

Cuprins CAPITOLUL 5

AMPLIFICATORUL OPERAȚIONAL REAL - EFECTE DE CURENT ALTERNATIV	161
5.1 Introducere.....	161
5.2 Răspunsul în frecvență în buclă închisă al amplificatorului operațional.....	161
5.2.1 Frecvența de frângere a caracteristicii de amplitudine	161
5.2.2 Relația amplificare-bandă.....	162
5.2.3 Banda în buclă închisă.....	163
5.3 Timpul de creștere	165
5.4 Viteza de variație a semnalului de ieșire (SR).....	168
5.4.1 Efectul SR la semnal de intrare tip treaptă	168
5.4.2 Efectul SR la semnal de intrare sinusoidal	170
5.4.3 Legătura dintre banda liniară și SR	171
5.4.4 Determinarea vitezei de variație a semnalului de ieșire (SR).....	174
5.4.5 Metode de creștere a vitezei de variație a semnalului de ieșire.....	177
5.5 Stabilitatea amplificatoarelor cu reacție	177
5.6 Compensarea în frecvență a amplificatoarelor cu reacție.....	182
5.6.1 Rețele de compensare	182
5.6.2 Metode de compensare	184
5.7 Zgomotul în amplificatoarele operaționale.....	188
5.7.1 Clasificarea zgomotelor.....	188
5.7.2 Modelul de circuit cu zgomot.....	189
5.8 Rejecția modului comun.....	190
5.8.1 Definiția rejecției modului comun.....	190
5.8.2 CMRR - parametru de catalog pentru amplificatorul operațional de tipul 741	191
5.8.3 Modelul de circuit cu CMRR	191

Capitolul 5

AMPLIFICATORUL OPERAȚIONAL REAL - EFECTE DE CURENT ALTERNATIV

5.1 Introducere

În curent continuu și la foarte joasă frecvență s-a considerat că amplificarea în buclă deschisă are valoare constantă (independentă de frecvență). Practic însă, amplificarea în buclă închisă scade începând de la valori de frecvență destul de mici și acest fapt afectează banda de frecvență în buclă închisă.

Al doilea factor care limitează banda de frecvență a unui amplificator operațional este viteza de variație a semnalului de la ieșire, notat ca parametru de catalog cu SR (de la Slew Rate, în limba engleză) și determinat de capacitatea amplificatorului operațional de a reproduce corect, fără distorsiuni, un semnal care are o anumită viteză de variație.

Se evidențiază sursele de zgomot în amplificatoarele operaționale și se prezintă căile de estimare a nivelului global de zgomot.

Amplificarea de mod comun și rejecția modului comun (CMRR) au aceeași semnificație ca și în cazul amplificatoarelor diferențiale (capitolul 3). Amplificarea de mod comun a AO se compară cu cea diferențială și se comentează semnificația parametrului de catalog - CMRR. în cazul AO.

5.2 Răspunsul în frecvență în buclă închisă al amplificatorului operațional

5.2.1 Frecvența de frângere a caracteristicii de amplitudine

În curent continuu și la foarte joasă frecvență, valoarea finită a amplificării în buclă deschisă afectează valoarea amplificării în buclă închisă. Matematic, această influență se exprimă prin relația:

$$A_{re} = \frac{A_{id}}{1 + \frac{1}{a_o b}} = \frac{A_{id}}{1 + \frac{K_n}{a_o}} \quad (5.1)$$

unde cu a_o s-a notat amplificarea în buclă deschisă în c.c. și la foarte joasă frecvență. În rest, mărimile care intervin sunt identice cu cele din relațiile (4.62) și (4.63).

Pe măsură ce frecvența semnalului crește, **amplificarea în buclă deschisă scade**. Comportarea generală în frecvență pentru un număr mare de amplificatoare operaționale, caracterizate în buclă deschisă de un singur pol dominant se prezintă în fig.5.1

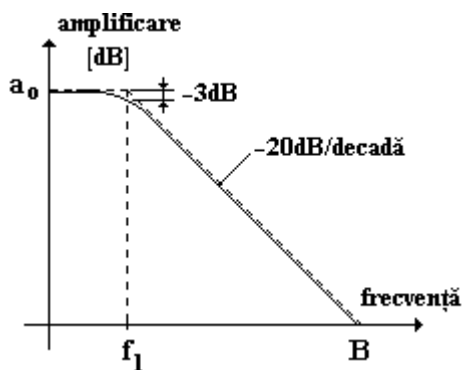


Fig. 5.1. Comportarea generală în frecvență pentru un număr mare de amplificatoare operaționale, caracterizate în buclă deschisă de un singur pol dominant.

Pe abscisă s-a considerat frecvența, cu variație logaritmică iar pe ordonată amplificarea, exprimată în dB (decibeli). Relația de legătură dintre valoarea absolută \mathbf{a} și corespondentul în dB, \mathbf{a}_{dB} este:

$$a_{dB} = 20 \lg(a) \quad (5.2)$$

unde cu $\lg(\mathbf{a})$ s-a notat logaritmul în baza zece din \mathbf{a} .

În c.c. și la foarte joasă frecvență se presupune că modulul amplificării este $|a| = a_o$. După cum se observă pe fig.5.1, începând de la frecvențe destul de joase, amplificarea scade odată cu creșterea frecvenței. Se definește **frecvența de frângere a caracteristicii** și se notează cu \mathbf{f}_{-3dB} , valoarea frecvenței la care amplificarea scade cu 3dB față de valoarea sa de c.c. În valoare absolută scăderea este de la a_o la $\frac{a_o}{\sqrt{2}}$. Dacă notăm amplificarea corespunzătoare frecvenței de frângere cu \mathbf{a}_1 , o atenuare de 3dB se exprimă:

$$-3dB = 20 \lg \frac{a_1}{a_o} \quad (5.3)$$

Dar pentru -3dB corespunde relația logaritmică: $10 \lg \frac{1}{2}$, care înlocuită în (5.3) conduce la expresia dată anterior pentru amplificarea a_1 și anume: $a_1 = \frac{a_o}{\sqrt{2}}$.

Panta caracteristicii se exprimă în decibeli pe octavă (dB/oct) sau decibeli pe decadă (dB/dec), cele două exprimări fiind echivalente. În valori absolute acest mod de exprimare a pantei înseamnă că începând de la frecvența \mathbf{f}_{-3dB} , amplificarea scade de 10 ori la o creștere de 10 ori a frecvenței.

Se observă că pentru o anumită valoare a frecvenței, amplificarea devine egală cu unu, $|a| = 1$. Frecvența corespunzătoare acestei situații se numește **frecvența la amplificarea unitară**, notată cu \mathbf{f}_u . Pentru frecvențe mai mari decât cea corespunzătoare amplificării unitare, panta caracteristicii este diferită de -20dB/dec.

Analitic, amplificarea în buclă deschisă exprimată în funcție de frecvență pune în evidență existența unui pol la joasă frecvență (\mathbf{f}_{-3dB}) la care corespunde pulsația ω_{-3dB} :

$$a(j\omega) = \frac{a_o}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{-3dB}}} \quad (5.4a)$$

sau

$$a(j\omega) = \frac{a_o \omega_{-3dB}}{1 + j\omega} \quad (5.5b)$$

Dacă se ține seama numai de frecvență, relația (5.4,a) se scrie:

$$a(jf) = \frac{a_o}{1 + \frac{jf}{f_{-3dB}}} \quad (5.4c)$$

5.2.2 Relația amplificare-bandă

Se observă că la frecvență joasă, numitorul expresiei (5.4a) tinde la 1 și deci:

$$a(j\omega) \approx a_o, \text{ pentru } f \ll f_{-3dB} \quad (5.5)$$

La frecvențe mai mari decât frecvența de frângere \mathbf{f}_{-3dB} , numitorul expresiei (5.4b) devine aproximativ egal cu $j\omega$ și amplificarea se va scrie:

$$a(j\omega) \approx \frac{a_o \omega_{-3dB}}{j\omega} \quad (5.6a)$$

sau numai în funcție de frecvență:

$$a(jf) \approx \frac{a_o f_{-3dB}}{jf}, \text{ pentru } f \gg f_{-3dB} \quad (5.6b)$$

care asigură panta de -20dB/dec. Într-adevăr, dacă se consideră două frecvențe f_1 și f_2 , între care există relația $f_2 = 10f_1$, se scriu amplificările conform relației (5.6b) și se exprimă raportul dintre amplificări în dB, rezultă:

$$20 \lg \frac{a_2}{a_1} = 20 \lg \frac{\frac{a_o f_{-3dB}}{jf_2}}{\frac{a_o f_{-3dB}}{jf_1}} = 20 \lg \frac{f_1}{f_2} = 20 \lg \frac{1}{10} = -20dB \quad (5.7)$$

deoarece $\lg \frac{1}{10} = -1$.

Să presupunem că frecvența semnalului este cea corespunzătoare amplificării unitare (0dB), adică $f=f_u$ și atunci pulsația devine $\omega=2\pi f_u$. Înlocuind în relația (5.6b) obținem:

$$a(j2\pi f_u) = \frac{a_o f_{-3dB}}{jf_u} = \frac{a_o f_{-3dB}}{f_u} e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (5.8)$$

deoarece

$$e^{-j\frac{\pi}{2}} = \frac{1}{e^{j\frac{\pi}{2}}} = \frac{1}{\cos \frac{\pi}{2} + j \sin \frac{\pi}{2}} = \frac{1}{j} \quad (5.9)$$

Dar la frecvența f_u amplificarea este unitară, astfel că egalând cu unu modulul expresiei (5.8) se obține:

$$\frac{a_o f_{-3dB}}{f_u} = 1 \quad (5.10,a)$$

de unde

$$f_u = a_o f_{-3dB} \quad (5.10,b)$$

Deci *frecvența corespunzătoare amplificării unitare este egală cu produsul dintre amplificarea în c.c. și frecvența de frângere*, numindu-se din acest motiv și **produsul amplificare-bandă**:

$$B = 1 \times f_u \quad (5.11)$$

La orice amplificator operațional, caracterizat în buclă deschisă de un singur pol dominant, produsul amplificare-bandă este constant.

De exemplu, conform datelor de catalog, amplificarea la foarte joasă frecvență pentru amplificatorul operațional de tipul $\mu A741$ (caracterizat în buclă deschisă de un singur pol dominant) este $a_o \approx 2 \times 10^5$ iar produsul amplificare-bandă are valoarea $B \approx 1MHz$. Deoarece pe caracteristica amplitudine-frecvență este destul de dificil să se citească valoarea frecvenței de frângere, această frecvență se poate determina mai ușor analitic. Pentru aceasta se ține seama de faptul că produsul dintre amplificare și frecvența corespunzătoare acesteia este un număr constant. Rezultă:

$$f_{-3dB} = \frac{B}{a_o} = \frac{1MHz}{2 \times 10^5} = 5Hz \quad (5.12)$$

Răspunsul în frecvență pentru amplificatorul operațional de tipul $\mu A741$ are forma din fig.5.1, fiind plată doar pentru un domeniu de frecvență foarte limitat (cuprins între 0 și 5Hz). Această situație va limita mult utilizarea amplificatorului operațional în buclă deschisă. În buclă închisă însă, amplificarea este mai mică decât în buclă deschisă și banda crește considerabil.

5.2.3 Banda în buclă închisă

Considerând relația (5.1), scrisă pentru amplificarea în buclă deschisă la frecvențe mari, rezultă:

$$A(j\omega) = \frac{A_{id}}{1 + \frac{K_n}{a(j\omega)}} \quad (5.13a)$$

sau numai funcție de frecvență:

$$A(jf) = \frac{A_{id}}{1 + \frac{K_n}{a(jf)}} \quad (5.13b)$$

Dacă în relația (5.13b) se înlocuiește $a(jf)$ din (5.4c) se obține:

$$A(jf) = \frac{A_{id}}{1 + \frac{K_n}{\frac{a_o}{1 + j \frac{f}{f_{-3dB}}}}} \quad (5.14)$$

Se prelucrează relația de la numitor și se scoate factor comun forțat $(1 + \frac{K_n}{a_o})$:

$$A(jf) = \frac{A_o}{1 + j \frac{fK_n}{f_u(1 + \frac{K_n}{a_o})}} \quad (5.15)$$

unde cu A_o s-a notat amplificarea reală în c.c. și la foarte joasă frecvență (vezi relația 5.1):

$$A_o = \frac{A_{id}}{1 + \frac{K_n}{a_o}} \quad (5.16)$$

Relația (5.16) reprezintă amplificarea reală în c.c. exprimată în funcție de amplificarea ideală în buclă închisă, coeficientul de imperfecțiuni și amplificarea în c.c. în buclă deschisă. Amplificarea A_o din (5.16) are forma din relația (4.63) cu deosebirea că A_{re} s-a înlocuit cu A_o iar a s-a înlocuit cu a_o .

Frecvența de frângere a răspunsului în buclă închisă (frecvența la -3dB) se notează f_B și se poate determina din numitorul relației (5.15). Se face aproximarea $K_n \ll a_o$, situație în care $1 + \frac{K_n}{a_o} \approx 1$. Cu această aproximare amplificarea în buclă închisă se scrie:

$$A(jf) = \frac{A_o}{1 + j \frac{f}{\frac{f_u}{K_n}}} = \frac{A_o}{1 + j \frac{f}{f_B}} \quad (5.17)$$

unde frecvența sau banda la -3dB a amplificării în buclă închisă este:

$$f_B = \frac{f_u}{K_n} \quad (5.18)$$

Deci **banda la -3dB în buclă închisă este egală cu raportul dintre frecvența corespunzătoare amplificării unitare și coeficientul de imperfecțiuni**. Se observă că banda în buclă închisă descreește dacă valoarea coeficientului de imperfecțiuni crește. Se evidențiază astfel o altă modalitate prin care coeficientul de imperfecțiuni degradează răspunsul unui circuit realizat cu AO.

Se consideră un amplificator neinversor la care amplificarea ideală în buclă închisă este egală cu coeficientul de imperfecțiuni, $A_{id} = K_n = 1 + \frac{R_2}{R_1}$ și se presupune că amplificarea în buclă deschisă la foarte joasă frecvență este mult mai mare decât coeficientul de imperfecțiuni,

$a_o \gg K_n$, situație în care amplificarea în buclă închisă la joasă frecvență devine egală cu amplificarea ideală în buclă închisă, $A_o = A_{id}$.

