tipul inversor.

În funcție de modul de conectare a diodelor (ca în figură sau invers), tensiunea de ieșire poate fi negativă sau pozitivă în raport cu masa. În timpul semiperioadei semnalului de intrare în care dioda  $D_1$  este blocată, conduce dioda  $D_2$  și astfel tensiunea de ieșire a AO devine egală cu tensiunea de deschidere a diodei  $D_2$ , valoarea acestei tensiuni fiind mai mică decât cea a tensiunii de saturație.

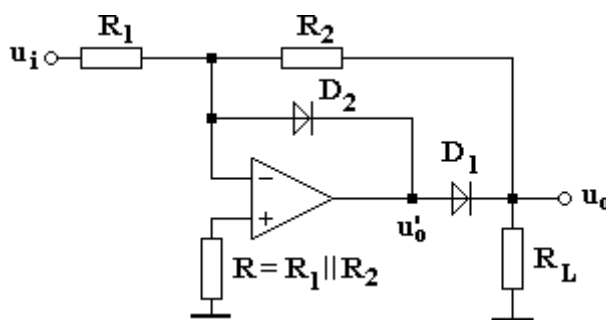


Fig. 1.20.

a) tensiunea de ieșire

⇒ când conduce dioda  $D_1$

- pentru AO ideal

$$u_{o,id} = -\frac{R_2}{R_1} \cdot u_i \quad (1.78)$$

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

$$u_{o,re} = \frac{u_{o,id}}{1 + (K_n/a)} \quad (1.79)$$

unde coeficientul de imperfecțiuni este  $K_n = 1 + (R_2/R_1)$ .

⇒ când conduce dioda  $D_2$ , dioda  $D_1$  este blocată și tensiunea de ieșire este egală cu zero.

b) rezistența de intrare a redresorului

⇒ când conduce dioda  $D_1$

$$R_{in1} = R_1 + \frac{R_2}{1+a} \quad (1.80a)$$

⇒ când conduce dioda  $D_2$

$$R_{in2} = R_1 \quad (1.80b)$$

c) rezistența de ieșire a redresorului

⇒ când conduce dioda  $D_1$

$$R_{out1} = \frac{r_o + r_{DIN1}}{1+a \cdot b} \quad (1.81a)$$

unde factorul de reacție este  $b = 1/K_n$ ,  $r_o$  reprezintă rezistența de ieșire a AO iar  $r_{DIN1}$  - rezistența dinamică a diodei  $D_1$ .

⇒ când conduce dioda  $D_2$

$$R_{out2} = R_L \parallel R_2 \quad (1.81b)$$

### 1.2.1.3 Redresorul de precizie dublă alternanță

Redresorul de precizie dublă alternanță are schema din fig. 1.21 și este alcătuit dintr-un redresor monolaternanță nesaturat și un sumator inversor. În funcție de modul de conectare a diodelor (ca în figură sau invers), tensiunea de ieșire poate fi pozitivă sau negativă în raport cu masa.

Circuitul se comportă ca un redresor dublă alternanță dacă între valorile rezistoarelor schemei au loc relațiile:

$$R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = R, R_3 = R/2 \quad (1.82)$$

a) tensiunea de ieșire

⇒ pentru  $u_i > 0$  circuitul are aspectul din fig. 1.22

• pentru AO ideale

$$u_{o, id}^+ = \left( \frac{R_5}{R_3} \cdot \frac{R_2}{R_1} - \frac{R_5}{R_4} \right) \cdot u_i^+ \quad (1.83)$$

• pentru AO reale, dacă se ține seama numai de efectul valorii finite a amplificării în buclă deschisă și considerând coeficienții de imperfecțiune egali cu:

$$K_{n1} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \text{ pentru AO1, respectiv}$$

$$K_{n2} = 1 + \frac{R_5}{R_3 \parallel R_4} \text{ în cazul lui AO2}$$

$$u_{o, re}^+ = \left[ \frac{\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{R_5}{R_3}}{\left(1 + \frac{K_{n1}}{a_1}\right) \cdot \left(1 + \frac{K_{n2}}{a_2}\right)} - \frac{\frac{R_5}{R_4}}{\left(1 + \frac{K_{n2}}{a_2}\right)} \right] \cdot u_i^+ \quad (1.84)$$

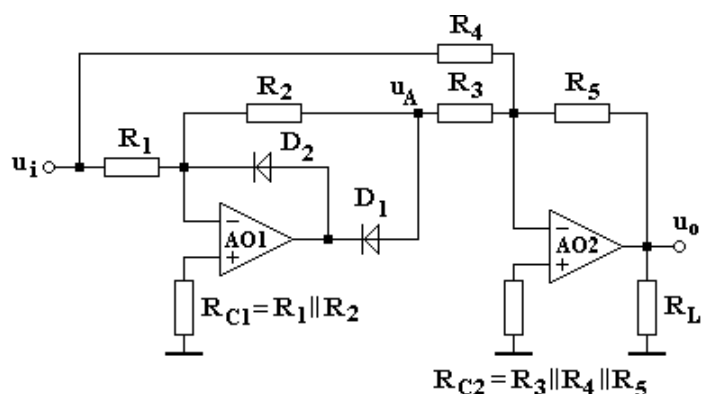


Fig. 1.21.

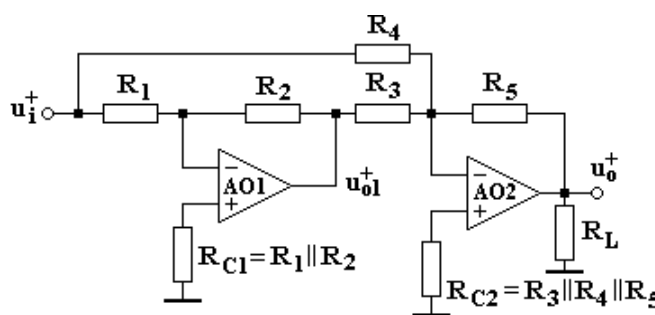


Fig. 1.22.

⇒ pentru  $u_i < 0$  circuitul are aspectul din fig. 1.23. Se observă că rezistențele de compensare a curenților de polarizare a intrărilor AO au aceleași valori ca și în cazul alternanței pozitive a semnalului prelucrat.

În acest caz  $u_{o1}^- = 0$ , astfel că:

- pentru AO ideale

$$u_{o,id}^- = -\frac{R_5}{R_4} \cdot u_i^- \quad (1.85)$$

- pentru AO reale, dacă se ține seama numai de efectul valorii finite a amplificării în buclă deschisă

$$u_{o,re}^- = \frac{u_{o,id}^-}{1 + \frac{K_n^-}{a_2}} \quad (1.86)$$

coeficientul de imperfecțiuni având expresia:  $K_n^- = 1 + \frac{R_5}{R_4 \parallel (R_2 + R_3)}$

b) rezistența de intrare a redresorului pentru AO ideale și cu bună aproximație și pentru cele reale

$$R_{in} = R_1 \parallel R_4 \quad (1.87)$$

c) rezistența de ieșire a redresorului este

$$R_{out} = \frac{r_o}{1 + \frac{K_n^-}{a_2}} \quad (1.88)$$

unde  $r_o$  reprezintă rezistența de ieșire a AO2. Coeficientul de imperfecțiuni se consideră în funcție de alternanța semnalului de intrare ( $K_{n2}$  sau  $K_n^-$ ). Pentru valori relativ mari ale amplificării în buclă deschisă ale AO2, rezistența de ieșire a redresorului este mică.

**Observație:** Dacă mărimea de intrare a etajului care se conectează după redresor este un curent, circuitul se poate simplifica utilizându-se numai un singur AO (fig. 1.24)

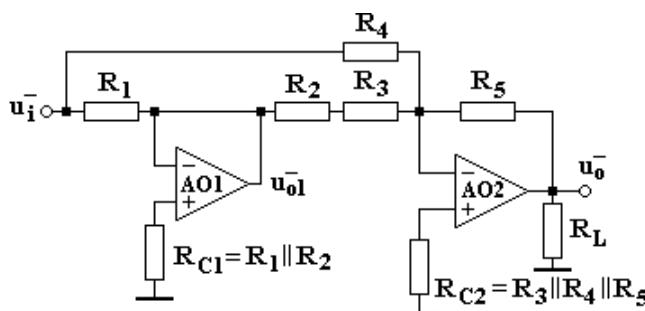


Fig. 1.23.

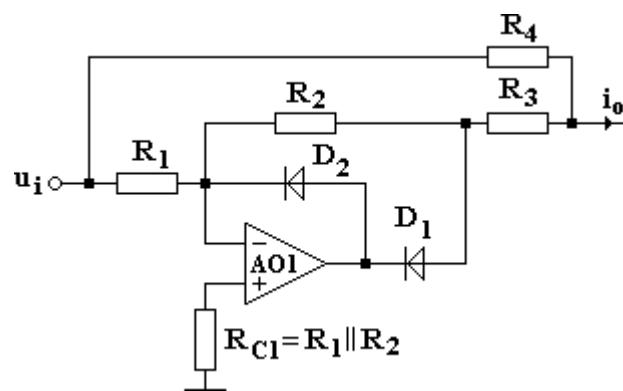


Fig. 1.24.

## 1.2.2 Circuitul de logaritmare

În blocurile de logaritmare și exponențiere se folosesc AO în configurații care exploatează caracterul exponențial al relației:

$$u_{BE} = U_T \ln\left(\frac{i_C}{I_S}\right) \quad (1.89)$$

unde  $U_T$  reprezintă tensiunea termică (0,026V la  $T=300K$ ) iar  $I_S$  este curentul de saturație.

Circuitul de logaritmare are schema de principiu din fig. 1.25, a, fiind un circuit de tip inversor.

Tensiunea de ieșire se scrie:

- pentru AO ideal

$$U_{o,id} = -U_{BE} = -U_T \ln\left(\frac{I_C}{I_S}\right) = -U_T \ln\left(\frac{U_i}{RI_S}\right) \quad (1.90)$$

- pentru AO real ( $a$  și  $r_d$  - valori finite)

$$U_{o,re} = -U_T \ln \left[ \frac{U_i}{RI_S} + \frac{1}{I_S} \frac{U_{o,re}}{a} \left( \frac{1}{R} + \frac{1}{r_d} \right) \right] \quad (1.91)$$

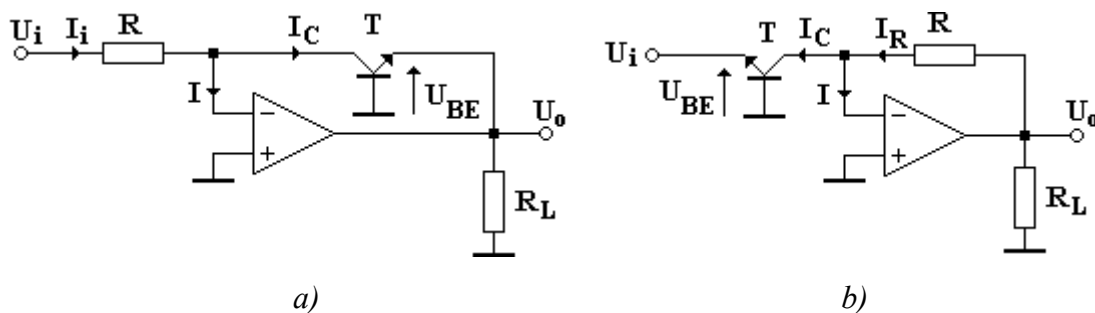


Fig. 1.25.

### 1.2.3 Circuitul de exponențiere

Circuitul de exponențiere are schema de principiu din fig. 1.25, b, fiind un circuit de tip inversor.

Tensiunea de ieșire se scrie:

- pentru AO ideal

$$U_{o,id} = RI_S \exp\left(\frac{-U_i}{U_T}\right) \quad (1.92)$$

- pentru AO real ( $a$  și  $r_d$  - valori finite)

$$U_{o,re} = \frac{U_{o,id}}{1 + \frac{1}{a} + \frac{R}{ar_d}} \quad (1.93)$$

## 2. Parametrii amplificatoarelor operaționale

### 2.1 Structura internă de principiu a amplificatoarelor operaționale

Amplificatorul operațional (AO) real prezentând limitări diferă de cel ideal. Pentru a înțelege originea acestor limitări, în fig. 2.1 se prezintă schema de principiu a unui AO.

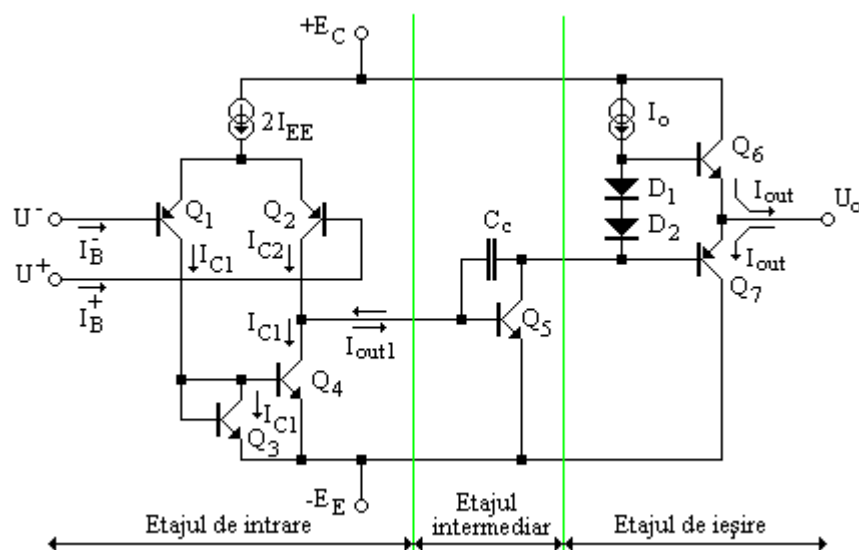


Fig. 2.1.

Cu toate că este o schemă simplificată, ea conține **elementele de bază** ale oricărui AO:

- etajul de intrare
- etajul intermediar
- etajul de ieșire

Rolul etajului de intrare este de a amplifica semnalul diferențial  $U^+ - U^-$  și de a-l converti într-un semnal a cărui referință este masa.

Etajul intermediar amplifică în continuare semnalul și asigură compensarea în frecvență.

Etajul de ieșire realizează adaptarea cu sarcina.

#### a) Etajul de intrare

Aspectul esențial al funcționării etajului de intrare este simetria. Fiecare pereche de tranzistoare,  $Q_1-Q_2$  și  $Q_3-Q_4$  este împerecheată cât mai bine cu putință.

Tranzistorul  $Q_3$  este conectat ca diodă. Acest lucru forțează curentul de colector al lui  $Q_3$  să fie egal cu  $I_{C1}$ . Joncțiunile B-E ale lui  $Q_3$  și  $Q_4$  fiind conectate în paralel rezultă că au tensiunile  $U_{BE}$  egale. Deoarece  $Q_4$  este împerecheat cu  $Q_3$ , curentul său de colector este și el egal cu  $I_{C1}$ . Circuitul format din  $Q_3$  și  $Q_4$  se numește oglindă de curent.

Curentul sursei  $2I_{EE}$  se împarte între  $Q_1$  și  $Q_2$ . Această divizare depinde de tensiunile  $U^+$  și  $U^-$ .

Când  $U^+$  este mai pozitivă decât  $U^-$ ,  $Q_1$  conduce un curent mai mare decât  $Q_2$  și  $I_{C1}$  este mai mare decât  $I_{C2}$ . Acțiunea oglinzii de curent  $Q_3-Q_4$  obligă curentul  $I_{out1}$  să aibă sensul spre nodul comun celor două colectoare ale  $Q_2$  și  $Q_4$  (curentul iese din baza lui  $Q_5$ ).

Când  $U^-$  este mai pozitivă decât  $U^+$ ,  $Q_2$  conduce un curent mai mare decât  $Q_1$  și  $I_{C2}$  este mai mare decât  $I_{C1}$ . Acțiunea oglinzii de curent  $Q_3-Q_4$  obligă curentul  $I_{out1}$  să aibă sensul spre baza lui  $Q_5$ .

Curentul  $I_{out1}$  reprezintă semnalul de ieșire asimetric (cu referință masa) al primului etaj și este proporțional cu semnalul diferențial de intrare,  $U^+ - U^-$  prin relația  $I_{out1} = g_{m1}(U^+ - U^-)$ , unde

$g_{m1}$  reprezintă transconductanța primului etaj. Astfel etajul de intrare se comportă ca un amplificator transconductanță.

### **b) Etajul intermediar**

Etajul al doilea convertește curentul  $I_{out1}$  în tensiune și asigură compensarea în frecvență. Dacă  $I_{out1}$  are sensul spre nodul comun celor două colectoare ale  $Q_2$  și  $Q_4$  (iese din baza lui  $Q_5$ ), atunci tensiunea de ieșire a etajului al doilea trece spre valori pozitive. Dacă  $I_{out1}$  are sensul spre baza lui  $Q_5$ , atunci tensiunea de ieșire a etajului al doilea trece spre valori negative. Etajul de ieșire este un amplificator transrezistență.

Condensatorul  $C_c$  din etajul al doilea asigură compensarea internă în frecvență. Acest condensator determină scăderea amplificării pe măsură ce frecvența semnalului crește. În absența condensatorului  $C_c$ , este necesară o compensare externă, deoarece, în caz contrar, în cele mai multe aplicații AO va oscila.

### **c) Etajul de ieșire**

Etajul de ieșire este un amplificator tipic în clasă AB. Repetoarele pe emitor  $Q_6$  și  $Q_7$  asigură curentul prin sarcină, având amplificarea în tensiune egală cu unitatea. Etajul de ieșire este un amplificator de curent.

## **2.2 Definirea parametrilor AO**

Conform catalogului de amplificatoare operaționale și comparatoare al firmei TEXAS INSTRUMENTS [TIN94] și referinței bibliografice [KAR98], în **tabelul 2.1** se prezintă parametrii AO: simbolul, denumirile în limbile engleză și română, unitatea de măsură precum și o scurtă definiție a parametrilor AO.

Tabelul 2.1 - PARAMETRII AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

Nr. crt.	Parametrul	Denumirea		Unitatea de măsură	Definiția
		în l. engleză	în l. română		
1	$\alpha_{IIO}$	Average temperature coefficient of input offset current	Coeficientul mediu de temperatură al curentului de intrare de offset	nA/°C sau pA/°C	Raportul dintre variația curentului de intrare de offset și variația temperaturii mediului ambiant.
2	$\alpha_{VIO}$	Average temperature coefficient of input offset voltage	Coeficientul mediu de temperatură al tensiunii de intrare de offset	μV/°C	Raportul dintre variația tensiunii de intrare de offset și variația temperaturii mediului ambiant.
3	$\Phi_m$	Phase margin	Marginea de fază	°	Valoarea absolută a variației fazei în buclă deschisă între ieșire și intrarea inversoare la frecvența la care modulul amplificării în buclă deschisă este egal cu unitatea.
4	$A_m$	Gain margin	Marginea de amplitudine (de amplificare)	dB	Reciproca amplificării de tensiune în buclă deschisă la frecvența cea mai joasă la care defazajul în buclă deschisă este astfel încât ieșirea este în fază cu intrarea inversoare.
5	$A_V$	Large-signal voltage amplification	Amplificarea în tensiune la semnal mare	V/mV	Raportul dintre oscilația vârf-la-vârf a tensiunii de ieșire și variația necesară a tensiunii de intrare pentru comanda ieșirii.
6	$A_{VD}$	Differential voltage amplification	Amplificarea diferențială în tensiune	V/mV sau V/μV	Raportul dintre variația tensiunii de ieșire și variația tensiunii deiferențiale de intrare, produsă menținând constantă tensiunea de intrare de mod comun.
7	B1	Unity gain bandwidth	Banda la amplificare unitară	MHz	Domeniul de frecvență în care amplificarea în buclă deschisă este supraunitară..
8	$B_{OM}$	Maximum-output-swing bandwidth	Banda la variație maximă a ieșirii	kHz	Domeniul de frecvență în care oscilația maximă a tensiunii de ieșire este mai mare decât o valoare specificată.
9	$C_i$	Input capacitance	Capacitatea de intrare	pF	Capacitatea dintre terminalele de intrare cu oricare dintre intrări legată la masă.

**Tabelul 2.1 - continuare**

Nr. crt.	Parametrul	Denumirea		Unitatea de măsură	Definiția
		în l. engleză	în l. română		
10	CMRR	Common-mode rejection ratio	Factorul de rejecție a modului comun	dB	Raportul dintre amplificarea diferențială și cea de mod comun. <b>Observație:</b> CMRR-ul se măsoară prin determinarea raportului dintre variația tensiunii de intrare de mod comun și modificarea ce rezultă în tensiunea de intrare de offset.
11	$\bar{F}$	Average noise figure	Coeficientul mediu de zgomot	dB	Raportul dintre (1) puterea totală de zgomot de la ieșire dintr-o anumită bandă de frecvență când temperatura de zgomot de la terminalul (terminalele) de intrare este, pentru toate frecvențele, tensiunea de zgomot de referință și (2) acea parte din (1) determinată de temperatura de zgomot a unui anumit terminal de intrare de semnal dintr-o anumită bandă de frecvență a semnalului de intrare.
12	$I_{CC+}, I_{CC-}$	Supply current	Curentul de alimentare	mA (bipolar) sau $\mu$ A (CMOS)	Curentul prin terminalele de alimentare ale circuitului integrat
13	$I_{IB}$	Input bias current	Curentul de polarizare a intrărilor	nA sau pA	Valoarea medie a curenților prin cele două terminale de intrare pentru valoarea specificată a tensiunii de ieșire.
14	$I_{IO}$	Input offset current	Curentul de intrare de offset	nA sau pA	Diferența curenților prin cele două terminale de intrare pentru valoarea specificată a tensiunii de ieșire.
15	$I_n$	Equivalent input noise current	Curentul echivalent de zgomot la intrare	$pA / \sqrt{Hz}$	Curentul unei surse ideale de curent (având impedanța internă egală cu infinit), conectată în paralel cu terminalele de intrare ale dispozitivului care reprezintă partea de zgomot generat intern și care se poate reprezenta cel mai bine printr-o sursă de curent.



**Tabelul 2.1 - continuare**

Nr. crt.	Parametrul	Denumirea		Unitatea de măsură	Definiția
		în l. engleză	în l. română		
16	$I_{OL}$	Low-level output current	Curentul de ieșire la nivel mic	mA	Curentul de ieșire în condițiile unui semnal de intrare, care în acord cu specificațiile produsului stabilește un nivel redus la ieșire.
17	$I_{OS}$	Short-circuit output current	Curentul de ieșire de scurtcircuit	mA	Valoarea maximă disponibilă a curentului de ieșire, cu borna de ieșire legată fie la masă, fie la careva dintre sursele de alimentare fie la un punct specificat.
18	$k_{SVS}$	Supply voltage sensitivity	Sensibilitatea tensiunii de alimentare	$\mu V/V$	Valoarea absolută a raportului dintre variația tensiunii de intrare de offset și variația tensiunii surselor de alimentare.
19	$k_{SVR}$	Supply voltage rejection ratio	Raportul de rejecție a surselor de alimentare	dB	Valoarea absolută a raportului dintre variația tensiunii surselor de alimentare și variația tensiunii de intrare de offset.
20	$P_D$	Total power dissipation	Puterea totală disipată	mW	Puterea totală de c.c. de alimentare a dispozitivului mai puțin orice putere livrată de dispozitiv sarcinii.
21	$r_i$	Input resistance	Rezistența de intrare	$M\Omega$	Rezistența dintre terminalele de intrare cu oricare intrare legată la masă.
22	$r_{iD}$	Differential input resistance	Rezistența de intrare diferențială	$M\Omega$	Rezistența de semnal mic dintre terminalele de intrare, neconectate la masă.
23	$r_o$	Output resistance	Rezistența de ieșire	$\Omega$	Rezistența dintre terminalul de ieșire și masă.
24	SR	Slew rate	Viteza de variație a tensiunii de ieșire	V/ $\mu s$	Valoarea medie a timpului de variație a tensiunii de ieșire a amplificatorului în buclă închisă pentru un semnal de intrare tip treaptă.
25	$t_r$	Rise time	Timpul de creștere	ns	Timpul necesar unui semnal de ieșire tip treaptă de a se modifica între 10% și 90% din valoarea sa finală.
26	$t_{tot}$	Total response time	Timpul total de răspuns	ns	Timpul dintre variația tip funcție treaptă a semnalului de intrare și momentul de timp în care semnalul de ieșire a atins pentru ultima oară domeniul nivelului specificat ( $\pm e$ ) care conține nivelul final.

**Tabelul 2.1 - continuare**

Nr. crt.	Parametrul	Denumirea		Unitatea de măsură	Definiția
		în l. engleză	în l. română		
27	$V_I$	Input voltage range	Domeniul tensiunii de intrare	V	Domeniul tensiunii de la fiecare intrare, care dacă se depășește poate determina încetarea funcționării corecte a AO.
28	$V_{IO}$	Input offset voltage	Tensiunea de intrare de offset	mV	Tensiunea de c.c. care trebuie aplicată între cele două terminale de intrare pentru a a duce tensiunea continuă de la ieșire la zero sau la o valoare specificată.
29	$V_{IC}$	Common-mode input voltage	Tensiunea de intrare de mod comun	V	Valoarea medie între cele două tensiuni individuale de intrare.
30	$V_{ICR}$	Common-mode input voltage range	Domeniul tensiunii de intrare de mod comun	V	Domeniul tensiunii de intrare de mod comun a cărui depășire poate determina funcționarea necorespunzătoare a AO.
31	$V_n$	Equivalent input noise voltage	Tensiunea echivalentă de zgomot la intrare	$nV / \sqrt{Hz}$	Tensiunea unei surse ideale de tensiune (având impedanța internă egală cu zero), conectată în serie cu terminalele de intrare ale dispozitivului care reprezintă partea de zgomot generat intern și care se poate reprezenta cel mai bine printr-o sursă de tensiune.
32	$V_{O1}/V_{O2}$	Crosstalk Attenuation	Atenuarea de diafonie	dB	Raportul dintre variația tensiunii de ieșire a canalului care conduce și variația rezultată a tensiunii de ieșire a altui canal.
33	$V_{OH}$	High-level output voltage	Tensiunea de ieșire de nivel înalt	V	Tensiunea de ieșire pentru condiții de intrare care, în acord cu specificațiile produsului, asigură un nivel ridicat la ieșirea AO.
34	$V_{OL}$	Low-level output voltage	Tensiunea de ieșire de nivel scăzut	V	Tensiunea de ieșire pentru condiții de intrare care, în acord cu specificațiile produsului, asigură un nivel scăzut la ieșirea AO.
35	$V_{ID}$	Differential input voltage	Tensiunea de intrare diferențială	V	Tensiunea dintre intrarea neinversoare și cea inversoare.

**Tabelul 2.1 - continuare**

Nr. crt.	Parametrul	Denumirea		Unitatea de măsură	Definiția
		în l. engleză	în l. română		
36	$V_{OM}$	Maximum peak output voltage swing	Variația maximă de vârf a tensiunii de ieșire	V	Valoarea maximă de tensiune pozitivă sau negativă care se obține fără limitări atunci când valoarea de c.c. a tensiunii de ieșire este, în repaus, egală cu zero.
37	$V_{O(PP)}$	Maximum peak-to-peak output voltage swing	Variația maximă vârf-la-vârf a tensiunii de ieșire	V	Valoarea maximă vârf-la-vârf a tensiunii care se obține fără limitări atunci când valoarea de c.c. a tensiunii de ieșire este, în repaus, egală cu zero.
38	$Z_{ic}$	Common-mode input impedance	Impedanța de intrare de mod comun	$G\Omega$	Rezultatul conectării în paralel a impedanțelor de semnal mic dintre fiecare intrare și masă.
39	$Z_o$	Output impedance	Impedanța de ieșire	$\Omega$	Impedanța de semnal mic dintre terminalul de ieșire și masă.
40	-	Overshoot factor	Factorul de supracreștere	%	Raportul dintre deviația maximă a valorii semnalului de ieșire față de valoarea tranzitorie finală dacă la intrare se aplică un semnal tip treaptă și valoarea absolută a diferenței dintre valorile tranzitorii ale semnalului de ieșire înainte și după variația tip treaptă a semnalului de intrare.
41	THD+N	Total harmonic distortion plus noise	Distorsiunea armonică totală plus zgomotul	%	Raportul dintre valoarea efectivă a tensiunii de zgomot plus valoarea efectivă a tensiunii armonice a semnalului și valoarea efectivă totală a semnalului de ieșire.
42	GBW	Gain bandwidth product	Produsul amplificare-bandă (PAB)	MHz	Produsul dintre amplificarea de tensiune în buclă deschisă și frecvența la care se măsoară amplificarea.
43	-	Average long-term drift coefficient of input offset voltage	Coeficientul mediu de drift, de termen lung, a tensiunii de intrare de offset	$\mu V/lună$	Raportul dintre variația tensiunii de intrare de offset și variația timpului. Reprezintă o valoare medie pe perioada de timp specificată.

## 2.3 Valorile limită absolute ale parametrilor AO și condițiile de lucru

În circuitele realizate cu AO, parametrii tipici ai amplificatoarelor sunt garantați numai dacă AO lucrează cât mai aproape de condițiile recomandate. Utilizarea AO în condițiile valorilor maxime ale parametrilor poate determina o comportare neprevizibilă a AO sau chiar distrugerea lor.

Lista valorilor limită absolute și a condițiilor de lucru cuprinde parametrii tipici ai AO.

