

5.3.3. Erori de calcul

Spre deosebire de A.O ideal un A.O real are amplificarea în buclă deschisă, A , finită, rezistență de intrare R_I finită și rezistență de ieșire R_O mai mare decât zero. Utilizat în configurațiile de bază un A.O real conduce la obținerea unor performanțe diferite de cele calculate anterior. Diferențele sînt considerate erori de calcul și trebuie cunoscute în cazul aplicațiilor de precizie.

La intrare un AO real prezintă în afara rezistenței de intrare diferențială (între intrări), R_I , și cîte o rezistență între fiecare intrare și masă, numită rezistență de intrare de mod comun, R_{IC} . Schema echivalentă la intrarea unui AO real este prezentată în figura 5.21.

Deoarece în general rezistența de intrare de mod comun este mult mai mare decât rezistența de intrare diferențială, prima se neglijează și se poate utiliza pentru evaluarea erorilor de calcul schema echivalentă din figura 5.22.

Se vor calcula în continuare performanțele principalelor configurații de bază cu AO real. Erorile de c.c. se consideră compensate, analiza incluzînd și elementele auxiliare pentru compensare.

Amplificator inversor

Schema unui aplicator inversor cu AO real (modelat în figura 5.22) este prezentată în figura 5.23. R este rezistența pentru micșorarea erorii de curent continuu.

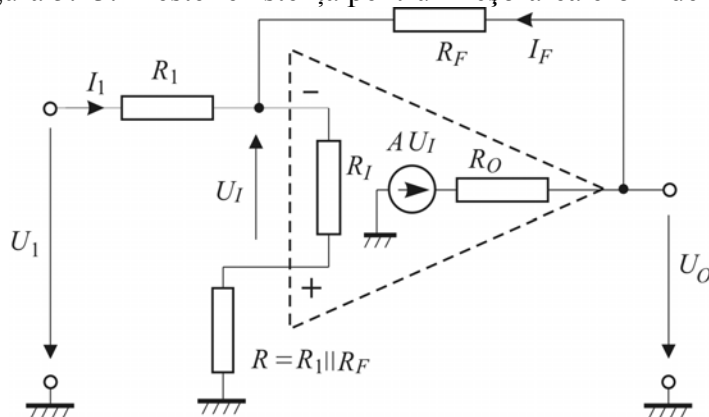


Fig. 5.23. Schema amplificatorului inversor cu AO real.

Se consideră ieșirea în gol. Pentru a calcula **amplificarea cu reacție reală**, A_{RR} , se pot scrie următoarele ecuații :

$$\begin{aligned} U_1 &= R_1 I_1 + (R_I + R) (I_1 + I_F); \\ U_O &= - R_O I_F - A R_I (I_1 + I_F); \\ U_O &= R_F I_F - R_1 I_1 + U_1; \end{aligned} \quad (5.28)$$

Eliminind I_1 și I_F și neglijind R_O față de AR_I se obține :

$$A_{RR} = \frac{U_O}{U_1} = - \frac{AR_I R_F}{AR_I R_1 + R_1(R_I + R) + R_F(R_I + R_1 + R)} .$$

Se vede că la limită, pentru $A \rightarrow \infty$:

$$A_{RR} = A_R = -R_F / R_1 ,$$

adică se obține amplificarea cu AO ideal.

Eroarea se pune obisnuit sub forma:

$$A_{RR} = A_R \frac{1}{1 + \epsilon} , \quad (5.29)$$

Unde ϵ este eroarea relativă de calcul:

$$A_{RR} = A_R \frac{1}{1 + \left(\frac{R_I + R}{R_I} + \frac{R_F(R_I + R_1 + R)}{R_I R_1} \right) / A} \quad (5.30)$$

iar daca se consideră și $R_I \gg R_1, R_F$:

$$A_{RR} = - \frac{R_F}{R_1} \frac{1}{1 + (1 + R_F / R_1) / A} = A_R \frac{1}{1 + (1 + |A_R|) / A} \quad (5.31)$$

Pentru $A_R \gg 1$ eroarea relativă de calcul a amplificarii este:

$$\epsilon = |A_R| / A . \quad (5.32)$$

De exemplu, pentru AO cu $A = 10^5$ și un amplificator inversor cu o amplificare de 100 eroarea relativă este:

$$\epsilon = 10^{-3} .$$

Pentru calculul **rezistenței de intrare** R_{IR} cu AO real se pot utiliza aceleași ecuații (5.28).