În fig.5.2 se prezintă caracteristica amplitudine-frecvență pentru un amplificator operațional uzual, caracterizat în buclă deschisă de un singur pol dominant. Cu linie continuă s-a desenat curba amplificării în buclă deschisă. Prima linie punctată, trasată orizontal și notată $|A_1|$, reprezintă curba corespunzătoare unei amplificări în buclă închisă relativ mare. Banda la -3dB a acestui răspuns s-a notat cu f_{B1} și se află la intersecția orizontalei de ordonată A_{o1} cu caracteristica amplificării în buclă deschisă. A doua linie punctată, trasată orizontal și notată cu $|A_2|$ reprezintă curba corespunzătoare unei amplificări în buclă închisă de valoare mică, de ordonată A_{o2} mai mică decât A_{o1} . Banda la -3dB s-a notat cu f_{B2} și se află la intersecția dintre orizontala de ordonată A_{o2} și caracteristica amplificării în buclă deschisă.

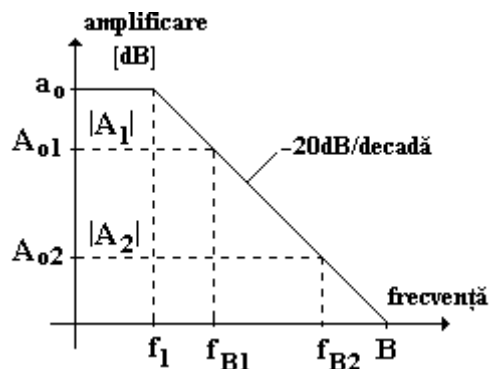


Fig. 5.2. Ilustrarea legăturii dintre bandă și amplificarea în buclă închisă.

Se observă imediat că pe măsură ce amplificarea în buclă închisă scade, banda în buclă închisă crește, adică $f_{B2} > f_{B1}$ dacă $A_{o2} < A_{o1}$, deoarece produsul amplificare-bandă la un amplificator operațional caracterizat în buclă deschisă de un singur pol dominant este constant.

Observații:

1. La configurația neînversoare amplificarea reală în buclă închisă la joasă frecvență fiind egală cu coeficientul de imperfecțiuni se poate afirma că: *banda în buclă închisă este egală cu raportul dintre frecvența corespunzătoare amplificării unitare și amplificarea în buclă închisă.*
2. În cazul altor circuite, diferite de cel neînversor, în loc de amplificarea reală în buclă închisă se preferă să se utilizeze coeficientul de imperfecțiuni.
3. În circuitele în care coeficientul de imperfecțiuni are valoare apropiată de amplificarea reală în buclă închisă, se poate folosi observația 1, aproximarea fiind foarte bună. În caz contrar apar erori semnificative.

5.3 Timpul de creștere

Se va studia legătura dintre banda în buclă închisă și timpul de creștere a unui semnal treaptă.

În general, timpul de creștere este invers proporțional cu banda în buclă închisă. Astfel, timpi de creștere mici se pot obține cu ajutorul unor amplificatoare cu banda în buclă închisă mai mare.

Pentru a afla relația cantitativă a timpului de creștere, se determină mai întâi răspunsul unui amplificator în buclă închisă la un semnal treaptă de amplitudine U_i (fig.5.3,a). Se presupune că circuitul are o funcție de transfer cu un singur pol, situație în care utilizând transformarea Laplace se obține:

$$A(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{A_o}{1 - \frac{s}{p}} \quad (5.19)$$

unde polului p , real și negativ, îi corespunde frecvența f_B ($p = -2\pi f_B$).

La intrarea circuitului se aplică un semnal treaptă $U_i(s) = \frac{U_i}{s}$, de amplitudine mică. Semnalul de ieșire se va scrie:

$$U_o(s) = \frac{A_o \frac{U_i}{s}}{1 - \frac{s}{p}} = A_o U_i \frac{1}{s} \frac{p}{p-s} = A_o U_i \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s-p} \right) \quad (5.20)$$

Conform teoriei circuitelor, semnalul de ieșire, $u_o(t)$ va fi de forma:

$$u_o(t) = A_o U_i (1 - e^{pt}) = A_o U_i (1 - e^{-2\pi f_B t}) \quad (5.21)$$

și reprezentată grafic în fig.5.3,b.

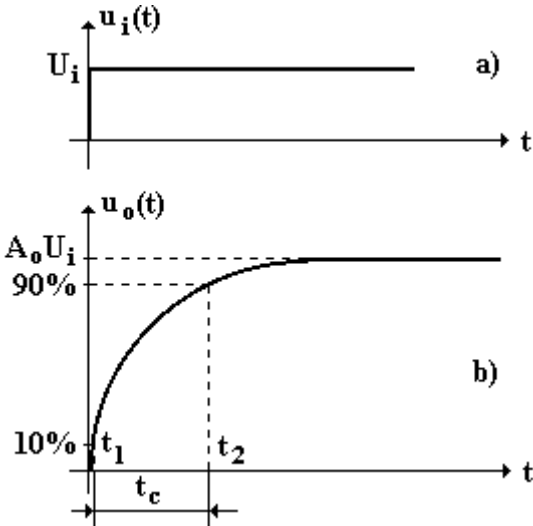


Fig. 5.3. Ilustrarea modului de definiere a timpului de creștere.

(a) Semnalul treaptă de la intrare, de amplitudine mică.

(b) Răspunsul exponențial al circuitului.

Valoarea finală a tensiunii de ieșire este $A_o U_i$, deoarece amplificarea de c.c. în buclă închisă este A_o iar amplitudinea semnalului de intrare este U_i .

Valoarea finită a benzii de frecvență a circuitului face ca ieșirea să nu atingă instantaneu valoarea finală ci după un anumit timp.

Din punct de vedere al creșterii exponențiale, ieșirea nu ajunge la valoarea finală. Practic însă, se poate considera că ieșirea atinge valoarea finală după un interval de timp de aproximativ 5 constante de timp τ ale circuitului:

$$\tau = \frac{1}{p} = -\frac{1}{2\pi f_B} \quad (5.22)$$

Standardul IEEE definește timpul de creștere ca fiind timpul necesar ca ieșirea să se modifice între 10% și 90% din nivelul final. Prin acest mod de alegere a intervalelor de timp între care se determină timpul de creștere, se elimină incertitudinile de nivel de la începutul și sfârșitul răspunsului la semnalul treaptă.

Pentru a calcula timpul de creștere se presupune că nivelul semnalului de ieșire ajunge la 10% din cel maxim la momentul de timp t_1 iar la 90% din cel maxim la momentul t_2 . Înlocuind în relația (5.21) se obțin următoarele ecuații:

$$0,1 A_o U_i = A_o U_i (1 - e^{pt_1}) \quad (5.23)$$

$$0,9 A_o U_i = A_o U_i (1 - e^{pt_2})$$

Conform definiției, timpul de creștere se scrie:

$$t_c = t_2 - t_1 \quad (5.24)$$

unde t_1 și t_2 se determină din relația (5.23). Rezultă:

$$t_c = \frac{\ln 0,9 - \ln 0,1}{2\pi f_B} = \frac{0,35}{f_B} \quad (5.25)$$

În cazul unui semnal treaptă la intrare, dacă trebuie să treacă un anumit timp pentru ca semnalul de ieșire să ajungă la valoarea finală, atunci este nevoie de un timp comparabil pentru ca semnalul de ieșire să revină la zero. Deci timpul de creștere a semnalului este egal cu cel de cădere.

Exemplul 5.1. Se consideră un amplificator **neinversor** realizat cu un amplificator operațional de tipul 741. Știind că produsul amplificare-bandă este de 1MHz să se determine banda la -3dB pentru următoarele valori ale amplificării în buclă închisă: a) 1000, b) 100, c)10 și d) 1.

Rezolvare: banda în buclă închisă se determină din relația (5.18), înlocuind $B=f_u=1\text{MHz}$. Se obține:

$$f_B = \frac{10^6}{K_n} \quad (5.26)$$

Pentru configurația neinversoare coeficientul de imperfecțiuni este egal cu amplificarea ideală în buclă închisă, $K_n = A_{id}$, unde A_{id} se înlocuiește pe rând cu cele patru valori date în enunțul problemei. Rezultatele se trec în **tabelul 5.1**.

Tabelul 5.1

Amplificarea în buclă închisă	Banda la -3dB a amplificatorului neinversor	Banda la -3dB a amplificatorului inversor	Timpul de creștere în cazul amplificatorului neinversor	Timpul de creștere în cazul amplificatorului inversor
1000	1 kHz	999 Hz	0,35 ms	0,35 ms
100	10 kHz	9,9 kHz	35 μs	35,3 μs
10	100 kHz	90,91 kHz	3,5 μs	3,85 μs
1	1 MHz	500 kHz	0,35 μs	0,7 μs

Exemplul 5.2. Se presupune un amplificator **inversor** realizat cu un amplificator operațional de tipul 741. Știind că produsul amplificare-bandă este de 1MHz să se determine banda la -3dB pentru următoarele valori ale amplificării în buclă închisă: a) 1000, b) 100, c)10, d) 1 și să se compare cu valorile obținute în **exemplul 5.1**.

Rezolvare: coeficientul de imperfecțiuni pentru configurația inversoare este:

$$K_n = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (5.27)$$

Amplificarea ideală pentru amplificatorul inversor fiind:

$$A_{id} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (5.28)$$

rezultă:

$$K_n = 1 + |A_{id}| \quad (5.29)$$

unde $|A_{id}|$ ia pe rând valorile indicate în enunț.

Se observă că în cazul configurației inversoare coeficientul de imperfecțiuni este mai mare decât amplificarea în buclă închisă.

Înlocuind (5.29) și $B=f_u=1\text{MHz}$ în (5.18) rezultă:

$$f_B = \frac{10^6}{1 + |A_{id}|} \quad (5.30)$$

Valorile calculate s-au trecut tot în **tabelul 5.1**.

Comparând rezultatele din **exemplele 5.1** și **5.2**, se pot trage următoarele concluzii:

- pentru valori mari ale amplificării în buclă închisă, banda la -3dB pentru cele două tipuri de amplificatoare este aproximativ identică;

- diferența între cele două benzi de frecvență devine semnificativă pe măsură ce amplificarea în buclă închisă se micșorează;
- pentru amplificare egală cu unu, banda la -3dB a configurației neinversoare este de două ori mai mare decât banda de frecvență a configurației inversoare.

Exemplul 5.3. Calculați timpul de creștere asociat unui semnal treaptă de nivel foarte mic, aplicat celor două configurații de circuite din **exemplele 5.1** și **5.2**, pentru cele patru valori ale amplificării în buclă închisă.

Rezolvare: timpul de creștere se calculează cu ajutorul relației (5.25), valorile necesare pentru banda la -3dB în buclă închisă fiind cele determinate în **exemplele 5.1** și **5.2** și trecute în **tabelul 5.1**. Rezultatele calculelor s-au notat tot în **tabelul 5.1**.

Se observă că *banda la -3dB crește pe măsură ce amplificarea în buclă închisă scade iar timpul de creștere scade odată cu scăderea amplificării în buclă închisă.*

Exemplul 5.4. Se consideră sumatorul inversor din **exemplul 4.7**. Amplificatorul operațional se presupune de tipul 741, deci are produsul amplificare-banda $B=1\text{MHz}$. Să se determine frecvența de frângere a caracteristicii în buclă închisă (banda la -3dB a sumatorului).

Rezolvare: Pentru a determina banda la -3dB a sumatorului este necesară valoarea coeficientului de imperfecțiuni a acestui circuit. Coeficientul de imperfecțiuni a fost determinat în **exemplul 4.7** și are valoarea $K_n=121$. Înlocuind această valoare în relația (5.26) găsim:

$$f_B = \frac{10^6}{121} = 8,246\text{kHz} \quad (5.31)$$

Răspunsul în frecvență al sumatorului este degradat de faptul că valoarea coeficientului de imperfecțiuni este mai mare decât fiecare dintre amplificările corespunzătoare celor trei intrări ale sumatorului.

5.4 Viteza de variație a semnalului de ieșire (SR)

Amplificatoarele operaționale, compensate intern în frecvență, conțin de obicei în structura lor un condensator care are rolul să stabilizeze funcționarea în buclă închisă, adică împiedică amplificatorul operațional să oscileze. La modificarea semnalului de intrare, acest condensator trebuie să se încarce sau să se descarce, în funcție de sensul de variație a semnalului de intrare. Această încărcare-descărcare se desfășoară într-un anumit timp, ceea ce va impune o anumită viteză maximă cu care se poate modifica semnalul de ieșire. Dacă variația semnalului de intrare depășește această viteză maximă, ieșirea nu mai poate urmări forma de variație a semnalului de intrare și apar distorsiuni.

Fenomenul prin care semnalul de ieșire al AO nu se poate modifica decât cu o viteză finită se numește **limitare de SR** (Slew Rate). Parametrul de catalog care descrie acest efect este notat **SR**, unitatea de măsură fiind $\text{V}/\mu\text{s}$.

De exemplu pentru amplificatorul operațional de tipul 741, în catalog se indică $\text{SR}=0,5\text{V}/\mu\text{s}$. Așa cum se va evidenția în aplicațiile următoare, această valoare limitează puternic aria de utilizare a acestui tip de amplificator operațional, chiar dacă semnalele prelucrate se află în banda de audiofrecvență (20Hz - 20kHz). Există și amplificatoare operaționale cu SR mai mare dar și prețul de cost al acestor circuite este mai mare.

5.4.1 Efectul SR la semnal de intrare tip treaptă

Se notează cu t_{SR} timpul de creștere rezultat din fenomenul de SR. Această valoare reprezintă timpul minim necesar semnalului de ieșire să ajungă la valoarea finală U_o (fig.5.4). Deoarece SR-ul este viteza de variație exprimată în unitate de tensiune raportată la unitate de timp, valoarea minimă a timpului de creștere se determină cu formula:

$$t_{SR} = \frac{U_o}{SR} \tag{5.32}$$

Dacă U_o se exprimă în volți iar SR-ul în V/ μ s, intervalul de timp t_{SR} va rezulta în microsecunde.

În cazul unui semnal treaptă la intrare, dacă ieșirea amplificatorului operațional pornește de la zero, atunci U_o reprezintă mărimea valorii finale a tensiunii de ieșire.

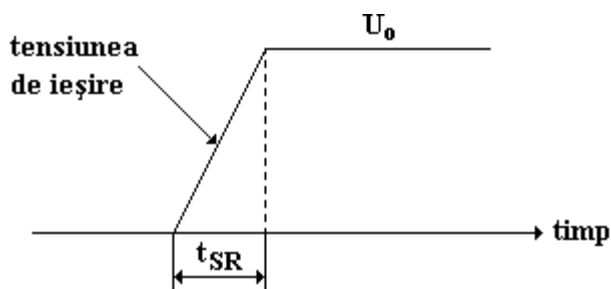


Fig. 5.4. Ilustrarea fenomenului de SR pentru un semnal treaptă aplicat la intrarea amplificatorului operațional.