### a) Valorile limită absolute

- Tensiunea de alimentare
- Tensiunea de intrare diferențială
- Domeniul tensiunii de intrare
- Curentul de intrare
- Curentul de ieșire
- Curentul total prin VCC+
- Curentul total prin VCC-
- Durata curentului de scurtcircuit (la 25°C sau mai jos)
- Puterea totală disipată continuu
- Temperatura de funcționare
- Temperatura de depozitare

### b) Condițiile de lucru recomandate

- Tensiunea de alimentare
- Domeniul tensiunii de intrare
- Tensiunea de intrare de mod comun
- Temperatura de funcționare

## 2.4 Descrierea parametrilor AO

### 2.4.1 Tensiunea de intrare de offset, $V_{IO}$

Tensiunea de intrare de offset reprezintă tensiunea de c.c. care trebuie aplicată între terminalele de intrare ale AO pentru a aduce la zero tensiunea de c.c. de repaus de la ieșire sau la o valoare specificată. Dacă etajul de intrare ar fi perfect simetric ar rezulta  $V_{IO}=0$ . Din cauza variațiilor procesului tehnologic, geometria și gradul de dopare nu sunt identice până la cel mai mic detaliu. Toate AO necesită conectarea unei mici tensiuni între intrarea neinversoare și cea inversoare pentru a echilibra aceste nepotriviri.

În fig. 2.2,  $V_{IO}$  este reprezentată ca o sursă de tensiune continuă conectată la intrarea neinversoare.

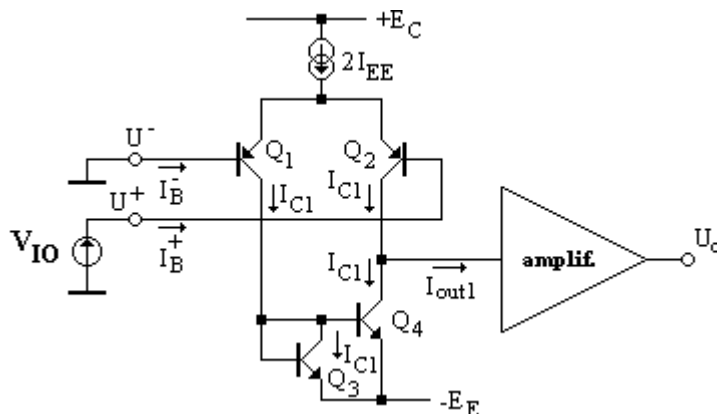


Fig. 2.2.

Datele de catalog oferă informație și despre coeficientul de temperatură a tensiunii de intrare de offset,  $\alpha_{V_{IO}}$ , calculat cu relația:

$$\alpha_{V_{IO}} = \frac{(V_{IO} \text{ la } T_{A(1)}) - (V_{IO} \text{ la } T_{A(2)})}{T_{A(1)} - T_{A(2)}} \quad (2.1)$$

unde  $T_{A(1)}$  și  $T_{A(2)}$  sunt limitele specificate ale temperaturii.

Ori de câte ori se impune precizie din punct de vedere c.c. se impune luarea în seamă a tensiunii  $V_{IO}$  și aplicarea metodelor de anulare a efectului său.

### 2.4.2 Curentul de intrare

Prin fiecare intrare a AO circulă un mic curent de polarizare (fig. 2.1 sau 2.2).

**Curentul de polarizare a intrărilor** se calculează ca media aritmetică a celor doi curenți de intrare:

$$I_{IB} = \frac{I_B^+ + I_B^-}{2} \quad (2.2)$$

**Curentul de intrare de offset** reprezintă diferența curenților de polarizare a intrării neînversoare și inversoare:

$$I_{IO} = I_B^+ - I_B^- \quad (2.3)$$

Curentul  $I_{IB}$  trebuie luat în seamă atunci când impedanța sursei de la intrarea AO are valori mari.

De obicei, curentul de intrare de offset este mai mic cu un ordin de mărime decât curentul de polarizare a intrărilor, astfel că dacă cele două intrări ale AO “văd” spre masă rezistențe egale, atunci se elimină din tensiunea de ieșire efectul curenților de polarizare a intrărilor. Se va simți numai efectul curentului de intrare de offset.

### 2.4.3 Domeniul tensiunii de intrare de mod comun

În mod normal la intrările AO există o tensiune comună ambelor intrări. Dacă această tensiune de mod comun este prea mare (apropiată de  $+E_C$ ) sau prea mică (apropiată de  $-E_E$ ), intrările AO se blochează și funcționarea corectă încetează.

În fig. 2.3 se prezintă limitele de variație ale tensiunii pozitive de intrare de mod comun, utilizându-se schema simplificată din fig. 2.1. Dacă  $V_{IN} > E_C - 0,9V$ , tranzistoarele de la intrare și sursa de curent  $I_{EE}$  se blochează.

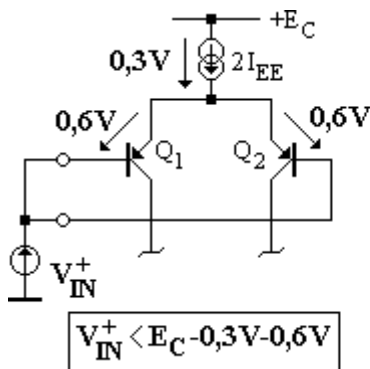


Fig. 2.3.

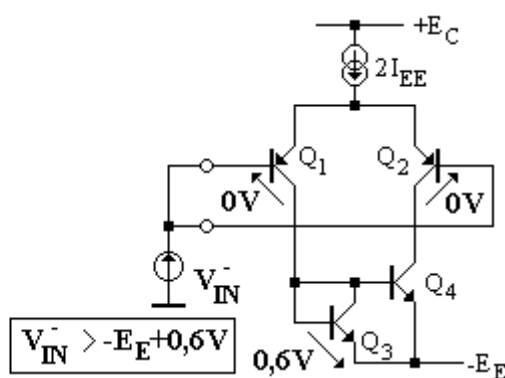


Fig. 2.4.

În fig. 2.4 se prezintă limitele de variație ale tensiunii negative de intrare de mod comun, utilizându-se schema simplificată din fig. 2.1. Dacă  $V_{IN} < -E_E + 0,6V$ , tranzistoarele de la intrare și sursa de curent  $I_{EE}$  se blochează.

Structurile de AO de tipul celui analizat nu includ între valorile tensiunii de intrare de mod comun niciuna dintre tensiunile de alimentare (*power supply rail*). Alte tehnologii utilizate în realizarea circuitelor de intrare asigură un domeniu al tensiunii de intrare de mod comun care include și una sau ambele tensiuni de alimentare. De exemplu:

- Amplificatoarele operaționale LM324 și LM 358 au etajul de intrare realizat cu tranzistoare PNP ale căror colectoare sunt conectate la minusul alimentării. Deoarece  $V_{CB}$  poate deveni egală cu zero, rezultă că tensiunea de intrare de mod comun poate include între valori și tensiunea negativă de alimentare (fig. 2.5).
- AO de tipul BiFET de tipul TL07X și TL207X au etajul de intrare realizat cu TEC-J cu canal P care au terminalele de sursă legate la alimentarea pozitivă. Pentru că  $V_{GS}$  poate deveni egală cu zero, domeniul tensiunii de intrare de mod comun poate include și tensiunea pozitivă de alimentare (fig. 2.6).
- AO de tipul CMOS au etajul de intrare realizat cu TEC-MOS cu canal P, cu substratul conectat la alimentarea pozitivă. Prin urmare canalul conductor apare pentru  $V_G + V_T < V_{DD}$  și acest fapt permite ca domeniul tensiunii de intrare de mod comun să includă tensiunea negativă de alimentare (fig. 2.7).
- AO cu intrare “rail-to-rail” utilizează tranzistoare complementare N și P în etajele diferențiale de intrare. Când valoarea tensiunii de intrare de mod comun se apropie de oricare dintre valorile tensiunii de alimentare, atunci cel puțin una dintre intrările diferențiale este încă activă (fig. 2.8).

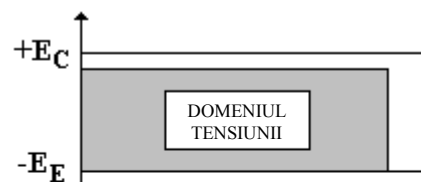


Fig. 2.5

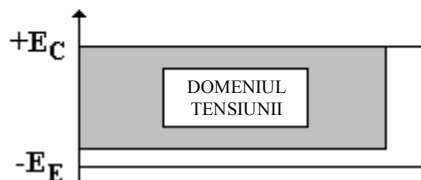


Fig. 2.6

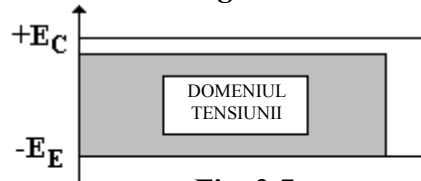


Fig. 2.7

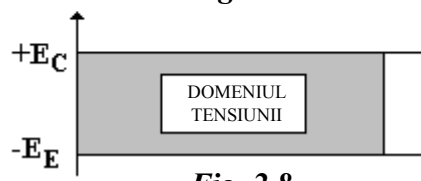


Fig. 2.8

#### 2.4.4 Domeniul tensiunii de intrare diferențiale

Domeniul tensiunii de intrare diferențiale se specifică, de obicei, ca valoare absolută maximă (fig.2.9).

Dacă tensiunea de intrare este mai mare decât tensiunea inversă B-E a tranzistorului  $Q_1$  plus tensiunea directă B-E a tranzistorului  $Q_2$ , atunci jonctiunea B-E a lui  $Q_1$  acționează ca o diodă Zener. Acest mod de lucru este distructiv, deteriorându-se câștigul în curent al lui  $Q_1$ . Această analiză se poate face și pentru  $V_{IN-DIF}$  de polaritate opusă, rolul diodei Zener jucând-o de această dată jonctiunea B-E a tranzistorului  $Q_2$ .

Unele AO prezintă circuite de protecție, limitându-se curentul de intrare. În mod normal, limitarea tensiunii de intrare diferențiale nu constituie o problemă de proiectare.

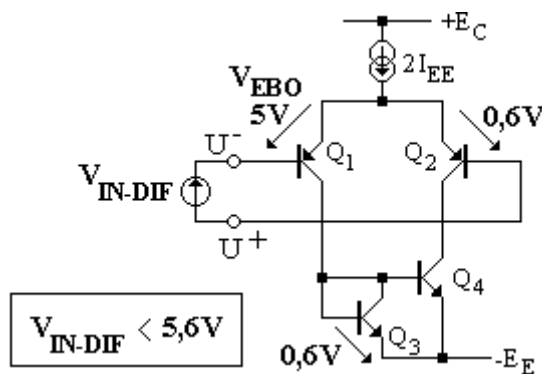


Fig. 2.9.

#### 2.4.5 Variația maximă a tensiunii de ieșire

Tensiunea maximă de ieșire,  $V_{OM\pm}$ , este definită ca amplitudinea maximă, pozitivă sau negativă, a tensiunii de ieșire care se poate obține fără limitarea formei de undă, pentru valoarea de repaus a tensiunii continue la ieșire egale cu zero.

Tensiunea maximă de ieșire  $V_{OM\pm}$  este limitată de impedanța de ieșire a amplificatorului, de tensiunea de saturație a tranzistoarelor de ieșire și de tensiunile de alimentare (fig. 2.10). Este important de reținut că  $V_{OM\pm}$  depinde de valoarea rezistenței de sarcină.

Valoarea maximă a potențialului  $V_{BQ6}$  este egală cu  $+E_C$ , de aceea:

$$U_o \leq +E_C - U_{R_1} - U_{BEQ6} - U_{CBQ6}$$

Valoarea minimă a tensiunii de intrare  $U_i$  poate fi  $-E_E$ , de aceea:

$$U_o \geq E_E + U_{R_2} + U_{EBQ7} + U_{BCQ7}$$

Structura de repetor pe emitor nu poate asigura o excursie a tensiunii de ieșire până în apropierea surselor de alimentare. AO cu ieșire “rail-to-rail” utilizează etaje cu emitor comun (bipolar) ori sursă comună (CMOS). La aceste structuri, variația tensiunii de ieșire este limitată numai de tensiunea de saturație (bipolar) sau de rezistența “on” (CMOS) a tranzistoarelor de ieșire și de sarcină.

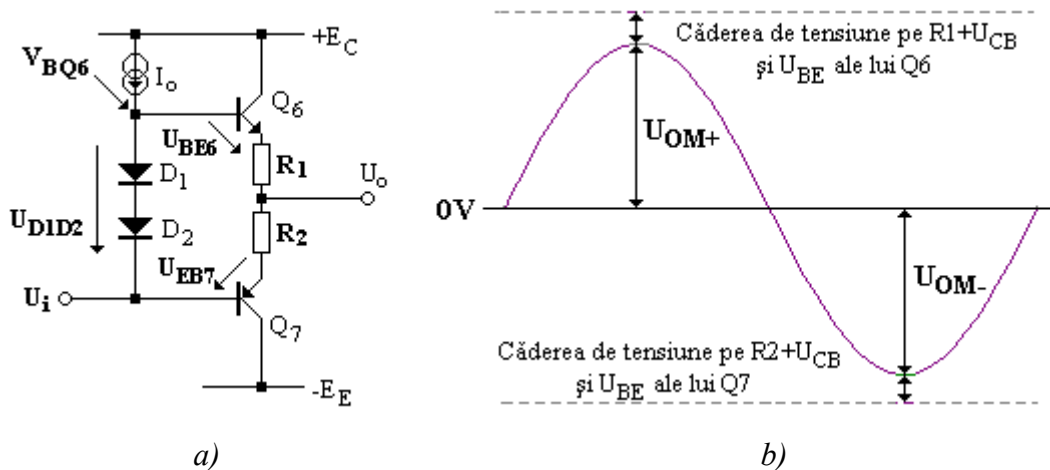


Fig. 2.10.

#### 2.4.6 Amplificarea diferențială la semnal mare

Amplificarea diferențială la semnal mare,  $A_{VD}$  reprezintă raportul dintre variația tensiunii de ieșire și variația tensiunii de intrare diferențiale, în timp ce tensiunea de intrare de mod comun se menține constantă. Acest parametru este strâns legat de câștigul în buclă deschisă (a). Diferența dintre acești parametri constă în faptul că amplificarea diferențială la semnal mare se determină în condițiile existenței rezistenței de sarcină și include deci efecte de încărcare.

Datele de catalog specifică valoarea de c.c. a  $A_{VD}$  dar  $A_{VD}$  depinde de frecvență (scade cu creșterea frecvenței așa cum se prezintă pe fig. 2.16).

Amplificarea  $A_{VD}$  constituie o problemă de proiectare atunci când se cere un câștig precis.

Pornind de la relația amplificării în buclă închisă a configurației neinvertoare

$$A = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{b} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{ab}}, \text{ unde } b = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

amplificarea  $A$  se poate controla precis printr-o selectare atentă a rezistoarelor  $R_1$  și  $R_2$ . Termenul  $1/ab$  apare ca un termen de eroare. Numai dacă  $a$  (sau  $A_{VD}$ ) are valoare mare în comparație cu  $1/b$ , atunci influența lui  $a$  asupra lui  $A$  devine neglijabilă.

#### 2.4.7 Elementele parazite de la intrarea AO

Ambelor intrări ale AO li se pot asocia niște impedanțe parazite (fig. 2.11). În circuitul real apar și inductanțe parazite, dar au efecte neglijabile la frecvențe joase.

Impedanța de intrare a AO reprezintă o problemă de proiectare atunci când impedanța sursei de semnal are valori mari.

Capacitățile parazite de intrare pot cauza defazaje suplimentare pe calea de reacție care pot micșora marginea de fază și pot reprezenta o problemă dacă în bucla de reacție se conectează rezistențe de valori mari.

### 2.4.7.1 Capacitatea de intrare

Capacitatea de intrare  $C_i$  se măsoară între terminalele de intrare cu oricare dintre ele conectată la masă. Această capacitate este de obicei de ordinul pF. De exemplu dacă se leagă la masă intrarea neînversoare rezultă:

$$C_i = C_d \parallel C_n \quad (2.4)$$

Uneori datele de catalog se referă la capacitatea de intrare de mod comun,  $C_{ic}$ . De pe fig. 2.11 se observă că dacă se unesc intrările rezultă

$$C_{ic} = C_n \parallel C_p \quad (2.5)$$

### 2.4.7.2 Rezistența de intrare

Se definesc două rezistențe de intrare:  $r_i$  și  $r_{id}$ , astfel

- $r_i$  reprezintă rezistența dintre terminalele de intrare intrare cu oricare dintre ele conectată la masă;
- $r_{id}$  este rezistența de intrare diferențială și reprezintă rezistența de semnal mic dintre cele două terminale de intrare, nici una dintre ele nefiind legată la masă.

Astfel, dacă se leagă intrarea neînversoare la masă (fig. 2.11) se obține:

$$r_i = R_d \parallel R_n \quad (2.6)$$

cu valorile uzuale în domeniul  $10^7 \dots 10^{12} \Omega$ .

Dacă ambele intrări sunt flotante (nu s-a legat nici una dintre ele la masă), de pe fig. 2.11 rezultă:

$$r_{id} = R_d \parallel (R_n + R_p) \quad (2.7)$$

cu valorile uzuale în domeniul  $10^7 \dots 10^{12} \Omega$ .

Uneori se specifică și rezistența de intrare de mod comun,  $r_{ic}$ . De pe fig. 2.11 se observă că dacă se unesc intrările rezultă:

$$r_{ic} = R_n \parallel R_p \quad (2.8)$$

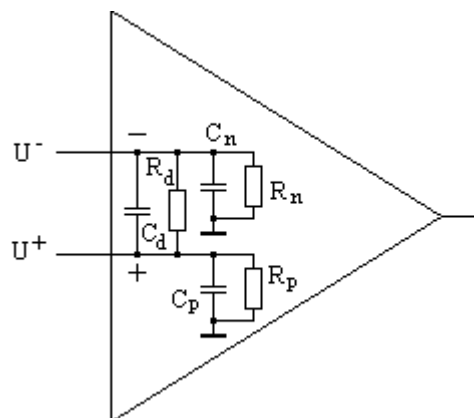


Fig. 2.11.

### 2.4.8 Impedanța de ieșire

Datele din cataloage diferite prezintă valori deosebite ale impedanței de ieșire. Astfel, unele cataloage indică impedanța de ieșire în buclă închisă, pe când altele - impedanța de ieșire în buclă deschisă, în ambele cazuri folosindu-se aceeași notație  $z_o$  (fig. 2.12).

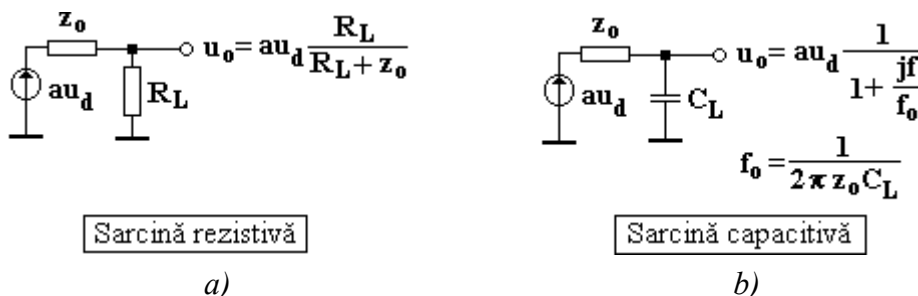


Fig. 2.12.

Parametrul  $z_o$  este definit ca impedanța de semnal mic între borna de ieșire și masă, valorile tipice fiind egale cu  $50 \dots 200 \Omega$ .

Etajele de ieșire cu emitor comun (tehnologie bipolară) sau sursă comună (tehnologie CMOS), utilizate la AO cu ieșire “rail-to-rail”, prezintă impedanță de ieșire mai mare decât etajele cu repetor pe emitor.



Impedanța de ieșire constituie o problemă de proiectare atunci când se utilizează AO cu ieșire “rail-to-rail” pentru comanda unor sarcini de valoare mare.

Pe fig. 2.12 se prezintă modul în care impedanța de ieșire, presupusă cu caracter preponderent rezistiv, afectează semnalul de ieșire.

#### 2.4.9 Factorul de rejecție a modului comun

Factorul de rejecție a modului comun (CMRR) se definește ca raportul dintre amplificarea de mod diferențial și cea de mod comun,  $A_{DIF} / A_{COM}$ . Ideal, acest raport ar trebui să fie infinit, tensiunile de mod comun fiind astfel total rejectate.

Tensiunea de intrare de mod comun modifică punctul static de funcționare (PSF) al perechii diferențiale de intrare. Din cauza neîmperecherilor inerente ale circuitului de intrare, modificarea PSF-ului schimbă valoarea tensiunii de offset care la rândul său va modifica tensiunea de ieșire. Mecanismul real de acțiune este  $\Delta V_{OS} / \Delta V_{COM}$ . În catalog  $CMRR = \Delta V_{COM} / \Delta V_{OS}$ , pentru ca exprimat în dB să fie o valoare pozitivă.

CMRR-ul se prezintă în datele de catalog ca un parametru de c.c. dar valoarea sa scade pe măsură ce crește frecvența semnalelor prelucrate.

#### 2.4.10 Factorul de rejecție a surselor de alimentare

Factorul de rejecție a surselor de alimentare,  $k_{SVR}$  (SVRR sau PSRR) reprezintă raportul dintre variația tensiunii surselor de alimentare și variația tensiunii de ieșire.

Tensiunea de alimentare modifică punctul static de funcționare (PSF) al perechii diferențiale de intrare. Din cauza neîmperecherilor inerente ale circuitului de intrare, modificarea PSF-ului schimbă valoarea tensiunii de offset care la rândul său va modifica tensiunea de ieșire. Mecanismul real de acțiune este  $\Delta V_{OS} / \Delta V_{CC\pm}$ . Pentru a se obține o valoare în dB pozitivă, în datele de catalog parametrul se definește  $k_{SVR} = \Delta V_{CC\pm} / \Delta V_{OS}$ . Mărimea  $\Delta V_{CC\pm}$  presupune că tensiunile de alimentare pozitivă și negativă se modifică simetric. Mecanismul care produce  $k_{SVR}$  este identic cu cel pentru CMRR, deci și  $k_{SVR}$  este un parametru de c.c. și scade odată cu creșterea frecvenței.

#### 2.4.11 Curentul de alimentare

Curentul de alimentare reprezintă curentul de repaus prin AO fără sarcină. De obicei în datele de catalog curentul de alimentare reprezintă curentul prin întreg cipul circuitului, excepție făcând unele circuite care au mai multe AO pe cip și la care curentul de alimentare reprezintă curentul fiecărui amplificator.

#### 2.4.12 Viteza de variație a semnalului de ieșire la câștig unitar, SR

SR-ul reprezintă viteza de variație a tensiunii de ieșire determinată de un semnal tip treaptă aplicat la intrare (fig. 2.13). Se exprimă în V/ $\mu$ s.

Referindu-ne la fig. 2.1, variația tensiunii în etajul al doilea este limitată de încărcarea/descărcarea condensatorului  $C_C$ . Viteza maximă de variație apare când oricare parte a perechii deiferențiale conduce curentul  $2I_{EE}$ . În această situație se obține limita maximă a SR-ului, calculată cu

$$\text{relația } SR = \frac{2I_{EE}}{C_C}.$$

Cerința de a avea curent care intră sau iese din etajul de intrare pentru a modifica tensiunea de ieșire a etajului intermediar impune apariția unei tensiuni de eroare ori de câte ori tensiunea de ieșire a AO se modifică. Un AO realizat cu tranzistoare bipolare necesită o tensiune de eroare de aproximativ 120 mV

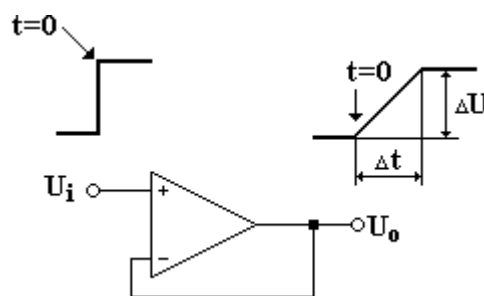


Fig. 2.13.

pentru a realiza SR-ul maxim. În cazul AO realizat cu TEC-J sau TEC-MOS la intrare tensiunea de eroare este mai mare și anume 1...3 V.

Condensatorul  $C_C$  se adaugă pentru ca circuitul să fie stabil la câștig unitar.

Pentru a mări SR-ul AO se crește valoarea curenților de polarizare din AO.

### 2.4.13 Zgomotul echivalent la intrare

Toate AO au asociate surse parazite de zgomot. Zgomotul se măsoară la ieșirea AO și este referit la intrarea acestuia, de unde derivă și denumirea.

Uzual zgomotul echivalent la intrare se indică în două moduri:

- prima modalitate constă în specificarea unui zgomot punctual (spot noise) sub forma unei tensiuni  $V_n$  (sau curent  $I_n$ ) împărțit la radical din Hz, la frecvența specificată;
- a doua modalitate constă în specificarea zgomotului ca o mărime vârf-la-vârf, într-un anumit domeniu de frecvență.

Spectrul zgomotului dintr-un AO are o componentă dependentă de  $1/f$  și una de zgomot alb. Zgomotul de tipul  $1/f$  este invers proporțional cu frecvența și este semnificativ numai la frecvențe joase. Zgomotul alb are un spectru plat (fig. 2.14).

În mod obișnuit zgomotul punctual se indică pentru două frecvențe. Prima frecvență este de 10 Hz unde se manifestă densitatea spectrală  $1/f$ . A doua frecvență este egală cu 1 kHz, unde zgomotul este din punct de vedere spectral plat. Unitățile de măsură folosite sunt:  $nV_{ef}/\sqrt{Hz}$  pentru tensiunea de zgomot, respectiv  $pA_{ef}/\sqrt{Hz}$  pentru curentul de zgomot. Pe fig. 2.14 frecvența de tranziție de la zgomotul  $1/f$  la cel alb s-a notat cu  $f_{CE}$ .

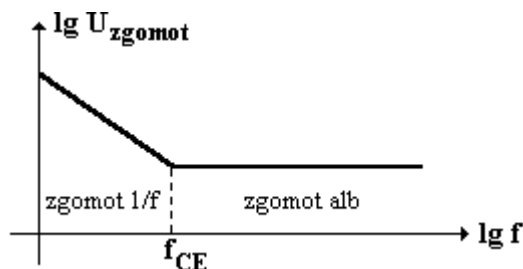


Fig. 2.14.

O specificare de zgomot de forma  $V_{n(pp)}$  reprezintă o valoare vârf-la-vârf, exprimată într-un domeniu de 0,1 Hz la 1 Hz sau 0,1 Hz la 10 Hz. Unitatea de măsură este  $nV_{v-v}$ . Pentru a transforma tensiunea de zgomot din valoarea efectivă în cea vârf-la-vârf se ține seama de cel mai mare factor de creștere (vârf):  $U_{zg,v-v} = 6 \times U_{zg,ef}$  ( $V_{n(pp)} = 6 \times V_{n(RMS)}$ ).

Pentru o structură dată de AO, prin creșterea curenților de polarizare scade zgomotul (dar cresc SR-ul, produsul amplificare-bandă și puterea totală disipată).

Rezistența văzută la intrarea AO contribuie la creșterea zgomotului. Încercarea de a egala rezistențele “văzute” de cele două intrări ale AO are efect benefic și asupra zgomotului.

### 2.4.14 Distorsiunile armonice totale și zgomotul

Prin parametrul **distorsiuni armonice și zgomot** (THD+N) se compară conținutul de frecvențe al semnalului de ieșire cu conținutul de frecvențe al semnalului de intrare. Ideal, dacă semnalul de intrare este pur sinusoidal atunci și cel de ieșire este pur sinusoidal. Din cauza surselor de neliniaritate și zgomot din AO, semnalul de ieșire nu rezultă niciodată curat.

Parametrul THD+N se determină cu relația:

$$THD + N = \frac{\sum (\text{tensiuni armonice} + \text{tensiunea de zgomot})}{\text{tensiunea totală de ieșire}} \times 100\%$$

În fig. 2.15 se prezintă cazul ipotetic în care  $THD+N=1\%$ .

Fundamentală semnalului de ieșire are aceeași frecvență ca și semnalul de intrare și reprezintă 99% din semnalul de ieșire. Comportarea neliniară a AO determină apariția de armonice în tensiunea de ieșire. Zgomotul de la ieșire se datorează în principal zgomotului referit la intrarea AO. Adunate împreună, toate tensiunile datorate armonicilor și zgomotului reprezintă 1% din semnalul de ieșire.

Cauzele majore ale distorsiunilor din AO sunt limitele variației tensiunii de ieșire și SR-ul limitat.

### 2.4.15 Banda la câștig unitar și marginea de fază

Caracteristicile de frecvență ale AO din catalog se referă la următorii 5 parametri:

- banda la câștig unitar, B1;
- produsul amplificare-bandă, GBW (sau GPB);
- marginea de fază la câștig unitar ( $\Phi_m$ );
- marginea de câștig ( $A_m$ );
- banda la variație maximă a ieșirii ( $B_{OM}$ ).