Eliminind U_O și I_F și neglijind R_O, R, R_F fata de AR_I cât și 1 față de A se obține :

$$R_{IR} = \frac{U_I}{I_1} = R_1 + \frac{(R_I + R)(R_F + R_O)}{AR_I} \quad (5.33)$$

La aceeași limită, $A \rightarrow \infty$ se obține aceeași valoare ca și în cazul cu AO ideal:

$$R_{IR} = R_I = R_1 .$$

Dacă se neglijează $R \ll R_I$:

$$R_{IR} = R_1 + \frac{R_F + R_O}{A}$$

și dacă se poate neglija și $R_O \ll R_F$:

$$R_{IR} = R_1 + R_F / A = R_1 (1 + |A_R| / A) \quad (5.34)$$

Rezistența de ieșire R_{OR} cu AO real se calculează în condiții de scurtcircuit la intrare (ceea ce corespunde cazului când rezistența internă a generatorului de intrare este zero) cu ajutorul schemei din figura 5.24 unde U este o tensiune de test . Se pot scrie ecuațiile :

$$\frac{U_I}{R_I} = \frac{R_I}{R_I + R_1 + R} I_F$$

$$U = - I_F R_F + \frac{R_1(R_I + R)}{R_I + R_1 + R} \quad (x)$$

$$U = A U_I + R_O (I + I_F)$$

Eliminind U_I și I_F și neglijind R_O față de $A R_F$ se obține :

$$R_{OR} = \frac{U}{I} = R_O \frac{R_F(R_I + R_1 + R) + R_1(R_I + R)}{A R_I R_1 + (R_F + R_O)(R_I + R_1 + R) + R_1(R_I + R)} \quad (x)$$

La limita , $A \rightarrow \infty$ se obtine cazul ideal , $R_o = 0$.

Daca neglijam R_1 , R fata de R_i :

$$R_{OR} = R_O \frac{R_I(R_F + R_1)}{A R_I R_1 + R_I(R_F + R_1)}$$

(x)

Neglijind si $(R_F + R_1) \ll A R_1$:

$$R_{OR} = R_O \frac{R_F + R_1}{A R_1} = R_O \frac{1 + |A_R|}{A}$$

(x)

Pentru $|A_R| \gg 1$:

$$R_{OR} = R_O \frac{|A_R|}{A} \quad (x)$$

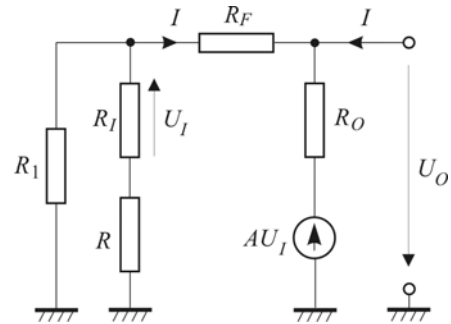


Fig. 5.24. Schema echivalentă pentru calculul R_{OR}

Amplificator neinversor

Schema unui amplificator neinversor cu AO real (modelat în figura 1.92) este prezentată în figura 1.93. R este rezistența de micșorare a erorii de curent continuu. Se consideră ieșirea în gol.

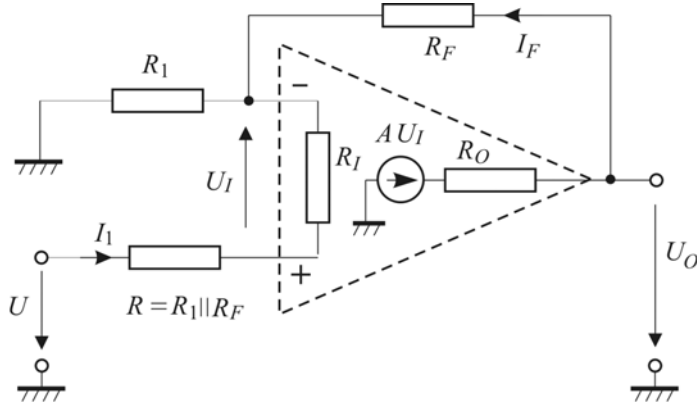


Fig. 5.25. Schema amplificatorului neinversor cu AO real.

Pentru a calcula **amplificarea cu reacție reală** , A_{RR} , se pot scrie ecuațiile :

$$\begin{aligned} U &= (R + R_i)I - R_F I_F + U_O \\ U_O &= A R_i I - R_o I_F \\ U_O &= R_F I_F + R_1 I_F + R_1 I \end{aligned} \quad (x)$$

Eliminind I și I_F și neglijind $R_o \ll A R_i$ se obține :

$$A_{RR} = \frac{U_o}{U} = \frac{A R_i (R_1 + R_F)}{A R_i R_1 + (R_i + R)(R_F + R_1 + R_o)}$$

Se observa ca la limita, pentru $A \rightarrow \infty$:

$$A_{RR} = A_R = 1 + R_F / R_1$$

și punând sub forma data de relatia (1.143) :

$$A_{RR} = \frac{1}{1 + (R_i + R)(R_F + R_1 + R_o) / A R_i R_1}$$

Neglijind $R \ll R_i$:

$$A_{RR} = A_R \frac{1}{1 + (R_F + R_1 + R_o) / A R_1}$$

Neglijam și $R_o \ll R_F$, R_1 :

$$A_{RR} = A_R \frac{1}{1 + A_R / A}$$

și deci $\epsilon = A_R / A$.