În cazul unui semnal alternativ la intrare, U_o reprezintă valoarea vârf-la-vârf a semnalului de ieșire iar t_{SR} poate fi interpretat ca timpul necesar pentru a avea loc variația semnalului de ieșire.

Precizare: timpul de creștere datorat fenomenului de SR este diferit de cel datorat benzii finite în buclă închisă, discutat anterior. Timpul de creștere determinat de valoarea finită a benzii se bazează pe o evoluție exponențială, pe când timpul de creștere datorat fenomenului de SR are o evoluție sub formă de rampă liniară. Din acest motiv timpul de creștere datorat fenomenului de SR se definește ca timpul total necesar ieșirii să se modifice.

Dacă tensiunea de ieșire a unui amplificator operațional se modifică cu o viteză mai mică decât SR-ul său, amplificatorul este capabil să „urmărească” semnalul, eventualele limitări fiind introduse doar de banda finită în buclă închisă.

Dacă se cere ca tensiunea de ieșire să se modifice cu o viteză mai mare decât SR-ul amplificatorului operațional, amplificatorul „rămâne în urmă”, viteza semnalului de ieșire fiind cea determinată de SR.

Fenomenul este ilustrat în fig.5.5, unde se presupune că se pot neglija degradările determinate de banda finită în buclă închisă. Fie A amplificarea în buclă închisă a amplificatorului realizat cu AO.

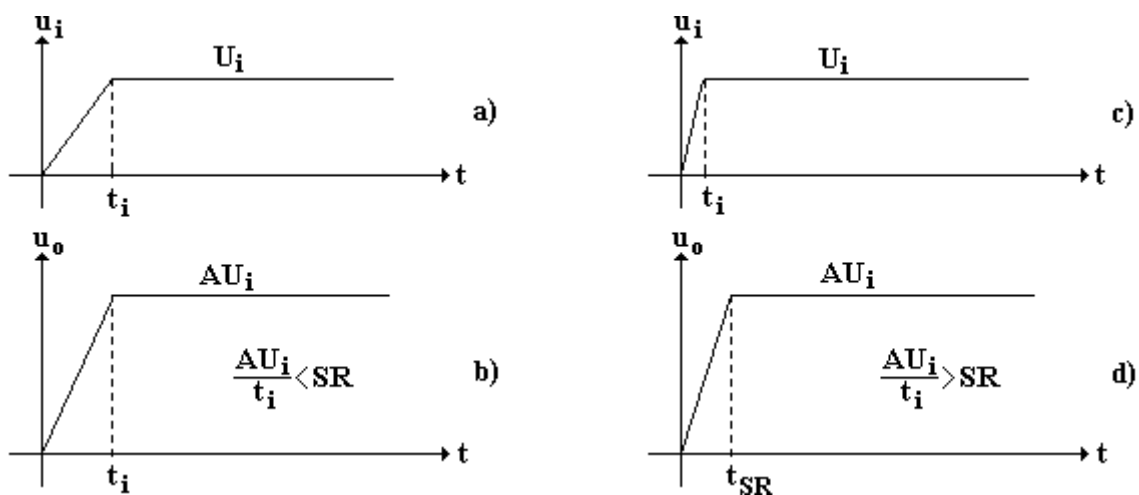


Fig. 5.5. Efectele fenomenului de SR pentru două semnale cu viteze de creștere diferite.

Se presupune mai întâi că la intrarea amplificatorului se aplică un semnal de forma celui din fig.5.5,a, care face ca semnalul de ieșire să aibă o viteză de variație mai mică decât SR-ul

AO, adică $\frac{AU_i}{t_i} < SR$. În acest caz semnalul de ieșire (fig.5.5,b) este capabil să urmărească semnalul de intrare, fără să apară degradări ale semnalului de ieșire.

Se presupune apoi că se aplică aceluiași amplificator un semnal de intrare de forma celui din fig.5.5,c, cu timp de creștere mult mai mic, care ar obliga semnalul de ieșire să aibă o viteză de variație mai mare decât SR-ul AO, adică $\frac{AU_i}{t_i} > SR$. Dar viteza maximă de variație a semnalului de ieșire este SR. Din această cauză, așa cum se observă pe fig.5.5,d, ieșirea nu mai poate urmări intrarea și semnalul de ieșire este degradat (rămâne în urmă), timpul real de creștere fiind t_{SR} .

În general atât banda finită cât și SR-ul afectează timpul de creștere a semnalului de ieșire. De aceea când se analizează sau se proiectează un circuit realizat cu amplificator operațional, trebuie să se țină seama de limitările datorate ambelor fenomene.

5.4.2 Efectul SR la semnal de intrare sinusoidal

Frecvența la care viteza maximă de variație a semnalului de ieșire egalează SR-ul amplificatorului operațional se numește **viteză maximă de lucru**. Pentru semnale de amplitudine mare la ieșirea amplificatorului operațional, banda de frecvență posibilă a amplificatorului este determinată de SR.

Să presupunem că semnalul sinusoidal de ieșire se exprimă sub forma:

$$u_o(t) = U_o \sin \omega t \quad (5.33)$$

unde U_o reprezintă amplitudinea sau valoarea de vârf a semnalului de ieșire iar ω , viteza unghiulară (pulsatia semnalului), exprimată în rad/s.

Viteza de variație a semnalului de ieșire înseamnă derivata în raport cu timpul a acestui semnal:

$$\frac{du_o}{dt} = \omega U_o \cos \omega t \quad (5.34)$$

Valoarea maximă a vitezei de variație are loc pentru $\cos \omega t = 1$, adică pentru $t=0$ și pentru multiplii întregi de perioadă. Astfel:

$$\left(\frac{du_o}{dt}\right)_{\max} = \omega U_o \quad (5.35)$$

Pentru ca ieșirea amplificatorului operațional să poată urmări semnalul sinusoidal de la intrare, trebuie ca SR-ul său să fie mai mare sau cel puțin egal cu viteza maximă de variație a semnalului de ieșire, adică:

$$SR \geq \left(\frac{du_o}{dt}\right)_{\max} \quad (5.36)$$

Fie f_{SR} valoarea cea mai mare de frecvență pentru care amplificatorul operațional mai poate urmări semnalul de intrare. Această frecvență se va numi **frecvență limitată de SR**. Pentru a determina expresia acestei frecvențe, în relația (5.35) se face înlocuirea $\omega = 2\pi f_{SR}$ și se trece la egalitate în relația (5.36). Rezultă:

$$f_{SR} = \frac{SR}{2\pi U_o} \quad (5.37)$$

Frecvența f_{SR} se poate considera astfel ca o estimare a frecvenței maxime de lucru a unui amplificator operațional care poate prelucra fără distorsiuni un semnal sinusoidal.

Exemplul 5.5. Valoarea tipică a SR-ului pentru amplificatorul operațional de tipul 741 este de $0,5V/\mu s$. Presupunând că la intrare se aplică un semnal treaptă, să se determine timpul de creștere datorat efectului de SR, dacă valorile finale ale semnalului de ieșire sunt: a) 0,1V, b) 1V și c) 10V.

Rezolvare: timpul de creștere se determină cu relația (5.32) și va rezulta în microsecunde:

$$t_{SR} = \frac{U_o}{0,5} [\mu s]$$

Valorile calculate se trec în **tabelul 5.2**.

Tabelul 5.2

U_o [V]	0,1	1	10
t_{SR} [μ s]	0,2	2	20

Se observă că nu se face nici o referire la valoarea amplificării circuitului. Dacă semnalul de ieșire este de 10 V (cazul c), această valoare poate fi la fel de bine tensiunea de la ieșirea unui repetor, deci un circuit cu amplificare unitară sau tensiunea de la ieșirea unui amplificator care are la intrare 1 V și deci amplificarea egală cu 10. Efectul datorat SR-ului este același deoarece valoarea de vârf a tensiunii de ieșire este aceeași în ambele cazuri. Concluzia importantă este aceea că **timpul de creștere datorat SR-ului este independent de amplificarea circuitului, depinzând numai de valoarea de vârf a tensiunii de ieșire.**

Se observă, de asemenea, că timpul de creștere datorat SR-ului este în contrast evident cu cel datorat benzii finite, deoarece în cazul timpului de creștere datorat benzii finite, amplificarea în buclă închisă afectează banda și deci și timpul de creștere.

Exemplul 5.6. Se presupune un circuit realizat cu un amplificator operațional de tipul 741, care are $SR=0,5V/\mu s$. Să se determine frecvența maximă de lucru, limitată de efectul de SR, dacă la intrare se aplică un semnal sinusoidal. Se presupune că valorile de vârf ale tensiunii de ieșire sunt: a) 0,1V, b) 1V și c) 10V.

Rezolvare: frecvența limitată de SR se determină din relația (5.37):

$$f_{SR} = \frac{0,5 \times 10^6}{2\pi U_o}$$

unde $SR=0,5V/\mu s=0,5V/10^{-6}s=0,5 \times 10^6V/s$. Valorile calculate ale frecvențelor s-au trecut în **tabelul 5.3**.

Tabelul 5.3

U_o [V]	0,1	1	10
f_{SR} [kHz]	796	79,6	7,96

Se observă că:

- frecvența maximă de lucru se află în raport invers proporțional cu valoarea de vârf a tensiunii de ieșire. Astfel sacrificiul făcut pentru a lucra cu valori mari ale tensiunii de ieșire constă în degradarea răspunsului în frecvență.
- frecvența maximă de lucru datorată SR-ului depinde de valoarea de vârf a tensiunii de ieșire și este independentă de amplificare.

5.4.3 Legătura dintre banda liniară și SR

În practică acționează simultan atât limitarea datorată benzii în buclă închisă (sau benzii liniare) cât și cea datorată SR-ului. Performanțele globale de frecvență ale circuitului pot fi mai rele decât evaluările făcute separat pentru fiecare limitare. De aceea, pentru a determina limitarea globală, se vor estima mereu cele două efecte împreună.

Fenomenul datorat valorii finite a benzii în buclă închisă se va numi **efectul benzii finite** iar cel datorat SR-ului ca **efect de SR finit**.

Analiza se împarte în funcție de tipul semnalelor prelucrate în:

- analiză pentru semnale sinusoidale și

- analiză pentru semnale tip treaptă.

Intr-o aplicație dată, pentru aprecierea performanțelor dinamice ale circuitului, se determină care tip de semnal este mai adecvat pentru analiză. De exemplu, dacă amplificatorul operațional se folosește la prelucrarea unor semnale analogice, cum ar fi semnalul audio sau cel obținut la ieșirea unui traductor, va fi mai bun tipul de analiză bazat pe semnale sinusoidale. Dacă amplificatorul operațional se folosește în aplicații digitale, în care se prelucrează semnale dreptunghiulare sau impulsuri, modul de analiză cel mai bun este cel bazat pe semnale tip treaptă. De multe ori, însă, este util să se folosească ambele tipuri de analiză.

Analiza pentru semnale sinusoidale. Se presupune că amplificatorul operațional, caracterizat în buclă deschisă de un singur pol dominant, are produsul amplificare-bandă B (egal cu frecvența corespunzătoare amplificării unitare - f_u). Atunci frecvența la -3dB în buclă închisă se scrie:

$$f_B = \frac{f_u}{K_n} = \frac{B}{K_n} \quad (5.38)$$

unde K_n reprezintă coeficientul de imperfecțiuni pentru configurația de circuit studiată.

Fie SR viteza de variație a semnalului de ieșire a amplificatorului operațional. Frecvența maximă de lucru, f_{SR} , pentru care ieșirea AO mai poate urmări intrarea este:

$$f_{SR} = \frac{SR}{2\pi U_o} \quad (5.39)$$

unde U_o reprezintă amplitudinea semnalului de ieșire (valoarea de vârf).

Fie f_{max} valoarea cea mai mare de frecvență a semnalului analogic de intrare. Pentru ca circuitul realizat cu AO să prelucreze fără distorsiuni semnalul de intrare a cărei frecvență maximă este f_{max} , trebuie să fie satisfăcute simultan inegalitățile:

$$f_B \gg f_{max} \quad (5.40a)$$

$$f_{SR} \gg f_{max} \quad (5.40b)$$

Banada la -3dB trebuie să fie mult mai mare decât f_{max} , deoarece la frecvența f_B răspunsul în buclă închisă este deja cu 3dB mai jos față de amplificarea la frecvențe joase, ceea ce poate reprezenta un dezavantaj destul de important, de exemplu, la un amplificator de precizie. Inegalitatea simplă (5.40b) ne sugerează faptul că SR-ul amplificatorului operațional trebuie să fie suficient de mare pentru ca ieșirea să urmărească și cea mai mare frecvență a semnalului de intrare.

În primul caz, deoarece banda în buclă închisă este $f_B = \frac{B}{K_n}$, inegalitatea (5.40a) se poate îmbunătăți dacă B crește sau K_n scade. Prima condiție cere utilizarea unui AO care are produsul amplificare-bandă mai mare. Cea de a doua condiție cere să se proiecteze un circuit cu o amplificare mai mică. Orice modificare ce duce la accentuarea inegalității (5.40a) va avea ca efect aplatizarea răspunsului în frecvență în buclă închisă al amplificatorului și va determina scăderea erorii de amplificare datorată efectului de bandă finită.

În al doilea caz, deoarece frecvența limitată de SR este $f_{SR} = \frac{SR}{2\pi U_o}$, inegalitatea (5.40b) se accentuează dacă se alege un amplificator operațional cu SR mai mare sau se scade valoarea de vârf a tensiunii de ieșire.

Efectul de bandă finită depinde esențial de amplificarea circuitului realizat cu AO și este independent, în cadrul funcționării liniare (fără distorsiuni de tip trunchiere), de nivelul semnalului de ieșire.

În schimb efectul de SR finit depinde esențial de nivelul semnalului de ieșire și este independent de amplificarea circuitului, atât timp cât se menține condiția de funcționare liniară.

În concluzie:

- la nivele de semnal foarte mici, factorul dominant în stabilirea domeniului maxim de frecvență a circuitului tinde să fie limitarea de bandă finită;
- la nivele mari de semnal, factorul dominant în stabilirea domeniului maxim de frecvență a circuitului tinde să fie limitarea de SR.

Analiza pentru semnale tip treaptă. Pentru semnale sinusoidale, criteriul potrivit de analiză l-a constituit răspunsul în frecvență, în timp ce pentru semnalele tip treaptă, criteriul adecvat de analiză îl reprezintă timpul de creștere.