Banda la câștig unitar (B1) și produsul amplificare-bandă (GBW) sunt similare. B1 arată frecvența la care amplificarea  $A_{VD}$  a AO devine egală cu 1:

$$B1 = f|_{A_{VD}=1}$$

Produsul amplificare-bandă (GBW) se referă la produsul dintre amplificare și banda AO în buclă deschisă și cu sarcina deconectată:

$$GBW = A_{VD} \times f$$

Marginea de fază la câștig unitar ( $\Phi_m$ ) reprezintă diferența dintre mărimea defazajului semnalului prin AO la amplificarea  $A_{VD}=1$  și  $180^\circ$ :

$$\Phi_m = 180^\circ - \text{defazajul}|_{B1}$$

Marginea de câștig sau amplificare ( $A_m$ ) reprezintă diferența dintre câștigul unitar și câștigul la defazajul de  $180^\circ$ :

$$A_m = 1 - \text{câștigul}|_{180^\circ}$$

Banda la variație maximă a ieșirii ( $B_{OM}$ ) este limitat de SR. Pe măsură ce frecvența semnalului devine tot mai mare, ieșirea este limitată de SR și nu mai poate răspunde suficient de rapid pentru a realiza variația specificată a tensiunii de ieșire.

Pentru a face AO stabil pe cipul circuitului se include un condensator  $C_C$  (fig. 2.1). Acest tip de compensare se numește compensare cu pol dominant. Scopul urmărit este de a determina câștigul în buclă deschisă să devină egal cu 1 înainte ca defazajul la ieșire să atingă  $180^\circ$ .

Pe fig. 2.1 se prezintă o formă simplificată de compensare. In AO reale există și alte frecvențe în afară de cea corespunzător polului dominant. In fig. 2.16 se prezintă caracteristicile de frecvență ale unui AO compensat intern.

Așa cum s-a prezentat anterior și se observă și pe fig. 2.16, amplificarea  $A_{VD}$  scade cu frecvența.  $A_{VD}$  (și deci și B1 sau GBW) reprezintă o problemă de proiectare dacă se cere un câștig precis într-o bandă de frecvență specificată.

Pornind de la relația amplificării în buclă închisă a configurației neinversoare

$$A = \frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{b} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{ab}}, \text{ unde } b = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

amplificarea  $A$  se poate controla precis printr-o selectare atentă a rezistoarelor  $R_1$  și  $R_2$ . Termenul  $1/ab$  apare ca un termen de eroare. Numai dacă  $a$  (sau  $A_{VD}$ ) are valoare mare în comparație cu  $1/b$ , atunci influența lui  $a$  asupra lui  $A$  devine neglijabilă.

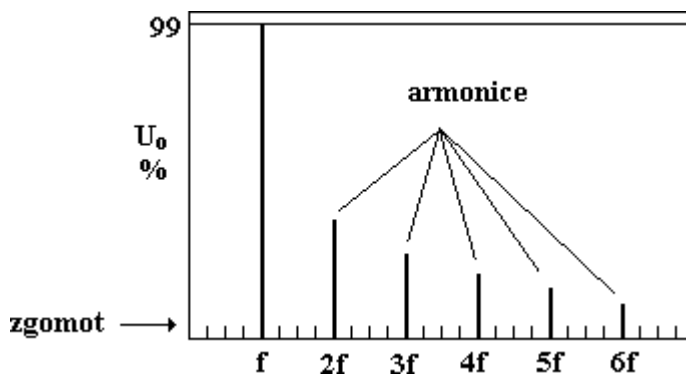


Fig. 2.15.

Marginea de fază și marginea de câștig reprezintă două modalități de exprimare a stabilității circuitului. De exemplu în cazul AO cu ieșire “rail-to-rail” care au impedanță de ieșire mai mare, se observă un defazaj semnificativ dacă sarcina este capacitivă. Acest defazaj suplimentar reduce marginea de fază și de aceea AO - CMOS cu ieșire “rail-to-rail” prezintă limitări serioase în cazul sarcinilor capacitive.

### 2.4.16 Timpul de stabilire

Propagarea unui semnal prin AO se face într-un timp finit. Astfel pentru ca ieșirea AO să reacționeze la un semnal de intrare de tip treaptă trebuie să treacă un anumit timp. Semnalul de ieșire atinge valoarea finală stabilă după un timp de oscilație în jurul valorii finale. Timpul de stabilire reprezintă timpul necesar ca valoarea tensiunii de ieșire să se încadreze într-un interval în jurul valorii stabile, abaterea reprezentând un anumit procent din valoarea stabilă (fig. 2.17).

Timpul de stabilire constituie o problemă de proiectare în circuitele de achiziții de date atunci când semnalul se modifică rapid. Un exemplu îl constituie AO conectat ca adaptor de impedanță (buffer analogic!) între un multiplexor și convertorul analog-digital (CAD). La intrarea AO pot apare modificări tip treaptă atunci când multiplexorul schimbă canalele de semnal. Înainte de eșantionarea semnalului de către CAD semnalul de ieșire al AO trebuie să se încadreze într-un interval cu o anumită toleranță.

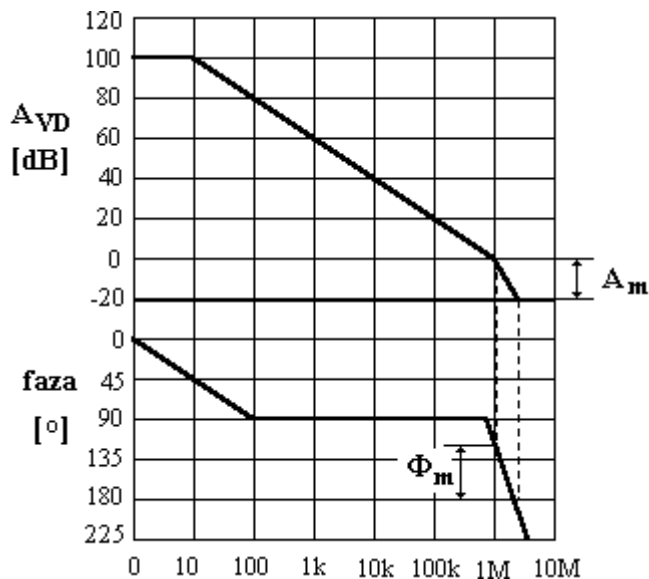


Fig. 2.16.

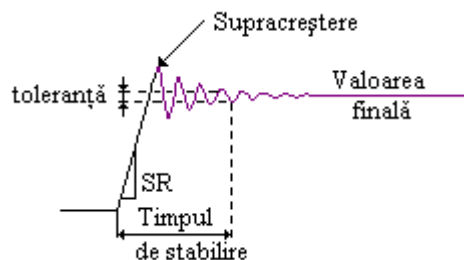


Fig. 2.17.

### 3. Proiectarea circuitelor realizate cu amplificatoare operaționale

Proiectarea circuitelor realizate cu amplificatoare operaționale presupune parcurgerea următoarelor etape:

1. alegerea schemei
2. alegerea AO
3. dimensionarea rezistențelor
4. calculul erorii datorate neîmperecherii valorilor de rezistențe
5. studiul comportării în frecvență
6. calculul erorii datorate offset-ului
7. calculul erorii datorate CMRR și SVRR

#### 3.1 Alegerea schemei

Alegerea schemei se face în concordanță cu funcția de transfer a circuitului, impusă prin datele de proiectare.

La primul circuit dintr-un sistem mai complex realizat cu AO, valoarea impedanței de intrare poate fi critică. La alegerea schemei acestui circuit se va ține seama deci și de valoarea impedanței minime de intrare impusă prin datele de proiectare. Astfel, dacă impedanța de intrare este de ordinul  $k\Omega$  sau zeci de  $k\Omega$  se poate utiliza configurația inversoare iar dacă valoarea impedanței de intrare este de ordinul  $M\Omega$ , trebuie să se folosească configurația neînversoare.

Indiferent de tipul circuitului cu reacție negativă realizat cu AO, rezistența de ieșire este mică, ceea ce permite cuplarea comodă în cascadă a circuitelor, fără să aibă loc pierderi de semnal prin divizarea acestuia între rezistența de ieșire a circuitului și cea de intrare a circuitului următor.

#### 3.2 Alegerea AO

Alegerea AO se face după următoarele criterii:

a) AO se alege astfel încât să aibă  $SR$ -ul mai mare decât viteza maximă de variație a semnalului de ieșire al AO, determinată pentru valoarea maximă a frecvenței,  $f_{max}$  și a amplitudinii semnalului de ieșire,  $\hat{U}_{o,max}$ .

Dacă datele de proiectare oferă informație despre viteza maximă de variație a semnalului de intrare,  $(\frac{du_i}{dt})_{max}$ , atunci se consideră:

$$SR_1 = (\frac{du_i}{dt})_{max} \quad (3.1)$$

Dacă semnalul prelucrat are variație sinusoidală, atunci viteza maximă de variație a acestuia la ieșirea AO este:

$$SR_2 = 2 \cdot \pi \cdot f_{max} \cdot \hat{U}_{i,max} \cdot A \quad (3.2)$$

unde  $A$  reprezintă amplificarea în buclă închisă a circuitului.

AO corespunde cerințelor impuse prin proiectare dacă  $SR$ -ul său satisface inegalitatea:

$$SR_{AO} > \max[SR_1, SR_2] \quad (3.3)$$

b) AO se alege astfel încât valoarea amplificării în buclă deschisă la  $f_{max}$  să permită determinarea amplificării în buclă închisă cu o eroare mai mică decât cea impusă prin datele de proiectare. Notând eroarea relativă între valoarea reală și cea ideală a amplificării în buclă închisă cu  $\epsilon_{imp}$ , valoarea necesară a amplificării în buclă deschisă care poate să asigure o eroare mai mică decât cea impusă, determinată la  $f_{max}$  este

$$a(f_{\max}) \geq \frac{1 - |\varepsilon_{imp}|}{\sqrt{1 - (1 - |\varepsilon_{imp}|)^2}} \cdot \frac{1}{b} \quad (3.4)$$

unde  $K_n = \frac{1}{b}$  reprezintă coeficientul de imperfecțiuni.

c) Dacă valoarea rezistenței de intrare a circuitului trebuie să fie mare, atunci AO se alege astfel ca rezistența de intrare diferențială a AO să verifice relația:

$$r_d \geq \frac{R_{in,min}}{1 + a(f_{\max}) \cdot b} \quad (3.5)$$

unde  $R_{in,min}$  reprezintă valoarea minimă a rezistenței de intrare care trebuie asigurată de circuitul realizat cu AO și este impusă prin datele de proiectare.

d) Dacă AO să se caracterizeze în buclă deschisă printr-un singur pol sau are panta caracteristicii de amplitudine până la amplificarea unitară în buclă deschisă egală cu -20dB/dec, AO se alege astfel ca produsul său amplificare-bandă,  $PAB$ , să satisfacă relația:

$$PAB \geq 5 \cdot K_n \cdot f_{\max} \quad (3.6)$$

situație în care neuniformitatea în bandă a caracteristicii de frecvență este egală cu maxim 0,2 dB.

**Concluzie:** AO ales este corespunzător dacă satisface, în principal, condițiile a) și b).

### 3.3 Dimensionarea rezistențelor

Dimensionarea rezistențelor se face pentru funcția de transfer ideală a circuitului (AO se consideră ideal), ținând-se seama de următoarele aspecte:

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

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

**IMPORTANT:** După determinarea prin calcul analitic a valorilor de rezistențe, se alege din catalog valorile standard cele mai apropiate (Anexa 1). Dacă valoarea determinată este critică și nu se găsește valoarea standard necesară, se recomandă înlocuirea rezistorului în cauză cu un rezistor fix legat în serie cu un potențiomtru semireglabil, valoarea totală de rezistență (cu potențiomtrul semireglabil în poziție maximă) fiind ceva mai mare decât cea a rezistorului înlocuit.

### 3.4 Calculul erorii datorate neîmperechierii valorilor de rezistențe

Eroarea de neîmperechere a valorilor rezistențelor apare datorită variației temperaturii și a toleranței rezistoarelor utilizate. Pot apare următoarele situații:

a) Situația cea mai defavorabilă în cazul unui raport de rezistențe  $R_i/R_j$  este atunci când valoarea lui  $R_i$  crește odată cu creșterea temperaturii și are toleranța pozitivă iar valoarea lui  $R_j$  scade cu temperatura și are toleranța negativă, adică:

$$\begin{aligned} R_i &\rightarrow R_i (1 + \alpha_i \Delta T)(1 + t_i) \\ R_j &\rightarrow R_j (1 - \alpha_j \Delta T)(1 - t_j) \end{aligned} \quad (3.7)$$

unde  $\alpha$  [ppm/°C] reprezintă *coeficientul de temperatură* iar  $t$  [%] este toleranța rezistoarelor utilizate.

În relația ideală a funcției de transfer (fdt) se înlocuiesc valorile de rezistențe cu abaterile evidențiate de relația (3.7) și se determină abaterea acestei valori a funcției de transfer (fdt<sub>re</sub>) față de cea ideală în care nu se consideră variația valorii rezistențelor (fdt<sub>id</sub>), numită **eroare de neîmperechere** a rezistențelor:

$$\varepsilon_R = \frac{fdt_{re} - fdt_{id}}{fdt_{id}} \cdot 100 [\%] \quad (3.8)$$

**Observație:** unitatea de măsură a coeficientului de temperatură are semnificația "părți pe milion pe °C", adică  $10^{-6}/°C$ .

b) În cazul circuitelor realizate cu AO care conțin rezistoarele  $R_1, R_2, \dots, R_n$ , și relația tensiunii de ieșire este complicată, eroarea relativă maximă datorată neîmperecherii rezistoarelor se scrie:

$$\left| \frac{\Delta u_o}{u_o} \right| = \left| \left( \frac{1}{u_o} \right) \left( \frac{du_o}{dR_1} \right) \right| \cdot |\Delta R_1| + \left| \left( \frac{1}{u_o} \right) \left( \frac{du_o}{dR_2} \right) \right| \cdot |\Delta R_2| + \dots + \left| \left( \frac{1}{u_o} \right) \left( \frac{du_o}{dR_n} \right) \right| \cdot |\Delta R_n| \quad (3.9)$$

unde  $\Delta R_1 = R_1(t + \alpha \Delta T)$ ,  $\Delta R_2 = R_2(t + \alpha \Delta T)$ , ...,  $\Delta R_n = R_n(t + \alpha \Delta T)$ .

**Concluzie:** Rezistențele alese corespund din punct de vedere a variației toleranței și a dependenței de temperatură dacă eroarea de neîmperechere a rezistoarelor este mai mică decât valoarea impusă prin datele de proiectare.

### 3.5 Studiul comportării în frecvență

Studiul comportării în frecvență a AO care urmează să fie utilizat într-o anumită configurație, este util în determinarea stabilității circuitului proiectat, deci în aflarea eventualei tendințe de oscilație a montajului. În catalog se indică, de obicei, curba variației amplificării în buclă deschisă în funcție de frecvență. Expresia funcției de transfer în buclă deschisă (a amplificării) este o funcție complexă cu 1 sau 3 poli reali negativi (de obicei) la care corespund frecvențele de frângere ale caracteristicii de amplitudine. Cunoscând valorile acestor frecvențe, se pot utiliza, în analiza stabilității, caracteristicile Bode. Aceste caracteristici reprezintă o metodă aproximativă de trasare rapidă a dependenței modulului și a fazei de frecvență.

Analiza stabilității cu ajutorul caracteristicilor Bode se face astfel:

1. Cunoscând din catalog frecvențele polilor pentru funcția de transfer în buclă deschisă, se desenează caracteristica de amplitudine. Fiecare pol frânge caracteristica cu **-20dB/dec**.
2. Din analiza circuitului se determină expresia factorului de reacție **b(f)**, dacă este dependent de frecvență sau simplu **b**, dacă factorul de reacție este real (independent de frecvență).
3. Pe caracteristica de amplitudine determinată la punctul 1 se reprezintă **1/b(f)** sau **1/b** și se pune în evidență frecvența **f\*** la care a(f) se intersectează cu 1/b(f) sau 1/b ( $a(f^*) = \frac{1}{b(f^*)}$  sau  $a(f^*) = \frac{1}{b}$ ).
4. Sub caracteristica de amplitudine se desenează caracteristicile de fază  $\varphi_a$  (dependența de frecvență a fazei amplificării în buclă deschisă) și  $\varphi_{1/b}$  (dependența de frecvență a inversului factorului de reacție) dacă factorul de reacție este dependent de frecvență. Dacă factorul de reacție este independent de frecvență, este suficient să se deseneze  $\varphi_a$ .

Fiecare pol frânge caracteristica de fază cu **-45°/dec**, începând de la o frecvență de 10 ori mai mică decât cea corespunzătoare polului. La o frecvență de 10 ori mai mare decât cea corespunzătoare polului, faza devine egală cu **-90°** și rămâne la această valoare la creșterea în continuare a frecvenței.

5. Dacă factorul de reacție depinde de frecvență, atunci pe caracteristica de fază se desenează și curba corespunzătoare diferenței  $\varphi_a - \varphi_{1/b}$ . Dacă factorul de reacție este independent de frecvență, atunci el are faza egală cu zero și  $\varphi_a - \varphi_{1/b} = \varphi_a$ . De aceea în cazul **b** real este suficient să se deseneze curba  $\varphi_a$ .
6. La frecvența  $f^*$  de intersecție dintre curbele  $a(f)$  și  $1/b$  se determină marginea de fază, notată **mf**,  $mf = 180^\circ + (\varphi_a - \varphi_{1/b})$ . Dacă  $mf > 0$ , atunci AO este stabil iar dacă  $mf < 0$ , AO aflat în circuitul analizat oscilează. Teoretic pentru  $mf = 0$  circuitul se poate considera stabil. Practic, la frecvența  $f^*$  apar supracreșteri în curba amplificării în buclă închisă ceea ce înseamnă posibilitatea de oscilație, deci instabilitate. De aceea în circuitele practice trebuie îndeplinită condiția:

$$mf \geq 45^\circ \quad (3.10)$$

**Observație:** curba  $(-\varphi_{1/b})$  se desenează ca imaginea în oglindă (față de axa frecvențelor) a curbei  $\varphi_{1/b}$ .

**Concluzie:** Dacă pentru AO ales rezultă o margine de fază negativă, atunci AO trebuie să fie compensat în frecvență conform indicațiilor din catalog sau a teoriei generale referitoare la compensarea AO.

### 3.6 Calculul erorii datorate offset-ului

Valoarea de curent continuu a tensiunii de ieșire a circuitului realizat cu AO depinde de parametrii de offset (decalaj) ai AO utilizat și de elementele rezistive conectate la bornele AO, rezistoare prin care circulă curenții de polarizare a intrărilor AO (valori de curent continuu).

Tensiunea de decalaj de la ieșirea montajului proiectat se determină pe un circuit echivalent (fig. 3.1) care conține:

- generatoarele de eroare de offset ( $U_{IO}$ ,  $I_b$ ,  $I_{IO}$ );
- un AO ideal;
- toate rezistoarele circuitului real prin care se închid curenții continui de polarizare a intrărilor AO ( $R_{ech.1}$ ,  $R_{ech.2}$ ,  $R_{ech.3}$ ).

Intrările montajului se conectează la masă și se determină tensiunea de ieșire de decalaj,  $U_{oD}$ .

Pentru circuitul din fig. 3.1 tensiunea de ieșire de decalaj se scrie:

$$U_{oD} = \left(1 + \frac{R_{ech.2}}{R_{ech.1}}\right) \cdot |U_{IO}| + \left| R_{ech.3} \cdot \left(1 + \frac{R_{ech.2}}{R_{ech.1}}\right) \cdot I_b^+ - R_{ech.2} \cdot I_b^- \right| \quad (3.11)$$

Pentru orice AO, curentul de intrare de offset este mai mic decât curentul de polarizare a intrărilor. Pentru a face ca tensiunea de ieșire de decalaj să depindă de  $I_{IO}$ , în relația (3.11) se egalează coeficienții lui  $I_b^+$  și  $I_b^-$ . Făcând această operație rezultă următoarea legătură între valorile rezistențelor:

$$R_{ech.3} = R_{ech.1} \parallel R_{ech.2} \quad (3.12)$$

iar  $U_{oD}$  va fi de forma:

$$U_{oD} = \left(1 + \frac{R_{ech.2}}{R_{ech.1}}\right) \cdot |U_{IO}| + |R_{ech.2} \cdot I_{IO}| \quad (3.13)$$

Datele de catalog nu oferă informație decât despre amplitudinea generatoarelor de eroare de offset, nu și despre semnul lor. De aceea, în relațiile (3.11) și (3.13) apar exprimările în modul.

Valoarea rezistenței de compensare a efectului curenților de polarizare a intrărilor AO,  $R_{ech.3} = R_{ech.1} \parallel R_{ech.2}$  este mai puțin pretențioasă decât cea a rezistențelor  $R_{ech.1}$  și  $R_{ech.2}$  cu ajutorul cărora trebuie să se obțină, de multe ori, o amplificare foarte precisă.

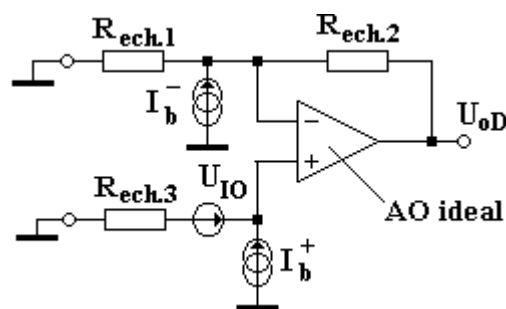


Fig. 3.1.



**Concluzie:** Pentru AO ales, tensiunea de ieșire de decalaj se compară cu valoarea minimă a amplitudinii semnalului ce trebuie prelucrat. Dacă tensiunea de ieșire de decalaj este mai mare decât tensiunea minimă de intrare, generatoarele de eroare de offset trebuie compensate. Majoritatea AO au prevăzute borne de anulare a offset-ului și în catalog se indică modul de conectare a elementului (elementelor) de compensare (anulare) a offset-ului. Dacă AO nu este prevăzut cu astfel de borne, se aplică una din metodele generale de anulare a offset-ului (Anexa 2).

### 3.7 Calculul erorii datorate CMRR și SVRR

**Factorul de rejecție pe modul comun, CMRR** (Common Mode Rejection Ratio în limba engleză) reprezintă raportul dintre câștigul diferențial în buclă deschisă și câștigul pe mod comun în buclă deschisă. Valorile tipice sunt cuprinse între 70 și 100 dB.

În proiectare se lucrează cu valoarea absolută, neexprimată în dB. Ținând seama de modul de exprimare în dB, valoarea absolută a CMRR se scrie:

$$CMRR = 10^{\frac{CMRR_{dB}}{20}} \quad (3.14)$$

Efectul factorului de rejecție pe mod comun constă în apariția generatorului de eroare  $\frac{u_{ic}}{CMRR}$  ( $u_{ic}$ =tensiunea

de intrare de mod comun), care acționează în circuitul de intrare al AO ca o tensiune diferențială parazită, conectată în serie cu tensiunea utilă de intrare (fig. 3.2).

Pentru a găsi tensiunea de eroare datorită CMRR se ține seama de faptul că AO în buclă închisă lucrează astfel încât potențialele celor două intrări ale sale sunt egale. Este, deci, suficient să se cunoască potențialul uneia dintre intrări și această valoare se va considera egală cu  $u_{ic}$ .

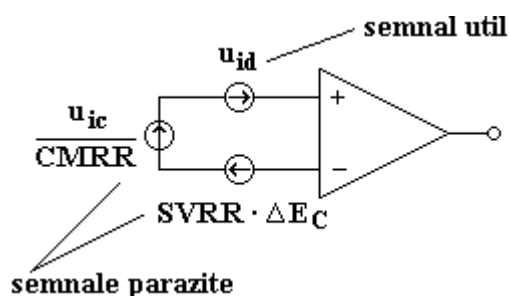


Fig. 3.2.

**Factorul de rejecție a tensiunii de alimentare, SVRR** (Supply Voltage Rejection Ratio în limba engleză) reprezintă raportul dintre variația tensiunii de decalaj de intrare și variația surselor de alimentare care conduce la aceeași deplasare a tensiunii de ieșire. Se poate defini câte un asemenea factor pentru fiecare sursă de alimentare. Se exprimă în dB sau  $\mu V/V$ .

De exemplu:

- la AO  $\beta A741$ ,  $SVRR_{tipic} = 30 \mu V/V$ , adică tensiunea de ieșire se modifică la fel pentru o tensiune de decalaj la intrare de  $30 \mu V$  ca și pentru o variație de  $\Delta E_C = 1V$  a tensiunii de alimentare;
- la AO  $\beta M108$ ,  $SVRR_{tipic} = 110 \text{ dB}$ , deci pentru o aceeași variație de  $1V$ , de exemplu, a tensiunii de alimentare, tensiunea de decalaj la intrare care produce aceeași variație a tensiunii de ieșire este  $\frac{1V}{10^{110/20}} = 3,16 \mu V$ .

este  $\frac{1V}{10^{110/20}} = 3,16 \mu V$ .

Efectul factorului de rejecție a surselor de alimentare constă în apariția generatorului de eroare  $SVRR \cdot \Delta E_C$  ( $\Delta E_C$ =variația tensiunii de alimentare), care acționează în circuitul de intrare al AO ca o tensiune diferențială parazită, conectată în serie cu tensiunea utilă de intrare ( fig. 3.2).

În proiectare se utilizează un model de circuit de forma celui din fig. 3.3, unde AO se presupune ideal iar generatorul de eroare  $U_{i,er}$  se înlocuiește cu  $u_{ic}/CMRR$  sau  $SVRR \cdot \Delta E_C$ , în funcție de parametrul de rejecție a cărui influență se analizează. Dacă circuitul din fig. 3.3 se completează cu rezistoarele  $R_{ech,1}$  și  $R_{ech,2}$ , conectate ca în fig. 3.1 iar borna 2 (fig. 3.3) se leagă la masă, atunci tensiunea de ieșire de eroare se determină cu relația:

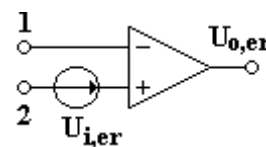


Fig. 3.3.

$$U_{o,er} = \left(1 + \frac{R_{ech,2}}{R_{ech,1}}\right) \cdot U_{i,er} \quad (3.15)$$

**Concluzie:** Conform modelului din fig. 3.3, AO ales corespunde dacă tensiunea de eroare îndeplinește condiția:

$$U_{o,er} \ll U_{o,min} \quad (3.16)$$

adică trebuie ca  $\frac{u_{ic}}{CMRR}$  și  $SVRR \cdot \Delta E_C$ , multiplicare cu coeficientul de imperfecțiune al circuitului analizat, să fie mult mai mici decât amplitudinea minimă a semnalului util de la ieșirea montajului realizat cu AO.

## 4. Verificarea circuitelor proiectate cu ajutorul programului PSpice

### 4.1 Generalități

SPICE este un program de simulare cu ajutorul calculatorului care permite să se proiecteze circuite electrice și apoi să se simuleze proiectul pe calculator. El permite proiectantului să decidă ce schimbări sunt necesare în circuit pentru a-i optimiza performanțele, fără a realiza fizic circuitul și dă posibilitatea de a verifica dacă circuitul electric proiectat funcționează corect.

Inițialele SPICE provin de la **S**imulation **P**rogram with **I**ntegrated **C**ircuit **E**mphasis (adică programe de simulare cu precădere a circuitelor integrate). Programul original Spice a fost dezvoltat în Laboratorul de Cercetări Electronice de la Universitatea Berkeley din California și pus la dispoziția publicului în anul 1975. De-a lungul anilor programul s-a dezvoltat, s-a îmbogățit cu numeroase variante și a devenit un standard în mediile industriale și universitare. Sunt disponibile multe și diferite pachete software care implementează SPICE pe PC sau stații de lucru. Dintre acestea cel mai cunoscut este PSpice, introdus de firma MicroSim în anii '80 ca o versiune de Spice special destinată utilizării pe microcomputere.

Procedura generală de utilizare a mediului PSpice constă din 3 pași de bază:

- la pasul 1 utilizatorul creează **fișierul sursă** al circuitului supus analizei. Fișierul sursă cuprinde descrierea circuitului și tipul (tipurile) de analiză ce se va (vor) efectua. Fișierul sursă poate avea extensia **.CIR** și poate fi creat cu orice editor de text care nu are caractere de control.
- la pasul 2 utilizatorul lansează programul PSPICE care face calculele și analiza conform comenzilor din fișierul sursă. PSPICE înscrie rezultatele analizei în **fișierul de ieșire** care are extensia **.OUT**. Dacă tipul de analiză din fișierul sursă presupune și reprezentare grafică, atunci programul PSPICE creează și un **fișier de date** care are extensia **.DAT**.
- la pasul 3 utilizatorul comandă calculatorul să realizeze reprezentarea grafică (cu ajutorul programului PROBE) sau să tipărească rezultatele din fișierul de ieșire.

### 4.2 Ce trebuie știut pentru a rula PSpice

Pentru a putea lucra cu simulatorul PSpice toate programele componente trebuie să se găsească pe discul calculatorului într-un subdirector intitulat **PSPICE**. Calculatorul pe care se lucrează trebuie să aibă cel puțin 640kB memorie RAM și să dispună de un coprocesor matematic (sau de un emulator de coprocesor cum este de exemplu **EM87.COM**).

Pe disc este nevoie de un spațiu de cel puțin 4,5MB în cazul variantei sub DOS 4.04 respectiv 6.5MB la varianta 5.2, pentru fișierele simulatorului [PS.EXE, PSHELL.EXE, PSPICE1.EXE, PROBE.EXE, SETUPDEV.EXE, PARTS.EXE, STMED.EXE, fișiere de help (fișiere cu extensia **.HLP**) și fișiere care conțin modelele de componente (fișiere cu extensia **.LIB**)].

După instalarea PSpice se lansează SETUPDEV.EXE pentru a alege tipul de monitor și de imprimantă ale utilizatorului. PSpice creează fișierul PSPICE.DEV în care se înscriu opțiunile de monitor și de imprimantă ale utilizatorului.

