

## CURS2

### Amplificatoare operaționale elementare

#### Influenta marimilor reale

Amplificatoarele operaționale ideale (AOI) sunt caracterizate de următoarele ipoteze simplificatoare, al căor scop este reducerea volumului calculelor:

**-toți parametrii AO care în buclă deschisă au valori mari se consideră că tind la infinit;**  
**-toți parametrii AO care în buclă deschisă au valori mici se consideră că tind la 0.**

- Amplificarea infinita in bucla deschisa ( $A_0 \rightarrow \infty$ );
- Impedanta infinita de intrare ( $Z_{int} \rightarrow \infty$ );
- Impedanta nula de iesire ( $Z_{ies} \rightarrow 0$ );
- Curenti nuli de intrare ( $i_i \rightarrow 0, i_n \rightarrow 0, I_D \rightarrow 0, I_P \rightarrow 0$ );
- Tensiune nula de decalaj ( $U_D \rightarrow 0$ );
- Largime infinita de banda ( $B \rightarrow \infty$ );
- Variata nula de faza ( $\Delta\varphi \rightarrow 0$ ).

### Structura inversoare cu AO

Schema unui amplificator inversor realizat cu AOI este prezentată în figura 2.1.

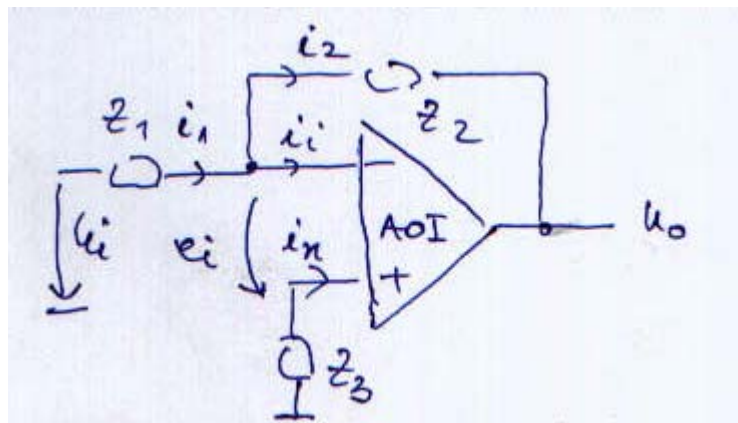


Figura 2.1

Dorim să determinăm  $A$ ,  $Z_{int}$ ,  $Z_{ies}$ .

1. Deoarece  $Z_{int} \rightarrow \infty$  vom avea  $i_i = 0$ . În aceste condiții  $i_1 = i_2$  (Kirchhoff I) (borna pozitivă este la un punct virtual de masă).

$$\begin{cases} i_1 = \frac{u_i - e_i}{Z_1} \\ i_2 = \frac{e_i - u_o}{Z_2} \end{cases} \Rightarrow u_o = -\frac{Z_2}{Z_1} u_i$$

2. La același rezultat se ajunge și dacă se observa ca schema are reacție negativa și există ipoteza  $A \rightarrow \infty$ . Avem relațiile:

$$u_o = A(u_i - \beta_r u_o) = -A e_i \Rightarrow e_i = 0 \Rightarrow U_- = U_+$$

$$\begin{cases} U_- = u_i \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} + u_o \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} \\ U_+ = 0 \end{cases} \Rightarrow A = \frac{u_o}{u_i} = -\frac{Z_2}{Z_1}$$

Impedanța de intrare  $Z_{int} = R_1$

Impedanța de ieșire  $Z_{ies} = 0$

**Efectele neidealității AO**

Vom studia separate efectele introduse de următorii parametric:

- $A_o, Z_{int}, Z_{ies}$
- $U_D, I_D, I_P$
- efecte datorate derivelor termice ale mărimilor reziduale  $\frac{\Delta U_D}{\Delta T}, \frac{\Delta I_D}{\Delta T}, \frac{\Delta I_P}{\Delta T}$

Considerăm primul caz:

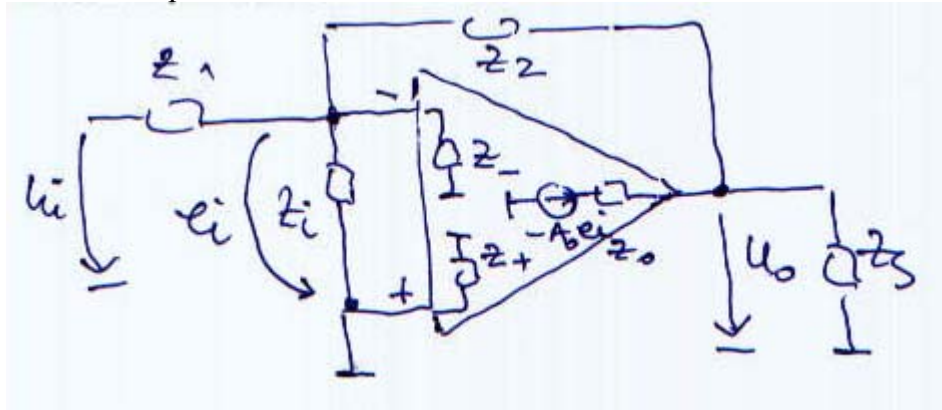


Figura 2.2

**Observații:**

- $Z_+$  este conectată între puncte de masă;
- $Z_- \gg Z_i$  (două ordine de marime);
- $Z_o \ll Z_s \ll Z_2$ ;
- Circuitul de ieșire se echivalează conform teoremei lui Thevenin (figura 2.3)

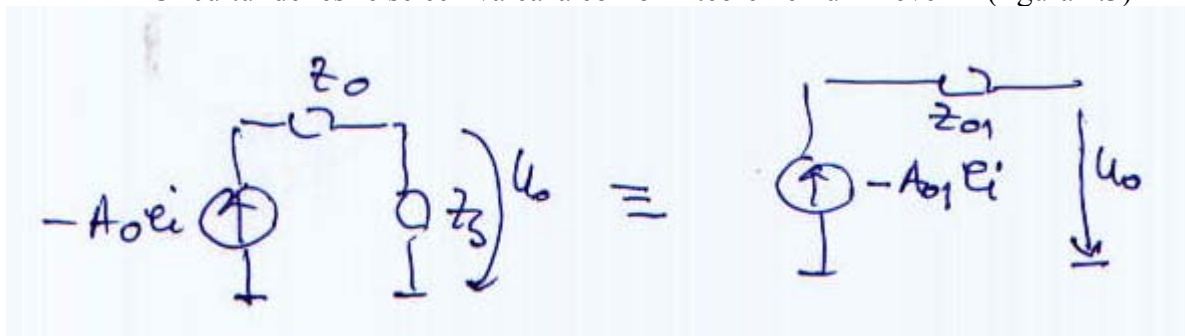


Figura 2.3

$$Z_{01} = \frac{Z_o Z_s}{Z_o + Z_s}$$

$$A_{01} = A_0 \frac{Z_s}{Z_o + Z_s}$$

O prima posibilitate de calcul este utilizarea teoremei lui Millman pentru potentialul de iesire si potentialul bornei inversoare:

## Notite

$$\begin{cases} u_o = \frac{\frac{e_i}{Z_2} + \frac{-A_{01}e_i}{Z_{01}}}{\frac{1}{Z_s} + \frac{1}{Z_o} + \frac{1}{Z_2}} \\ e_i = \frac{\frac{u_i}{Z_1} + \frac{-A_{01}e_i}{Z_2 + Z_{01}}}{\frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_i} + \frac{1}{Z_2 + Z_{01}}} \end{cases}$$

Prin eliminarea lui  $e_i$  se poate determina amplificarea în buclă închisă  $A' = \frac{u_o}{u_i}$ .

Pentru a simplifica calculele și a pune în evidență dependența lui  $A'$  de  $A_0$  utilizăm următoarea ipoteză simplificatoare:  $Z_0 // Z_s \ll Z_2$ . În aceste condiții circuitul obținut este prezentat în figura 2.4. (Generatorul de tensiune de la intrare a fost echivalat cu un generator de curent).