Pentru **rezistența de intrare**, R_{IR} , se pot utiliza aceleași ecuații și eliminând U_O , I_F și neglijind $R_o \ll A R_i$ se obține :

$$R_{IR} = \frac{U}{I} = R_I + R + \frac{R_I R_F}{R_I + R_F} + \frac{A R_I R_1}{R_F + R_I + R_o}$$

Pentru $A \rightarrow \infty$ se obține valoarea ideală:

$$R_{IR} \rightarrow \infty$$

Neglijind R_I , $R_F \ll R_1$:

$$R_{IR} = R_I + \frac{A R_I R_1}{R_F + R_1 + R_o}$$

Si dacă se poate neglija $R_o \ll R_1$, R_F :

$$R_{IR} = R_I (1 + A / A_R).$$

Rezistența de ieșire, R_{OR} , pentru scurtcircuit la intrare, se calculează dintr-o schemă identică schemei de la configurația inversoare, rezultatul fiind același (x).

Pentru $R_1 \ll R_I$ și $(R_F + R_1) \ll A R_1$:

$$R_{OR} = R_o A_R / A$$

1.2. Caracteristici de frecvență

În aplicațiile de curent continuu sau joasă frecvență erorile principale sunt date de generatoarele de eroare de la intrare.

La frecvențe mai mari sau în regim de impulsuri apar alte erori, AO real comportându-se în regim dinamic diferit de AO ideal.

În regim de semnal mic sursa principală de erori este dependentă de frecvență a amplificării în buclă deschisă. Cu cât frecvența crește, modul amplificării scade și apare un defazaj între semnalul de ieșire și cel de intrare. Amplificarea devine o mărime complexă:

$$A(j\omega) = |A(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)} \quad (6)$$

Reprezentarea grafică a caracteristicilor amplitudine – frecvență, $|A(j\omega)|$, și faza – frecvență, $\varphi(\omega)$ se face cu ajutorul **diagramelor Bode**. Caracteristicile acestora este că frecvența și amplitudinea sunt reprezentate logaritmice (amplitudinea în decibeli).

Amplificatoarele operationale au în cazul general diagramele Bode sub formă prezentată în figura 8.

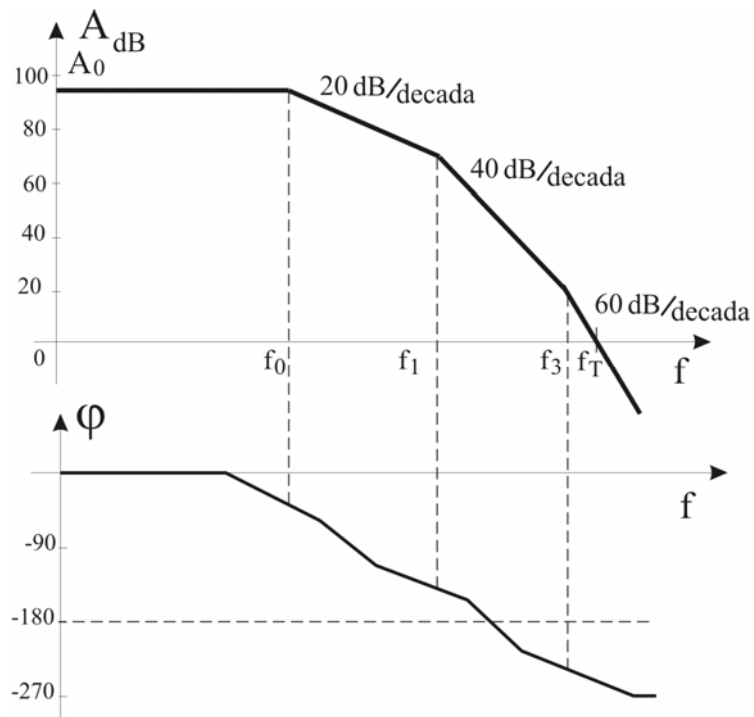


Fig. 8. Caracteristici de frecvență (diagrame Bode) pentru AO

Parametrii importanți sunt A_0 , amplificarea la frecvențe joase sau în c.c., f_0 prima frecvență de frângere, de la care amplificarea scade cu 20 dB pe decadă, f_1 a doua frecvență de frângere de la care amplificarea scade cu 40 dB pe decadă, f_2 a treia frecvență de frângere de la care amplificarea scade cu 60 dB pe decadă și f_T , frecvența de tăiere, pentru care amplificarea devine unitară.