Fișierul CONFIG.SYS trebuie să conțină liniile:

**files=20**

**buffers=20**

În AUTOEXEC.BAT se poate defini calea pentru subdirectorul PSPICE tastând:

**PATH=C:\PSPICE**

Schimbările din CONFIG.SYS și AUTOEXEC.BAT devin operative (active) numai după repornirea calculatorului.

### 4.3 Descrierea meniului de control

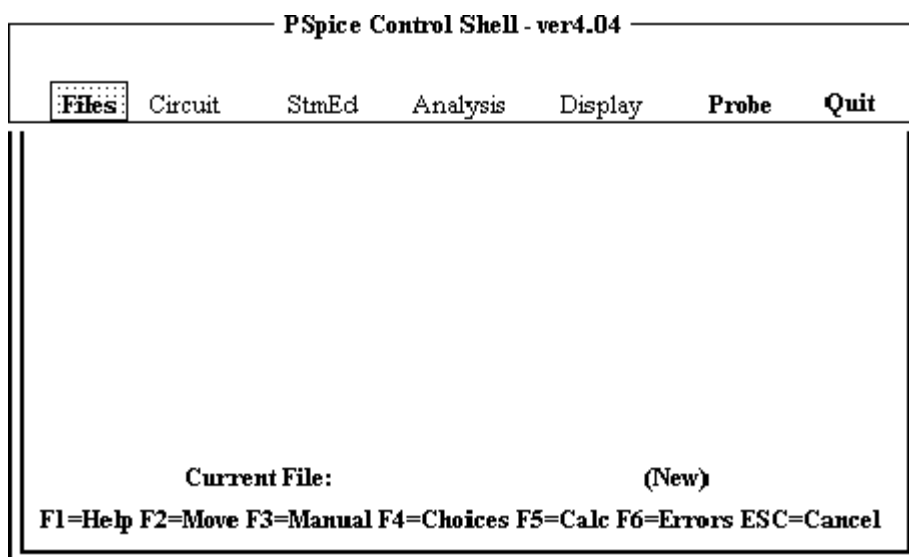
Lansarea în lucru a simulatorului se face din subdirectorul PSPICE cu comanda **PS** (sau tastând **PS** dacă s-a definit calea în AUTOEXEC.BAT):

**C:\> CD PSPICE <Enter>**

**C:\PSPICE> PS <Enter>**

Programul PS.EXE este un program master care oferă acces ușor la toate facilitățile PSpice prin intermediul unui meniu de control (împreună cu PSHELL.EXE care nu trebuie apelat separat pentru că o face automat PS.EXE).

Fereastra de start a meniului de control are aspectul din fig. 4.1.



*Fig. 4.1.*

În partea inferioară a ecranului de start se afișează două linii. Prima linie cuprinde numele fișierului sursă curent. Până la introducerea numelui acestui fișier, spațiul respectiv este gol.

A doua linie cuprinde definițiile pentru tastele funcționale F1, F2, F3, F4, F5, F6 și ESC. Aceste funcții devin active prin simpla apăsare a tastelor cu denumirile respective. Funcțiile disponibile sunt:

- **F1-Help** Prin apăsarea tastei F1 se deschide o fereastră cu informații de ajutor. De exemplu dacă sunt afișate comenzile din submeniul Files al meniului principal, fereastra de help descrie comanda selectată din submeniu. Pentru revenire la fereastra anterioară se tastează ESC.
- **F2-Move** Prin apăsarea tastei F2 se specifică o nouă poziție pentru o fereastră deschisă, cum ar fi, de exemplu, pentru fereastra de help. Acest lucru este necesar atunci când se dorește vizualizarea și a unui text din fereastra principală.
- **F3-Manual** Prin apăsarea tastei F3 se activează un manual on-line, care oferă, prin deschiderea succesivă a unor ferestre, informațiile corecte despre descrierea dispozitivelor, despre comenzi și erori. Astfel se pot corecta ușor erorile de sintaxă din fișierul sursă, fără să fie necesară consultarea vreunui manual de PSpice.
- **F4-Choices** Prin apăsarea tastei F4 atunci când s-a deschis fereastra de introducere a fișierului curent, se afișează un ecran care conține toate fișierele cu extensia .CIR din directorul curent. Fișierul dorit se deschide prin deplasarea barei luminoase cu ajutorul săgeților și apăsarea tastei Enter sau utilizând mouse-ul. La versiunea 4.04 se afișează doar numele temporar al fișierului de lucru curent.
- **F5-Calculator** Prin apăsarea tastei F5 se deschide o fereastră tip calculator. Pentru efectuarea de calcule on-line se introduce primul operand, urmat de Enter, apoi al doilea operand, urmat și el de Enter și apoi operația matematică dorită (+, -, \*, /). După ce s-a tastat operația dorită, rezultatul apare imediat, fără să mai fi nevoie să se apese pe Enter,.

- **F6-Errors** Prin apăsarea tastei F6 se deschide o fereastră în care se afișează erorile care au apărut când PSpice a citit fișierul sursă curent. Majoritatea erorilor sunt de sintaxă și se corectează citind fișierul sursă cu ajutorul editorului și utilizând help-ul din manual (F3).
- **ESC-Cancel** Prin apăsarea acestei taste se închide fereastra curentă și se revine în fereastra anterioară.

În partea superioară a ecranului de start (fig. 4.1) apar submeniurile meniului de control PSpice. Cu ajutorul lor se creează fișierul sursă și se execută programele PSPICE și PROBE.

Dintre submeniurile afișate, unele au intensitate luminoasă mai mare (sunt active), altele au intensitatea luminoasă mai mică (sunt inactive). Cele cu intensitate luminoasă mai mică devin disponibile numai după încărcarea unui fișier sursă. Dintre cele disponibile unul este supraluminat cu o bară luminoasă. Acesta este submeniul selectat implicit. Apăsarea tastei <Enter> produce deschiderea submeniului respectiv și vizualizarea comenzilor pe care le permite.

**Pentru a selecta un submeniu sau o comandă dintr-un submeniu, se tastează prima literă a submeniului (comenzii) sau se deplasează bara luminoasă la poziția dorită cu ajutorul săgeților.**

Dacă mouse-ul este instalat atunci bara luminoasă se deplasează cu ajutorul mouse-ului acolo unde se dorește și se apasă pe oricare dintre butoanele acestuia (stânga sau dreapta).

### ⇒ *Submeniul Files*

Submeniul Files permite încărcarea fișierelor sursă, crearea și editarea lor, vizualizarea fișierelor de ieșire, salvarea fișierelor sursă și indicarea perifericelor disponibile ale calculatorului (monitor și imprimantă).

#### ◆ *Comanda Current File*

Permite încărcarea unui fișier sursă existent pe disc sau crearea unui fișier nou. Introducerea numelui trebuie să conțină și calea (maxim 32 de caractere). Dacă fișierul sursă are extensia **.CIR**, această extensie nu trebuie trecută. În caz contrar, se trece și extensia.

După folosirea comenzii Current File devin active și celelalte comenzi din submeniul Files.

#### ◆ *Comanda Edit*

Permite editarea fișierului sursă: crearea celui nou sau corectarea celui existent.

La terminarea editării se iese tastând ESC. Programul întreabă dacă modificările se păstrează (**S** - Save) sau nu (**D** - Discard) într-un fișier temporar.

#### ◆ *Comanda Save*

Permite salvarea fișierului curent pe disc, peste cel original care a fost încărcat anterior comenzii.

#### ◆ *Comanda Browse Output*

Permite vizualizarea pe ecran a fișierului de ieșire, creat de PSpice. Acest fișier are același nume ca cel sursă dar are extensia **:OUT**. Acest fișier conține listingul sursă (fișierul sursă sau de date inițial) și rezultatele rulării dacă nu sunt erori sau listingul și mesajele de eroare dacă sunt erori. Acest fișier nu poate fi modificat (este read-only), fiind util în depanare.

#### ◆ *Comanda X-External Editor*

Permite rularea unui editor extern mediului PSpice, în ideea de a interfața PSpice cu mediul OrCAD, de exemplu.

#### ◆ *Comanda R-External Browser*

Permite vizualizarea fișierului de ieșire cu un alt editor decât cel propriu.

#### ◆ *Comanda Display/Prn Setup*

Permite stabilirea tipului de monitor și a tipului de imprimantă cu care va lucra PSpice.

### ⇒ *Submeniul Circuit*

Permite vizualizarea și modificarea interactivă a valorilor tuturor componentelor, a modelelor și a parametrilor și dublează funcția tastei F6, afișând erorile. Conține comenzile: **Devices, Models, Parameters, Errors**.

⇒ **Submeniul *StmEd*** (editor de stimuli)

Permite specificarea formei surselor independente de tensiune sau curent din fișierul sursă.

◆ **Comanda Edit**

Permite rularea editorului de stimuli analogici sau digitali. Poate fi considerat ca un generator de semnal realizat prin software.

◆ **Comanda Command File**

Permite utilizarea unui fișier de comenzi, cu același nume ca cel al fișierului sursă și cu extensia **.CMD**.

◆ **Comanda Log to File**

Permite generarea unui fișier de comenzi de către editorul de stimuli.

⇒ **Submeniul Analysis**

Permite specificarea sau modificarea tipului de analiză din fișierul sursă. Prin modificarea tipului de analiză, PSpice adaugă automat noul tip de analiză în fișierul sursă. Pe linia de definiție a tipului de analiză apare:

; \*ipsp\*

◆ **Comanda Run PSpice**

Permite rularea programului de simulare, după ce fișierul sursă curent a fost încărcat.

◆ **Comanda AC & Noise**

Permite specificarea unor parametri sau modificarea lor pentru analiza de curent alternativ și de zgomot. Comanda permite și validarea sau invalidarea efectuării analizelor de curent alternativ și de zgomot de către PSpice.

◆ **Comanda DC Sweep**

Permite specificarea/modificarea parametrilor pentru analiza de curent continuu, respectiv validarea/invalidarea efectuării acestei analize.

◆ **Comanda Transient**

Permite specificarea/modificarea parametrilor pentru analiza de regim tranzitoriu și analiza Fourier, respectiv validarea/invalidarea efectuării acestor analize.

◆ **Comanda Parametric**

Permite specificarea formatului pentru instrucțiunea **.STEP** din fișierul sursă.

◆ **Comanda Specify Temperature**

Permite specificarea uneia sau a mai multor valori de temperatură la care va fi simulat circuitul.

◆ **Comanda Monte Carlo**

Permite specificarea/modificarea parametrilor pentru analiza de tip Monte Carlo, respectiv validarea/invalidarea efectuării acestei analize.

◆ **Comanda Change Options**

Permite schimbarea sau adăugarea de opțiuni la instrucțiunea **.OPTIONS** din fișierul sursă.

⇒ **Submeniul Display**

Permite specificarea variabilelor care vor fi incluse în instrucțiunea **.PRINT** care se adaugă în fișierul sursă curent.

⇒ **Submeniul Probe**

Conține comenzi necesare pentru a lucra cu procesorul grafic PROBE. Pentru circuitul analizat, acest procesor grafic permite vizualizarea tensiunii din orice nod și a curentului prin orice latură. Procesorul grafic poate fi considerat un osciloscop software, cu un număr oricât de mare de canale.

◆ **Comanda Run Probe**

Permite lansarea procesorului grafic. Pentru aceasta pe disc trebuie să existe fișierul de date, cu extensia .DAT, cu același nume ca fișierul sursă curent, creat de PSpice.

◆ **Comanda Auto-Run**

Permite lansarea automată a procesorului grafic, după rularea lui PSpice cu comanda Run PSpice din submeniul Analysis.

◆ **Comanda Command File**

Permite utilizarea de către procesorul grafic a unui fișier de comenzi (.CMD).

◆ **Comanda Log to File**

Permite generarea de către PROBE a unui fișier de comenzi.

◆ **Comanda Format**

Permite selectarea formatului pentru fișierul ce va fi prelucrat de PROBE (.DAT - *binar*, .TXT - *ASCII*).

◆ **Comanda None/Some/All**

Permite specificarea tipului de date salvate în fișierul .DAT. Comanda implicită este **All**.

La lansarea procesorului grafic PROBE apare un meniu de start (un ecran) care permite selectarea tipului de analiză pentru care se vor face reprezentările grafice. Dacă în fișierul sursă s-a specificat un singur tip de analiză, meniul de start nu mai apare. Dacă în fișierul sursă s-au specificat două sau mai multe tipuri de analiză, atunci meniul de start poate conține următoarele opțiuni:

- ◆ **Exit\_program** - se încheie PROBE și se revine în meniul de control;
- ◆ **Dc\_sweep** - se intră în meniul grafic analogic și se reprezintă grafic rezultatele analizei **.DC**;
- ◆ **Ac\_sweep** - se intră în meniul grafic analogic și se reprezintă grafic rezultatele analizei **.AC**;
- ◆ **Transient\_analysis** - se intră în meniul grafic analogic și se reprezintă grafic rezultatele analizei **.TRAN**;

Prin selectarea oricărui tip de analiză din meniul de start PROBE, se intră în **meniul grafic analogic** care cuprinde submeniurile:

- ⇒ **Submeniul Exit** - pentru ieșire și revenire în meniul de control;
- ⇒ **Submeniul Add\_trace** - pentru a vizualiza unul sau mai multe semnale pe graficul curent. Dacă se afișează mai mult de un grafic, semnalul se adaugă graficului curent, identificat cu ajutorul simbolului SEL>> aflat lângă grafic. Se tastează F4 pentru a se alege din lista afișată semnalul dorit.
- ⇒ **Submeniul Remove\_trace** - pentru ștergerea unui semnal de pe ecran. Are un submeniu care prezintă toate semnalele afișate pe graficul curent și comand **All**.
- ⇒ **Submeniul X\_axis** - domeniul pe X;
- ⇒ **Submeniul Y\_axis** - domeniul pe Y;

Submeniurile **X\_axis** și **Y\_axis** conțin comenzile:

- ◆ **Exit** - se revine în meniul grafic analogic;

- ◆ **Log** - specifică o scară logaritmică;
- ◆ **Linear** - specifică o scară liniară;
- ◆ **Auto range** - cere programului PROBE să aleagă scara cea mai convenabilă. La start scara fiind cea convenabilă, această comandă nu se mai afișează;
- ◆ **Set range** - permite introducerea valorilor minimă și maximă ale domeniului;
- ◆ **Restrict data** - apare numai în submeniul X\_axis și limitează domeniul datelor de pe axa x utilizate în calculul coeficienților din transformata Fourier;
- ◆ **Unrestrict data** - apare dacă s-a utilizat comanda Restrict data și anulează efectul acestei comenzi;
- ◆ **X variable** - apare numai în submeniul X\_axis și permite alegerea variabilei de pe axa x. Astfel se poate reprezenta orice variabilă în funcție de orice altă variabilă dată de analiză;
- ◆ **Fourier** - se intră în modul “transformată Fourier”. Toate curbele reprezentate se transformă. Dacă variația pe axa x este în timp, transformata Fourier directă o trece în variație în frecvență; dacă variația pe axa x este în frecvență, transformata Fourier inversă o trece în variație în timp.
- ◆ **Quit fourier** - se revine la variația inițială pe axa x.

⇒ **Submeniul Plot\_control** - permite controlul reprezentărilor grafice, cele mai utilizate comenzi fiind:

- ◆ **Exit** - se revine în meniul grafic analogic;
- ◆ **Add plot** - se adaugă un nou grafic în partea superioară a ecranului. Se pot afișa maxim 20 de grafice. toate graficele au același x dar cu y diferit.
- ◆ **Remove plot** - șterge graficul selectat;
- ◆ **Select plot** - permite alegerea unui grafic din cele afișate cu ajutorul săgeților.
- ◆ **Submeniul Display\_control** - permite modificarea atributelor display-ului.

⇒ **Submeniul Macros** - permite definirea unor macrouri.

⇒ **Submeniul Hard\_copy** - permite tipărirea la imprimantă a ecranului;

⇒ **Submeniul Cursor** - permite deplasarea a două cursoare pentru citirea valorilor de pe grafice.

Primul cursor se activează cu săgețile dreapta/stânga iar al doilea cursor acționând simultan tasta SHIFT și săgețile dreapta/stânga. Valoarea curentă se afișează într-o fereastră din dreapta, jos.

Există și un submeniu care asigură comenzile: **Peak, Trough, Min și Max**.

⇒ **Submeniul Zoom** - similar cu modificarea domeniului pe X sau Y. Conține comenzile:

- ◆ **Specify region** - după selectarea submeniului Zoom se apasă tasta SPAȚIU pentru a identifica punctul de start al vizualizării. Apoi cu ajutorul săgeților sau a mouse-lui se mută cursorul în punctul final și se apasă din nou tasta SPAȚIU. Astfel pe întreg ecranul se afișează zona selectată.
- ◆ **X zoom in** - domeniul pe x se reduce cu factorul 2 în jurul valorii selectate cu ajutorul cursorului;
- ◆ **Y zoom in** - domeniul pe y se reduce cu factorul 2 în jurul valorii selectate cu ajutorul cursorului;
- ◆ **Zoom out** - domeniile pe x și y sunt mărite cu factorul 2;
- ◆ **Auto range** - readuce graficul la dimensiunile inițiale.

⇒ **Submeniul Quit**

Permite închiderea sesiunii PSpice (comanda **Exit to DOS**) sau permite executarea unei comenzi DOS și revenirea în PSpice tastând EXIT, fără a pierde datele din memorie (comanda **DOS Command**).



#### 4.4 Utilizarea meniului de control

- a) pentru a se intra în meniul de control se tastează **ps** la promptul sistemului de operare;
- b) se selectează submeniul **Files**;
- c) se selectează comanda **Current File** din submeniul **Files** și în câmpul alocat numelui fișierului se tastează la promptul din fereastra de dialog, numele fișierului sursă. Dacă fișierul sursă are extensia **.CIR** această extensie nu trebuie tastată. În caz contrar, se tastează extensia dată fișierului. Se apasă tasta Enter pentru ca fișierul să devină cel curent.
- d) se selectează din nou submeniul **Files**;
- e) se selectează comanda **Edit** din submeniul **Files**. Dacă s-a introdus un fișier sursă creat anterior (existent), pe ecran va apare descrierea circuitului din fișierul curent. Dacă urmează să se creeze un fișier sursă nou, ecranul va fi gol.
- f) se face descrierea noului circuit sau se editează cel existent, după caz. După ce s-a terminat operațiunea se tastează ESC pentru a se reveni în meniul de control. PSpice ne întreabă dacă dorim să salvăm modificările (**S** - Save) sau nu (**D** - Discard).
- g) se selectează submeniul **Analysis**;
- h) se selectează comanda **Run PSpice** din submeniul **Analysis**. PSpice rulează fișierul sursă și afișează un ecran care prezintă, în evoluție, procesele pe care le execută. Când PSpice termină analiza, la varianta 4.04 se revine în meniul de comandă și trebuie apelat separat procesorul grafic. La variantele de PSpice 5.2 și 6.1, dacă în fișierul sursă există comanda **.PROBE**, atunci se încarcă automat procesorul grafic.
- i) se selectează submeniul **Files**;
- j) se selectează comanda **Browse Output** din submeniul **Files** pentru a citi fișierul de ieșire. Dacă se dorește tipărirea fișierului de ieșire, se tastează ESC de două ori pentru a ieși din **Browse Output** și **Files**, se selectează **Quit** și comanda **DOS Command** din submeniul **Quit** și se tastează:

`type nume_fișier.OUT`

unde *nume\_fișier* este identic cu numele fișierului sursă. Când începe tipărirea se revine în meniul de control prin apăsarea tastei Enter.

- k) dacă se dorește vizualizarea grafică, se selectează submeniul **PROBE**;
- l) se selectează comanda **Run Probe** din submeniul **PROBE**. Din meniul grafic se revine în cel de control tastând ESC.
- m) pentru a ieși din meniul de control se selectează submeniul **Quit** și comanda **Exit to DOS**. Va apare promptul sistemului de operare.

#### 4.5 Descrierea circuitului

**PSpice se bazează pe o analiză nodală.** De aceea descrierea circuitului presupune:

- a) **numerotarea** tuturor nodurilor de pe desenul circuitului analizat. Nodul de referință (masa) se notează cu **0**. Celelalte noduri se numerotează cu numere întregi, pozitive și puse în orice ordine.
- b) fiecare element de circuit este prezentat printr-o **instrucțiune de descriere** care cuprinde câmpurile:
  - numele elementului;
  - două sau mai multe noduri la care este conectat;
  - valoarea elementului sau un nume de model;
  - alți parametri care caracterizează elementul.
- c) în **descrierea circuitului** se ține seama de următoarele **reguli generale**:
  - fiecare element de circuit trebuie să fie conectat cel puțin în două noduri;
  - în fiecare nod este obligatoriu să se conecteze cel puțin două elemente (excepție fac nodurile liniilor de transmisie);
  - pentru fiecare nod trebuie să existe cel puțin o cale de curent continuu la masă;

- circuitul nu poate conține o buclă formată numai din surse de tensiune și/sau bobine. Bucla se întrerupe conectând în serie rezistențe de valori foarte mici ( $\leq 1\Omega$ );
- circuitul nu poate conține o secțiune de circuit sau un nod legat în exterior numai prin surse de curent și/sau condensatoare.
- d) **numele elementului** este format dintr-o literă din alfabet dar nu oricare, urmată de un șir alfanumeric. De exemplu litera din numele elementului este: **R** pentru rezistențe, **C** pentru condensatoare, **V** pentru surse independente de tensiune etc.
- e) **prima linie** din fișierul sursă reprezintă **titlul circuitului**;
- f) **ultima linie** a fișierului sursă este obligatoriu instrucțiunea **.END**.
- g) **liniile de comentariu** încep cu caracterul \* și nu sunt luate în seamă de PSpice. Comentariile sunt utile în depanarea fișierului sursă.
- h) **continuarea unei instrucțiuni** pe o linie următoare începe cu semnul +.

#### 4.6 Formatul datelor și al comenzilor în PSpice

Formatul de intrare al datelor și comenzilor pentru PSpice este nerestrictiv: câmpurile dintr-o linie de intrare pot fi separate de:

- unul sau mai multe blank-uri
- Tab
- virgulă
- semn =
- paranteză (, sau )

și, în afară de prima și ultima linie, ordinea celorlalte linii poate fi aleasă oricum.

Comenzile încep cu un punct în prima coloană.

Orice număr poate fi urmat de unul din **factorii de scală**:

<b>T</b> =tera= $10^{12}=1E12$	<b>G</b> =giga= $10^9=1E9$	<b>MEG</b> =mega= $10^6=1E6$	<b>K</b> =kilo= $10^3=1E3$
<b>M</b> =mili= $10^{-3}=1E-3$	<b>U</b> =micro= $10^{-6}=1E-6$	<b>N</b> =nano= $10^{-9}=1E-9$	<b>P</b> =pico= $10^{-12}=1E-12$
<b>F</b> =femto= $10^{-15}=1E-15$	<b>MIL</b> = $2,54*10^{-6}$		

Este indiferent dacă se folosesc litere mari sau mici.

Literele care nu reprezintă un factor de scală admis și urmează după un număr sau după un factor de scală admis, sunt ignorate. De exemplu, următoarele exprimări sunt echivalente în PSpice:

235E-3      235E-3V      235E-3Volți      235MV      235mV

Dacă după un număr nu urmează nimic, valoarea respectivă se consideră în sistemul internațional de unități (SI).

#### 4.7 Instrucțiunile de descriere a elementelor de circuit

În sintaxa instrucțiunilor de descriere a elementelor de circuit

- **xxx** reprezintă orice șir alfa-numeric prin care se identifică fiecare element de circuit;
- **n+** reprezintă nodul pozitiv din circuit;
- **n-** nodul negativ din circuit;
- ceea ce este opțional în sintaxa instrucțiunilor de descriere a elementelor de circuit se trece între paranteze drepte ([ ]).

Sensul pozitiv al căderii de tensiune este de la n+ la n- iar sensul pozitiv al curentului este de la n+ la n-.

⇒ **SURSE INDEPENDENTE**

#### a) DE CURENT CONTINUU

- **TENSIUNE:**                       $V_{xxx} \ n+ \ n- \ DC \ valoare$

- **CURRENT:**  $I_{xxx} \ n+ \ n- \ DC \ \text{valoare}$   
unde *valoare* este exprimat în volți pentru tensiune și amperi pentru curent.

**Descriere:** asigură circuitului o sursă constantă de tensiune sau de curent (fig. 4.2).

- Exemple:**
- ```
VI 1 2 DC 12
IB+ 0 3 DC 1E-6
```

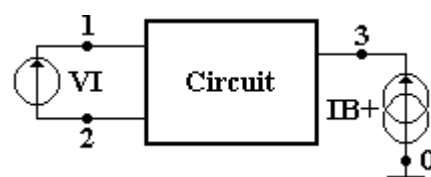


Fig. 4.2.

### b) DE CURENT ALTERNATIV

- **TENSIUNE:**  $V_{xxx} \ n+ \ n- \ AC \ \text{amp}$
  - **CURRENT:**  $I_{xxx} \ n+ \ n- \ AC \ \text{amp}$
- unde *amp* reprezintă amplitudinea formei de undă alternative a tensiunii respectiv a curentului
- Descriere:** alimentează circuitul cu o tensiune sau un curent alternativ.
- Exemple:**
- ```
Vin 1 0 AC 3
Iin 3 4 AC 0.05
```

### c) DE REGIM TRANZITORIU

- **TENSIUNE:**  $V_{xxx} \ n+ \ n- \ \text{tip}_r\_trans$
  - **CURRENT:**  $I_{xxx} \ n+ \ n- \ \text{tip}_r\_trans$
- unde *tip<sub>r</sub>trans* este una din următoarele forme de undă de regim tranzitoriu:

◆ pentru o **formă de undă exponențială**

EXP(V1 V2 TD1 TC1 TD2 TC2)

unde

- V1 = tensiunea inițială
- V2 = amplitudinea semnalului
- TD1 = întârzierea timpului de creștere
- TC1 = constanta timpului de creștere
- TD2 = întârzierea timpului de descreștere
- TC2 = constanta timpului de descreștere

◆ pentru o **formă de undă pulsatorie**

PULSE(V1 V2 TD TR TF PW PER)

unde

- V1 = tensiunea inițială
- V2 = tensiunea de palier
- TD = timpul de întârziere
- TR = timpul de creștere
- TF = timpul de descreștere
- PW = lungimea impulsului
- PER = perioada

◆ pentru o **formă de undă cu variație liniară** (PWL = Piecewise Linear)

PWL(T1 V1 [T2 V2 [T3 V3...]])

unde perechile  $T_i \ V_i$  specifică valoarea amplitudinii  $V_i$  la momentul  $T_i$ ,  $i=1, 2, \dots$

◆ pentru o **formă de undă sinusoidală**

SIN(VOFF VAMPL FREQ TD DF PHASE)

unde

VOFF = tensiunea de offset  
 VAMPL = amplitudinea semnalului  
 FREQ = frecvența  
 TD = timp de întârziere  
 DF = factor de amortizare  
 PHASE = faza.

◆ pentru o **formă de undă modulată în frecvență**

SFFM(VOFF VAMPL FC MOD FM)

unde

VOFF = tensiunea de offset  
 VAMPL = amplitudinea semnalului  
 FC = frecvența purtătoare  
 MOD = indicele de modulație  
 FM = frecvența modulatorie

**Descriere:** alimentează circuitul cu o tensiune sau un curent, variabile în timp, ale căror forme de undă pot fi exponențiale, pulsatorii, liniar variabile, sinusoidale sau modulate în frecvență.

**Exemple:**

Vs 3 1 EXP(2 6 .5 .1 .5 .2)  
 Iin 4 0 PULSE(-.3 .3 0 .01 .01 1 2)  
 I5 2 3 PWL(0 .2 1 .6 1.5 .6 3 -.5)  
 Vg 3 0 SIN(0 2 100 0 0 90)

⇒ **SURSE COMANDATE**

• *sursă de tensiune comandată în tensiune*

**Sintaxa:** Exxx n+ n- nc+ nc- *ampl*

unde

nc+ și nc- reprezintă nodurile la care se aplică tensiunea de comandă;  
*ampl* = amplificarea sursei de tensiune comandată.

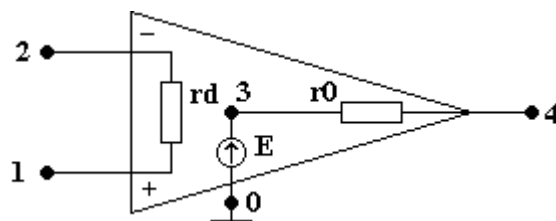
**Descriere:** asigură o sursă de tensiune a cărei valoare depinde de o tensiune măsurată oriunde în circuit.

**Exemplu:** sursa de tensiune comandată de tensiunea de intrare diferențială în cazul unui amplificator operațional (fig. 4.3). Presupunând amplificarea în buclă deschisă a AO (*ampl*) egală cu 100000, sintaxa instrucțiunii de descriere a sursei dependente este:

E 3 0 1 2 1E5

unde  $1E5=10^5$ .

Alte surse comandate sunt:



**Fig. 4.3.**

• *sursa de curent comandată în tensiune*

**Sintaxa:** Gxxx n+ n- nc+ nc- *ampl*

unde *ampl* reprezintă raportul dintre curentul care curge de la n+ la n- și tensiunea de control măsurată între nc+ și nc-. Se exprimă în  $\Omega^{-1}$ .