Timpul de creștere datorat benzii finite în buclă închisă se determină cu relația:

$$t_c = \frac{0,35}{f_B} = \frac{0,35K_n}{B} \quad (5.41)$$

Timpul de creștere datorat efectului de SR este:

$$t_{SR} = \frac{U_o}{SR} \quad (5.42)$$

unde t_{SR} reprezintă timpul total în care se modifică semnalul de ieșire, în timp ce t_c reprezintă intervalul de timp în care amplitudinea semnalului se modifică între 10% și 90% din valoarea finală.

Fie t_i timpul de creștere al semnalului tip treaptă de la intrare. Pentru ca semnalul de intrare să fie reprodus fără distorsiuni trebuie ca timpul de creștere să se conserve, adică timpii adiționali introduși de amplificator să fie neglijabili. În aceste condiții, pentru reproducerea corectă a semnalului tip treaptă, trebuie să fie satisfăcute simultan inegalitățile:

$$t_c \ll t_i \quad (5.43a)$$

$$t_{SR} \ll t_i \quad (5.43b)$$

Pe măsură ce t_c se apropie de t_i , efectul unui timp de creștere adițional, introdus de amplificator, devine mai semnificativ. Timpul real de creștere a semnalului de ieșire a amplificatorului, t_o , este funcție și de t_c și de t_{SR} și se exprimă:

$$t_o = \sqrt{t_c^2 + t_{SR}^2} \quad (5.44)$$

În concluzie:

- la semnale de ieșire de nivel foarte mic, factorul de limitare a timpului de creștere tinde să fie efectul benzii finite;
- în cazul unor nivele mari ale semnalului de ieșire, factorul determinant tinde să fie SR-ul amplificatorului operațional.

Exemplul 5.7. Se consideră amplificatorul neinversor din fig.5.6, realizat cu amplificatorul operațional de tipul 741. Circuitul se folosește la amplificarea unor semnale sinusoidale. Să se estimeze limitele frecvenței de funcționare atunci când semnalul de intrare ia următoarele valori de vârf: a) 20mV și b) 500mV. Se presupune că produsul amplificare-bandă este $B=1\text{MHz}$ iar $SR=0,5\text{V}/\mu\text{s}$.

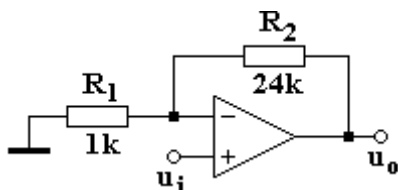


Fig. 5.6. Circuitul pentru exemplul 5.7.

Rezolvare: Trebuie să se considere atât efectul benzii finite cât și cel al SR-ului. Amplificarea în buclă închisă este:

$$A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{24k}{1k} = 25$$

Banda la -3dB în buclă închisă este:

$$f_B = \frac{B}{K_n} = \frac{1\text{MHz}}{25} = 40\text{kHz}$$

unde $K_n=A$ deoarece configurația este neînversoare.

Valoarea frecvenței f_B s-a determinat independent de amplitudinea semnalului, astfel că se poate folosi în analiza ambelor cazuri.

a) Valoarea de vârf a tensiunii de ieșire determină limitarea de SR. Pentru 20mV la intrare, rezultă la ieșire un semnal cu amplitudinea:

$$U_o = 20\text{mV} \times 25 = 500\text{mV} = 0,5\text{V}$$

Frecvența limitată de SR este:

$$f_{SR} = \frac{SR}{2\pi U_o} = \frac{0,5 \times 10^6}{2\pi \cdot 0,5} = 159,2\text{kHz}$$

Pentru a fi satisfăcute simultan inegalitățile (5.40), semnalul de intrare trebuie să aibă frecvența mai mică de 40 kHz.

b) În acest caz valoarea de vârf a tensiunii de ieșire este:

$$U_o = 0,5\text{V} \times 25 = 12,5\text{V}$$

iar frecvența limitată de SR este:

$$f_{SR} = \frac{SR}{2\pi U_o} = \frac{0,5 \times 10^6}{2\pi \cdot 12,5} = 6,366\text{kHz}$$

Pentru a fi satisfăcute simultan inegalitățile (5.40), semnalul de intrare trebuie să aibă frecvența mai mică de 6,366 kHz.

Exemplul 5.8. Se consideră amplificatorul neînversoare din **exemplul 5.7**. La intrarea circuitului se aplică semnale tip treaptă, cu amplitudinea de: a) 20mV și b) 500mV. Să se determine valorile limită ale timpului de creștere a semnalului de ieșire pentru cele două valori ale semnalului de intrare.

Rezolvare: Banda la -3dB în buclă închisă, calculată în exemplul 5.7, fiind $f_B=40\text{kHz}$, timpul de creștere corespunzător benzii finite în buclă închisă se scrie:

$$t_c = \frac{0,35}{f_B} = \frac{0,35}{4 \times 10^4} = 8,75\mu\text{s}$$

Valoarea lui t_c s-a determinat independent de amplitudinea semnalului, astfel că se poate folosi în ambele cazuri analizate.

a) Valoarea finală (maximă) a semnalului de ieșire este $U_o=0,5\text{V}$. Timpul de creștere datorat SR-ului va fi:

$$t_{SR} = \frac{U_o}{SR} = \frac{0,5\text{V}}{0,5 \times 10^6 \text{V/s}} = 1\mu\text{s}$$

Pentru a fi satisfăcute simultan inegalitățile (5.43), timpul de creștere a oricărui semnal treaptă de la intrare trebuie să fie mai mare decât $8,75\mu\text{s}$. În acest fel nu se degradează semnalul de ieșire.

b) Valoarea finală (maximă) a semnalului de ieșire este, în acest caz, $U_o=12,5\text{V}$. Timpul de creștere datorat SR-ului va fi:

$$t_{SR} = \frac{U_o}{SR} = \frac{12,5\text{V}}{0,5 \times 10^6 \text{V/s}} = 25\mu\text{s}$$

Pentru a fi satisfăcute simultan inegalitățile (5.43), timpul de creștere a oricărui semnal treaptă de la intrare trebuie să fie mai mare de $25\mu\text{s}$.

5.4.4 Determinarea vitezei de variație a semnalului de ieșire (SR)

Pentru determinarea vitezei de variație a semnalului de ieșire a unui amplificator operațional comandat cu semnal treaptă de amplitudine mare, aplicat pe intrarea înversoare, se poate utiliza modelul simplificat din fig.5.7. Se presupune că etajul de intrare este format dintr-un etaj diferențial simplu cu două tranzistoare, etajul intermediar de amplificare fiind notat cu A.

Calculul se face în ipoteza că valoarea curentului de repaus al etajului prefinal al amplificatorului operațional este mai mare decât curentul etajului de intrare.

Această ipoteză este întotdeauna îndeplinită pentru un amplificator operațional proiectat corect, situație în care viteza de variație SR va fi limitată de curentul etajului de intrare și nu de cel al etajului prefinal.

Se presupune că etajul de intrare este supracomandat, adică funcționează neliniar. Amplitudinea semnalului de intrare pentru această situație depinde de configurația etajului de intrare. Astfel, pentru un etaj de intrare diferențial simplu, ca cel din fig.5.7, semnalul de intrare care realizează supracomanda trebuie să fie mai mare de $2 \times 25\text{mV} = 50\text{mV}$, așa cum reiese din caracteristica de transfer a unui asemenea etaj. În cazul amplificatorului de tipul 741 care are patru joncțiuni bază-emitor între cele două intrări (vezi structura internă a amplificatorului 741), tensiunea de intrare de supracomandă trebuie să fie mai mare de 100mV .

Pentru amplificatoarele operaționale cu tranzistoare cu efect de câmp în etajul de intrare, tensiunea de intrare de supracomandă trebuie să fie mult mai mare, valorile ei tipice fiind cuprinse între 1 și 3V.

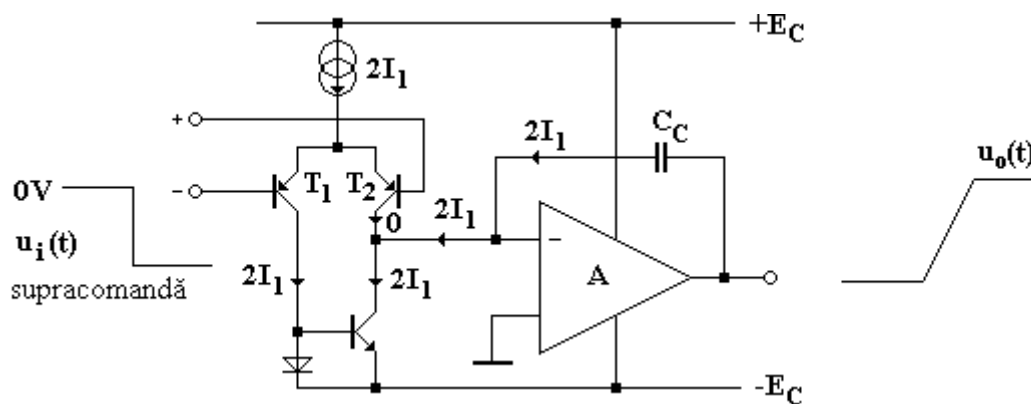


Fig. 5.7. Modelul simplificat al unui amplificator operațional comandat cu semnal treaptă de amplitudine mare pe intrarea inversoare, utilizat în calculul SR.

Pe modelul simplificat din fig.5.7 se observă că dacă etajul de intrare este supracomandat, de exemplu, prin aplicarea unui semnal treaptă negativ pe borna de intrare inversoare, etajul de intrare este adus într-un domeniu de funcționare neliniar, în care:

$$\begin{aligned} I_{c2} &= 0 \\ I_{c1} &= 2I_1 \end{aligned} \quad (5.45)$$

unde I_1 reprezintă curentul de repaus al fiecărui tranzistor al etajului diferențial de intrare. Ca urmare, curentul de ieșire maxim disponibil al etajului diferențial este tot $2I_1$. Acest curent este aplicat la intrarea circuitului de integrare format din amplificatorul A și condensatorul de compensare C_C , fiind folosit pentru încărcarea acestui condensator. Faptul că acest curent este limitat la valoarea foarte mică $2I_1$ este motivul pentru care viteza de variație a semnalului de ieșire are o valoare finită (limitată).

Tensiunea de ieșire din circuitul de integrare este:

$$u_o = \frac{1}{C_C} \int 2I_1 dt \quad (5.46)$$

și astfel viteza de variație SR va fi:

$$SR = \frac{du_o}{dt} = \frac{2I_1}{C_C} \quad (5.47)$$

Același rezultat se obține și dacă la intrare se aplică un semnal treaptă pozitiv, caz în care semnalul de ieșire va fi negativ.

Relația (5.47) arată o pantă constantă de creștere a răspunsului u_o , ceea ce este în concordanță cu rezultatele obținute experimental. Astfel pentru amplificatorul 741 care are $I_1=10\mu A$ și $C_C=30pF$ rezultă:

$$SR = \frac{du_o}{dt} = \frac{2 \times 10^{-5}}{30 \times 10^{-12}} = 0,67V / \mu s$$

Valoarea SR-ului garantată de catalog este ceva mai mică și anume $0,5V/\mu s$.

Determinarea vitezei de variație a semnalului de ieșire s-a făcut pe modelul din fig.5.7, care nu are reacție globală. Dar în regim supracomandat, pe perioada de variație a semnalului de ieșire, etajul de intrare este "blocat", prezența unui circuit global de reacție, care să aducă un semnal la intrarea AO proporțional cu semnalul de ieșire, nu afectează funcționarea circuitului pe acest interval de timp. De aceea viteza de variație a semnalului de ieșire este aceeași, indiferent dacă există sau nu reacție și depinde de valoarea condensatorului de compensare.

În cazul unui amplificator operațional, compensat intern și caracterizat în buclă deschisă de un singur pol dominant, pulsația de frângere în buclă deschisă este [5]:

$$\omega_{-3dB} = \frac{g_{m1}}{a_o C_C} \quad (5.48)$$

unde a_o reprezintă amplificarea în tensiune în buclă deschisă la frecvențe joase;

g_{m1} - transconductanța primului etaj diferențial;

C_C - capacitatea condensatorului de compensare.

Relația (5.48) arată că *frecvența de frângere a unui amplificator operațional este direct proporțională cu curentul de repaus al primului etaj diferențial și invers proporțională cu amplificarea în tensiune în domeniul frecvențelor joase și cu valoarea condensatorului de compensare.*

Dar produsul amplificare-bandă al unui amplificator operațional caracterizat în buclă deschisă de un singur pol dominant este constant, astfel că din relația:

$$a_o \omega_{-3dB} = 1 \times (2\pi f_u) \quad (5.49)$$

unde f_u este frecvența corespunzătoare amplificării unitare și utilizând și relația (5.48), se deduce că frecvența corespunzătoare amplificării unitare este:

$$f_u = \frac{g_{m1}}{2\pi C_C} \quad (5.50)$$

În acest fel se justifică forma răspunsului în frecvență al amplificatorului operațional din fig.5.1, determinat în ipoteza în care efectul condensatorului de compensare este dominant.

De exemplu, pentru amplificatorul operațional de tipul 741 pentru care $I_1=10\mu A$, $C_C=30pF$ și $a_o=200\ 000$, rezultă

$$g_{m,ef} = g_{m1} = 40 \frac{I_{C1}}{2} = 40 \frac{I_1}{2} = 0,2mA/V$$

deoarece conexiunea colector comun-bază comună a etajului diferențial de intrare al amplificatorului 741 s-a echivalat cu un tranzistor în conexiune emitor comun (vezi structura internă a amplificatorului operațional 741), care are parametrii efectivi:

$$r_{\pi,ef} = 2r_{\pi}$$

$$g_{m,ef} = -\frac{g_m}{2}$$

unde cu r_{π} s-a notat rezistența bază-emitor a tranzistoarelor care alcătuiesc etajul diferențial de intrare iar cu g_m transconductanța tranzistoarelor, presupuse identice.

Rezultă că valoarea frecvenței corespunzătoare amplificării unitare este:

$$f_u = B = \frac{g_{m,ef}}{2\pi C_C} = \frac{0,2 \times 10^{-3}}{2\pi 30 \times 10^{-12}} \cong 1MHz$$

iar frecvența de frângere a caracteristicii:

$$f_{-3dB} = \frac{B}{a_o} = \frac{10^6}{2 \times 10^5} = 5 \text{ Hz}$$

așa cum s-a arătat deja.

5.4.5 Metode de creștere a vitezei de variație a semnalului de ieșire

Pentru examinarea metodelor de creștere a SR-ului, prin combinarea relațiilor (5.47) și (5.50) rezultă:

$$SR = 2\pi f_u \frac{2I_1}{g_{m1}} \quad (5.51)$$

unde I_1 reprezintă curentul de repaus al tranzistoarelor etajului de intrare iar g_{m1} panta acestui etaj.