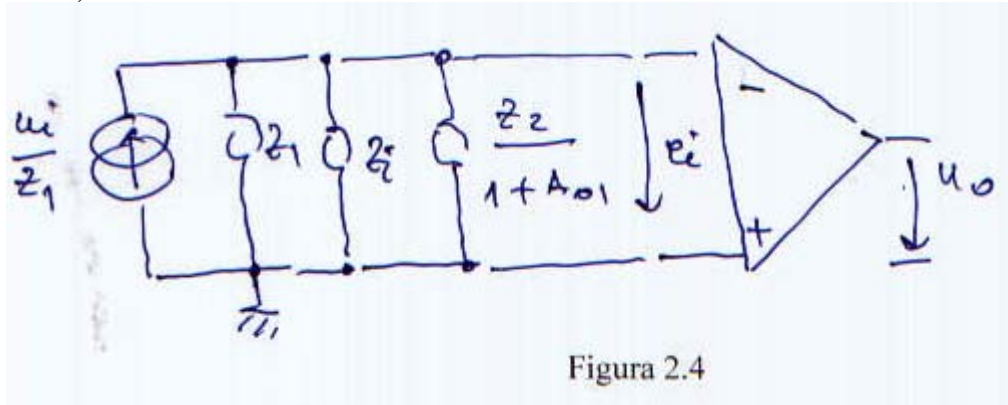


Figura 2.4

Punem în evidență următoarele relații:

$$u_o = -A_{01}e_i;$$

$$e_i = \frac{u_i}{Z_1} \cdot Z_{echiv} = \frac{u_i}{Z_1} \cdot \left( Z_1 // Z_i // \frac{Z_2}{1+A_{01}} \right)$$

$$A' = \frac{u_o}{u_i} = -A_{01} \frac{Z_{echiv}}{Z_1} = -A_{01} \frac{1}{\frac{Z_1}{Z_{echiv}}} = -A_{01} \cdot \frac{1}{Z_1 \cdot \left( \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_i} + \frac{1+A_{01}}{Z_2} \right)} =$$

$$= -A_{01} \cdot \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{1}{\left( \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z_i} + 1 + A_{01} \right)}$$

Pe de altă parte factorul de amplificarea a buclii de reacție este dat de relația:

$$\beta_r = \frac{Z_1 // Z_i}{Z_2 + Z_1 // Z_i} \Rightarrow \frac{1}{\beta_r} = Z_2 \cdot \left( \frac{1}{Z_1} + \frac{1}{Z_i} \right) + 1$$

În aceste condiții amplificarea se poate exprima prin relația următoare:

Notite

$$A' = -A_{01} \frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{1}{A_{01} + \frac{1}{\beta_r}} = -\frac{Z_2}{Z_1} \cdot \frac{1}{1 + \frac{1}{\underbrace{A_{01}\beta_r}_{\varepsilon}}} \stackrel{\text{dezvoltare in serie Taylor}}{\cong} -\frac{Z_2}{Z_1} \cdot (1 - \varepsilon),$$

unde:  $\varepsilon = \frac{1}{A_o} \cdot \frac{Z_0 + Z_s}{Z_s} \cdot \left( \frac{Z_2}{Z_1} + \frac{Z_2}{Z_i} + 1 \right).$

Se observa ca pentru reducerea influentei parametrilor analizati asupra amplificarii se doreste ca  $A_o \uparrow$ .

**Influența  $i_D, i_p, U_D$  asupra amplificării**

Se considera circuitul din figura 2.1. Se echivaleaza circuitul de intrare cu conditia  $u_i = 0$ , punandu-se in evidenta curentii de intrare  $i_i, i_n$  si tensiunea de decalaj  $U_D$ .

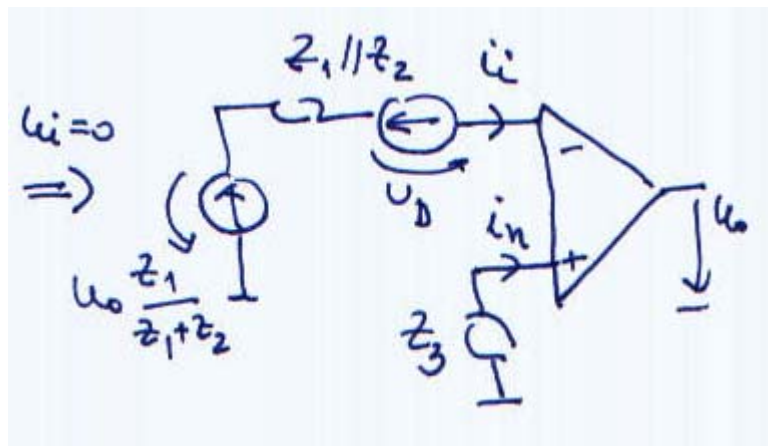


Figura 2.5

Avem succesiv urmatoarele relatii:

$$V_+ = V_- (e_i = 0)$$

$$\frac{u_o Z_1}{Z_1 + Z_2} = Z_1 \parallel Z_2 \cdot i_i + U_D - Z_3 i_n$$

dar

$$\begin{cases} i_i - i_n = i_D \\ i_i + i_n = 2i_p \end{cases} \Rightarrow \begin{cases} i_i = i_p + \frac{i_D}{2} \\ i_n = i_p - \frac{i_D}{2} \end{cases} \Rightarrow u_o = \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \left[ U_D + (Z_1 \parallel Z_2 - Z_3) i_p + (Z_1 \parallel Z_2 + Z_3) \frac{i_D}{2} \right]$$

Discuție:

1)  $i_p = 0, i_D = 0 \Rightarrow u_o = \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) U_D \Rightarrow$  concluzia ca  $A \downarrow$

2)  $U_D = 0, i_D = 0, i_p \neq 0 \Rightarrow u_o = \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) (Z_1 \parallel Z_2 - Z_3) i_p \Rightarrow$  concluzia ca

impedantele vazute pe cele doua borne trebuie sa fie egale  $Z_1 \parallel Z_2 = Z_3$

3)

$$Z_3 = 0, U_D = 0, i_D = 0 \Rightarrow u_o = \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \frac{Z_1 Z_2}{Z_1 + Z_2} i_i = Z_2 i_i \Rightarrow (i_i \downarrow \text{ implica ca } Z_2 \downarrow).$$

Dacă

**CONCLUZIE:** Impedanțele vazute pe cele două borne ale amplificatorului trebuie să fie cât mai mici și egale.

**Efectul derivelor termice**

$$\Delta u_o = \left(1 + \frac{Z_2}{Z_1}\right) \cdot \left[ \frac{\Delta U_D}{\Delta T} + (Z_1 // Z_2 - Z_3) \frac{\Delta i_p}{\Delta T} + (Z_1 // Z_2 + Z_3) \cdot \frac{1}{2} \cdot \frac{\Delta i_D}{\Delta T} \right]$$

Pentru ca influența marimilor:  $\frac{\Delta U_D}{\Delta T}$ ,  $\frac{\Delta i_p}{\Delta T}$ ,  $\frac{\Delta i_D}{\Delta T}$ , asupra tensiunii de ieșire să fie cât mai mică trebuie să fie îndeplinită ultima concluzie enunțată.

**Influența parametrilor  $A_o, Z_{ies}$  asupra impedențelor de intrare și ieșire  $Z'_{int}, Z'_{ies}$**

$$Z'_{int} = R_1 + Z_{int} // \underbrace{\frac{Z_{ies} // Z_s + Z_2}{1 + A_{o1}}}_{\text{efect Miller}} \qquad Z'_{ies} = \frac{Z_{ies}}{1 + A_o \beta_r}$$

**Structura neinversoare cu AO**

Structura este prezentată în figura 2.6

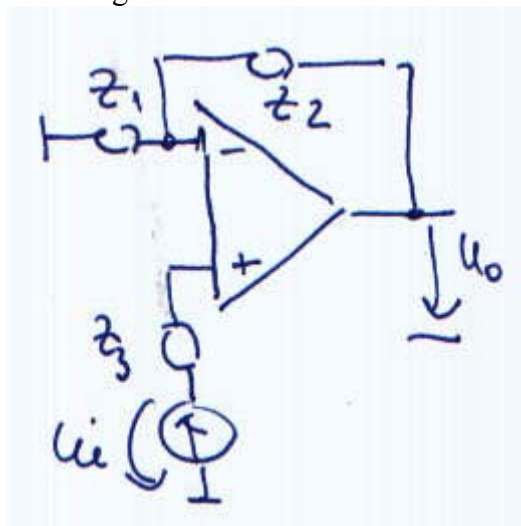


Figura 2.6

**Cazul ideal**

$$e_i = 0, A_o \rightarrow \infty, i_i = 0, i_n = 0$$

$$u_o \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} = u_i \Rightarrow A_{ideal} = 1 + \frac{Z_2}{Z_1}$$