**Descriere:** asigură o sursă de curent a cărei valoare depinde de o tensiune măsurată oriunde în circuit.

**Exemplu:** G1 3 6 2 5 .005

- sursa de curent comandată în curent

**Sintaxa:** Fxxx n+ n- Vyyy *ampl*

unde

Vyyy reprezintă sursa de tensiune prin care curge curentul de control.

*ampl* este raportul dintre curentul care curge între n+ și n- și curentul de control care trece prin Vyyy.

**Descriere:** asigură o sursă de curent a cărei valoare depinde de mărimea curentului care trece printr-o sursă de tensiune, aflată oriunde în circuit.

**Exemplu:** F1 3 4 Vcontrol 10

- sursa de tensiune comandată în curent

**Sintaxa:** Hxxx n+ n- Vyyy *ampl*

unde

Vyyy reprezintă sursa de tensiune prin care curge curentul de control.

**ampl** este raportul dintre tensiunea definită între n+ și n- și curentul de control care trece prin Vyyy. Se exprimă în  $\Omega$ .

**Descriere:** asigură o sursă de tensiune a cărei valoare depinde de mărimea curentului care trece printr-o altă sursă de tensiune, aflată oriunde în circuit.

**Exemplu:** Hies 2 5 V11 -5e-3

### ⇒ REZISTOARE

**Sintaxa:** Rxxx n+ n- [nume\_m] valoare

unde

**nume\_m** este numele modelului RES definit printr-o instrucțiune **.MODEL**

**valoare** este rezistența, exprimată în  $\Omega$ .

**Descriere:** modelează elementul de circuit pentru care tensiunea la borne depinde liniar de curentul care străbate elementul.

**Exemplu:** R1 2 5 1e4

### ⇒ CONDENSATOARE

**Sintaxa:** Cxxx n+ n- [nume\_m] valoare [IC=val\_init]

unde

**nume\_m** este numele modelului CAP definit printr-o instrucțiune **.MODEL**

**valoare** este capacitatea, exprimată în farazi

**val\_init** este valoarea inițială a tensiunii de la bornele condensatorului, în volți.

**Descriere:** modelează elementul de circuit pentru care curentul este proporțional cu derivata tensiunii de la borne.

**Exemplu:** C1 5 0 cmod 1e-6

.MODEL cmod CAP(C=1)

⇒ **BOBINE**

**Sintaxa:** Lxxx n+ n- [nume\_m] valoare [IC=val\_init]  
unde

**nume\_m** este numele modelului IND definit printr-o instrucțiune .MODEL

**valoare** este inductanța, exprimată în henry

**val\_init** este valoarea inițială a curentului prin bobină, exprimat în amperi.

**Descriere:** modelează elementul de circuit pentru care tensiunea la borne este proporțională cu derivata curentului care-l străbate.

**Exemplu:** L102 16 18 5e-3 IC=1e-3

⇒ **BOBINE CUPLATE MAGNETIC**

**Sintaxa:** Kxxx Lyyy Lzzz valoare  
unde

**Lyyy** este numele inductanței din primar

**Lzzz** - numele inductanței din secundar

**valoare** reprezintă coeficientul de cuplaj mutual  $k$ , cu valoarea cuprinsă între limitele  $0 \leq k < 1$ .

**Descriere:** modelează cuplajul magnetic între oricare două bobine din circuit.

**Exemplu:** K12 L1 L2 .5

⇒ **DIODE SEMICONDUCTOARE**

**Sintaxa:** Dxxx n+ n- nume\_m  
unde

**n+** este nodul unde se conectează anodul

**n-** reprezintă nodul unde se conectează catodul

**nume\_m** reprezintă numele modelului ce conține parametrii specifici diodei Dxxx.

**Exemplu:** D1 2 5 D1N4148  
.MODEL D1N4148 D(Is=2.682n N=1.836 Rs=.5664 Ikf=44.17m Xti=3  
+ Eg=1.11 Cjo=4pM=.3333 Vj=.5 Fc=.5 Isr=1.565n  
+ Nr=2 Bv=100 Ibv=100u Tt=11.54n)

**Observații:** în loc de instrucțiunea .MODEL se poate utiliza comanda **.LIB**, care are sintaxa  
.LIB cale\nume\_lib

unde

**cale** reprezintă directorul în care se află biblioteca de modele;

**nume\_lib** este numele bibliotecii care conține modelul.

**Exemplu:** D1 2 5 D1N4148  
.LIB PSPICE\LIB\EUROPE.LIB

⇒ **TRANZISTOARE BIPOLARE**

**Sintaxa:** Qxxx n\_c n\_b n\_e [n\_s] nume\_m

unde

**n\_c** este nodul unde se conectează colectorul

**n\_b** - nodul unde se conectează baza

**n\_e** - nodul unde se conectează emitorul

**n\_s** - nodul de conectare a substratului

**nume\_m** reprezintă numele modelului ce conține parametrii specifici tranzistorului bipolar Qxxx.

**Exemplu:**

Q12 6 9 11 BC107A

.LIB PSPICE\LIB\EUROPE.LIB

⇒ **SUBCIRCUITE**

**Sintaxa:**

Xxxx n\_1 [n\_2 [n\_3...]] nume\_sbct

unde

**n\_1, n\_2, n\_3...** sunt nodurile din circuitul total analizat la care se leagă subcircuitul în momentul expandării. Semnificația sau poziția nodurilor din apel trebuie să fie identică cu cea din definiție.

**nume\_sbct** reprezintă numele subcircuitului.

**Exemplu:** subcircuitul unui amplificator operațional.

Conexiunile nodurilor unui amplificator operațional trebuie să fie în următoare ordine:

n\_neinv n\_inv n\_alim n\_-alim n\_ies nume\_m [n\_1 n\_2]

unde

**n\_neinv** reprezintă nodul intrării neinversoare

**n\_inv** reprezintă nodul intrării inversoare

**n\_+alim** reprezintă nodul alimentării pozitive

**n\_-alim** reprezintă nodul alimentării negative

**n\_ies** reprezintă nodul corespunzător bornei de ieșire

**n\_1** și **n-2** pot fi nodurile la care se conectează condensatorul de compensare în frecvență, dacă tipul de AO ales are astfel de borne.

În cazul circuitului realizat cu AO de tipul 741 din fig. 4.4, al cărui model se află în biblioteca LINEAR.LIB, subcircuitul AO se descrie astfel:

X1 3 2 4 5 6 UA741

.LIB PSPICE\LIB\LINEAR.LIB

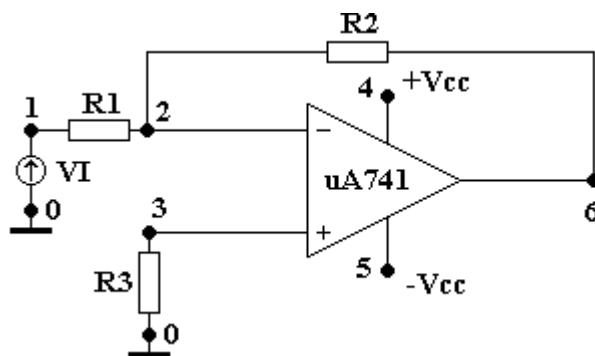


Fig. 4.4.

#### 4.8 Tipuri de analize permise în PSpice

Analizele permise în PSpice se pot trece în fișierul sursă fie în timpul editării fișierului fie după ce circuitul a fost descris, cu ajutorul submeniului **Analysis** din meniul de control. În primul caz, pentru a se lansa procesorul grafic mai întâi trebuie apelată comanda **Auto-Run** din submeniul **Probe** și setată **Y** (Yes), fără a tasta după aceea Enter. În cazul al doilea, PSpice înscrie automat tipul de analiză în fișierul sursă iar la terminarea analizei se apelează automat procesorul grafic.

⇒ **Analiza de curent continuu .DC**

Permite determinarea punctului static de funcționare a circuitului electric/electronic analizat, cu bobinele în scurtcircuit și condensatoarele în gol. Analiza de c.c se face automat înaintea unei analize de c.a., în scopul liniarizării circuitului.

**Sintaxa:** `.DC tip_modif n_sursă V_start V_stop V_incr`

unde

**tip\_modif** reprezintă modul de modificare și poate fi LIN (liniar), DEC (decadic) și OCT (în octave)

**n\_sursă** este numele sursei pentru care se face analiza de c.c.

**V\_start** și **V\_stop** sunt valorile de start/stop ale tensiunii analizate

**V\_incr** reprezintă pasul modificării tensiunii.

**Observații:** - în loc de **V\_incr** se poate cere un anumit număr de puncte  
- analiza permite și listarea rezultatelor analizei doar pentru anumite valori, utilizând sintaxa:

`.DC n_sursă LIST valori`

**Exemplu:** în cazul unei analize în care tensiunea sursei V1 se modifică liniar de la 0 la 5V, cu pasul de 0,1V, se scrie

`.DC LIN V1 0 5 0.1`

### ⇒ Calculul punctului static de funcționare .OP

Se face indiferent dacă se specifică sau nu comanda .OP. Când comanda .OP lipsește, în fișierul de ieșire se tipăresc numai tensiunile din noduri. În situația includerii comenzii .OP, în fișierul de ieșire se vor tipări în plus curenții și puterile disipate, precum și toți parametrii de model pentru toate dispozitivele semiconductoare și sursele neliniare controlate din circuit.

**Sintaxa:** `.OP`

### ⇒ Analiza de curent alternativ .AC

În cadrul acestei analize, variabilele de ieșire de curent alternativ se calculează ca funcții de frecvență. Analiza se face în domeniul de frecvență specificat, după ce, în prealabil, s-a calculat punctul static de funcționare a circuitului și s-a liniarizat circuitul.

**Sintaxa:** `.AC tip_modif nr_pcte f_start f_stop`

unde

**tip\_modif** reprezintă modul de modificare a domeniului de frecvență și poate fi LIN (liniar), DEC (decadic) și OCT (în octave);

**nr\_pcte** reprezintă numărul total de puncte la analiza liniară respectiv numărul de puncte pe decadă sau pe octavă;

**f\_start** și **f\_stop** sunt valorile de start/stop ale frecvenței.

**Observații:** - trebuie îndeplinită condiția  $f\_start < f\_stop$  și ambele să fie mai mari decât zero;  
- circuitul trebuie să conțină cel puțin o sursă independentă de c.a. de semnal mic.

### ⇒ Calculul funcției de transfer .TF

Permite calculul și tipărirea unor caracteristici de semnal mic ale circuitului, folosind modelele liniarizate din punctul de funcționare. Rezultatele apar în fișierul de ieșire la rubrica SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS.

**Sintaxa:** `.TF var_ies sursă_intr`

unde

**var\_ies** reprezintă semnalul de la nodul de ieșire



**sursă\_intr** reprezintă semnalul de intrare față de care se calculează funcția de transfer ca raportul:  

$$\frac{\text{var\_ies}}{\text{sursă\_intr}}$$

**Exemplu:**

În cazul circuitului din fig. 4.4, dacă  $R_1=R_2=10\text{k}\Omega$ ,  $R_3=5\text{k}\Omega$  și  $V_I=2\text{V}$ , instrucțiunea se scrie:  
`.TF V(6) VI`

și se obține următorul răspuns în fișierul de ieșire:

```
***** 01/18/98 ***** PSpice 4.04 - July, 1990 ***** 14:58:14 *****
Calculul funcției de transfer
****   CIRCUIT DESCRIPTION
*****
R1  1  2  1E4
R2  2  6  1E4
R3  3  0  5E3
X1  3  2  4  5  6  UA741
.LIB  PSPICE\LIB\LINEAR.LIB
VI  1  0  AC  2
VC  4  0  DC  15
VE  0  5  DC  15
.TF  V(6)  VI
.END

****   SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

V(6)/VI = -1.000E+00
INPUT RESISTANCE AT VI = 1.000E+04
OUTPUT RESISTANCE AT V(6) = 1.538E-03
```

Se observă că se specifică pe lângă valoarea funcției de transfer și semnul ei (defazarea semnalelor) precum și valorile rezistențelor de intrare și de ieșire ale circuitului.

⇒ **Analiza de regim tranzitoriu .TRAN**

Calculează variabilele de ieșire ca funcții de timp, într-un interval specificat de utilizator. Condițiile inițiale rezultă din calculul punctului de funcționare sau pot fi specificate cu comanda **.IC**.

**Sintaxa:** `.TRAN pas_t t_final [UIC]`

Cu ajutorul acestei instrucțiuni se determină răspunsul dat în domeniul timp, cu pasul **pas\_t** până la momentul final **t\_final**.

**UIC** - Use Initial Condition - apare în instrucțiunea de comandă atunci când sunt specificate condițiile inițiale (cu comanda **.IC**) pentru bobine și condensatoare.

**Exemplu:** în cazul circuitului din fig. 4.4 se aplică la intrare un semnal sinusoidal cu frecvența de 1kHz. Instrucțiunea de comandă pentru vizualizarea a două perioade ale semnalului din orice nod sau latură de circuit se scrie:

```
.TRAN 1e-4 2e-3
```

#### 4.9 Trasarea caracteristicilor Bode

Se realizează cu ajutorul utilitarului **BODEPLOT.COM**.

Programul **BODEPLOT.COM** utilizează PSpice și Probe pentru a desena caracteristicile de frecvență pe baza funcțiilor de transfer scrise de utilizator sub forma Laplace. Fișierul **BODEPLOT.COM** trebuie pus în același director în care se află toate fișierele executabile ale PSpice-ului. Programul se pornește tastând **BODEPLOT** și cere un nume de fișier *nume\_fișier* (indicându-se și calea) și informații suplimentare (abscisa în Hertzi sau radiani, frecvențele de start/stop, numărul de puncte pe decadă ș.a.). După ce s-au introdus toate funcțiile de transfer, urmează o linie nulă (se tastează ENTER). Pe baza funcției/funcțiilor de transfer introduse, programul creează fișierul sursă *nume\_fișier.CIR*, fișierul cu comenzi Probe *nume\_fișier.CMD* și un fișier batch pentru rularea PSpice-ului, *nume\_fișier.BAT*. Tastând apoi *nume\_fișier* se lansează programul și se afișează următorul desen (fig. 4.5):

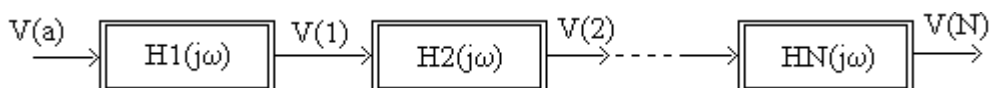


Fig. 4.5.

**Observație importantă:** programul poate rula pe versiunile de PSpice 5.2 și 6.1, direct pe versiunea 5.2 și cu o mică modificare pe versiunea 6.1. Modificarea pentru versiunea 6.1 constă în următoarele: după ce programul BODEPLOT.COM a creat cele trei fișiere prezentate mai sus, în fișierul *nume\_fișier.BAT* se corectează în linia a doua de sus, punându-se *pspice* în loc de *pspice1*. Numai după aceea se lansează fișierul batch *nume\_fișier*.

#### Exemplul 4.9.1.

Pentru AO de tipul 741, caracterizat în buclă deschisă printr-un singur pol la frecvența de 5Hz și amplificarea la foarte joasă frecvență egală cu 200.000, funcția de transfer se scrie:

$$2e5 / (1 + s / (6.28 * 5))$$

Se observă că în loc de *jw* se folosește variabila *s*.

Pentru AO de tipul 741 cele două caracteristici de frecvență au aspectul din fig. 4.6.

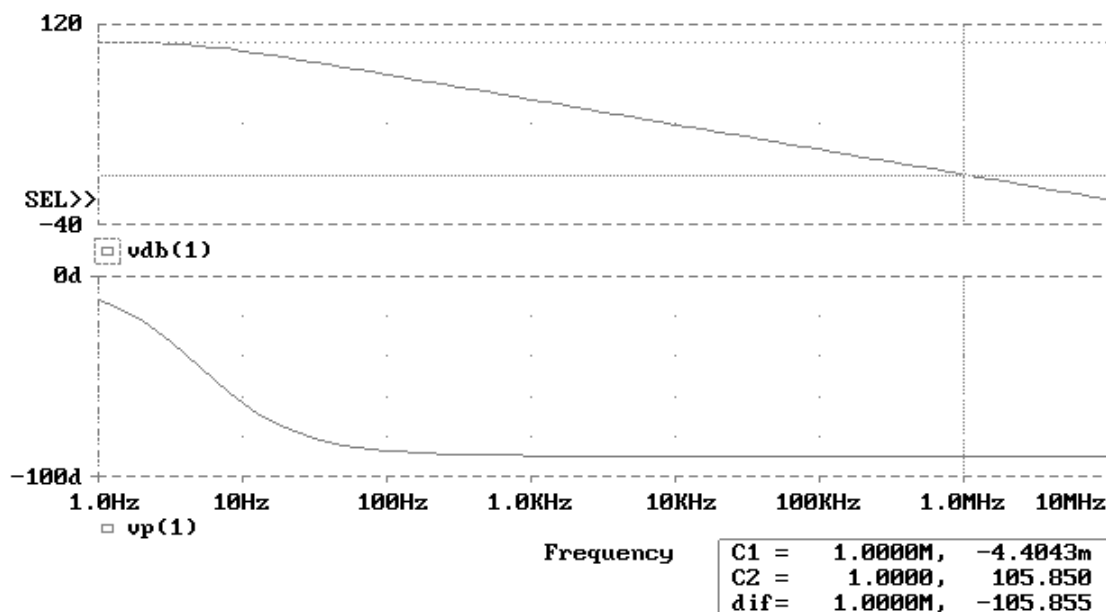


Fig. 4.6.

**Exemplul 4.9.2.**

AO de tipul ROB74 are la foarte joasă frecvență amplificarea 1.000.000 și se caracterizează în buclă deschisă prin doi poli la care corespund frecvențele de 2Hz și 30MHz. Funcția de transfer se scrie:

$$1e6/(1+s/(6.28*2)) \text{ pentru Stage 1, respectiv}$$

$$1/(1+s/(6.28*30e6)) \text{ pentru Stage 2.}$$

Caracteristicile Bode au aspectul din fig. 4.7:

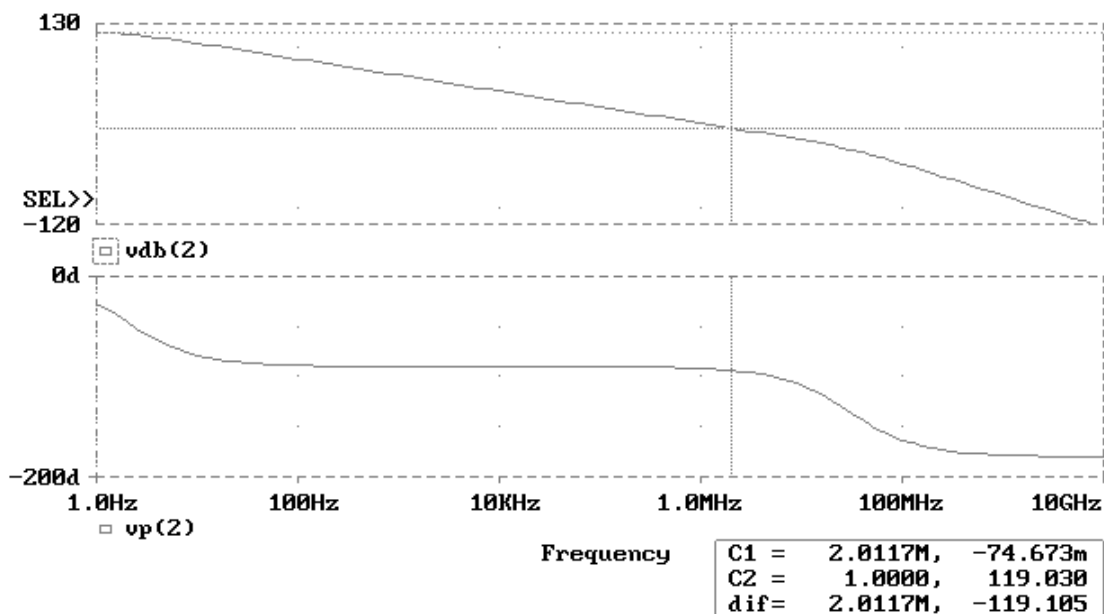


Fig. 4.7.

**4.10 Exemple de utilizare a programului PSpice în verificarea circuitelor proiectate**

**4.10.1 Modelul amplificatorului operațional**

Să se descrie în PSpice modelul de AO din fig. 4.3, dacă se presupune că AO este de tipul μA741.

**Soluție:** În cazul circuitului μA741, modelul de AO din fig. 4.3 se descrie în PSpice astfel:

Modelul în PSpice al AO - uA741

rd	1	2	2E6		
r0	3	4	75		
E	3	0	1	2	2E5

În descrierea AO s-au considerat următoarele:

- rezistența de intrare diferențială egală cu 2MΩ este conectată între nodurile 1 și 2;
- rezistența de ieșire egală cu 75Ω este conectată între nodurile 3 și 4;
- sursa de tensiune comandată în tensiune este conectată între nodurile 3 (nodul pozitiv) și 0 (nodul negativ), tensiunea de comandă =tensiunea de intrare diferențială se află între nodul 1 (nodul pozitiv) și 2 (nodul negativ) iar câștigul=amplificarea în buclă deschisă are valoarea de c.c. (în acest caz), egală cu 2·10<sup>5</sup>.

Acest model introdus în circuitul analizat permite **evaluarea și verificarea funcției de transfer**. În acest scop se utilizează comanda **.TF** (=calculul funcției de transfer intrare/ieșire în c.c.) și prin simulare se află:

- raportul “tensiune de ieșire/tensiune de intrare”;
- rezistența la borna de intrare a circuitului și
- rezistența la borna de ieșire a circuitului.

#### 4.10.2 Erorile introduse de valorile finite ale $a$ , $r_d$ și $r_o$

Să se determine eroarea introdusă de valorile reale ale amplificării în buclă deschisă, ale rezistenței de intrare diferențiale și ale celei de ieșire ale AO de tipul 741, utilizat într-un repetor inversor la care  $R_1=R_2=10k\Omega$ . Se presupune că AO lucrează la frecvența de 1kHz. Din datele de catalog rezultă:  $a(1kHz)=1000$ ,  $r_d=2M\Omega$  iar  $r_o=75\Omega$ .

**Soluție:** circuitul care trebuie simulat se prezintă în fig. 4.8. Se observă că numerotarea nodurilor începe totdeauna cu nodul 0 care este (implicit) masa.

Descrierea în PSpice a circuitului propus spre analiză este următoarea:

Circuit repetor inversor realizat cu AO - 741

```
.OPTIONS NOECHO
R1 1 2 1E4
R2 2 5 1E4
R3 3 0 5E3
rd 2 3 2E6
r0 4 5 75
E 4 0 3 2 1E3
VI 1 0 DC 2
.TF V(5) VI
.END
```

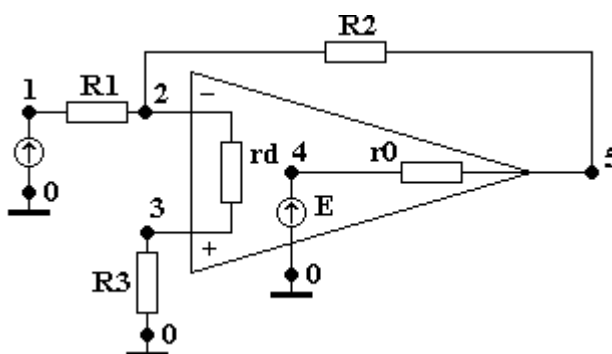


Fig. 4.8.

**Observație:** Comanda **.OPTIONS NOECHO** suprimă descrierea circuitului din fișierul de ieșire (fișier cu extensia **.OUT**).

După rularea PSpice, fișierul de ieșire conține următoarele informații:

```
***** 01/03/98 ***** PSpice 4.04 - July, 1990 ***** 18:48:18 *****
Circuit repetor inversor realizat cu AO - 741
****   CIRCUIT DESCRIPTION
*****
.OPTIONS NOECHO
***** 01/03/98 ***** PSpice 4.04 - July, 1990 ***** 18:48:18 *****
Circuit repetor inversor realizat cu AO - 741
****   SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION   TEMPERATURE = 27.000 DEG C
*****
NODE VOLTAGE   NODE VOLTAGE   NODE VOLTAGE   NODE VOLTAGE
( 1)  2.0000    ( 2)  .0020     ( 3)  5.027E-06  ( 4)  -2.0109
( 5)  -1.9960

VOLTAGE SOURCE CURRENTS
NAME      CURRENT
VI        -1.998E-04
```

\*\*\*\* SMALL-SIGNAL CHARACTERISTICS

V(5)/VI = -9.980E-01  
 INPUT RESISTANCE AT VI = 1.001E+04  
 OUTPUT RESISTANCE AT V(5) = 1.504E-01

Se observă că din cauza valorilor reale ale  $a$ ,  $r_d$  și  $r_o$  funcția de transfer nu este egală cu 1 ci 0,998. De asemenea rezistența de intrare este de 10,01kΩ iar cea de ieșire de 0,15Ω. Cu ajutorul acestor rezultate se pot verifica determinările analitice. Astfel:

- rezistența de intrare se determină analitic cu relația:

$$R_{in} = R_1 + \frac{R_2}{1+a} = 10k + \frac{10k}{1+1000} = 10,01k\Omega$$

valoare identică cu cea obținută prin simulare;

- rezistența de ieșire se determină analitic cu relația:

$$R_{out} = \frac{r_o}{1+a \cdot b} = \frac{r_o}{1+a \cdot \frac{R_1}{R_1+R_2}} = \frac{75\Omega}{1+1000 \cdot \frac{1}{2}} = 0,1497\Omega \cong 0,15\Omega$$

valoare identică cu cea obținută prin simulare;

- funcția de transfer reală se se determină analitic cu relația:

$$A = -\frac{R_2}{R_1} \cdot \frac{\frac{ar_d}{r_o} - \frac{R_3+r_d}{R_2}}{\left(1 + \frac{R_1+R_2}{r_o}\right) \left(1 + \frac{ar_d}{r_o} + \frac{R_3+r_d}{R_1}\right) - \frac{1}{r_o} \left[R_1 + (R_1+R_2) \frac{ar_d}{r_o}\right]} = -0,998$$

valoare identică cu cea obținută prin simulare.

### 4.10.3 Erorile introduse de offset

Să se compare rezultatul analitic al determinării tensiunii de decalaj la ieșirea circuitului din fig. 4.8 cu rezultatul dat de simularea în PSpice.

**Soluție:** pentru simulare se utilizează modelul de AO cu offset din fig. 4.9. Se utilizează o sursă de tensiune corespunzătoare tensiunii de offset de intrare și două surse de curent corespunzătoare curenților de polarizare a intrărilor AO.

Valorile celor trei surse se iau din catalog pentru tipul de AO utilizat. În cazul exemplului analizat, din catalog rezultă:  $U_{IO}=5mV$ ,  $I_{IO}=200nA$  și  $I_b=500nA$  (valori maxime, ceea ce reprezintă cazul cel mai defavorabil). Din cele două valori de curent se determină curenții de polarizare a fiecărei intrări și anume:  $I_b^+ = 600nA$  iar  $I_b^- = 400nA$ .

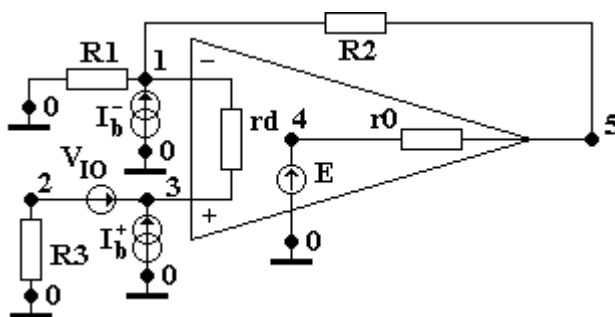


Fig. 4.9.

Descrierea în PSpice a circuitului se poate afla din fișierul de ieșire, prezentat în continuare:

\*\*\*\*\* 01/03/98 \*\*\*\*\* PSpice 4.04 - July, 1990 \*\*\*\*\* 20:50:55 \*\*\*\*\*

Determinarea offsetului unui circuit realizat cu AO - 741

\*\*\*\* CIRCUIT DESCRIPTION

\*\*\*\*\*

R1 1 0 1E4  
 R2 1 5 1E4

```
R3 2 0 5E3
rd 1 3 2E6
r0 4 5 75
E 4 0 3 1 2E5
VIO 3 2 DC 5E-3
IB+ 0 3 DC 600E-9
IB- 0 1 DC 400E-9
.END
```

\*\*\*\*\* 01/03/98 \*\*\*\*\* PSpice 4.04 - July, 1990 \*\*\*\*\* 20:50:55 \*\*\*\*\*

Determinarea offsetului unui circuit realizat cu AO - 741

```
**** SMALL SIGNAL BIAS SOLUTION TEMPERATURE = 27.000 DEG C
*****
NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE NODE VOLTAGE
( 1) .0080 ( 2) .0030 ( 3) .0080 ( 4) .0120
( 5) .0120
*****
```

Din descrierea circuitului se observă că în cazul sursei dependente E s-a folosit amplificarea în buclă deschisă la c.c. deoarece tensiunea de decalaj la ieșire este o eroare de c.c.

Analitic, tensiunea de decalaj la ieșire este:

$$U_{oe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \cdot U_{IO} + R_2 \cdot I_{IO} = \left(1 + \frac{10k}{10k}\right) \cdot 5mV + 10k \cdot 200nA = 12mV$$

valoare identică cu cea obținută prin simulare (vezi fișierul de ieșire unde tensiunea din nodul 5, V(5)=0,012V adică 12mV).