Pentru un etaj de intrare diferențial simplu

$$g_{m1} = \frac{qI_1}{kT}$$

astfel încât:

$$\frac{I_1}{g_{m1}} = \frac{kT}{q}$$

și expresia vitezei de variație a semnalului de ieșire se scrie:

$$SR = 2\pi f_u \frac{kT}{q} \quad (5.52)$$

Se observă că pentru o frecvență f_u dată, SR este independent de valoarea curentului de polarizare a tranzistoarelor din etajul diferențial de intrare.

1. Deci, o primă metodă de creștere a vitezei de variație a semnalului de ieșire, în cazul unui amplificator operațional cu etaj de intrare simplu, constă în creșterea frecvenței corespunzătoare amplificării unitare, f_u . Aceasta la rândul ei depinde de frecvențele caracteristice ale tranzistoarelor conținute în circuitul integrat și deci în cele din urmă de procesul tehnologic. De aceea, creșterea frecvenței f_u implică modificarea procesului tehnologic de fabricație a circuitului integrat. Soluția este costisitoare.
2. Relația (5.51) arată că viteza de variație a semnalului de ieșire se poate mări prin reducerea pantei g_{m1} a etajului de intrare, în condițiile păstrării aceluiași curent de repaus. Această a doua metodă de creștere a SR se poate realiza, de exemplu, introducând niște rezistoare în serie cu emitoarele tranzistoarelor din etajul diferențial de intrare (degenerare în emitor) sau utilizând în etajul de intrare tranzistoare cu efect de câmp cu joncțiune, care la curent de polarizare identic cu cel al tranzistoarelor bipolare au panta mai mică. Îmbunătățiri similare se obțin și dacă se folosesc în etajul de intrare tranzistoare MOS.

5.5 Stabilitatea amplificatoarelor cu reacție

Din formula generală a amplificării cu reacție negativă:

$$A(j\omega) = \frac{a(j\omega)}{1 + a(j\omega)b(j\omega)} \quad (5.53a)$$

în cazul circuitului neinversor sau

$$A(j\omega) = -\frac{[1 - b(j\omega)]a(j\omega)}{1 + a(j\omega)b(j\omega)} \quad (5.53b)$$

în cazul circuitului inversor, rezultă că pentru transmisia pe buclă:

$$T(j\omega) = a(j\omega)b(j\omega) = -1 \quad (5.54)$$

reacția devine pozitivă și $A(j\omega) \rightarrow \infty$, amplificatorul devenind instabil. În amplificatoarele reale acest fapt înseamnă trecerea în regim autooscilant în care există semnal la ieșire când cel de intrare este nul. Chiar dacă în bandă amplificatorul cu reacție este stabil, el poate deveni instabil

(oscilează) în domeniul frecvențelor joase și înalte din cauza defazajelor introduse de amplificator și circuitul de reacție.

Dacă în relațiile (5.53) se trece de la $j\omega$ la variabila s , se poate afirma că *amplificatorul este stabil* dacă numitorul din fiecare relație (5.53) nu are rădăcini în dreapta axei imaginare, sau la limită pe această axă. În caz contrar, la trecerea în domeniul timp, s-ar găsi pentru semnalul de ieșire componente oscilante cu amplitudine crescătoare în timp sau componente aperiodice crescătoare, care duc amplificatorul într-o stare limită de echilibru ce nu mai corespunde funcției de amplificare normală. Același lucru rezultă dacă se aplică **criteriul de stabilitate Nyquist**.

Stabilitatea unui amplificator operațional se poate studia și cu ajutorul diagramelor Bode. Dacă se notează cu φ_a faza amplificării în buclă deschisă, cu φ_b faza inversului factorului de reacție și se utilizează reprezentarea sub forma exponențială a numerelor complexe, condiția critică (5.54) se scrie:

$$T(j\omega) = a(j\omega)b(j\omega) = |T(j\omega)| \exp(j\varphi_T) = 1 \cdot \exp(-j\pi) \quad (5.55)$$

de unde:

$$a(j\omega) = \frac{1}{b(j\omega)} \exp(-j\pi) \quad (5.56)$$

sau

$$|a(j\omega)| \exp(j\varphi_a) = \left| \frac{1}{b(j\omega)} \right| \exp(j\varphi_b) \exp(-j\pi) \quad (5.57)$$

Din relația (5.57) rezultă condiția de amplitudine în situația critică:

$$|a(j\omega)| = \left| \frac{1}{b(j\omega)} \right| \quad (5.58)$$

și condiția de fază în situația critică:

$$\exp(j\varphi_a) = \exp(j\varphi_b) \exp(-j\pi) \quad (5.59a)$$

exprimată și prin relațiile echivalente:

$$\varphi_a - \varphi_b = -180^\circ \quad (5.59b)$$

sau

$$\varphi_a = -180^\circ \quad (5.59c)$$

dacă factorul de reacție este constant (nu depinde de frecvență și deci $\varphi_b=0$).

Amplificatorul cu reacție este stabil dacă relația (5.58) se îndeplinește pentru $|\varphi_a - \varphi_b| \leq 180^\circ$ sau $|\varphi_a| \leq 180^\circ$, dacă factorul de reacție este constant. Cu alte cuvinte, dacă intersecția celor două caracteristici de frecvență, $a(f)$ și $1/b(f)$ are loc pentru o frecvență, notată f_0 , pentru care se găsește pe caracteristica de fază că $|\varphi_a - \varphi_b| \leq 180^\circ$ sau $|\varphi_a| \leq 180^\circ$, atunci amplificatorul este teoretic stabil.

Marginea de fază. Condiția de stabilitate exprimată pentru $|\varphi_a - \varphi_b| \leq 180^\circ$ sau $|\varphi_a| \leq 180^\circ$, presupune evaluarea abaterii fazei transmisiei pe buclă față de 180° . Mărimea care arată cât este această abatere se numește **margine de fază** (prescurtat **mf**), definită cu ajutorul relației:

$$mf = [\varphi_a(f_0) - \varphi_b(f_0)] + 180^\circ \quad (5.60a)$$

sau

$$mf = \varphi_a(f_0) + 180^\circ \quad (5.60b)$$

dacă factorul de reacție este real.

În funcție de semnul marginii de fază, evaluată pentru frecvența f_0 corespunzătoare intersecției dintre curbele $a(f)$ și $1/b$, **criteriul de stabilitate** se exprimă astfel: **sistemul în buclă închisă este stabil dacă marginea de fază este pozitivă ($mf > 0$) și instabil dacă marginea de fază este negativă ($mf < 0$).**

În general circuitul integrat al unui amplificator operațional are o funcție de transfer de tip proporțional și cel mult trei constante de timp semnificative (trei poli), caracteristicile Bode fiind reprezentate în fig.5.8. Evaluarea stabilității s-a făcut în funcție de modulul amplificării în buclă închisă și nu pentru inversul factorului de reacție, deoarece, se observă din relațiile (5.53) că dacă $a(j\omega) \rightarrow \infty$, atunci modulul amplificării în buclă închisă devine egal cu $|1/b|$, la amplificatorul neinversor, respectiv $|(1/b)-1|$, la amplificatorul inversor.

Să considerăm câteva valori pentru $(1/b) \geq 10$ (tabelul 5.4). În ultima coloană a tabelului s-a trecut diferența dintre modulul amplificării în buclă închisă a circuitului inversor și inversul factorului de reacție, ambele mărimi fiind exprimate în dB.

Tabelul 5.4

1/b	A		A [dB]		$\Delta A $ [dB]
	neinversor	inversor	neinversor	inversor	
10	10	9	20	19,08	-1,02
30	30	29	29,5	29,2	-0,3
100	100	99	40	39,9	-0,1

Se observă că abaterea maximă între modulul amplificării în buclă închisă și inversul factorului de reacție este egală cu -1dB. Astfel, dacă $(1/b) \geq 10$, atunci indiferent dacă amplificatorul este inversor sau neinversor, se poate utiliza, pentru evaluarea stabilității, modulul amplificării în buclă închisă în loc de inversul factorului de reacție.

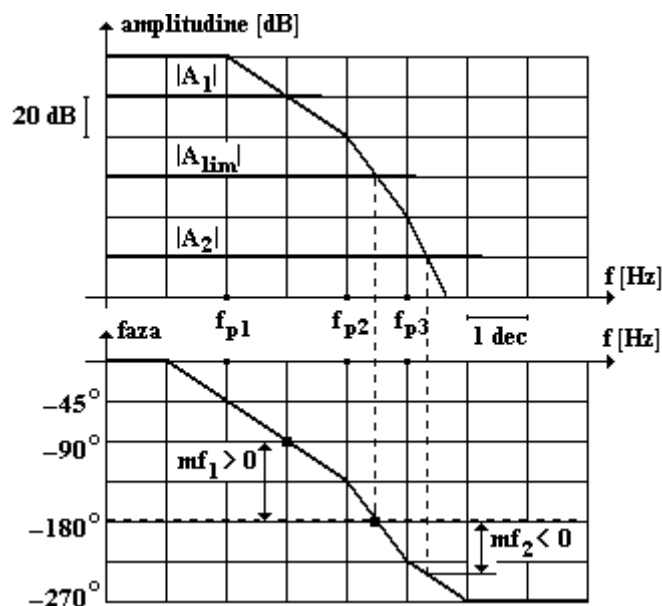


Fig. 5.8. Ilustrarea dependenței dintre valoarea amplificării în buclă închisă și stabilitatea amplificatorului.

Analizând fig.5.8, se observă că:

- dacă frecvența f_0 corespunde zonei în care panta caracteristicii $a(f)$ este de -60dB/dec (pentru amplificarea în buclă închisă A_2), sistemul este instabil deoarece marginea de fază este negativă, $mf_2 < 0$;
- dacă f_0 se găsește în zona în care panta are -20dB/dec (pentru amplificarea A_1), sistemul este stabil deoarece marginea de fază este pozitivă, $mf_1 > 0$;
- există o amplificare a sistemului în buclă închisă, corespunzătoare unei amplitudini $|a(f_0)| = |A_{lim}|$, în zona cu panta de -40dB/dec, la limita de stabilitate deoarece $mf = 0$.

Prin urmare sistemul este stabil dacă $|A| > |A_{lim}|$ și instabil dacă $|A| < |A_{lim}|$.

În general panta de -40dB/dec indică o rezervă de stabilitate mică. Chiar dacă $|A| > |A_{lim}|$, o micșorare accidentală a amplificării în buclă închisă sub valoarea A_{lim} sau alte influențe parazite, pot determina ușor instabilitatea circuitului.

Alte condiții practice:

- dacă $|a(f)|$ ar avea panta -20dB/dec , pe întreg domeniul pentru care $|a|>1$, rezerva de stabilitate ar fi suficient de mare pentru orice amplificarea A în buclă închisă, chiar în prezența unor influențe parazite sau sarcini capacitive. Cu alte cuvinte, condiția de mai sus asigură o *stabilitate necondiționată* a sistemului în buclă închisă;
- sistemul care asigură stabilitatea circuitului repetor ($|A|=1$), asigură stabilitatea pentru orice alt raport de amplificare ($|A|>1$);
- dacă se dorește extinderea domeniului de stabilitate pentru amplificări mai mici decât A_{lim} , trebuie introduse elemente de corecție care să compenseze polii de ordin superior. Pentru a fi realizabile practic astfel de compensări, funcția de transfer a amplificatorului operațional trebuie să aibă cel mult 3 poli, deci panta caracteristicii $|a(f)|$ trebuie să fie cel mult de -60dB/dec .

La o mare parte din amplificatoarele operaționale uzuale (LM101, LM108, $\mu\text{A}741$) se realizează o compensare internă sau externă, care asigură o funcție de transfer caracterizată de un singur pol. La aceste tipuri de amplificatoarele operaționale, stabilitatea este asigurată pentru majoritatea circuitelor de amplificare, chiar în prezența unor cuplaje parazite sau a unor sarcini puternic capacitive.

Practic, **analiza stabilității cu ajutorul caracteristicilor Bode** se face astfel:

1. Pentru amplificatorul operațional utilizat se desenează pe hârtie milimetrică mai întâi caracteristica de amplitudine, după ce s-au extras din catalog valorile pentru amplificarea în buclă deschisă la joasă frecvență și frecvențele corespunzătoare polilor amplificatorului în buclă deschisă;
2. Din aplicația concretă se determină $b(f)$ sau b (pentru factor de reacție constant) și se trece pe caracteristica de amplitudine desenată anterior curba corespunzătoare inversului factorului de reacție;
3. Sub caracteristica de amplitudine se desenează caracteristica de fază $\varphi_a - \varphi_b$ sau φ_a (dacă factorul de reacție este constant);
4. Pe caracteristica de amplitudine se determină valoarea frecvenței f_0 pentru care se intersectează curbele $a(f)$ și $1/b(f)$ sau $1/b$, dacă factorul de reacție este constant;
5. Pe caracteristica de fază se determină marginea de fază și conform criteriului de stabilitate enunțat, se apreciază stabilitatea circuitului.

Exemplul 5.9. Se consideră un circuit neinversor cu amplificarea la frecvențe joase și în buclă închisă, $A=10$. Amplificatorul operațional este caracterizat în buclă deschisă de amplificarea $a_0=80\text{dB}$ și are trei poli reali, negativi, cărora le corespund frecvențele $f_{p1}=5\text{kHz}$, $f_{p2}=20\text{kHz}$ și $f_{p3}=500\text{kHz}$. Să se studieze stabilitatea circuitului.

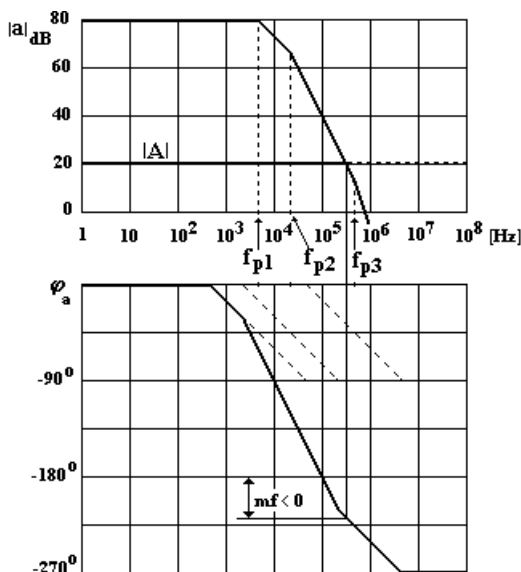


Fig. 5.9. Caracteristicile Bode pentru amplificatorul neinversor din exemplul 5.9.