$$Z_{int} = \infty, Z_{ies} = 0$$

Schema pentru calculul influențelor mărimilor  $i_D, i_p, U_D$ , asupra amplificării este identică cu schema prezentată la amplificatorul inversor (figura 2.5). Deci rezultatele vor fi identice și vor rezulta aceleași concluzii. Rezultatul este identic și pentru influența derivelor termice.

**Influența mărimilor  $A_o, Z_o, Z_i$**

Se va echivala circuitul din figura 2.6 în ipoteza ca  $Z_i \gg Z_3$  (figura 2.7)

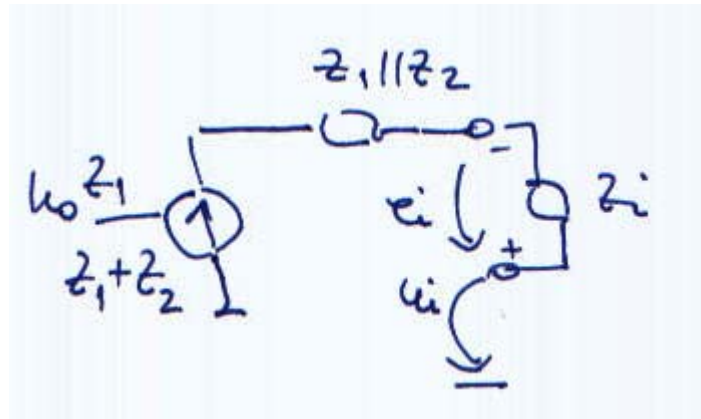


Figura 2.7

Se va păstra notațiile:

$$Z_{01} = \frac{Z_0 Z_s}{Z_0 + Z_s}; A_{01} = A_0 \frac{Z_s}{Z_0 + Z_s}; u_0 = A' u_i; u_0 = A_{01} e_i$$

Se observa ca:

$$u_0 \frac{Z_1}{Z_1 + Z_2} = \frac{u_0}{A_{u\text{ideal}}}$$

Dacă se va scrie Kirchhoff II pe buclă se va obține:

$$\frac{u_0}{A_{u\text{ideal}}} = e_i + u_i + (Z_1 // Z_2) \cdot \frac{\frac{u_0}{A_{u\text{ideal}}} - u_i}{Z_i + Z_1 // Z_2}$$

$$u_0 \left[ \frac{1}{A_{u\text{ideal}}} + \frac{1}{A_{01}} - (Z_1 // Z_2) \cdot \frac{1}{Z_i + Z_1 // Z_2} \right] = u_i \left( 1 - \frac{Z_1 // Z_2}{Z_i + Z_1 // Z_2} \right) \Rightarrow$$

$$u_0 \left[ \frac{1}{A_{01}} + \frac{1}{A_{u\text{ideal}}} \cdot \frac{Z_i}{Z_i + Z_1 // Z_2} \right] = u_i \left( \frac{Z_i}{Z_i + Z_1 // Z_2} \right) \Rightarrow$$

$$A' = \frac{u_0}{u_i} = \frac{\frac{Z_i}{Z_i + Z_1 // Z_2}}{\frac{1}{A_{01}} + \frac{1}{A_{u\text{ideal}}} \cdot \frac{Z_i}{Z_i + Z_1 // Z_2}} = \frac{1}{\frac{1}{A_{u\text{ideal}}} \cdot \frac{Z_i}{Z_i + Z_1 // Z_2}} \cdot \frac{\frac{Z_i}{Z_i + Z_1 // Z_2}}{1 + \underbrace{\frac{A_{u\text{ideal}}}{A_{01}} \cdot \frac{Z_i}{Z_i + Z_1 // Z_2}}_{\varepsilon}}$$