## 5. Anexe

### 5.1 Anexa 1 - Rezistoare

#### 5.1.1 Tipuri de rezistoare:

- rezistor fix
- rezistor variabil
- rezistor de volum
- rezistor cu peliculă de carbon
- rezistor cu peliculă metalică
- rezistor bobinat
- rezistor etalon
- rezistor de precizie
- rezistor neinductiv

#### 5.1.2 Parametrii rezistoarelor

- a) *Rezistența nominală*,  $R_n$  [ $\Omega$ ] = valoarea rezistenței electrice marcată pe corpul rezistorului.
- b) *Domeniul de valori* = mulțimea valorilor nominale disponibile sau realizabile pentru un anumit tip constructiv sau tehnologic.
- c) *Toleranța*  $t$  [%] = abaterea maximă admisibilă a valorii reale  $R$  (măsurată) față de valoarea nominală  $R_n$  (marcată).
- d) *Puterea disipată nominală*  $P_{dn}$  [W] = puterea electrică maximă ce poate fi dezvoltată de un rezistor în regim de funcționare îndelungată, la o temperatură ambiantă dată (de exemplu 40°C, 70°C), fără ca el să-și modifice caracteristicile.
- e) *Tensiunea nominală*  $U_n$  = tensiunea continuă sau valoarea eficace (efectivă) a tensiunii alternative aplicată la bornele rezistorului și dedusă din relația

$$U_n = \sqrt{P_{dn} \cdot R_n}$$

- f) *Tensiunea electromotoare de zgomot în sarcină*  $E_{zg}$  = valoarea eficace a tensiunii aleatoare ce apare la bornele unui rezistor (într-un interval de frecvență dat, de exemplu o decadă) suprapunându-se peste tensiunea de zgomot termic, atunci când la bornele rezistorului se aplică o tensiune continuă  $U$ .
- g) *Factorul de zgomot*  $F = \frac{E_{zg}}{U} \left[ \frac{\mu V}{V} \right]$ , [dB] = raportul măsurat dintre tensiunea de zgomot în sarcină și tensiunea continuă aplicată.
- h) *Coeficientul de temperatură*  $K_\theta$  sau  $K_T$   $\left[ \frac{10^{-6}}{^\circ C} \right]$ , [%] = variația relativă a rezistenței reale, raportată la diferența de temperatură care a determinat această variație.
- i) *Rigiditate dielectrică* = valoarea tensiunii continue care, aplicată timp de un minut între terminalele rezistorului și corpul său, nu produce străpungeri sau conturnări.
- j) *Rezistența de izolație*  $R_{iz}$  = raportul dintre tensiunea continuă  $U_{iz}$  (aplicată între terminalele rezistorului și corpul său) și curentul rezultat, după un interval precizat ( de exemplu 1 minut) și la o temperatură dată (uzual 20°C).

#### 5.1.3 Valori normalizate ale rezistoarelor

Intr-o decadă (valori de la 1 la 10) numărul de valori standardizate de rezistențe depinde de clasa de toleranță din care fac parte rezistoarele. Prin adăugarea unui număr convenabil de zerouri la valorile dintr-o decadă, se poate obține orice valoare din clasa de toleranță selectată.

În funcție de toleranță se definesc următoarele serii normalizate de valori:

- E6 pentru  $t=\pm 20\%$ , ceea ce înseamnă 6 valori într-o decadă;
- E12 -  $t=\pm 10\%$  (12 valori într-o decadă);
- E24 -  $t=\pm 5\%$
- E48 -  $t=\pm 1\%$
- E96 -  $t=\pm 1\%$
- E192 -  $t=\pm 0,5\%$ .

Valorile standardizate de rezistențe cu toleranța de **5%** și **10%** (valorile îngroșate), conform STAS 6838-78, se prezintă în **tabelul A1-1**.

**Tabelul A1-1**

<b>1,0</b>	1,1	<b>1,2</b>	1,3	<b>1,5</b>	1,6	<b>1,8</b>	2,0	<b>2,2</b>	2,4	<b>2,7</b>	3,0
<b>3,3</b>	3,6	<b>3,9</b>	4,3	<b>4,7</b>	5,1	<b>5,6</b>	6,2	<b>6,8</b>	7,5	<b>8,2</b>	9,1

Valorile standardizate de rezistențe cu toleranța de **1%**, conform STAS 6838-78, se prezintă în **tabelul A1-2**.

**Tabelul A1-2**

1,00	1,02	1,05	1,07	1,10	1,13	1,15	1,18	1,21	1,24	1,27	1,30
1,33	1,37	1,40	1,43	1,47	1,50	1,54	1,58	1,62	1,65	1,69	1,74
1,78	1,82	1,87	1,91	1,96	2,00	2,05	2,10	2,15	2,21	2,26	2,32
2,37	2,43	2,49	2,55	2,61	2,67	2,74	2,80	2,87	2,94	3,01	3,09
3,16	3,24	3,32	3,40	3,48	3,57	3,65	3,74	3,83	3,92	4,02	4,12
4,22	4,32	4,42	4,53	4,64	4,75	4,87	4,99	5,11	5,23	5,36	5,49
5,62	5,76	5,90	6,04	6,19	6,34	6,49	6,65	6,81	6,98	7,15	7,32
7,50	7,68	7,87	8,06	8,25	8,45	8,66	8,87	9,09	9,31	9,53	9,76

#### 5.1.4 Marcarea și codificarea rezistoarelor

Marcarea și codificarea rezistoarelor trebuie să cuprindă obligatoriu **rezistența nominală** cu **unitatea ei de măsură** și **toleranța** valorii nominale:

- în clar;
- în cod literal (**tabelul A1-3** pentru unitatea de măsură, respectiv **tabelul A1-4** pentru toleranță);
- în codul culorilor (**tabelul A1-5**).

**Tabelul A1-3**

Cod	Semnificație	Exemple
R	unități $\Omega$	R10=0,1 $\Omega$ ; 1R5=1,5 $\Omega$ ; 47R=47 $\Omega$
K	k $\Omega=10^3\Omega$	1K5=1,5k $\Omega$ ; 6K8=6,8k $\Omega$
M	M $\Omega=10^6\Omega$	1M0=1M $\Omega$ ; 4M7=4,7M $\Omega$
G	G $\Omega=10^9\Omega$	1G5=1,5G $\Omega$
T	T $\Omega=10^{12}\Omega$	1T5=1,5T $\Omega$

**Tabelul A1-4**

Cod	Toleranța [%]	Cod	Toleranța [%]
A	alte valori	G	$\pm 2$
B	$\pm 0,1$	J	$\pm 5$
C	$\pm 0,25$	K	$\pm 10$
D	$\pm 0,5$	M	$\pm 20$
F	$\pm 1$	N	$\pm 30$

Marcarea rezistoarelor prin codul culorilor se realizează cu ajutorul unor inele colorate, dispuse pe corpul rezistorului (fig. A1-1). Semnificația acestor culori se prezintă în **tabelul A1-5**.



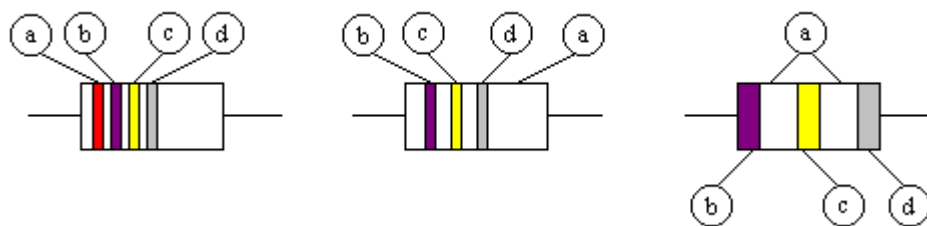


Fig. A1-1.

Tabelul A1-5

Notații în fig. A1-1	a	b	c	d
Culoarea	Prima cifră semnificativă	A doua cifră semnificativă	Factorul de multiplicare	Toleranța
ARGINTIU	-	-	$10^{-2}$	$\pm 10\%$
AURIU	-	-	$10^{-1}$	$\pm 5\%$
NEGRU	-	0	$10^0=1$	-
MARO	1	1	$10^1$	$\pm 1\%$
ROȘU	2	2	$10^2$	$\pm 2\%$
PORTOCALIU	3	3	$10^3$	-
GALBEN	4	4	$10^4$	-
VERDE	5	5	$10^5$	-
ALBASTRU	6	6	$10^6$	-
VIOLET	7	7	$10^7$	-
GRI	8	8	$10^8$	-
ALB	9	9	$10^9$	-
(fără culoare)	-	-	-	$\pm 20\%$

Rezistoarele realizate la IPEE - Electro-Argeș, Curtea de Argeș se codifică astfel:

Tipurile constructive sunt:

- RCG = rezistor de uz general cu peliculă de carbon
  - RMG = rezistor de uz general cu peliculă de nichel
  - RPM = rezistor cu peliculă metalică
  - HVR = rezistor pentru înaltă tensiune
  - RB = rezistor bobinat
  - RBC = rezistor bobinat cimentat
  - RBA, RBT = rezistor bobinat în corp ceramic
  - RPB = rezistor bobinat de putere, fix
  - RBR = rezistor bobinat de putere, reglabil
  - BGF = rezistor bobinat glazurat, fix
  - BGR = rezistor bobinat glazurat, reglabil
- Semnificația cifrelor ce indică puterea disipată nominală:
- a) pentru rezistoare de putere mică
- 012 = 0,125W
  - 025 = 0,25W
  - 050 = 0,5W
  - 100 = 1W

- 200 = 2W  
b) pentru rezistoare bobinate
- 001 = 1W
- 002 = 2W
- .....
- 250 = 250W

Caracteristicile unor rezistoare se prezintă în **tabelul A1-6**:

**Tabelul A1-6**

Parametru	Tipul rezistorului	
	RCG	RPM
Coeficientul de temperatură $K_{\theta}$	$\pm 15 \cdot 10^{-4} / ^{\circ}C \rightarrow 1\Omega \langle R_n \leq 10\Omega$ $\circ i 1M\Omega \langle R_n \leq 10M\Omega$ $\pm 10 \cdot 10^{-4} / ^{\circ}C \rightarrow 0,1M\Omega \langle R_n \leq 1M\Omega$ $\pm 5 \cdot 10^{-4} / ^{\circ}C \rightarrow 10\Omega \langle R_n \leq 0,1M\Omega$	$\pm 50 \cdot 10^{-6} / ^{\circ}C$ ; $\pm 100 \cdot 10^{-6} / ^{\circ}C$ ; $\pm 150 \cdot 10^{-6} / ^{\circ}C$
Factor de zgomot, F	$\langle 0,5\mu V / V - 1\Omega \langle R_n \leq 330\Omega$ $\langle 1\mu V / V - 330\Omega \langle R_n \leq 10k\Omega$ $\langle 3\mu V / V - R_n \rangle 10k\Omega$	$\langle 0,25\mu V / V - 10\Omega \leq R_n \leq 100k\Omega$ $\langle 1\mu V / V - R_n \rangle 500k\Omega$
Domeniul de valori	330 $\Omega$ ...1M $\Omega$	RPM3012 50 $\Omega$ ...150k $\Omega$ RPM3025 20 $\Omega$ ...1M $\Omega$ RPM3050 10 $\Omega$ ...1M $\Omega$ RPM3100 10 $\Omega$ ...2M $\Omega$
Puterea nominală disipată, $P_{dn}$	0,25W, 0,5W, 1W, 2W	0,125W, 0,25W, 0,5W, 1W
Toleranța [ $\pm\%$ ]	2,5 / 5 / 10 / 20	0,25 / 0,5 / 1 / 2 / 5
Tensiunea nominală limită	RCG1025 $\rightarrow$ 250V RCG1050 $\rightarrow$ 350V RCG1100 $\rightarrow$ 500V RCG1200 $\rightarrow$ 700V	RPM3012 $\rightarrow$ 125V RPM3025 $\rightarrow$ 250V RPM3050 $\rightarrow$ 350V RPM3100 $\rightarrow$ 500V

## 5.2 Anexa 2 - Condensatoare

### 5.2.1 Tipuri de condensatoare

- condensator fix,
- condensator variabil,
- condensator ajustabil (trimmer),
- condensator multiplu (condensatoare cuplate mecanic),
- condensator cu dielectric aer,
- condensator cu dielectric ceramic,
- condensator cu dielectric hârtie,
- condensator cu dielectric mică,
- condensator cu dielectric sticlă,
- condensator cu dielectric film plastic,
- condensator electrolitic.

### 5.2.2 Parametrii condensatoarelor fixe

- a) *Capacitatea nominală*,  $C_n$  [F] = valoarea capacității condensatorului marcată pe corpul lui.
- b) *Domeniul de valori* = mulțimea valorilor disponibile sau realizabile pentru un anumit tip constructiv
- c) *Toleranța*,  $t$  [%] = deviația maximă admisibilă a valorii reale a capacității față de valoarea ei nominală
- d) *Tensiunea nominală*,  $U_n$  [V] = tensiunea continuă maximă sau tensiunea alternativă eficace maximă sau suma tensiunii continue cu valoarea de vârf a tensiunii alternative (sau în formă de impulsuri) care se poate aplica în mod continuu la bornele condensatorului la toate temperaturile cuprinse între temperatura minimă de categorie și temperatura nominală.
- e) *Capacitatea nominală*,  $T_n$  [°C] = temperatura ambiantă maximă la care se poate aplica tensiunea nominală în mod permanent.
- f) *Tensiunea de categorie*,  $U_c$  [V] = tensiunea ce poate fi aplicată unui condensator utilizat la temperatura maximă a categoriei (categoria climatică).
- g) *Tensiunea ondulatorie nominală*, = valoarea eficace a tensiunii alternative maxim admisă (de frecvență precizată) ce poate fi aplicată în mod continuu condensatorului suprapunând-o tensiunii continue, la temperatura nominală.
- h) *Rezistența de izolație*,  $R_{iz}$  [ $\Omega$ ] = raportul dintre tensiunea continuă aplicată condensatorului și curentul ce trece prin el, măsurat după un anumit interval de timp (de obicei 1 minut) la o temperatură precizată (de exemplu 20°C).
- i) *Curentul de fugă*,  $I_f$  [A] = curentul de conducție care trece prin condensator în regim permanent, atunci când o tensiune continuă este aplicată la bornele sale.
- j) *Constanta de timp*,  $\tau$  [s] =  $R_{iz}C_n$  = produsul dintre rezistența de izolație și capacitatea nominală.
- k) *Rigiditatea dielectrică*,  $V_{cc}^M$  [V] = valoarea tensiunii continue maxime pe care trebuie s-o suporte condensatorul un timp minim indicat (de obicei 1 minut) fără să apară străpungeri sau conturnări.
- l) *Tangenta unghiului de pierderi*,  $\text{tg}\delta$  = raportul dintre puterea disipată de condensator și puterea reactivă furnizată de aceasta când i se aplică o tensiune sinusoidală de frecvență precizată (de exemplu 1kHz) la o temperatură precizată (de exemplu 20°C).
- m) *Coeficientul de temperatură a capacității*,  $\alpha_c$  [ $10^{-6}/^\circ\text{C} = \text{ppm}/^\circ\text{C}$ ] = raportul dintre variația relativă a capacității și diferența de temperatură care a determinat această variație (sau variația relativă a capacității pentru o variație a temperaturii de 1°C).
- n) *Impedanța echivalentă*,  $Z_{ech}$  [ $\Omega$ ] = impedanța componentelor electrice (rezistență, capacitate, inductanță) din schema echivalentă a unui condensator, la o frecvență indicată.

o) *Tensiunea de vârf*,  $U_{vf}[V]$  = tensiunea maximă ce poate fi aplicată condensatorului pentru un timp scurt (de exemplu 1 minut) fără ca acesta să se distrugă.

**Notă:** pentru condensatoarele electrolitice produse în România:  
 $U_{vf} = 1,15 \cdot U_n \rightarrow$  la  $U_n \leq 100V$  și  $U_{vf} = 1,1 \cdot U_n \rightarrow$  la  $U_n > 100V$ .

### 5.2.3 Valori normalizate

Valorile nominale se aleg conform șirurilor de valori prezentate la rezistoare (tabelul A1-1 și tabelul A1-2). Seriile normalizate sunt identice cu cele de la rezistoare. Spre deosebire de rezistoare unde abaterile (toleranțele) sunt simetrice, la condensatoare există și abateri nesimetrice:

+50%	+80%	+30%	+50%	+100%	+80%
0%	0%	-10%	-10%	-10%	-20%

### 5.2.4 Marcarea și codificarea condensatoarelor

Condensatoarele se marchează:

- în clar
- codificat prin culori (inele, benzi sau puncte)
- prin simboluri alfanumerice
- prin cod literal.

Pe corpul oricărui condensator se înscriu în mod obligatoriu:

- capacitatea nominală în clar, în cod literal sau în codul culorilor;
- toleranța valorii nominale în clar, în cod literal sau în codul culorilor;
- pe unele tipuri de condensatoare:

- polaritatea bornelor
- terminalul conectat la armătura exterioară
- tensiunea nominală
- coeficientul de temperatură al capacității.

Codificarea literală a unității de măsură, a toleranței, a tensiunii nominale și a coeficientului de temperatură se prezintă în tabelele A2-1, A2-2, A2-3 și A2-4.

**Tabelul A2-1**

Cod		Unități de măsură	Exemple
Români a	Alte țări	normalizate	
p	U	unități de pF	10U=10pF
n	T, K	mii pF de (nF)	1K2=1200pF 1T=1000pF
μ	M	milioane de pF (μF)	M18=180nF 33M=33μF

**Tabelul A2-3**

Cod	$U_n$ normalizată
a	50Vc.c.
b	125Vc.c.
c	160Vc.c.
d	250Vc.c.
e	350Vc.c.

**Tabelul A2-2**

Cod	Toleranțe normalizate		Exemple
	$C_n > 10pF$	$C_n \leq 10pF$	
AH	-20...+100%	-	24KJ= =24nF ±5% 82H= =82pF ±2,5% 10MAH= =10μF -20%... +100%
AQ	±15%	-	
B	±0,1%	±0,1pF	
C	±0,25%	±0,25pF	
D	±0,5%	±0,5pF	
E	±25%	-	
F	±1%	±1pF	
G	±2%	-	
H	±2,5%	-	
J	±5%	-	
K	±10%	-	
M	±20%	-	

**Tabelul A2-3 – continuare**

Cod	Unități de măsură
g	700Vc.c.
h	1000Vc.c.
u	250Vc.a.
v	350Vc.a.
w	500Vc.a.

**Tabelul A2-2 - continuare**

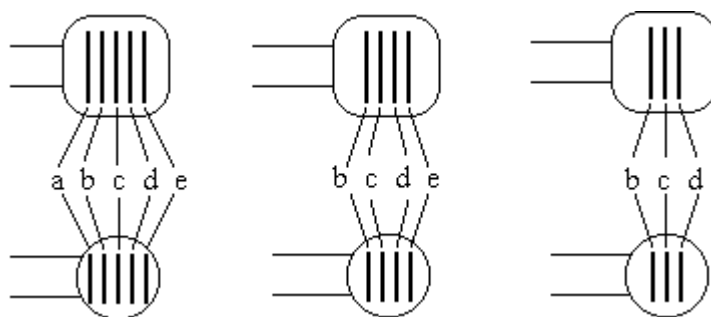
Cod	Toleranțe normalizate		Exemple
N	±30%	-	
P	0...+100%	-	
Q	-10...+30%	-	
S	-20...+50%	-	
T	-10...+50%	-	
X	-20...+40%	-	
Z	-20...+80%	-	

**Tabelul A2-4**

Cod	Coeficient de temperatură normalizat		Cod	Coeficient de temperatură normalizat		Cod	Coeficient de temperatură normalizat		Cod	Coeficient de temperatură normalizat	
		×10 <sup>-6</sup> pF/°C			×10 <sup>-6</sup> pF/°C			×10 <sup>-6</sup> pF/°C			×10 <sup>-6</sup> pF/°C
A	P100	+100	F	N080 (N075)	-80 (-75)	K	N470	-470	R	N2200	-2200
C	NP0	0	G	N150	-150	L	N560	-560	S	N3300	-3300
D	N030 (N033)	-30 (-33)	H	N220	-220	N	N750	-750	T	N4200	-4200
E	N047	-47	J	N330	-330	P	N1500	-1500	W	N5600	-5600

La marcarea condensatoarelor ceramice în codul culorilor literele din fig. A2-1 și din **tabelul A2-5** au următoarele semnificații:

- a* - coeficientul de temperatură
- b* - prima cifră semnificativă a valorii nominale
- c* - a doua cifră semnificativă
- d* - factorul de multiplicare
- e* – toleranța



**Fig. A2-1.**

**Tabelul A2-5**

Culoarea (fig. A2-1)	<b>b</b>	<b>c</b>	<b>d</b>	<b>e</b>		<b>a</b> ×10 <sup>-6</sup> /°C
				C <sub>n</sub> ≤ 10pF [pF]	C <sub>n</sub> > 10pF [%]	
NEGRU	0	0	1	±2	±20	0
MARO	1	1	10	±0,1	±1	-33
ROȘU	2	2	10 <sup>2</sup>	±0,25	±2	-75
PORTOCALIU	3	3	10 <sup>3</sup>	-	±2,5	-150

**Tabelul A2-5 - continuare**

Culoarea (fig. A2-1)	<b>b</b>	<b>c</b>	<b>d</b>	<b>e</b>		<b>a</b> $\times 10^{-6} / ^\circ \text{C}$
				$C_n \leq 10\text{pF}$ [pF]	$C_n > 10\text{pF}$ [%]	
GALBEN	4	4	$10^4$	-	$\pm 100$	-220
VERDE	5	5	$10^5$	$\pm 0,5$	$\pm 5$	-330
ALBASTRU	6	6	-	-	-	-470
VIOLET	7	7	-	-	-	-750
GRI	8	8	$10^{-2}$	-	-20,+30	-
ALB	9	9	$10^{-1}$	$\pm 1$	$\pm 10$	-
AURIU	-	-	-	-	-	+100

Pentru alegerea și utilizarea corectă a condensatoarelor în diverse circuite, în **tabelul A2-6** se prezintă principalele performanțe ale condensatoarelor fixe:

Tabelul A2-6 [DRA90, p. 70]

Tipul condensatorului	Seria	Capacitatea nominală	Parametrii electrice	Banda de frecvență	Utilizări
ceramice tip I	CG, CO	0,8pF ÷ 1nF	<ul style="list-style-type: none"> <li>- toleranța: <math>\pm(0,25; 0,5; 1)\text{pF}</math> pt <math>C_n \leq 10\text{pF}</math></li> <li><math>\pm 5\%; \pm 10\%</math> pt <math>C_n &gt; 10\text{pF}</math></li> <li>- <math>\text{tg}\delta \leq 15 \cdot 10^{-4}</math></li> <li>- <math>U_n = 63; 500\text{Vcc}</math></li> <li>- <math>R_{iz} \geq 10\text{G}\Omega</math></li> <li>- <math>\alpha_c = (-750 \dots \pm 250)\text{ppm}/^\circ\text{C}</math></li> </ul>	întă frecvență	echipamente electronice industriale și profesionale
ceramice tip II	CL, C(A, B, C)	33pF ÷ 100nF	<ul style="list-style-type: none"> <li>- toleranța: <math>\pm 10\%; \pm 20\%; (-20\% \dots 80\%)</math></li> <li><math>(-20\% \dots 50\%)</math></li> <li>- <math>\text{tg}\delta \leq 0,035</math></li> <li>- <math>U_n = 25\text{Vcc}; 500\text{Vcc}; 1, 2, 3\text{kVcc}</math></li> <li>- <math>R_{iz} \geq 3\text{G}\Omega</math></li> <li>- <math>\alpha_c</math> nedefinit cu temp. între <math>(-40 \dots 80)^\circ\text{C}</math></li> </ul>	întă frecvență	circuite de cuplare și decuplare, filtre în echipamente de telecomunicații și industriale, circuite de întă tensiune
ceramice multistrat tip I	MC	3,3pF ÷ 27nF	<ul style="list-style-type: none"> <li>- toleranța: <math>\pm(1, 2, 5, 10, 20) \%</math></li> <li>- <math>\text{tg}\delta \leq 15 \cdot 10^{-4}</math></li> <li>- <math>U_n = 25, 50, 100, 200 \text{Vcc}</math></li> <li>- <math>R_{iz} \geq 10\text{G}\Omega</math></li> <li>- <math>\alpha_c = \pm 30\text{ppm}/^\circ\text{C}</math>, variație liniară între <math>-55</math> și <math>125^\circ\text{C}</math></li> </ul>	fără restricții	echipamente electronice profesionale
ceramice multistrat tip II	MZ, MX	100pF ÷ 1,5 $\mu\text{F}$	<ul style="list-style-type: none"> <li>- toleranța: <math>\pm(5, 10, 20) \%</math></li> <li>- <math>\text{tg}\delta \geq 3 \cdot 10^{-2}</math></li> <li>- <math>U_n = 25, 50, 100, 200 \text{Vcc}</math></li> <li>- <math>R_{iz} \geq 4\text{G}\Omega</math> pt <math>C_n \leq 25\text{nF}</math></li> <li><math>R_{iz} \cdot C_n = 100\text{s}</math> pt <math>C_n &gt; 25\text{nF}</math></li> <li>- între <math>-55</math> și <math>125^\circ\text{C}</math> variația capacității <math>\Delta C/C \leq 20\%</math></li> </ul>	fără restricții	echipamente electronice profesionale

Tabelul A2-6 - continuare

Tipul condensatorului	Seria	Capacitatea nominală	Parametrii electrice	Banda de frecvență	Utilizări
condensatoare cu hârtie	HC, HA, HPI, HPA, HSA, HPR, HAM, HZ, HS, HMZ	0,0 $\mu$ F $\pm$ 20 $\mu$ F	- toleranța: $\pm 20\%$ - $\text{tg}\delta \leq 0,01$ - $U_n = 220 \dots 1300 \text{ Vcc}$ - $R_{iz} \geq 6 \text{ G}\Omega$ - între $-25^\circ \text{i} +85^\circ \text{C}$ variație mare a capacității cu temp. $\Delta C_n = (0 \dots 50\%) \cdot C_n$	joasă frecvență (20Hz...15kHz)	circuite de c.c., cuplări, decuplări, filtre antiparazitare, circuite de putere, porniri motoare
condensatoare cu polistiren (stiroflex)	PS	47pF...100nF	- toleranța: $\pm(2,5, 5, 10, 20) \%$ - $\text{tg}\delta \leq 5 \cdot 10^{-4}$ - $U_n = 25 \dots 1000 \text{ Vcc}$ - $R_{iz} \geq 100 \text{ G}\Omega$ - $\alpha_c = (-60 \dots 220) \text{ ppm}/^\circ \text{C}$	$f < 100 \text{ kHz}$ datorită inductanței parazite	echipamente electronice industriale și aparatură de larg consum
condensatoare cu polietilen-tereftalat (mylar, poliester)	PMP	10nF...6,8 $\mu$ F	- toleranța: $\pm(5, 10, 20) \%$ - $\text{tg}\delta \leq 0,01$ - $U_n = 100 \dots 630 \text{ Vcc}$ - $R_{iz} \geq 3,75 \text{ G}\Omega$ pt $C_n \leq 0,33 \mu\text{F}$ $R_{iz} \cdot C_n \geq 1250 \text{ s}$ pt $C_n > 0,33 \mu\text{F}$ - între $-40^\circ \text{i} +80^\circ \rightarrow \Delta C_n = (-4\% \dots +2\%) \cdot C_n$	$f < 100 \text{ kHz}$ $f > 100 \text{ MHz}$	aparatură industrială și de larg consum
condensatoare cu policarbonat metalizat	PCM	0,01 $\mu$ F... 1 $\mu$ F	- toleranța: $\pm 10\%, \pm 20\%$ - $\text{tg}\delta < 70 \cdot 10^{-4}$ - $U_n = 63 \dots 400 \text{ Vcc}$ - $R_{iz} \geq 50 \text{ G}\Omega$ pt $C_n \leq 0,33 \mu\text{F}$ $R_{iz} \cdot C_n > 10^4 \text{ s}$ pt $C_n > 0,33 \mu\text{F}$	20Hz...100MHz	echipamente electronice profesionale (variații reduse ale $C_n$ și $\text{tg}\delta$ cu temperatura)



Tabelul A2-6 - continuare

Tipul condensatorului	Seria	Capacitatea nominală	Parametrii electrice	Banda de frecvență	Utilizări
condensatoare electrolitice cu aluminiu (miniatură)	EG	1μF... 2200μF	- toleranța-20%...+100% - $\text{tg}\delta \leq 0,45$ - $U_n=3...350 \text{ Vcc}$ - $I_f \leq 0,03 \cdot C_n U_n [\mu\text{F} \cdot \text{V}] + 20\mu\text{A}$ - polarizate	joasă frecvență (0...10kHz)	circuite de cuplare, decuplare, filtre în echipamente industriale, aparatură de larg consum
condensatoare electrolitice cu aluminiu, de mare capacitate	EG	100μF... 10 <sup>4</sup> μF	- toleranța-20%...+50% - $\text{tg}\delta \leq 0,75$ - $U_n=70...450 \text{ Vcc}$ - $I_f \leq 0,03 \cdot C_n U_n [\mu\text{F} \cdot \text{V}] + 20\mu\text{A}$ - polarizate	joasă frecvență (0...10kHz)	filtre după redresare
condensatoare electrolitice cu tantal	CTS	0,1μF...680μF	- toleranța:±10%, ±20%; (-20%...+30%) - $\text{tg}\delta \leq 0,1$ - $U_n=3...63 \text{ Vcc}$ - $I_f = 2\mu\text{A}$ - polarizate	joasă frecvență (0...10kHz)	cuplarea și decuplarea circuitelor de joasă frecvență din radioreceptoare, televizoare, aparatură industrială și specială

### 5.3 Anexa 3 - Diode, tranzistoare și arii de tranzistoare

#### 5.3.1 Diode

**Tabelul A3-1 diode Zener**

Cod	$V_Z$ [V]			$r_Z$ [ $\Omega$ ] la $I_Z=5\text{mA}$	$\alpha_{UZ}$ [ $10^{-6}/^\circ\text{C}$ ] la $I_Z=5\text{mA}$	$P_D$ [W]
	min	nom	max			
DZ3V6	3,4	3,6	3,8	95	-8...0	0,4
DZ3V9	3,7	3,9	4,1	95	-7...0	0,4
DZ4V3	4,0	4,3	4,6	95	-6...0	0,4
DZ4V7	4,4	4,7	5,0	78	-5...2	0,4
DZ5V1	4,8	5,1	5,4	60	-3...4	0,4
DZ5V6	5,2	5,6	6,0	40	-2...6	0,4
DZ6V2	5,8	6,2	6,6	10	-1...7	0,4
DZ6V8	6,4	6,8	7,2	8	0...7	0,4
DZ7V5	7,0	7,5	7,9	7	0...7	0,4
DZ8V2	7,7	8,2	8,7	7	0...7	0,4
DZ9V1	8,5	9,1	9,6	10	0...8	0,4
DZ10	9,4	10	10,6	15	0...8	0,4

unde:

- $V_Z$  este tensiunea nominală de stabilizare
- $I_Z$  - curentul de control al tensiunii de stabilizare
- $r_Z$  - rezistența diferențială în regiunea de stabilizare
- $\alpha_Z$  - coeficientul de temperatură al tensiunii de stabilizare

**Tabelul A3-2 diode cu siliciu de comutație**

Cod	Valori limită absolute					Caracteristici electrice			
	$V_R$ [V]	$I_F$ [mA]	$T_j$ [ $^\circ\text{C}$ ]	$V_F$ [V]		$I_R$ [nA]		$C_{tot}$ [pF]	$t_{tr}$ [ns]
				la $I_F$ [mA]	la $V_R$ [V]	la $V_R$ [V]			
1N4148	75	200	200	1	10	25	20	4	4
1N4149	75	200	200	1	10	25	20	4	4
1N4151	75	200	200	1	50	50	50	2	2
1N4154	75	200	200	1	30	100	25	2	2
1N4446	75	200	200	1	20	25	20	4	4
1N4447	75	200	200	1	20	25	20	4	4
1N4448	75	200	200	1	100	25	20	4	4
1N4449	75	200	200	1	30	100	20	4	4
1N4454	50	200	200	1	10	100	50	2	2

unde

- $V_R$  este tensiunea inversă de vârf
- $I_F$  - curentul (continuu) direct
- $V_F$  - tensiunea (continuu) directă
- $I_R$  - curentul invers de vârf
- $t_{tr}$  - timpul de recuperare invers

În fig. A3-1 se prezintă capsula și modul de notare a terminalelor pentru diodele din tabelele A3-1 și A3-2:

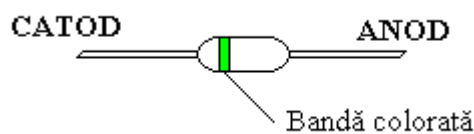


Fig. A3-1.