Rezolvare: Pentru studiul stabilității circuitului se utilizează caracteristicile Bode din fig.5.9. Pe caracteristica de amplitudine s-a trasat orizontala de ordonată 20dB, corespunzătoare amplificării în buclă închisă $A=10$, deoarece la configurația neinversoare $A=1/b$. Frecvența la care se intersectează curbele $a(f)$ și $1/b$ este de aproximativ 300 kHz (fig.5.9).

Caracteristica de fază a transmisiei pe buclă este identică cu cea a amplificării în buclă deschisă deoarece factorul de reacție este real ($\varphi_b=0$). Pe caracteristica de fază se observă că pentru $f_0=300\text{kHz}$, marginea de fază este negativă, deci amplificatorul operațional este instabil. Cu alte cuvinte, amplificatorul operațional caracterizat prin mărimile date în enunț, în momentul în care este conectat într-o buclă de reacție negativă care asigură o amplificare egală cu 10, oscilează. Asta înseamnă că la simpla alimentare cu tensiune a circuitului realizat cu acest amplificator operațional, în circuit apar oscilații, chiar în absența semnalului de intrare.

Așa cum se observă pe fig.5.9, marginea de fază este nulă pentru o amplificare în buclă închisă egală cu 100 (40dB). Deci amplificatorul în buclă închisă este stabil pentru amplificări mai mari decât 100. Se va vedea mai târziu, că pentru ca amplificatorul să fie sigur stabil trebuie să se considere o margine de fază de 45° sau chiar 60° .

Exemplul 5.10. Se presupune că amplificatorul operațional din exemplul 5.9 se conectează într-o buclă de reacție care are factorul de reacție dependent de frecvență, având un pol și un zero la care corespund frecvențele $f_p^b = 100\text{Hz}$ și $f_z^b = 10\text{kHz}$, iar amplificarea în buclă închisă la joasă frecvență este de 20dB. Să se studieze stabilitatea circuitului.

Rezolvare: Deoarece factorul de reacție este dependent de frecvență, marginea de fază se determină cu relația (5.60a). Caracteristicile Bode se prezintă în fig.5.10. Se observă că pentru $1/b(j\omega)$ polul lui $b(j\omega)$ devine zero iar zeroul lui $b(j\omega)$ devine pol.

Din fig.5.10 se observă că marginea de fază este pozitivă, deci circuitul este teoretic stabil.

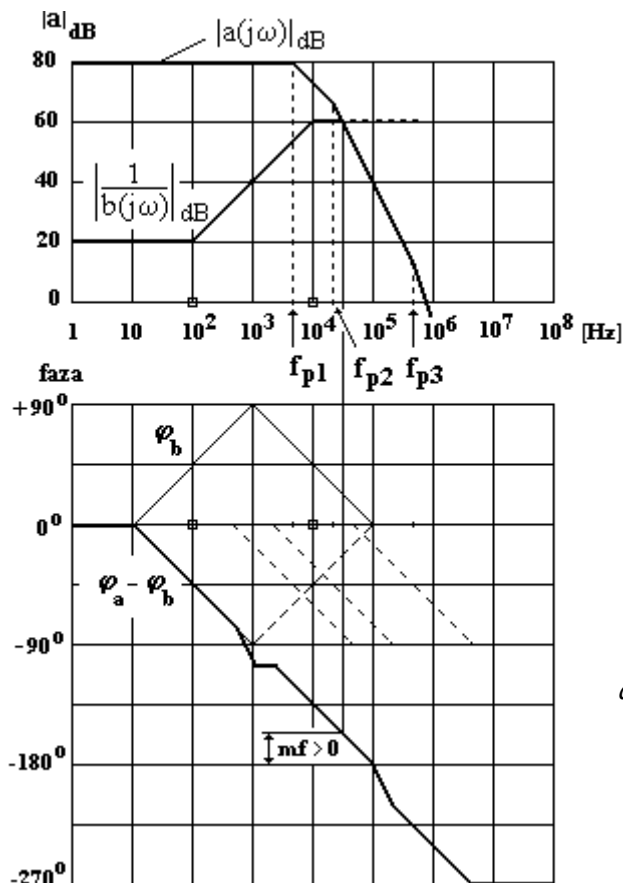


Fig. 5.10. Caracteristicile Bode pentru amplificatorul neinversor din exemplul 5.10.

5.6 Compensarea în frecvență a amplificatoarelor cu reacție

În cazul amplificatorului operațional cu funcția de transfer din fig.5.8 se observă că pe măsură ce reacția se accentuează (b crește sau $1/b$ scade), marginea de fază devine egală cu zero sau chiar negativă ceea ce face ca circuitul să oscileze. Rezultă că în cazul în care acest amplificator va fi utilizat într-o buclă de reacție negativă care asigură o amplificare în buclă închisă mai mică decât $|A_{lim}|$, va fi necesar să se introducă unele modificări în circuit pentru a crește marginea de fază. Acest proces de modificare a circuitului este denumit *compensare*. Modificările care se fac în circuit constau în utilizarea unor rețele de compensare pasive, alcătuite din condensatoare și rezistoare.

Se pot folosi mai multe metode de compensare a răspunsului în frecvență al amplificatoarelor operaționale în vederea asigurării stabilității. Acestea se clasifică după natura rețelelor utilizate pentru compensarea fazei și după modul de modificare a benzii amplificatorului compensat.

5.6.1 Rețele de compensare

a) **Rețeaua de întârziere a fazei** este reprezentată în fig.5.11. Răspunsul rețelei de întârziere este:

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega CR} = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}}, \quad \omega_p = \frac{1}{RC} \quad (5.61)$$

Denumirea de rețea de întârziere provine de la faptul că *tensiunea de ieșire este defazată în urma tensiunii de intrare*.

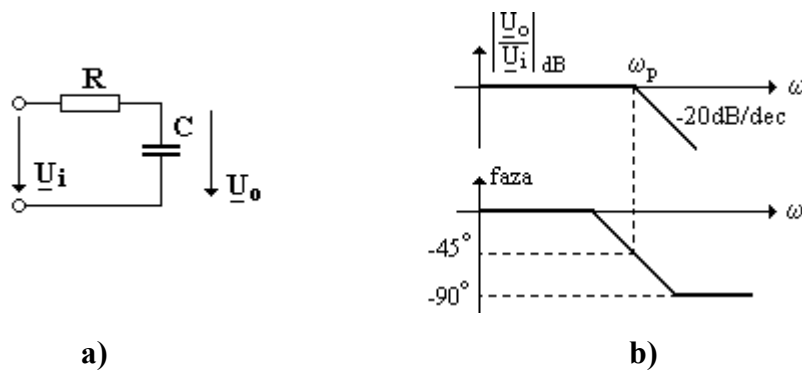


Fig. 5.11. Rețea de întârziere a fazei.
(a) Schema rețelei. (b) Caracteristicile Bode.

b) **Rețeaua modificată de întârziere a fazei** (rețea de întârziere-avans) și caracteristicile Bode ale acestei rețele sunt reprezentate în fig.5.12. Răspunsul rețelei este de forma:

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{R_2 + \frac{1}{j\omega C}}{R_1 + R_2 + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1 + j\omega CR_2}{1 + j\omega C(R_1 + R_2)} = \frac{1 + j\frac{\omega}{\omega_z}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_p}} \quad (5.62)$$

unde pulsațiile corespunzătoare zeroului și polului sunt:

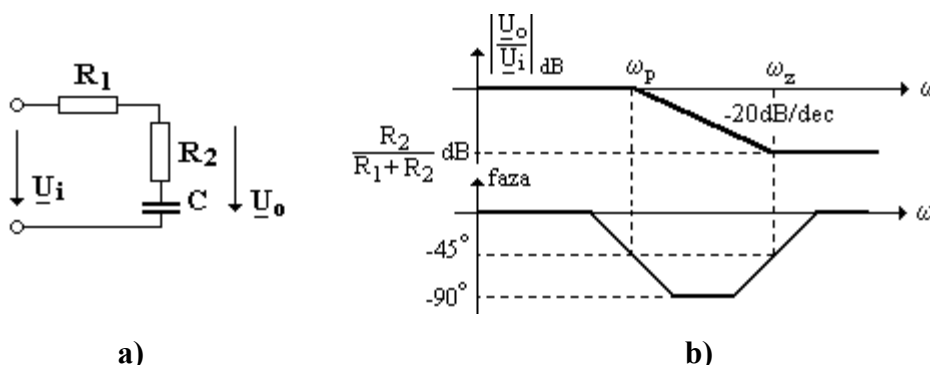
$$\omega_z = \frac{1}{R_2 C} \quad (5.63)$$

$$\omega_p = \frac{1}{(R_1 + R_2) C}$$

Se observă că

$$\frac{\omega_z}{\omega_p} = \frac{1}{R_2 C} \cdot \frac{(R_1 + R_2)C}{1} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} > 1 \tag{5.64}$$

deci rețeaua are în răspuns mai întâi polul (întârziere de fază) și apoi zero, de unde denumirea de rețea de întârziere-avans.



a) **Fig. 5.12.** Rețea modificată de întârziere a fazei.
 (a) Schema rețelei. (b) Caracteristicile Bode.

c) Rețeaua de avans a fazei este dată în fig.5.13. Răspunsul rețelei este:

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{R_2}{R_2 + (R_1 \parallel \frac{1}{j\omega C})} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + j\omega CR_1}{1 + j\omega C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} = \frac{\omega_z}{\omega_p} \cdot \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_z}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} \tag{5.65}$$

unde pulsațiile corespunzătoare zeroului și polului sunt:

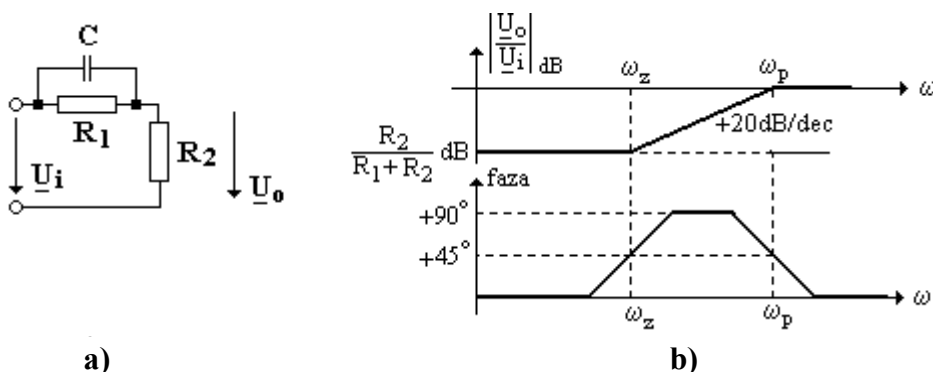
$$\omega_z = \frac{1}{CR_1} \tag{5.66}$$

$$\omega_p = \frac{1}{C(R_1 \parallel R_2)}$$

Se observă că

$$\frac{\omega_z}{\omega_p} = \frac{1}{CR_1} \cdot \frac{C(R_1 \parallel R_2)}{1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} < 1 \tag{5.67}$$

deci rețeaua are are în răspuns mai întâi un zero și apoi un pol. Tensiunea de ieșire este defazată înaintea tensiunii de intrare, de unde provine și denumirea de rețea de avans a fazei.



a) **Fig. 5.13.** Rețea de avans a fazei.
 (a) Schema rețelei. (b) Caracteristicile Bode.

5.6.2 Metode de compensare

a) Compensarea cu întârziere de fază introduce un pol suplimentar în caracteristica de transfer în buclă deschisă a amplificatorului operațional. Frecvența corespunzătoare acestui pol este mult mai mică decât a polilor inițiali. Răspunsul în frecvență al amplificatorului compensat este hotărât de polul suplimentar, numit din această cauză pol dominant, de unde compensarea cu întârziere de fază se mai numește și **metoda polului dominant**.

Frecvența corespunzătoare polului dominant se determină astfel ca pentru primul pol inițial al amplificatorului marginea de fază să fie de 45° . Grafic, frecvența polului dominant se găsește astfel:

- se determină punctul de intersecție dintre verticala dusă prin punctul corespunzător primului pol inițial și orizontala de ordonată egală cu amplificarea în buclă închisă;
- din acest punct se construiește, spre stânga, o dreaptă cu panta de -20dB/dec ;
- la intersecția dintre această dreaptă și orizontala de ordonată a_o se află frecvența polului dominant.

Metoda grafică prezentată mai sus este valabilă doar dacă frecvențele primilor doi poli ai amplificatorului îndeplinesc condiția $f_{p2}/f_{p1} \geq 10$. În caz contrar, deoarece marginea de fază, în condițiile introducerii polului dominant, este 45° pentru o frecvență f_{echiv} mai mică decât cea corespunzătoare primului pol ($f_{echiv} < f_{p1}$), în construcția grafică se pornește de la această frecvență, determinată cu relația:

$$f_{echiv} = \sqrt{\frac{f_{p1} \cdot f_{p2}}{10}}, \text{ dacă } \frac{f_{p2}}{f_{p1}} < 10 \quad (5.68)$$

Analitic, valoarea frecvenței polului dominant se află știind că produsul amplificare bandă este constant pentru orice amplificator operațional pe porțiunea caracteristicii de frecvență cu panta de -20dB/dec . La frecvențe joase deci și la frecvența corespunzătoare polului dominant, f_{pD} , amplificarea este a_o , iar la frecvența f_{p1} sau f_{echiv} , amplificarea este egală cu valoarea în buclă închisă, A . Cu aceste observații se obține:

$$f_{pD} = \frac{A \cdot f_{p1}}{a_o}, \text{ dacă } f_{p2}/f_{p1} \geq 10 \quad (5.69a)$$

sau

$$f_{pD} = \frac{A \cdot f_{echiv}}{a_o}, \text{ dacă } f_{p2}/f_{p1} < 10 \quad (5.69b)$$

În fig.5.14 se prezintă câteva exemple de circuite de compensare care utilizează metoda polului dominant.

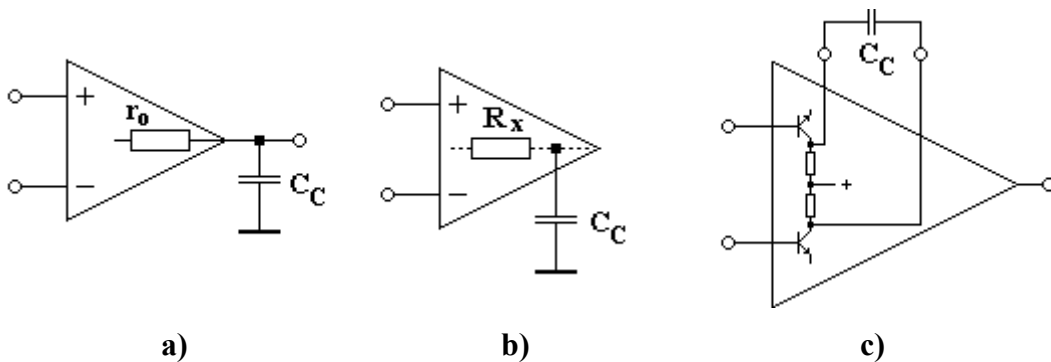


Fig. 5.14. Circuite pentru compensarea cu întârziere de fază.