O problemă esențială a AO cu reacție (și acesta este cazul în marea majoritate a aplicațiilor) este stabilitatea. Condiția principală este ca ϕ să nu atingă valoarea critică de -180° .

Asigurarea stabilității AO în schemele cu reacție negativă se face prin adăugarea unor elemente pasive, C, R, care modifică într-un mod dorit caracteristicile de frecvență, realizând așa-numita compensare a răspunsului în frecvență.

Cel mai simplu procedeu de compensare a răspunsului în frecvență este introducerea unui condensator care să ducă la o caracteristică de amplitudine a amplificatorului fără reacție cu căderi de 20 dB/decadă până la frecvența de cistig unitar și o deviație de fază mai mică de -180° (figura 9), deci se asigură stabilitate pentru orice nivel de reacție negativă, inclusiv pentru circuitul repetor (cel mai sensibil d.p.d.v. al stabilității). La multe tipuri de AO această compensare este stabilită intern.

Pentru un asemenea tip de AO reacția negativă conduce la amplificări de forma celor din figura 10. Se arată simplu că indiferent de nivelul reacției negative **produsul amplificare-banda** este constant:

$$A_0 f_0 = A_{R1} f_{R1} = A_{R2} f_{R2} = 1 f_T . \quad (7)$$

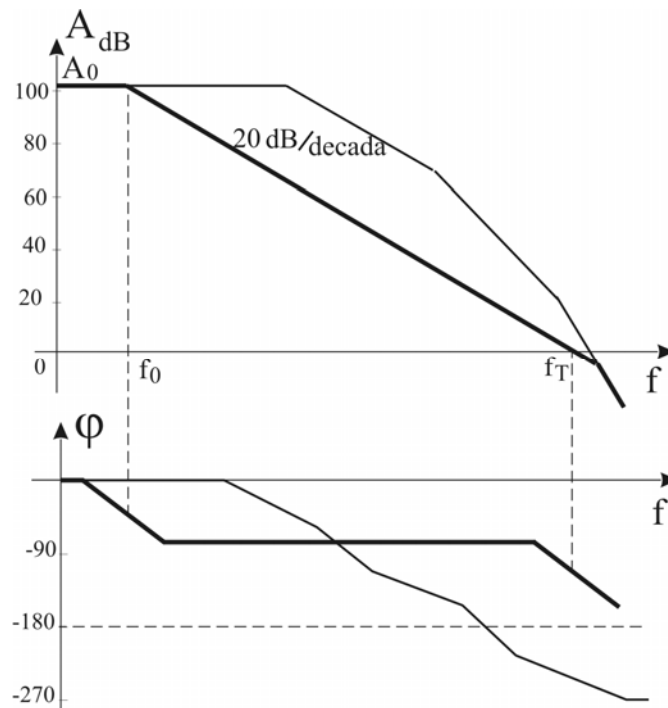


Fig. 9. Caracteristici de frecvență pentru AO compensat.

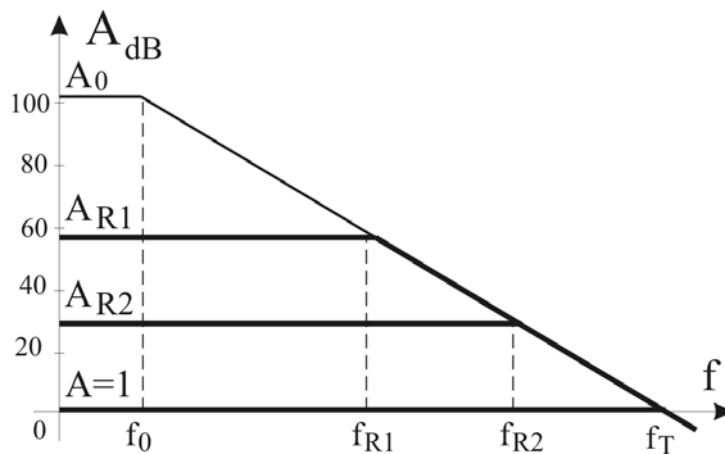


Fig.10. Caracteristici amplitudine- frecvență pentru AO cu reacție, compensat.

Aceasta metoda de compensare reduce insa posibilitatile in frecventa ale AO. In aplicatii la frecvente ridicate se utilizeaza alte metode de compenare, descrise pe larg in literatură.