### 5.3.2 Tranzistoare

#### 5.3.2.1 Tranzistoare bipolare de putere mică

În tabelele A3-3 și A3-4 se prezintă parametrii câtorva tranzistoare bipolare cu siliciu, de mică putere.

Tabelul A3-3 Tranzistoare cu siliciu, NPN, de joasă frecvență, mică putere

Cod	Valori limită absolute					Caracteristici electrice							
	$V_{CEo}$ [V]	$V_{BEo}$ [V]	$I_C$ [mA]	$P_{tot}$ [mW]	$T_j$ [°C]	$V_{CEsat}$ [V]		$h_{21e}$ ( $h_{21E}$ ) [-]			$f_T$ [MHz] la $I_C=10mA$	F [dB]	
						la $I_C$ [mA]		la $I_C$ [mA]	la $V_{CE}$ [V]	la f kHz			
BC107	45	6	100	300	175	0,6	100	125-500	2	5	300	10	1
BC108	20	5	100	300	175	0,6	100	125-900	2	5	300	10	1
BC109	20	5	100	300	175	0,6	100	240-900	2	5	300	4	0,03 -15
BC170	20	5	100	300	150	0,4	30	35-800	1	1	100	10	1
BC171	45	6	100	300	150	0,6	100	125-900	2	5	300	10	1
BC172	25	5	100	300	150	0,6	100	125-900	2	5	300	10	1
BC173	25	5	100	300	150	0,6	100	240-900	2	5	300	4	0,03 -15
BC174	64	5	100	300	150	0,6	100	125-500	2	5	300	10	1

Tabelul A3-4 Tranzistoare cu siliciu, PNP, de joasă frecvență, mică putere

Cod	Valori limită absolute					Caracteristici electrice							
	$V_{CEo}$ [V]	$V_{EBo}$ [V]	$I_C$ [mA]	$P_{tot}$ [mW]	$T_j$ [°C]	$V_{CEsat}$ [V]		$h_{21e}$ ( $h_{21E}$ ) [-]			$f_T$ [MHz] la $I_C=10mA$	F [dB]	
						la $I_C$ [mA]		la $I_C$ [mA]	la $V_{CE}$ [V]	la f kHz			
BC177	45	5	100	300	175	0,95	100	75-260	2	5	200	10	1
BC178	25	5	100	300	175	0,95	100	75-500	2	5	200	10	1
BC179	20	5	100	300	175	0,95	100	125-500	2	5	200	4	0,03 -15
BC250	20	5	100	300	150	0,3	10	35-600	1	1	180	10	1

Tabelul A3-4 - continuare

Cod	Valori limită absolute					Caracteristici electrice							
	$V_{CEo}$ [V]	$V_{EBo}$ [V]	$I_C$ [mA]	$P_{tot}$ [mW]	$T_j$ [°C]	$V_{CEsat}$ [V]		$h_{21e}$ ( $h_{21E}$ ) [-]			$f_T$ [MHz] la $I_C=10mA$	F [dB]	
						la $I_C$ [mA]	la $I_C$ [mA]	la $V_{CE}$ [V]	la $f$ kHz	la $f$ kHz			
BC251	45	5	100	300	150	0,3	10	125-900	2	5	200	10	1
BC252	25	5	100	300	150	0,3	10	125-900	2	5	200	10	1
BC253	25	5	100	300	150	0,3	10	125-900	2	5	200	4	0,03 -15
BC256	64	5	100	300	150	0,3	10	125-500	2	5	200	10	1

Tipurile de capsulă și notarea terminalelor se prezintă în fig. A3-2.

**Vedere dinspre terminale**

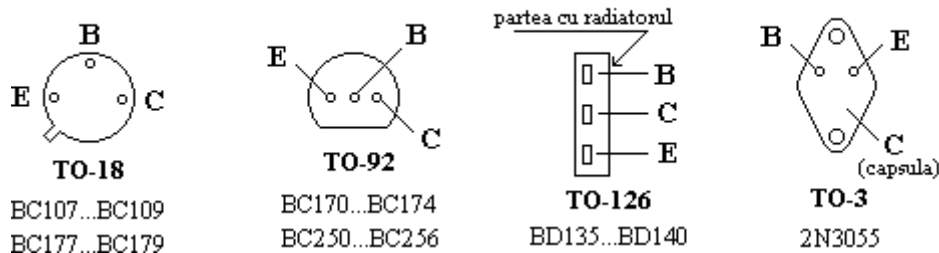


Fig. A3-2.

**5.3.2.2 Tranzistoare bipolare de putere medie**

Parametrii unor tranzistoare bipolare de putere medie se prezintă în tabelul A3-5 și A3-6.

**Tabelul A3-5 Tranzistoare cu siliciu, NPN, de joasă frecvență, medie putere**

Cod	Valori limită absolute					Caracteristici electrice							
	$V_{CEo}$ [V]	$V_{BEo}$ [V]	$I_C$ [A]	$P_{tot}$ [W]	$T_j$ [°C]	$V_{CEsat}$ [V]		$f_T$ [MHz]		$I_{CBo}$		$h_{21E}$ [-]	
						la $I_C$ [mA]	la $I_C$ [mA]	la $V_{CE}$ [V]	la $I_C$ [mA]	la $I_C$ [mA]	la $I_C$ [mA]		
BD135	45	5	1	6,5	150	0,6	500	50	50	100	30	40...250	150
BD137	60	5	1	6,5	150	0,6	500	50	50	100	30	40...160	150
BD139	80	5	1	6,5	150	0,6	500	50	50	100	30	40...160	150

**Tabelul A3-6 Tranzistoare cu siliciu, PNP, de joasă frecvență, medie putere**

Cod	Valori limită absolute					Caracteristici electrice							
	$V_{CEo}$ [V]	$V_{EBo}$ [V]	$I_C$ [A]	$P_{tot}$ [W]	$T_j$ [°C]	$V_{CEsat}$ [V]		$f_T$ [MHz]		$I_{CBo}$		$h_{21E}$ [-]	
						la $I_C$ [mA]	la $I_C$ [mA]	la $V_{CE}$ [V]	la $I_C$ [mA]	la $I_C$ [mA]	la $I_C$ [mA]		
BD136	-45	-5	1	6,5	150	-0,6	500	50	50	100	-30	40...250	150
BD138	-60	-5	1	6,5	150	-0,6	500	50	50	100	-30	40...160	150
BD140	-80	-5	1	6,5	150	-0,6	500	50	50	100	-30	40...160	150

Tipul de capsulă și notarea terminalelor se prezintă în fig. A3-2.

### 5.3.2.3 Tranzistoare bipolare de putere

Parametrii unor tranzistoare bipolare de putere se prezintă în tabelul A3-7.

**Tabelul A3-7 Tranzistoare cu siliciu, NPN, de joasă frecvență, de putere**

Cod	Valori limită absolute						Caracteristici electrice				
	$V_{CE0}$ [V]	$V_{BE0}$ [V]	$I_C$ [A]	$P_{tot}$ [W]	$T_j$ [°C]	$R_{thj-c}$ [°C/W]	$V_{CEsat}$ [V]		$h_{21E}$ [-]		$f_T$ MHz
							la $I_C$ [A]	la $I_C$ [mA]			
2N3055	60	7	15	117	200	1,5	1,5	4	20-70	4	1,5
2N3055/1	30	7	15	117	200	1,5	1,5	4	20-70	3	0,8
2N3055/2	30	7	15	117	200	1,5	1,5	4	10-70	3	0,8
2N3055/3	60	7	15	117	200	1,5	1,5	4	20-70	3	0,8
SDT9201	45	12	15	117	200	1,5	1,1	4	20-70	4	0,8
SDT9202	80	12	15	117	200	1,5	1,1	4	20-70	4	0,8
SDT9203	100	12	15	117	200	1,5	1,1	4	20-70	4	0,8
SDT9204	120	12	15	117	200	1,5	1,1	4	20-70	4	0,8

Tipul de capsulă și notarea terminalelor se prezintă în fig. A3-2.

Notațiile din tabelul A3-3...A3-7 au următoarea semnificație:

- $V_{CE0}$  este tensiunea colector-emitor pentru  $I_B=0$  și  $I_C$  specificat;
- $V_{BE0}$  - tensiunea bază-emitor pentru  $I_C=0$ ;
- $I_C$  - curentul (continuu) de colector;
- $P_{tot}$  - puterea totală disipată (continuu sau medie, a tuturor electrozilor la o temperatură specificată);
- $R_{thj-c}$  - rezistența termică jonctiune-capsulă;
- $V_{CEsat}$  - tensiunea de saturație colector-emitor pentru  $I_C$  specificat;
- $I_{CB0}$  - curentul rezidual de colector pentru  $V_{CE}$  specificat;
- $h_{21E}$  - raportul de transfer direct de curent;
- $f_T$  - frecvența de tranziție;
- F - factor de zgomot;

### 5.3.3 Arii de tranzistoare

**ROB3018** este o matrice de tranzistoare integrate, realizată pe un singur substrat. Această matrice este adaptată pentru a oferi o flexibilitate maximă în proiectarea circuitelor pentru aplicații de bandă largă. Perfecta împerechere a tranzistoarelor și cuplajul termic permit tehnici de circuit inexistente în cazul folosirii componentelor discrete.

Principalii parametri ai ariei ROB3018 se prezintă în **tabelul A3-8** iar în fig. A3-3 se arată modul de conectare a celor patru tranzistoare componente ale matricei.

**Tabelul A3-8**

$h_{FE}$		$f_T$ [MHz]		$C_{eb}$ [pF]	$C_{cb}$ [pF]	$C_{cs}$ [pF]
min.	tip.	min.	tip.	tip. (pentru $I_C=0mA$ )		
30	100	300	500	0,6	0,6	2,8
pt. $V_{CE}=3V$ ; $I_C=1mA$				$V_{CE}=3V$	$V_{CB}=3V$	$V_{CS}=3V$

unde

- $h_{FE}$  este câștigul static în curent
- $f_T$  - frecvența de tranziție
- $C_{eb}$  - capacitatea emitor-bază
- $C_{cb}$  - capacitatea colector-bază
- $C_{cs}$  - capacitatea colector-substrat



#### 5.4 Anexa 4 - Amplificatoare operaționale și comparatoare

Datele de catalog ale unor AO și comparatoare ce se pot utiliza în proiectare se prezintă în **tabelul A4**.

**Tabelul A4**

Parametrul	Tipul de amplificator operațional				
	$\beta A741$	$\beta M101$ (ROB101)	$\beta M108/208/308$	LM118	$\beta M324/2902$
Tensiunea maximă de alimentare	$\pm 22V$	$\pm 18V$	$\pm 22V-108,208$ $\pm 18V-308$	$\pm 20V$	32V-sursă simplă $\pm 16V$ -sursă dublă
Tensiunea minimă de alimentare		$\pm 5V$	$\pm 2V$	$\pm 5V$	3V-sursă simplă $\pm 1,5$ -sursă dublă
Puterea maximă disipată intern	500mW-14p 400mW-8p (metal) 300mW-8p (plastic)	500mW-8p (metal) 670mW-14p (plastic)	500mW-14p (plastic) 400mW-8p (metal) 300mW-8p(plastic)	500mW-8p (plastic)	500mW-14p (plastic)
Tensiunea diferențială de intrare maximă	$\pm 30V$	$\pm 30V$	! curent de intrare dif. $\pm 10mA$	! curent de intrare dif. $\pm 10mA$	32V - 324 26V - 2902
Tensiunea individuală de intrare maximă *	$\pm 15V$	$\pm 15V$	$\pm 15V$	$\pm 15V$	-0,3V...+E <sub>C</sub>
Tensiunea de offset la intrare, U <sub>IO</sub>	1...5mV	2...7,5mV	0,3...0,5mV	2...4mV	2...7mV
Curentul de offset la intrare I <sub>IO</sub>	20...200nA	3...50nA	0,05...0,2nA-108,208 0,2...1nA-308	6...50nA	5...50nA
Curentul de polarizare a intrărilor, I <sub>b</sub>	80...500nA	70...250nA	0,8...2nA-108,208 1,5...7nA-308	120...250nA	45...250nA
Factorul de rejecție a surselor de alimentare, SVRR	30...100 $\mu$ V/V	70...90dB	96...110dB	70...80dB	65...100dB
Capacitatea de intrare, C <sub>i</sub>	1,4pF	-	-	-	-

Tabelul A4 continuare

Parametrul	Tipul de amplificator operațional				
	$\beta$ A741(LM741)	$\beta$ M101 (ROB101)	$\beta$ M108(LM108)/208/308	LM118	$\beta$ M324(LM324)/2902
Factorul de rejecție a modului comun, CMRR	70...90dB	70...90dB	96...110dB	80...100dB	65...70dB
Curentul de ieșire	25mA la scurtcircuit		6mA la scurtcircuit		40...60mA la scurtcircuit pt. un amplificator
Câștigul în tensiune la semnal mare, ao	200.000	15.000	80.000...300.000	50.000...200.000	25.000...100.000
Rezistența de ieșire, $r_o$	75 $\Omega$	75 $\Omega$	75 $\Omega$	100 $\Omega$ (P Spice)	0,3 $\Omega$ (P Spice)
Excursia tensiunii de ieșire (saturația)	$\pm 12... \pm 14$ Vpt. $R_S=10k$ $\pm 10... \pm 13$ Vpt. $R_S=2k$	$\pm 12... \pm 14$ Vpt. $R_S=10k$ $\pm 10... \pm 13$ Vpt. $R_S=2k$	$\pm 13... \pm 14$ Vpt. $R_S=15k$	$\pm 12... \pm 13$ Vpt. $R_S \geq 2k$ și $\pm 15$ V alim.	0... + $E_C-1,5$ Vpt. $R_S \geq 2k$
Curentul de alimentare, $I_{CC}$	1,7...2,8mA	1,8...3mA	0,3...0,6 mA	5...8mA	1,1...3mA
Produsul amplificare bandă, PAB	1MHz	1MHz pt. $C_C=30pF$	600kHz la $mf=70^\circ$	15MHz	1MHz
Frecvențele polilor	$f_{p1}=5$ Hz $f_{p2}=2$ MHz	$f_{p1}=1,7$ MHz, fără $C_C$ $f_{p2}=170$ MHz, fără $C_C$	$f_{p1}=2,1$ MHz, fără $C_C$ $f_{p2}=210$ MHz, fără $C_C$	$f_{p1}=75$ Hz	$f_{p1}=5$ Hz
Viteza de variație a ieșirii, SR	0,5V/ $\mu$ s	0,5V/ $\mu$ s pt. $C_C=30pF$	0,2V/ $\mu$ s pt. $mf=70^\circ$	50V/ $\mu$ s	0,5V/ $\mu$ s pt. $A=1$
Descriere generală	AO de uz general, compensat intern cu frecvența, protejat la scurtcircuit	AO cu performanțe ridicate, compensat extern ( $C_C$ tipic=30pF), protejat la suprasarcini la intrare și ieșire	AO de precizie având UIO și IIO reduse, fără compensare de offset, compensat extern	AO de precizie și viteză mare, bandă largă, protecție la intrare și ieșire, compensat intern cu frecvența	Conține 4 AO de uz general, compensate intern cu frecvența, neprotejate la scurtcircuit
Model PSpice	LINEAR.LIB TEX_INST.LIB NAT_SEMI.LIB	LINEAR.LIB LIN_TECH.LIB TEX_INST.LIB	LINEAR.LIB LIN_TECH.LIB	LINEAR.LIB LIN_TECH.LIB NAT_SEMI.LIB	LINEAR.LIB TEX_INST.LIB NAT_SEMI.LIB

Observații: \* pentru tensiuni de alimentare mai mici de  $\pm 15$ V, tensiunea maximă de intrare este egală cu tensiunea de alimentare.



Tabelul A4 continuare

Parametrul	Tipul de amplificator operațional sau comparator				
	LT1013	NE5534	OP-07	TL081/082/084	LF155/255/355
Tensiunea maximă de alimentare	±22V	±20V	±22V ±18V val. recomand.	±18V	±18V
Tensiunea minimă de alimentare		±3V	±3V		
Puterea maximă disipată intern	725mW-8p (plastic) 1375mW-20p (flat pack)	725mW-8p (plastic) 1375mW-20p (flat pack)	500mW-8p (plastic)	680mW-8p (plastic) 680mW -20p (flat pack) 680mW-14p (plastic)	500mW
Tensiunea diferențială de intrare maximă	±30V	! curent de intrare dif. ±10mA	±30V	±30V	±30V
Tensiunea individuală de intrare maximă	-E <sub>C</sub> -5...+E <sub>C</sub>	+E <sub>C</sub>	±22V	±15V	±15V
Tensiunea de offset la intrare, U <sub>IO</sub>	60...300μV	0,5...4mV	60...150μV	3...6mV	3...10mV
Curentul de offset la intrare I <sub>IO</sub>	0,2...1,5nA	20...300nA	0,8...6nA	5...100pA	3...50pA
Curentul de polarizare a intrărilor, I <sub>b</sub>	-15...-30nA	500...1500nA	1,8...7nA	30...200pA	30...200pA
Factorul de rejecție a surselor de alimentare, SVRR	110...117dB	80...100dB	7...32μV/V	70...86dB	-
Rezistența de intrare, r <sub>d</sub>	70...300MΩ	30...100kΩ	8...33MΩ	10 <sup>12</sup> Ω	10 <sup>12</sup> Ω
Capacitatea de intrare, C <sub>i</sub>	-	-	-	-	3pF
Factorul de rejecție a modului comun, CMRR	97...114dB	70...100dB	100...120dB	70...86dB	85...100dB

Tabelul A4 continuare

Parametrul	Tipul de amplificator operațional sau comparator				
	LT1013	NE5534	OP-07	TL081(/082/084)	LF155/255/355
Curentul de ieșire	27mA la 25°C	38mA			25mA la scurtcircuit
Câștigul în tensiune la semnal mare, ao	500.000...2.000.000	25.000...100.000	120.000...400.000	25.000...200.000	200.000 (106dB)
Rezistența de ieșire, r <sub>o</sub>	80Ω (PSpice)	0,3Ω	70Ω (PSpice)	220Ω (PSpice)	100Ω
Excursia tensiunii de ieșire (saturația)	±12,5...±14V pt. R <sub>S</sub> =2k și ±15V alim.	±12...±13V pt. R <sub>S</sub> ≥600 și ±15V alim. ±15...±16V pt. R <sub>S</sub> ≥600 și ±18V alim.	±12...±13V pt. R <sub>S</sub> ≥10k și ±15V alim. ±11,5...±12,8V pt. R <sub>S</sub> ≥2k și ±15V alim.	±12 pt. R <sub>S</sub> ≥10k și ±15V alim.	-E <sub>C</sub> +2V...+E <sub>C</sub> -2V
Curentul de alimentare, I <sub>CC</sub>	0,35...0,55mA	4...8mA	0,5...1mA	1,4...2,8mA/amplificator	2mA
Produsul amplificare bandă, PAB	1MHz	10MHz pt. C <sub>C</sub> =22pF	0,4...0,6MHz	3MHz	2,5MHz
Frecvențele polilor	f <sub>p1</sub> =1Hz pt.a <sub>o</sub> =1,2M f <sub>p1</sub> =0,15Hz pt.a <sub>o</sub> =7M	f <sub>p1</sub> =100Hz	f <sub>p1</sub> =1,5Hz	f <sub>p1</sub> =15Hz	f <sub>p1</sub> =12,5Hz
Viteza de variație a ieșirii, SR	0,2...0,4V/μs	13V/μs pt. C <sub>C</sub> =0 6V/μs pt. C <sub>C</sub> =22pF	0,3V/μs	8...13 V/μ	6V/μs
Descriere generală	AO dual de precizie, cu offset mic, câștig mare, curent de alimentare mic, zgomot mic, compensat intern în frecvență	AO dual de zgomot mic, capabilități de ieșire mari, protecție la intrare și ieșire, compensat intern dar și extern în frecvență	AO cu tranz.bipolare, cu offset de tensiune mic, stabil cu temperatura, 1 singur ampl., compensat intern în frecvență	AO cu JFET la intrare, consum redus, polarizare și offset de curent mici, THD mic, impedanță mare de intrare, SR mare, protecție la s.c.la ieșire, compensat intern în frecvență	AO cu JFET la intrare, compensat intern, protecție la scurtcircuit
Model PSpice	LIN_TECH.LIB TEX_INST.LIB	TEX_INST.LIB	LINEAR.LIB TEX_INST.LIB	LINEAR.LIB TEX_INST.LIB	LIN_TECH.LIB

Tabelul A4 continuare

Parametrul	Tipul de amplificator operațional sau comparator				
	ROB74	TLC2262	TLC2272	TLC2274	TLC2872
Tensiunea maximă de alimentare	±18V	±8V	±8V	±8V	±8V
Tensiunea minimă de alimentare	±10V	±2,2V	±2,2V	±2,2V	±2,2V
Puterea maximă disipată intern	670mW-14p (plastic)	725mW-8p (plastic)	725mW-8p (plastic)	950mW-14p (plastic) 1375mW-20p (flat pack)	812mW-8p (plastic)
Tensiunea diferențială de intrare maximă		±16V	±16V	±16V	±16V
Tensiunea individuală de intrare maximă*	±15V	±8V	±8V	±8V	±8V
Tensiunea de offset la intrare, $U_{IO}$	30...130mV	0,3...2,5mV	0,3...2,5mV	0,3...2,5mV	0,3...2,5mV
Curentul de offset la intrare $I_{IO}$	0,06...0,3nA	0,5pA	0,5pA	0,5pA	0,5pA
Curentul de polarizare a intrărilor, $I_b$	0,1...2nA	1pA	1pA	1pA	1pA
Factorul de rejecție a surselor de alimentare, SVRR		80...95dB	80...95dB	80...95dB	80...95dB
Rezistența de intrare, $r_d$	$10^{12}\Omega$	$10^{12}\Omega$	$10^{12}\Omega$	$10^{12}\Omega$	$10^{12}\Omega$
Capacitatea de intrare, $C_i$	-	8pF	8pF	8pF	8pF

Tabelul A4 continuare

Parametrul	Tipul de amplificator operațional sau comparator				
	ROB74	TLC2262	TLC2272	TLC2274	TLC2872
Factorul de rejecție a modului comun, CMRR	55...80dB	75...88dB	70...75dB	75...80dB	70...75dB
Curentul de ieșire		±50mA	±50mA	±50mA	±50mA
Câștigul în tensiune la semnal mare, ao	20.000...1.000.000	80.000...200.000	15.000...35.000	25.000...50.000	15.000...35.000
Rezistența de ieșire, r <sub>o</sub>	75Ω	220Ω	130Ω	130Ω	140Ω
Excursia tensiunii de ieșire (saturația)	±10...±13Vpt. R <sub>S</sub> ≥2k	±4,99V pt. ±5V alim. scade cu creșterea I <sub>out</sub>	±4,99V pt. ±5V alim. scade cu creșterea I <sub>out</sub>	±4,99V pt. ±5V alim. scade cu creșterea I <sub>out</sub>	0,01...4,99V pt. 5V alim. sursă simplă
Curentul de alimentare, I <sub>CC</sub>	4,2...8mA	0,5mA	2,2...3mA	4,8...6mA	2,2...3mA
Produsul amplificare bandă, PAB	2MHz	0,73MHz	2,25MHz	2,25MHz	2,18MHz
Frecvențele polilor	f <sub>p1</sub> =2 Hz f <sub>p2</sub> =30MHz				
Viteza de variație a ieșirii, SR	6V/μs pt. A=1	0,35...0,55 V/μs	2,3...3,6 V/μs	2,3...3,6 V/μs	2,3...3,6 V/μs
Descriere generală	AO de înaltă performanță, JFET la intrare, compensat intern	AO dual, fabricat prin proces LinCMOS, de tipul rail-to-rail, zgomot mic, compensat intern în frecvență	AO dual, fabricat prin proces LinCMOS, de tipul rail-to-rail, zgomot mic, bandă largă, compensat intern în frecvență	AO cvadruplu, fabricat prin proces LinCMOS, de tipul rail-to-rail, zgomot mic, bandă largă, compensat intern în frecvență	AO dual, fabricat prin proces LinCMOS, de tipul rail-to-rail, zgomot mic, bandă largă, offset de tensiune mic, compensat intern în frecvență
Model PSpice	-	NEW_TL.LIB	NEW_TL.LIB	NEW_TL.LIB	NEW_TL.LIB

Tabelul A4 continuare

Parametrul	Tipul de amplificator operațional sau comparator				
	ROB115	ROB702	TCA520	ROB311 (LM311)	$\beta$ M339/2901 (LM339)
Tensiunea maximă de alimentare	$\pm 18V$	21V între terminalele de alimentare	$\pm 22V$		36V-sursă simplă $\pm 18V$ -sursă dublă
Tensiunea minimă de alimentare			$\pm 2V$		2V-sursă simplă $\pm 1$ -sursă dublă
Puterea maximă disipată intern	500mW-10p (metal)	500mW-8p (metal) 670mW-14p (plastic)	500mW-14p (plastic) 300mW-8p(plastic)		500mW-14p (plastic)
Tensiunea diferențială de intrare maximă	$\pm 15V$	$\pm 5V$	$\pm 6V$		36V - 339 28V - 2901
Tensiunea individuală de intrare maximă*	$\pm 15V$	+1,5...-6V			-0,3V...+E <sub>C</sub>
Tensiunea de offset la intrare, U <sub>IO</sub>	2...7,5mV	1,5...5mV	1...6mV		2...5mV
Curentul de offset la intrare I <sub>IO</sub>	70...250nA	0,5...2 $\mu$ A	5...30nA		5...50nA
Curentul de polarizare a intrărilor, I <sub>b</sub>	0,4...1,5 $\mu$ A	2,5...7,5 $\mu$ A	75...150nA		250nA
Factorul de rejecție a surselor de alimentare, SVRR	45...400 $\mu$ V/V	90...300 $\mu$ V/V			
Rezistența de intrare, r <sub>d</sub>	1M $\Omega$	10...32k $\Omega$	$\Omega$	500k $\Omega$ (PSpice)	2M $\Omega$ (PSpice)
Capacitatea de intrare, C <sub>i</sub>			-		-
Factorul de rejecție a modului comun, CMRR	74...92dB	70...92dB	70...90dB		-
Curentul de ieșire		50mA valoare de vârf	absorbit 8...12mA debitat 0,13...0,2mA		absorbit 6...16mA
Câștigul în tensiune la semnal mare, a <sub>o</sub>	10.000...30.000 (90dB)	2000...6000	25.000...50.000		50.000...200.000
Rezistența de ieșire, r <sub>o</sub>	75 $\Omega$	200...600 $\Omega$		60 $\Omega$ (PSpice)	100k $\Omega$ (PSpice)

Tabelul A4 continuare

Parametrul	Tipul de amplificator operațional sau comparator				
	ROB115	ROB702	TCA520	ROB311(LM311)	βM339/2901
Excursia tensiunii de ieșire (saturația)		$\pm 5 \dots \pm 5,3$ Vpt. $R_S=100k$ $\pm 3,5 \dots \pm 4$ Vpt. $R_S=10k$ și $+E_C=12V$ , $-E_C=-6V$ $\pm 2,5 \dots \pm 2,7$ Vpt. $R_S=100k$ $\pm 1,5 \dots \pm 2$ Vpt. $R_S=10k$ și $+E_C=6V$ , $-E_C=-3V$	$-E_C+0,1V \dots +E_C-0,1V$		250...400mV tensiunea de saturație
Curentul de alimentare, $I_{CC}$	5,5...10mA	5...6,7mA	0,65...1mA		0,8...2mA
Produsul amplificare bandă, PAB	15MHz la A=1		1MHz pt. $C_C=100pF$ 3MHz pt. $C_C=10pF$ 10MHz pt. $C_C=0pF$		
Frecvențele polilor	$f_{p1}=Hz$ , fără $C_C$ $f_{p2}=Hz$ , fără $C_C$ $f_{p3}=Hz$ , fără $C_C$		$f_{p1}=100Hz$ pt. $C_C=100pF$ $f_{p1}=200Hz$ pt. $C_C=10pF$ $f_{p2}=1MHz$ pt. $C_C=10pF$ $f_{p1}=3kHz$ pt. $C_C=0pF$ $f_{p2}=3MHz$ pt. $C_C=0pF$		
Viteza de variație a ieșirii, SR	70V/μs pt. A=100 38V/μs pt. A=10 18V/μs pt. A=1		0,3V/μs pt. $C_C=100pF$ 3V/μs pt. $C_C=10pF$ 25V/μs pt. $C_C=1pF$ 50V/μs pt. $C_C=0pF$		
Timp de răspuns	-		-		300ns
Descriere generală	AO de viteză mare, timp de stabilire mic, stabilitate în temperatură, compensat extern	AO de bandă largă, de precizie, compensat extern	AO destinat aplicațiilor de puteri și tensiuni reduse și funcției de comparator, compensat extern.		4 comparatoare, ieșire clasă A cu colector în gol, compatibilitate cu circuitele TTL, neprotejat la s.c. la ieșire
Model PSpice	-	-	-	LINEAR.LIB TEX_INST.LIB	LINEAR.LIB TEX_INST.LIB

### 5.5 Anexa 5 - Circuite de anulare a offsetului (circuite de nul)

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

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

În fig. A5-1, *a* și *b* se prezintă schemele de **compensare cu rezistență ajustabilă  $R_x$**  pentru circuitul inversor, respectiv neinversor. Anularea tensiunii de ieșire se datorează căderilor de tensiune de pe  $R_x$ , determinate de curenții de polarizare  $I_b^+$ , respectiv  $I_b^-$ .