(a) compensare cu condensator conectat la ieșire. (b) compensare pe etajul prefinal.

(c) compensare pe etajul diferențial de intrare.

Dezavantajul metodei polului dominant constă în aceea că scade banda în buclă închisă a amplificatorului compensat, fiind egală cu f_{p1} sau f_{echiv} , în funcție de relația dintre f_{p1} și f_{p2} .

Alt dezavantaj provine din faptul că pentru condensatorul de compensare rezultă valori mari, acesta trebuind să fie neelectrolitic.

Acest ultim dezavantaj este pus cel mai bine în evidență de circuitul din fig.5.14,a. Metoda de compensare este simplă, amplificatorul nu trebuie prevăzut cu borne speciale pentru compensare, dar pentru condensatorul de compensare C_C rezultă valori relativ mari deoarece rezistența de ieșire r_o are valori mici. De exemplu dacă se consideră $r_o=100\Omega$ iar frecvența polului dominant este $f_{pD}=100\text{Hz}$, rezultă pentru condensatorul de compensare valoarea:

$$C_C = \frac{1}{2\pi f_{pD} r_o} = \frac{1}{2\pi \cdot 100 \cdot 100} = 15,9\mu F$$

Pentru a reduce valoarea condensatorului de compensare, uneori este posibilă conectarea unei rezistențe la ieșirea amplificatorului, înainte de condensatorul de compensare.

În fig.5.14,b se prezintă o altă modalitate de compensare prin metoda polului dominant. Se utilizează o terminală suplimentară a amplificatorului, condensatorul C_C conectându-se în etajul prefinal unde, intern, rezistența este de valoare mai mare decât r_o . Se poate folosi, de exemplu, terminala de ieșire de la colectorul unui tranzistor încărcat cu un etaj Darlington sau cu un repetor pe emitor. În această situație rezultă pentru condensatorul C_C valori mai mici decât în cazul discutat anterior.

A treia modalitate constă în compensarea pe etajul diferențial de intrare prin conectarea condensatorului C_C în paralel între colectoarele tranzistoarelor din acest etaj.

Pentru a elimina dezavantajul îngustării benzii de frecvență a amplificatorului compensat se poate aplica **metoda deplasării spre frecvențe mai joase a primului pol** a amplificatorului. Determinarea grafică a frecvenței polului deplasat se face ca la metoda polului dominant, cu deosebirea că se pornește de la frecvența f_{p2} , dacă $f_{p3}/f_{p2} \geq 10$ sau de la o frecvență echivalentă

$$f'_{echiv} = \sqrt{\frac{f_{p2} \cdot f_{p3}}{10}}, \text{ dacă } f_{p3}/f_{p2} < 10.$$

Analitic, frecvența polului deplasat, f'_{p1} , se determină cu una din relațiile:

$$f'_{p1} = \frac{A \cdot f_{p2}}{a_o}, \text{ dacă } f_{p3}/f_{p2} \geq 10 \quad (5.70a)$$

$$f'_{p1} = \frac{A \cdot f'_{echiv}}{a_o}, \text{ dacă } f_{p3}/f_{p2} < 10 \quad (5.70b)$$

b) Compensarea cu avans de fază. Schemele folosite în mod obișnuit pentru compensarea cu rețele cu avans de fază sunt reprezentate în fig.5.15. Cea mai folosită este schema din fig.5.15,a care nu are nevoie de terminale suplimentare pentru conectarea condensatorului de compensare.

Aplicând relația (5.65) la fig.5.15,a, se obține pentru factorul de reacție expresia:

$$b_c(j\omega) = \frac{R_1}{R_1 + R_r} \cdot \frac{1 + j\omega C_C R_r}{1 + j\omega C_C (R_1 \parallel R_r)} = b_o \frac{1 + j \frac{\omega}{\omega_z}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_p}} \quad (5.71)$$

unde cu b_c s-a notat factorul de reacție al amplificatorului compensat iar cu b_o - factorul de reacție la frecvențe joase.

Pulsațiile corespunzătoare polului și zeroului funcției de transfer a factorului de reacție îndeplinesc condiția:

$$\frac{\omega_p}{\omega_z} = \frac{R_1 + R_r}{R_1} = \frac{1}{b_o} \approx A_o \quad (5.72)$$

Dacă se compensează un amplificator caracterizat de trei poli, zeroul ω_z introdus de rețeaua de compensare se ia de obicei egal cu ω_2 al amplificatorului.

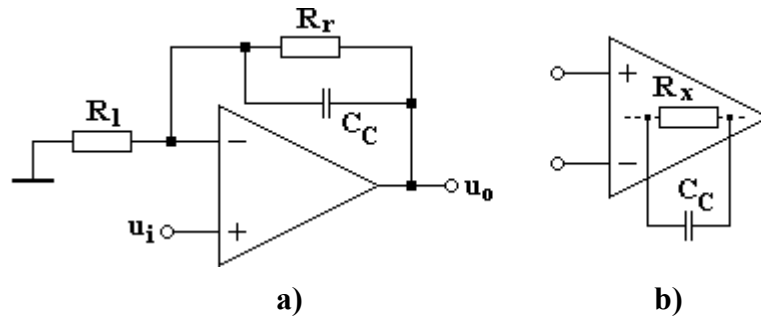


Fig. 5.15. Circuite pentru compensarea cu avans de fază.
 (a) compensare cu condensator conectat în paralel cu R_f .
 (b) compensare cu condensator conectat în paralel în etaj prefinal.

În cazul folosirii compensării cu avans de fază nu se poate asigura funcționarea stabilă în regim de repetor (reacție totală), exceptând amplificatoarele care au valori foarte mici ale amplificării în buclă deschisă.

De asemenea, la stabilirea rezervelor de fază și de amplitudine apar dificultăți din cauza faptului că pulsațiile polului și zeroului nu sunt independente, ceea ce constituie un dezavantaj al metodei de compensare cu avans de fază.

c) Compensarea cu rețele de întârziere-avans de fază cuprinde toate corecțiile care introduc poli și zerouri în răspunsul amplificatorului compensat, cu condiția ca prima dată să fie introdus un pol, o întârziere de fază, în sensul de creștere a frecvenței.

În cadrul acestei metode sunt considerate în mod obișnuit compensările cu rețea de întârziere a fazei, combinațiile rețea de întârziere-rețea de avans a fazei, rețea modificată de întârziere a fazei, compensarea Miller.

În fig.5.16 se prezintă soluții de circuit pentru compensarea cu întârziere-avans de fază.

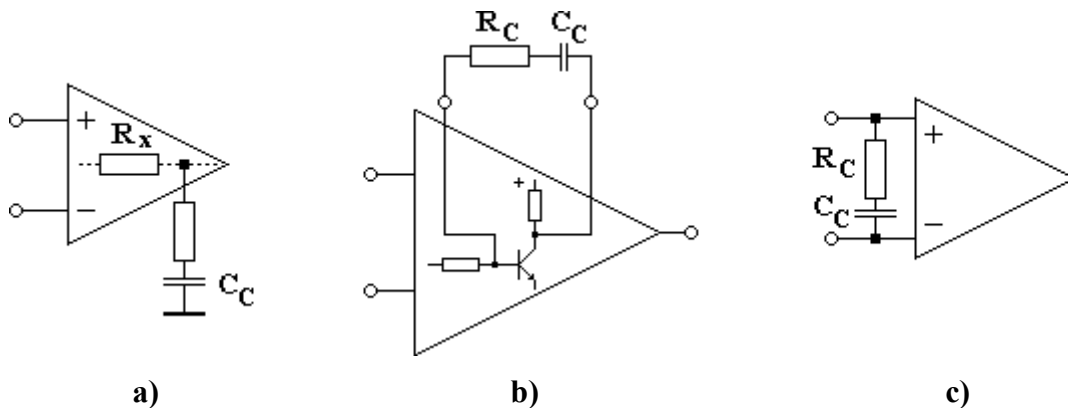


Fig.5.16. Soluții de circuit pentru compensarea cu întârziere-avans de fază:
 (a), (b) compensare cu rețea modificată de întârziere a fazei.
 (c) rețea modificată de întârziere a fazei conectată în circuitul de intrare.

Exemplul 5.11. Se consideră amplificatorul operațional din exemplul 5.9. Amplificatorul în buclă închisă fiind instabil să se compenseze prin metoda polului dominant, astfel încât marginea de fază să fie de 45° .

Rezolvare: Frecvențele corespunzătoare celor trei poli ai amplificatorului sunt: $f_{p1}=5\text{kHz}$, $f_{p2}=20\text{kHz}$ și $f_{p3}=500\text{kHz}$. Deoarece $f_{p2}/f_{p1}<10$, rezultă că marginea de fază va fi de 45° la o frecvență f_{echiv} mai mică decât f_{p1} . Frecvența echivalentă f_{echiv} se determină cu relația (5.68):

$$f_{echiv} = \sqrt{\frac{5 \cdot 20}{10}} = 3,16kHz$$

Metoda grafică de determinare a frecvenței polului dominant este ilustrată în fig.5.17.

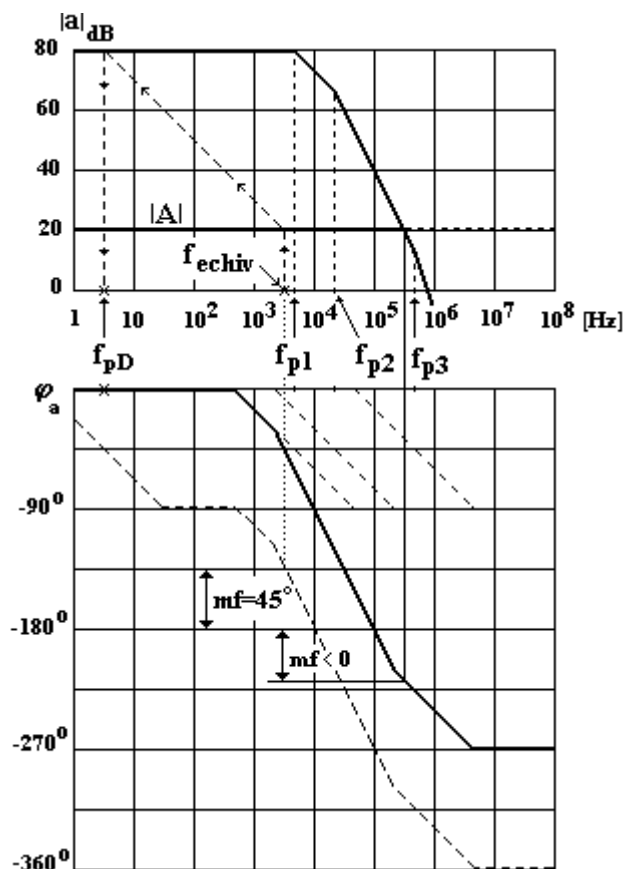


Fig. 5.17. Caracteristicile Bode pentru circuitul din exemplul 5.11, compensat prin metoda polului dominant.

Pe caracteristicile Bode din fig.5.17 s-au trasat cu linie întreruptă noile caracteristici de amplitudine și fază ale amplificatorului compensat. Pe caracteristica de fază se observă că se ajunge până la -360° deoarece, prin introducerea polului dominant, funcția de transfer a amplificatorului compensat este caracterizată prin 4 poli. De asemenea, se observă că în dreptul frecvenței f_{echiv} , care este totodată egală cu banda de frecvență a amplificatorului compensat, marginea de fază este de 45° . De pe caracteristica de amplitudine se vede că înainte de compensare banda de frecvență a amplificatorului în buclă închisă era de aproximativ 300kHz, dar în această situație amplificatorul era instabil. Prin aplicarea metodei polului dominant, amplificatorul nu mai oscilează dar banda de frecvență s-a redus foarte mult, ajungând la valoarea de aproximativ 3kHz, ceea ce constituie o limitare severă.

În urma construcției grafice, rezultă că frecvența polului dominant este de aproximativ 3Hz deoarece $\lg 3 = 0,5$.

Rezultatul obținut se poate verifica analitic cu ajutorul relației (5.69b):

$$f_{pD} = \frac{A \cdot f_{echiv}}{a_o} = \frac{10 \cdot 3,16 \cdot 10^3}{10^4} = 3,16Hz$$

Exemplul 5.12. Se consideră amplificatorul operațional din exemplul 5.9. Amplificatorul în buclă închisă fiind instabil să se compenseze prin metoda deplasării spre frecvențe mai mici a primului pol al amplificatorului operațional astfel încât marginea de fază să fie de 45° .

Rezolvare: Frecvențele corespunzătoare celor trei poli ai amplificatorului sunt: $f_{p1}=5kHz$, $f_{p2}=20kHz$ și $f_{p3}=500kHz$. Deoarece $f_{p3}/f_{p2} > 10$, construcția grafică pornește de la frecvența f_{p2} și este prezentată în fig.5.18. Cu linie întreruptă s-au trasat noile caracteristici de amplitudine și fază ale amplificatorului compensat. Se observă că numărul de poli ai amplificatorului

compensat este egal tot cu 3, deoarece primul pol s-a deplasat spre frecvențe joase. De asemenea, pe caracteristica de fază se observă că pentru frecvențe mai mari de 30kHz, caracteristica amplificatorului compensat se confundă cu cea a amplificatorului necompensat. De pe caracteristica de amplitudine din fig.5.18 rezultă că frecvența polului deplasat este $f'_{p1} = 20\text{Hz}$.