*se da factor comun*

$$\Rightarrow A' = \frac{A_{u\text{ideal}}}{1 + \varepsilon} \cong A_{u\text{ideal}} (1 - \varepsilon) \text{ unde } \varepsilon = \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \cdot \frac{Z_s + Z_o}{Z_s} \cdot \frac{1}{A_o} \cdot \frac{Z_i + Z_1 // Z_2}{Z_i} =$$

$$= \left( 1 + \frac{Z_2}{Z_1} \right) \cdot \left( 1 + \frac{Z_o}{Z_s} \right) \cdot \frac{1}{A_o} \cdot \left( 1 + \frac{Z_1 Z_2}{Z_i (Z_1 + Z_2)} \right)$$

**Concluzii:**

Dacă  $A_o \rightarrow \infty \Rightarrow \varepsilon \rightarrow 0$ . Dacă  $A_o \in \Re \Rightarrow$  aceleasi concluzii ca la structura inversoare.

**Determinam  $Z_{\text{int}}$**

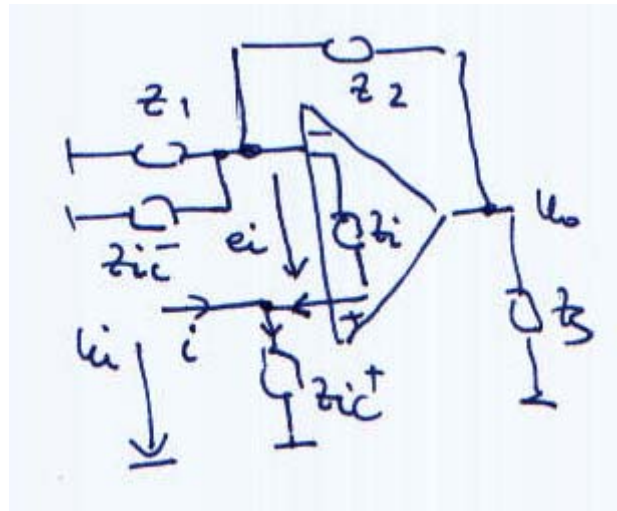


Figura 2.8

Ipoteza:  $Z_{ic}^- \gg Z_1 \Rightarrow$  se va elimina  $Z_{ic}^-$

$$i = \frac{u_i}{Z_{ic}^+} - \frac{e_i}{Z_i} = \frac{u_i}{Z_{ic}^+} + \frac{u_o}{A_{01}Z_i} = u_i \left( \frac{1}{Z_{ic}^+} + \frac{A'}{A_{01}Z_i} \right)$$

$$Z'_{int} = \frac{u_i}{i} = \frac{1}{\frac{1}{Z_{ic}^+} + \frac{A'}{A_{01}Z_i}} = \underbrace{Z_{ic}^+}_{f.mare} // \underbrace{\left( Z_i \frac{A_{01}}{A'} \right)}_{f.mare}$$

Caz particular:  $Z_1 \rightarrow \infty \Rightarrow$  AO repetor

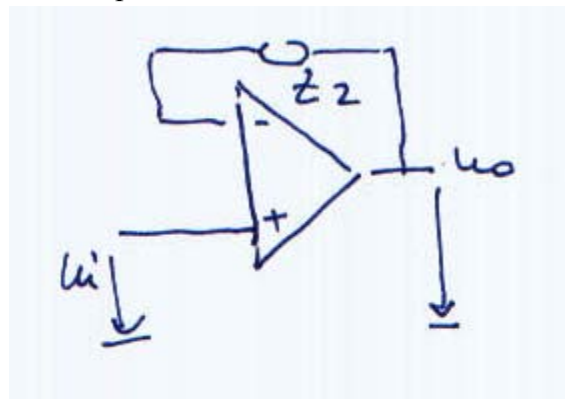


Figura 2.9

AO ideal :

$$u_o = u_i \Rightarrow A = 1$$

$$Z_{ies} = 0, Z_{int} \rightarrow \infty$$

AO real:

$$A_u = \frac{A_o}{1 + A_o}$$

$$Z_{int} = Z_{ic}^+ // \left( Z_i \frac{A_{01}}{A'} \right) \text{ foarte mare}$$

$Z_2$  se alege de obicei egala cu impedanta generatorului pentru a compensa curentii de polarizare