Aplicând metoda de analiză bazată pe modelul circuitului cu offset, tensiunea de ieșire pentru circuitul din fig. A5-1, *a* este:

$$U_{oe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(U_{IO} + R_x I_b^+ - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_b^-\right) \quad (\text{A5.1})$$

În aceleași condiții, pentru tensiunea de la ieșirea circuitului din fig. A5-1, *b* se găsește expresia:

$$U_{oe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[U_{IO} + R I_b^+ - \left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_x\right) I_b^-\right] \quad (\text{A5.2a})$$

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

$$U_{oe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left(U_{IO} + R I_{IO} - R_x I_b^-\right) \quad (\text{A5.2b})$$

- **AVANTAJE:** simplitate și comportare bună în privința compensării derivelor termice ale curenților  $I_b^+$  și  $I_b^-$ , dacă acești curenți variază cu temperatura aproximativ la fel (schema din fig. A5-1, *b*);
- **DEZAVANTAJ:** valoarea lui  $R_x$  trebuie să se schimbe pentru fiecare set de valori  $R_1, R_2$ .

În schemele din fig. A5-1, *c*, *d* și *e* **compensarea** se obține **prin aplicarea unei tensiuni de corecție de valoare foarte mică la intrarea fără semnal**. Această tensiune mică se obține cu ajutorul divizorului  $R_x, R_y$  din tensiunea  $U_x$ , culeasă de pe cursorul potențiometrului P. Rezistențele  $R_x$  și  $R_y$  trebuie să se afle în relația

$$R_x \gg R_y. \quad (\text{A5.3})$$

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

$$U_{oe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) \left[U_{IO} - \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} I_b^- + \frac{R_y}{R_x} U_x\right] \quad (\text{A5.4})$$

În cazul configurației neinversoare din fig. A5-1, *d* în serie cu intrarea neinversoare se conectează rezistorul  $R = R_1 \parallel R_2$  în vederea reducerii efectului curenților de polarizare numai la acela al curentului de decalaj, rezultând pentru tensiunea de ieșire expresia:

$$U_{oe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(U_{IO} + RI_{IO}) - \frac{R_2}{R_1} \frac{R_y}{R_x} U_x \quad (A5.5)$$

Pentru circuitul repetor din fig. A5-1, e dacă se îndeplinește condiția  $R_x \gg R$ , tensiunea de ieșire de decalaj va fi:

$$U_{oe} = U_{IO} + RI_{IO} - \frac{R}{R_x} U_x \quad (A5.6)$$

**Compensarea** generatoarelor de eroare se poate face și prin aplicarea unei tensiuni de corecție de valoare foarte mică la intrarea cu semnal (fig. A5-1, f). Pentru tensiunea de ieșire de decalaj se găsește expresia:

$$U_{oe} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)(U_{IO} + RI_{IO} - \frac{R}{R_x} U_x) \quad (A5.7)$$

dacă se îndeplinește condiția  $R_x \gg R_1$ .

**IMPORTANT:** Circuitele de compensare a generatoarelor de eroare (offset) descrise mai sus au avantajul comun că sunt universale, putând fi utilizate la toate amplificatoarele operaționale.

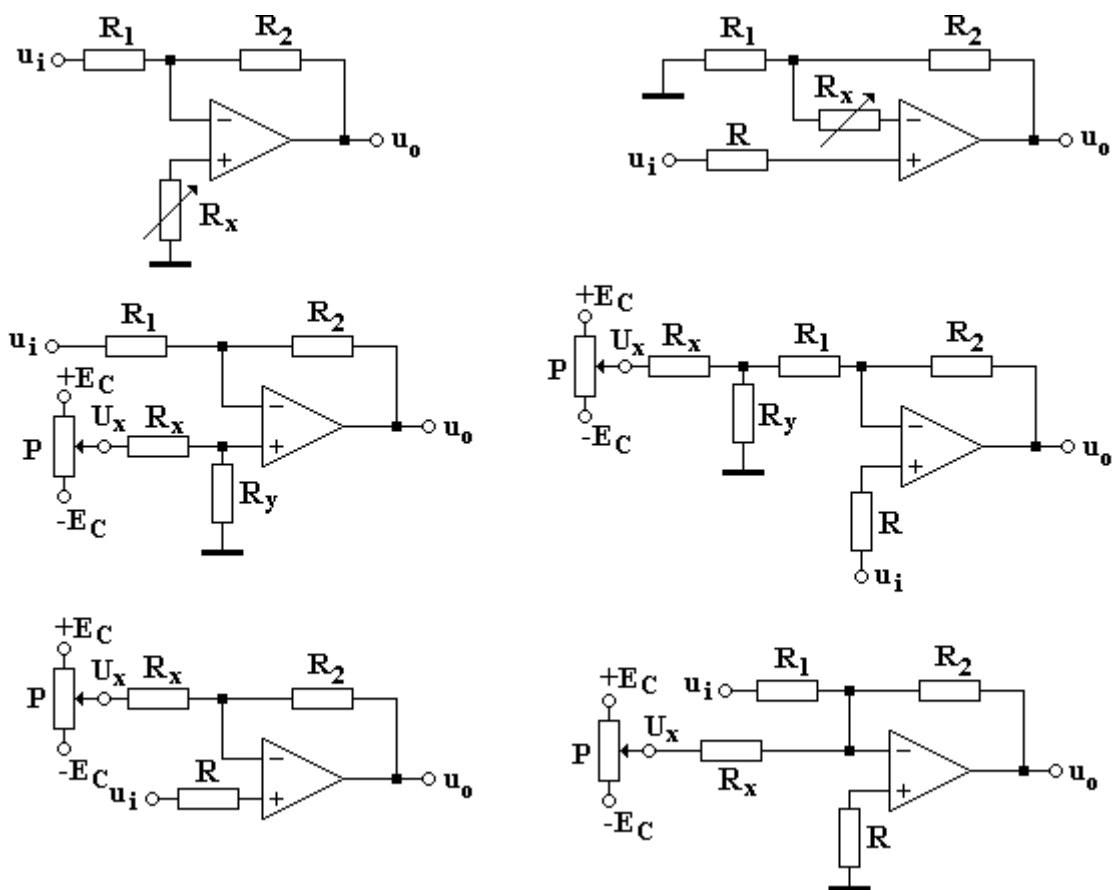


Fig. A5-1.

Cele mai multe tipuri de AO au prevăzută posibilitatea de **eliminarea a efectelor de offset**, pentru o situație particulară de funcționare, prin conectarea unui potențiomtru între două borne suplimentare ale AO (fig. A5-2).

De exemplu la AO de tipul 741, cu ajutorul unui potențiomtru de 10kΩ, conectat între cele două borne numite „offset null“ (cursorul potențiomtrului fiind conectat la tensiunea negativă de alimentare), se poate aduce la zero nivelul de c.c. de la ieșire. Pentru acest lucru, AO trebuie să se afle în conexiunea particulară de utilizare și intrarea să fie pasivizată. Dacă la intrare, în situația



normală de funcționare, este o sursă de c.c., atunci ea se înlocuiește cu valoarea rezistenței sale interne. In acest fel nivelul de c.c. al sursei nu se va confunda cu cel al offsetului.

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

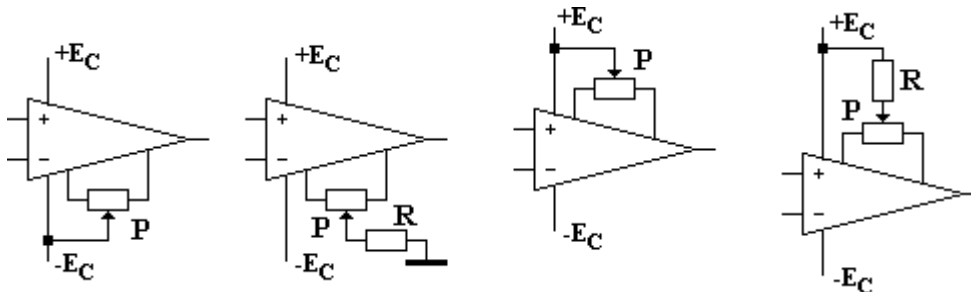


Fig. A5-2.

În tabelul A5 se prezintă valorile potențiometrului P și ale rezistorului R pentru cazuri particulare de AO:

Tabelul A5

Tipul AO	Schema din fig. A5-2	P	R
βA741, TCA520	a	10 kΩ	-
ROB101	b	≥100 kΩ	≥1MΩ
NE5534	c	100 kΩ	-
OP-07	c	200 kΩ	-
LF155, ROB74	c	10 kΩ	-
ROB115	d	50 kΩ	50 kΩ

În cazul AO care nu au borne speciale de anulare a offset-ului, eroarea de c.c. de offset se corectează cu una din schemele prezentate în fig. A5-1.

## 5.6 Anexa 6 - Caracteristici BODE

Caracteristicile Bode reprezintă o metodă aproximativă de trasare rapidă a caracteristicilor de frecvență, adică a dependențelor modului și fazei de frecvența semnalului prelucrat. Metoda se bazează pe folosirea funcției logaritmice, iar modulul și faza se reprezintă în funcție de logaritmul frecvenței.

Avantajul utilizării logaritmiului funcției de transfer se poate evidenția pe exemplul următor. Se presupune o funcție de transfer de forma:

$$F(j\omega) = \frac{K(1+j\omega\tau_1)(1+j\omega\tau_3)}{(j\omega)^n(1+j\omega\tau_2)(1+j\omega\tau_4)} \quad (\text{A6.1})$$

care poate fi scris sub forma polară astfel:

$$F(j\omega) = \frac{K\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2}\sqrt{1+(\omega\tau_3)^2}}{\omega^n\sqrt{1+(\omega\tau_2)^2}\sqrt{1+(\omega\tau_4)^2}} e^{j[\arctg\omega\tau_1+\arctg\omega\tau_3-\arctg\omega\tau_2-\arctg\omega\tau_4-n90^\circ]} = A(\omega)e^{j\varphi(\omega)} \quad (\text{A6.2})$$

unde  $A(\omega)$  reprezintă modulul sau amplitudinea lui  $F(j\omega)$  iar  $\varphi(\omega)$  este unghiul de fază corespunzător. Aplicând logaritmul în baza  $e$  relației (A6.2) rezultă:

$$\ln F(j\omega) = \ln A(j\omega)e^{j\varphi(\omega)} = \ln A(\omega) + j\varphi(\omega) \quad (\text{A6.3})$$

unde

$$\ln A(\omega) = \ln K + \ln\sqrt{1+(\omega\tau_1)^2} + \ln\sqrt{1+(\omega\tau_3)^2} - \ln\omega^n - \ln\sqrt{1+(\omega\tau_2)^2} - \ln\sqrt{1+(\omega\tau_4)^2} \quad (\text{A6.4})$$

și

$$\varphi(\omega) = \arctg\omega\tau_1 + \arctg\omega\tau_3 - n90^\circ - \arctg\omega\tau_2 - \arctg\omega\tau_4 \quad (\text{A6.5})$$

Expresia (A6.4) poate fi exprimată în dB dacă se înmulțește cu 20/2,3. Deoarece  $\ln x = \lg x \ln 10 = 2,3 \lg x$ ,  $\lg x$  reprezentând logaritmul în baza zece, rezultă că  $20 \lg x = (20/2,3) \ln x$ .

Expresiile (A6.4) și (A6.5) conduc la următoarele concluzii importante:

- *modulul total în dB al unei funcții de transfer se determină prin însumarea algebrică a valorilor modulelor în dB ale factorilor funcției de transfer;*
- *unghiul de fază se determină prin însumarea algebrică a argumentelor fiecărui factor al funcției de transfer.*

### 5.6.1 Caracteristicile Bode ale funcțiilor de transfer uzuale

Funcțiile de transfer mai des întâlnite sunt:

- factori independenți de frecvență;
- factori corespunzători unor zerouri sau poli simpli în origine;
- factori liniari corespunzători unor zerouri simple;
- factori liniari corespunzători unor poli simpli;

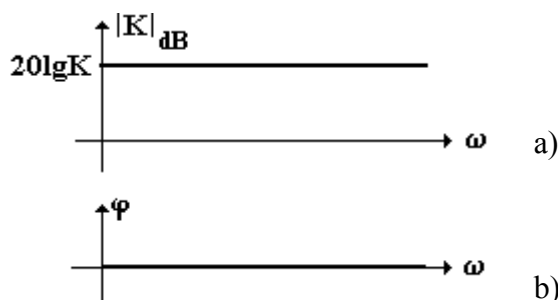
Pentru trasarea caracteristicilor asimptotice ale răspunsului în frecvență pentru acești factori, se consideră pentru frecvență o scară logaritmică în lungul axei absciselor iar pentru modul în dB sau unghiul de fază în grade, o scară liniară în lungul axei ordonatelor.

#### 5.6.1.1 Factori independenți de frecvență, K

Factorii independenți de frecvență reprezintă produsul tuturor termenilor independenți de frecvență ai funcției de transfer. Se reprezintă grafic pe baza relației:

$$K_{db} = 20 \lg K \quad (\text{A6.6})$$

Pentru  $K$  pozitiv și supraunitar, în fig.A6-1 se arată modul de reprezentare grafică a relației (A6.6):



**Fig. A6-1.** Caracteristicile de frecvență ale unei constante ( $K > 1$ ).  
(a) caracteristica amplitudine-frecvență; (b) caracteristica fază-frecvență.

### 5.6.1.2 Zerouri și poli în origine, $(j\omega)^{\pm n}$

Semnul + se consideră pentru zerouri iar semnul - pentru poli. Litera  $n$  reprezintă ordinul zeroului sau polului.

Calculând logaritmul natural al acestor funcții se obține:

$$\ln(j\omega)^{\pm n} = \pm n \ln \omega \pm j \cdot n \cdot 90^\circ \quad (A6.7)$$

Modulul în dB se scrie  $\pm 20n \lg \omega$  iar unghiul de fază este  $\pm n 90^\circ$ .

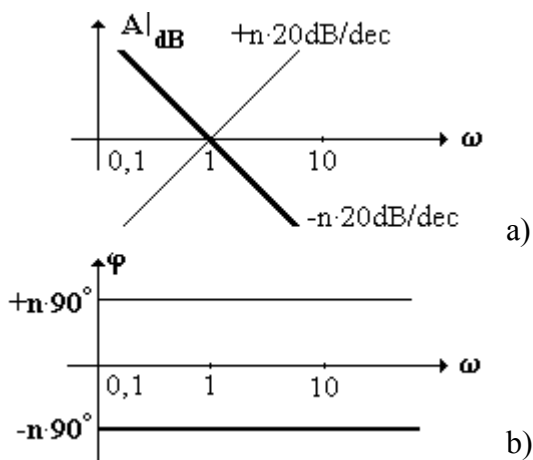
Caracteristica amplitudine-frecvență este o dreaptă cu panta  $\pm 20n \text{ dB/dec}$ , care intersectează axa absciselor în punctul  $\omega = 1$ . Panta de  $\pm 20n \text{ dB/dec}$  a caracteristicii amplitudine-frecvență s-a determinat calculând variația  $\Delta$  a amplitudinii în dB pentru o variație a frecvenței de o decadă (mărire sau micșorare a frecvenței de 10 ori), între  $\omega_1$  și  $\omega_2$ :

$$\Delta_{dB} = 20(\lg \omega_2 - \lg \omega_1) = 20 \lg \frac{\omega_2}{\omega_1} = 20 \lg 10 = 20 \text{ dB/dec} \quad (A6.8)$$

deoarece  $\omega_2/\omega_1 = 10$  și s-a considerat  $n=1$ .

Relația (A6.7) arată că unghiul de fază este independent de frecvență, deci constant și egal cu  $\pm n 90^\circ$ .

Caracteristicile de frecvență s-au reprezentat în fig.A6-2, cu linie îngroșată fiind cele pentru poli multipli.



**Fig. A6-2.** Caracteristicile de frecvență pentru zerouri și poli în origine,  $(j\omega)^{\pm n}$ .  
(a) caracteristica amplitudine-frecvență; (b) caracteristica fază-frecvență.

### 5.6.1.3 Factori liniari corespunzând unor zerouri simple, $1+j\omega\tau_1$

Pentru  $\omega\tau_1 \ll 1$ , rezultă:

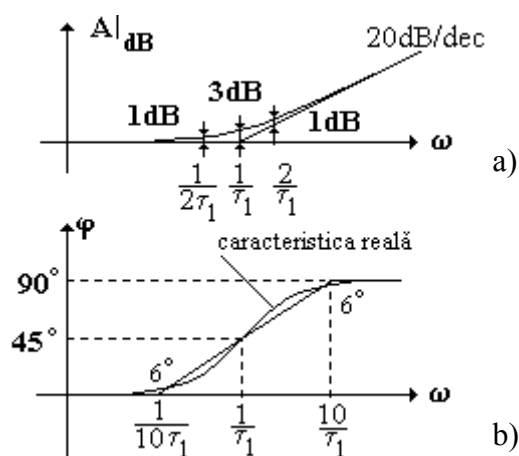
$$20\lg|1+j\omega\tau_1| \cong 20\lg 1 = 0\text{dB} \quad (\text{A6.9})$$

adică pentru valori reduse ale frecvenței semnalului, modulul rămâne practic 0dB.

Pentru valori mari ale frecvenței semnalului, când  $\omega\tau_1 \gg 1$ ,

$$20\lg|1+j\omega\tau_1| \cong 20\lg \omega\tau_1 \quad (\text{A6.10})$$

și sunt de forma unui factor  $j\omega\tau_1$ . Pentru frecvențe suficient de mari, panta caracteristicii de frecvență este de 20dB/dec. Dreapta cu panta de 20dB/dec reprezintă o asimptotă a caracteristicii amplitudine-frecvență și intersectează axa absciselor (0dB) în punctul în care  $\omega\tau_1=1$ , adică  $\omega=1/\tau_1$ . Punctul  $\omega=1/\tau_1$  este denumit **punct de frângere a caracteristicii** iar frecvența corespunzătoare **frecvență de frângere**. Caracteristica asimptotică amplitudine-frecvență este formată din cele două drepte care se întâlnesc în punctul  $\omega=1/\tau_1$ , una în lungul axei de 0dB și cealaltă de pantă +20dB/dec (fig.A6-3).



**Fig. A6-3.** Caracteristicile de frecvență pentru un factor de forma  $1+j\omega\tau_1$ .  
(a) caracteristica amplitudine-frecvență; (b) caracteristica fază-frecvență.

Caracteristica logaritmică (reală) amplitudine-frecvență deviază față de caracteristica asimptotică astfel: la o pulsație egală cu cea de frângere trece cu 3dB mai sus de dreptele asimptotice, iar la pulsații diferite cu o octavă de cea de frângere (frecvențe care reprezintă jumătate, respectiv dublul frecvenței de frângere) devierea este de aproximativ 1dB. Aceste deviații se pot calcula prin evaluarea modulelor în dB ale factorului  $(1+j\omega\tau_1)$  la pulsația de frângere, la o pulsație pe jumătate și la o pulsație dublă:

- la  $\omega=1/\tau_1$ ,  $20\lg|1+j \cdot 1| = 20\lg\sqrt{2} = 3\text{dB}$ , corespunzând unei deviații de 3dB de la caracteristica asimptotică;
- la  $\omega=1/(2\tau_1)$ ,  $20\lg\left|1+j \frac{1}{2}\right| = 20\lg\sqrt{\frac{5}{4}} = 0,969\text{dB}$ , corespunzând unei deviații de aproximativ 1dB de la asimptotă;
- la  $\omega=2/\tau_1$ ,  $20\lg|1+j \cdot 2| = 20\lg\sqrt{5} = 6,99\text{dB}$ .

Deoarece exprimările 20dB/dec și 6dB/oct sunt echivalente, iar la pulsația  $\omega=2/\tau_1$  caracteristica are deja +6dB, rezultă că devierea va fi 6,99-6≈1dB.

Pentru a trasa caracteristica amplitudine frecvență se determină mai întâi pulsația de frângere. Apoi se trasează spre domeniul frecvențelor înalte o dreaptă cu panta de +20dB/dec care trece prin punctul de frângere și din același punct, spre frecvențe joase, o dreaptă în lungul axei de 0dB.

Unghiul de fază corespunzător unui zero simplu are expresia:

$$\varphi = \arctg \omega \tau_1 \quad (\text{A6.11})$$

Pentru pulsația de frângere,  $\omega \tau_1 = 1$ , ordonata curbei este de  $45^\circ$ . Caracteristica fază-frecvență reprezintă chiar funcția **arc tg** care se poate trasa ușor utilizând o curbă aproximativă și anume o dreaptă care trece prin zero grade la o zecime din pulsația de frângere și prin  $90^\circ$  la o pulsație de 10 ori cât cea de frângere.

Deviația maximă a curbei față de această reprezentare asimptotică este de numai  $6^\circ$  pentru pulsații depărtate cu o decadă de cea de frângere.

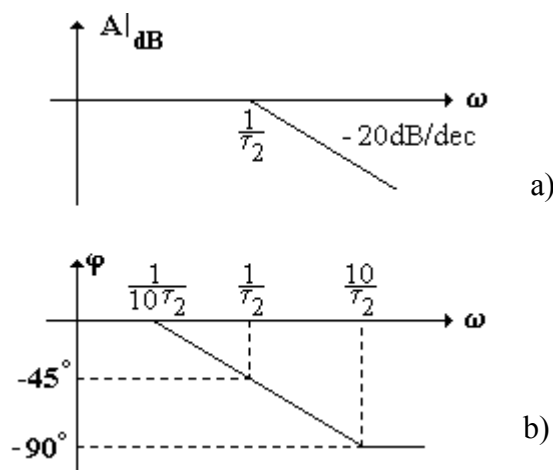
Pentru a trasa caracteristica fază-frecvență se fixează mai întâi pe caracteristică punctul corespunzător pulsației de frângere  $\omega = 1/\tau_1$  și un al doilea punct cu pulsația mai mică cu o decadă,  $\omega_1 = 1/(10\tau_1)$ . Apoi se trasează un segment de dreaptă cu panta de  $+45^\circ/\text{dec}$  care începe în punctul  $\omega_1$  până atinge  $90^\circ$ . După aceea caracteristica prezintă un palier.

#### 5.6.1.4 Factori liniari corespunzând unor poli simpli, $1/(1+j\omega\tau_2)$

Caracteristicile de frecvență pentru factorul corespunzător unui pol simplu sunt similare cu cele pentru un factor corespunzător unui zero simplu, cu deosebirea că primele sunt simetricele ultimelor în raport cu axa absciselor, deoarece:

$$\ln \frac{1}{1+j\omega\tau_2} = -\ln(1+j\omega\tau_2) \quad (\text{A6.12})$$

În fig.A6-4 se prezintă caracteristicile de frecvență pentru factorul corespunzător unui pol simplu.



**Fig. A6-4.** Caracteristicile de frecvență pentru un factor de forma  $1/(1+j\omega\tau_2)$ .  
(a) caracteristica amplitudine-frecvență; (b) caracteristica fază-frecvență.

#### 5.6.1.5 Zerouri sau poli de ordin superior

Caracteristicile de frecvență ale unor factori de forma  $(1+j\omega\tau)^{\pm n}$  pot fi trasate generalizând rezultatele obținute anterior la subpunctele c) și d). Astfel, panta caracteristicii amplitudine-frecvență corespunzătoare asimptotei de înaltă frecvență va fi  $\pm n 20 \text{ dB/decadă}$ ,  $n$  fiind ordinul zeroului sau polului. Unghiul de fază va fi  $\pm n 45^\circ$  în dreptul pulsației de frângere iar la frecvențe mari va fi  $\pm n 90^\circ$ .

**Bibliografie**

- [BUL75] Bulucea, C. ș.a.-Circuite integrate liniare, Editura Tehnică, București, 1975.
- [CIU91] Ciugudean, M. ș.a. - Electronică aplicată cu CIA. Dimensionare, Editura de Vest, Timișoara, 1991
- [CON93] Conant, R. - Engineering Circuit Analysis with Pspice and Probe, USA, 1993
- [DAN94] Dănila, Th. și Cupcea, N. - Amplificatoare Operaționale. Aplicații. Probleme rezolvate, Editura Teora, București, 1994
- [DRA85] Drăgulănescu, N. - Agenda radioelectronistului, Editura Tehnică, București, 1985
- [DRA90] Drăgulănescu, N. ș.a. - A, B, C... Electronica în imagini. Componente pasive. Editura Tehnică, București, 1990
- [GRA83] Gray, P. și Meyer, R. - Circuite Integrate Analogice. Analiză și proiectare, Traducere - Ediția I, Editura Tehnică, București, 1983
- [GRA97] Gray, P. și Meyer, R. - Circuite Integrate Analogice. Analiză și proiectare, Traducere - Ediția a III-a, Editura Tehnică, București, 1997
- [ICC87] \*\*\* - Catalog ICCE, București, 1987 (extras)
- [KAR98] Karki, J. - Understanding Operational Amplifier Specifications, Texas Instruments, 1998
- [MAN83] Manolescu, A. ș.a. - Circuite Integrate Liniare, Editura Didactică și Pedagogică, București, 1983
- [MAN87] Manolescu, A.M. și Manolescu, A. - Circuite Integrate Liniare. Culegere de probleme, Editura Științifică și Enciclopedică, București, 1987
- [NIL93] Nilsson, J.W. and Riedel, S.A. - Introduction to PSpice, Addison-Wesley Publishing Company, USA, 1993
- [PAN97] Pană, Gh. - Circuite integrate analogice - curs, Universitatea Transilvania Brașov, 1997
- [RAP83] Râpeanu, R. ș.a.- Circuite Integrate Analogice - Catalog, Editura Tehnică, București, 1983
- [SER94] Șerban, Gh. ș.a. - SPICE - Simularea circuitelor analogice - nouă eră în inginerie, Editura Militară, București, 1994
- [SIM86] Simion, E. ș.a. - Montaje electronice cu circuite integrate analogice, Editura Dacia, Cluj-Napoca, 1986
- [TIN94] \*\*\* - Operational Amplifiers and Comparators Data Book, Texas Instruments, 1994.
- [TUD96] Tudor, M. - SPICE, Editura Teora, București, 1996
-