Analitic, frecvența polului deplasat se determină cu relația (5.70a):

$$f'_{p1} = \frac{10 \cdot 20 \cdot 10^3}{10^4} = 20\text{Hz}$$

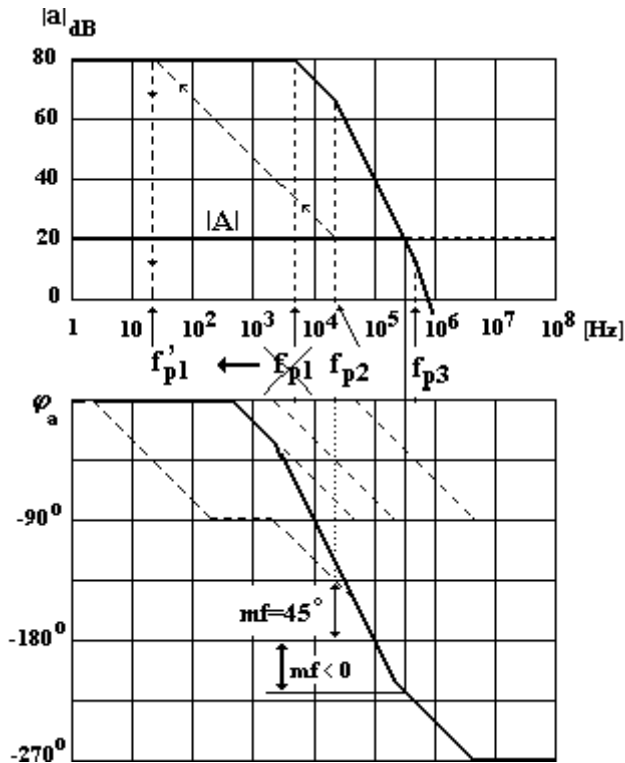


Fig. 5.18. Caracteristicile Bode pentru circuitul din exemplul 5.12, compensat prin metoda deplasării spre frecvențe mai mici a primului pol.

5.7 Zgomotul în amplificatoarele operaționale

Zgomotul în amplificatoarele operaționale este un fenomen complex, de aceea marea majoritate a utilizatorilor de AO se mulțumesc cu estimarea unui nivel global de zgomot. Acest mod de abordare a zgomotului este, în general, suficient pentru proiectarea celor mai multe circuite realizate cu amplificatoare operaționale.

5.7.1 Clasificarea zgomotelor

După proveniența lor zgomotele generate de circuitele integrate sunt:

- zgomot termic (thermal noise),
- zgomot de alicie (shot noise),
- zgomot de licărire (flicker noise),
- zgomot tip “floricele de porumb” (popcorn noise).

Zgomotul termic este rezultatul mișcării aleatoare a purtătorilor de sarcină prin rezistoare. Această mișcare aleatoare și deci și zgomotul asociat, cresc odată cu creșterea temperaturii.

Zgomotul de alicie apare datorită caracterului discret al curentului prin dispozitivele electronice.

Zgomotul de licărire, numit și zgomot de $1/f$, este cel care apare în dispozitivele active la frecvențe foarte joase.

Zgomotul tip “floricele de porumb”, numit și zgomot de explozie, apare la salturi bruște

ale curentului de polarizare, manifestându-se uzual sub 100Hz și este provocat de imperfecțiunea suprafeței semiconductoarelor.

Prin combinarea diferitelor surse de zgomot se obține un zgomot total, în care este destul de greu să se evidențieze fiecare componentă în parte.

De exemplu pentru amplificatorul operațional de tipul $\mu A741$, în datele de catalog se prezintă o dependență globală a tensiunii efective de zgomot de la intrarea amplificatorului în funcție atât de rezistența sursei de semnal cât și de banda de frecvență în care lucrează AO (fig. 5.19).

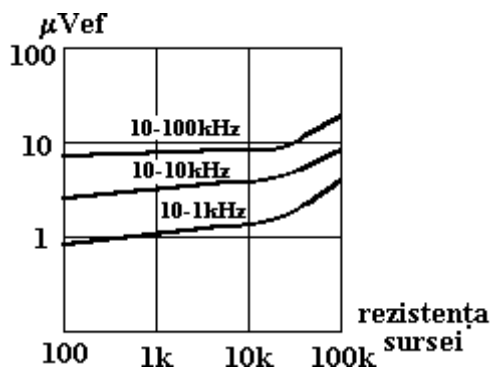


Fig. 5.19. Dependenta de rezistența sursei a tensiunii efective totale de zgomot de la intrarea amplificatorului operațional $\mu A741$.

Fiecare dintre cele trei curbe de pe fig. 5.19 corespunde la o anumită bandă de frecvență. Se observă că nu există informație pentru frecvențe sub 10Hz, astfel că efectul combinat de zgomot se va considera numai pentru frecvențe mai mari de 10Hz. Se observă că zgomotul crește odată cu mărirea benzii de frecvență. De exemplu, se observă pe fig. 5.19 că dacă banda crește de 100 de ori (de la 1kHz la 100kHz), tensiunea de zgomot crește de aproximativ 10 ori (de la $1\mu V$ la $10\mu V$).

Pentru valori relativ mici ale rezistenței sursei (aproximativ $10k\Omega$) se observă că valoarea efectivă a tensiunii de zgomot este aproximativ constantă. În această regiune zgomotul introdus de AO este mai mare decât zgomotul termic introdus de rezistența conectată la intrarea amplificatorului operațional, în care se poate include și rezistența sursei de semnal. Din punctul de pe grafic în care rezistența de la intrare devine $100k\Omega$, tensiune de zgomot crește rapid și ar crește în continuare dacă s-ar extinde graficul. Aceste curbe indică necesitatea menținerii rezistențelor din circuitele realizate cu amplificatoare operaționale la valori moderate ($1-100k\Omega$), așa cum s-a prezentat în Capitolul 2, în special atunci când nivelul de zgomot este critic.

Măsura în care nivelul de zgomot devine critic depinde de nivelul relativ al semnalului. Astfel, la nivele ale semnalului de ordinul volților, uzual, nu sunt probleme, chiar în cazul unui circuit proiectat mai neglijent din punct de vedere al zgomotului. În schimb, la nivele ale semnalului foarte mici, chiar cu un circuit realizat cu o proiectare îngrijită, amplificatorul operațional este prea zgomotos. O soluție posibilă în acest caz constă în utilizarea unui amplificator cu specificații de zgomot foarte reduse.

5.7.2 Modelul de circuit cu zgomot

Tensiunea de zgomot obținută de pe curbele din fig. 5.19 reprezintă efectul combinat al tuturor contribuțiilor de zgomot, referite la intrarea amplificatorului operațional. Acest efect se reprezintă cel mai bine prin valoarea efectivă a tensiunii de zgomot, U_{ni} , aplicată la intrarea neînversoare a amplificatorului (fig. 5.20).

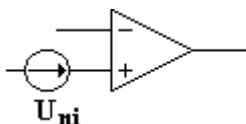


Fig. 5.20. Modelul de circuit cu zgomot.

Dacă notăm cu U_{no} valoarea efectivă a tensiunii de zgomot de la ieșirea amplificatorului operațional, relația de determinare a acestei tensiuni este:

$$U_{no} = K_n U_{ni} \quad (5.72)$$

unde K_n este coeficientul de imperfecțiuni a configurației concrete de circuit. În cazul configurației neînversoare, coeficientul de imperfecțiuni este egal cu amplificarea ideală în buclă închisă.

Exemplul 5.13. Se consideră amplificatorul neînversor din fig. 5.21. Estimarea nivelului total de zgomot se va face în banda 10Hz-1kHz.

- Să se determine valoarea efectivă a tensiunii de zgomot referită la intrare.
- Să se determine valoarea corespunzătoare a zgomotului de la ieșirea circuitului.

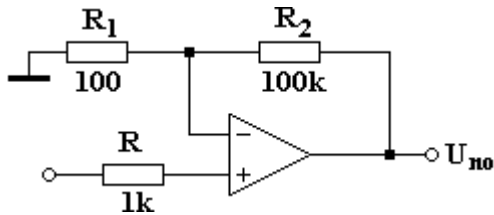


Fig. 5.21. Circuitul pentru exemplul 5.13.

Rezolvare:

a) Se va presupune că întreaga contribuție de zgomot extern se datorește rezistenței de $1k\Omega$, conectată în serie cu intrarea neînversoare. De pe curbele din fig. 5.19 se observă că pentru situația enunțată, valoarea efectivă a tensiunii de zgomot la intrare este de aproximativ $1\mu V$.

b) Deoarece în cazul circuitului neînversor coeficientul de imperfecțiuni este egal cu valoarea ideală a amplificării în buclă închisă, rezultă:

$$K_n = A = 1 + \frac{R_2}{R_1} = 1 + \frac{100000}{100} = 1001$$

Valoarea tensiunii efective de zgomot de la ieșire se determină cu relația (5.72):

$$U_{no} = K_n U_{ni} = 1001 \times 1\mu V \approx 1mV$$

5.8 Rejecția modului comun

5.8.1 Definiția rejecției modului comun

Un amplificator diferențial se caracterizează prin două tipuri de amplificări:

- amplificarea de mod diferențial sau, simplu, amplificarea diferențială și
- amplificarea de mod comun.

Pentru a defini cele două amplificări ne vom referi la fig. 5.22.



Fig. 5.22. Circuitele utilizate pentru definirea amplificărilor de mod diferențial (a), respectiv de mod comun (b).

Considerăm mai întâi situația din fig. 5.22, a. Se spune că circuitul din această figură este excitat în mod diferențial. Semnalul diferențial u_{id} se aplică între intrarea neînversoare și cea inversoare și se măsoară tensiunea corespunzătoare de la ieșire, u_{od} . Amplificarea diferențială se definește cu relația:

$$a_d = \frac{u_{od}}{u_{id}} \quad (5.73)$$

Definiția este în acord cu ce s-a prezentat până în acest moment, cu **a** simplu, fără indicele **d**, notându-se amplificarea diferențială în buclă deschisă. Acum s-a mai adăugat indicele **d** pentru a deosebi amplificarea diferențială de cea de mod comun.

În schema din fig.5.22, b, se aplică simultan pe ambele intrări aceeași tensiune u_{ic} . Se spune, în acest caz, că circuitul este excitat în mod comun. Conform conceptului de idealitate ar rezulta că tensiunea la ieșire este zero. Totuși din cauza unei mici diferențe de amplificare între cele două intrări, la ieșire apare o mică tensiune u_{oc} .

Amplificarea de mod comun, a_c se definește cu relația:

$$a_c = \frac{u_{oc}}{u_{ic}} \quad (5.74)$$

La un amplificator operațional ideal $a_c=0$. În general, pentru orice amplificator operațional de calitate, $a_d \gg a_c$. Măsura acestei inegalități se poate exprima cu ajutorul factorului de respingere a modului comun (CMRR - **C**ommon **M**ode **R**ejection **R**atio, în limba engleză). Acest parametru al amplificatorului operațional se definește astfel:

$$CMRR = \frac{a_d}{a_c} \quad (5.75)$$

în valoare absolută, respectiv:

$$CMRR_{dB} = 20 \lg CMRR = 20 \lg \frac{a_d}{a_c} \quad (5.76)$$

în decibeli.

În cazul unui amplificator operațional ideal $CMRR \rightarrow \infty$.

5.8.2 CMRR - parametru de catalog pentru amplificatorul operațional de tipul 741

Pentru amplificatorul operațional de tipul 741, conform datelor de catalog, valoare tipică a respingerii modului comun este egală cu 90dB, valoarea minimă fiind 70dB. Valorile absolute care corespund la această exprimare sunt: valoarea absolută tipică $3,16 \cdot 10^4$ iar cea minimă $3,16 \cdot 10^3$.

Fără alte specificații, aceste valori sunt valabile în c.c. sau la foarte joasă frecvență. Este important de reținut că CMRR depinde de frecvență și anume scade odată cu creșterea frecvenței. Pentru amplificatorul operațional de tipul 741, datele de catalog relevă faptul că CMRR începe să scadă de la 100Hz, devenind mai mic de 20dB pentru frecvența semnalului de 1MHz.

În general trebuie ca valoarea CMRR să fie cât mai mare în două situații mai importante:

- în circuitele care lucrează în medii zgomotoase, la care sunt prezente și semnale nedorite de mod comun de amplitudine mare (este cazul amplificatorului de instrumentație);
- în circuitele care stabilesc un echilibru delicat între două semnale (este cazul amplificatoarelor ce prelucrează semnalele preluate dintr-o punte).

5.8.3 Modelul de circuit cu CMRR

Semnalul de la ieșirea unui amplificator operațional este format din semnal de mod diferențial și semnal de mod comun:

$$u_o = u_{od} + u_{oc} \quad (5.77)$$

Dacă cele două componente ale semnalului total de la ieșire se exprimă în funcție de amplificări și tensiunile de intrare, rezultă:

$$u_o = a_d u_{id} + a_c u_{ic} \quad (5.78)$$

Se dă factor comun forțat a_d și se va obține:

$$u_o = a_d \left(u_{id} + \frac{a_c}{a_d} u_{ic} \right) = a_d \left(u_{id} + \frac{u_{ic}}{CMRR} \right) \quad (5.79)$$

cea ce conduce la ideea că tensiunea de mod comun se comportă ca o tensiune de mod diferențial, dar are amplitudinea de CMRR ori mai mică decât tensiunea de intrare de mod comun. Modelul de circuit care se poate folosi are conectat în serie cu intrarea neinvertoare o sursă fictivă cu tensiunea electromotoare $u_{ic}/CMRR$ (fig. 5.23).

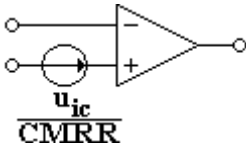


Fig. 5.23. Modelul de circuit pentru un amplificator operațional real, în cazul semnalelor de mod comun.

Efectul acestei surse asupra ieșirii poate avea orice polaritate. Sensul sursei din fig. 5.23 s-a ales astfel încât efectul la ieșire să fie pozitiv. Sursa fictivă se poate conecta la oricare dintre intrări dar este mai ușor de lucrat dacă se conectează la intrarea neinvertoare. Se observă că acest mod de conectare este identic cu cel al tensiunii de zgomot, prezentată anterior sau al tensiunii de offset. Prin urmare, efectul la ieșire se poate determina prin înmulțirea acestei tensiuni cu coeficientul de imperfecțiuni al circuitului utilizat.

$$u_{o,CMRR} = K_n \times \frac{u_{ic}}{CMRR} \quad (5.80)$$

Din nou se pune în evidență semnificația coeficientului de imperfecțiuni. Astfel, pentru o valoare mare a coeficientului de imperfecțiuni și componenta de mod comun a tensiunii de ieșire devine mare.

Exemplul 5.14. Să presupunem că un exemplar de amplificator operațional de tipul 741 are $CMRR_{dB}=80dB$. Dacă amplificarea diferențială este de 106dB să se determine amplificarea de mod comun.

Rezolvare: O rejecție a modului comun de 80dB corespunde la o valoare absolută $CMRR=10^4$, iar o amplificare diferențială de 106dB corespunde la valoarea absolută $a_d=2 \cdot 10^5$.

Deoarece $CMRR = \frac{a_d}{a_c}$, rezultă:

$$a_c = \frac{a_d}{CMRR} = \frac{2 \cdot 10^5}{10^4} = 20$$

Este important de reținut faptul că, înainte de efectuarea calculelor, mărimile exprimate în decibeli se transformă în valori absolute.