

LIMITĂRI DINAMICE ALE AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

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.

Scăderea amplificării în buclă închisă începând de la o anumită frecvență și viteza de variație finită a tensiunii de la ieșirea AO constituie cele mai importante limitări dinamice ale AO.

6.1 Banda de frecvență în buclă deschisă

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.6.1

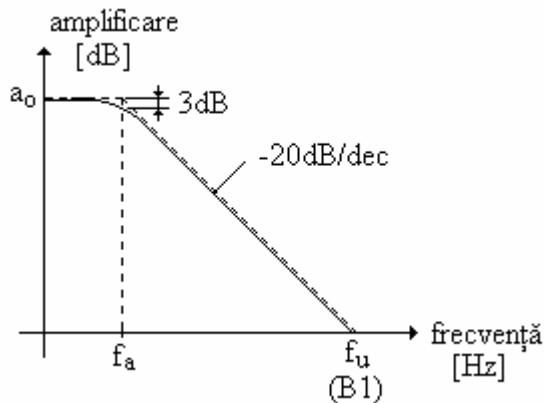


Fig. 6.1. Comportarea generală în frecvență pentru un număr mare de amplificatoare operaționale, caracterizate în buclă deschisă de un singur pol dominant

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

$$a_{dB} = 20 \lg(a) \quad (6.1)$$

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

În c.c. și la foarte joasă frecvență se presupune că modulul amplificării este $|a| = a_o$. După cum se observă pe fig.6.1, începând de la frecvențe destul de joase, amplificarea scade odată cu creșterea frecvenței. Se definește **frecvența de frângere a caracteristicii în buclă deschisă** și se notează cu f_a 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 o valoare $a_1 = \frac{a_o}{\sqrt{2}}$. O atenuare de 3dB se exprimă:

$$-3dB = 20 \lg \frac{a_1}{a_o} \quad (6.2)$$

Dar pentru -3dB corespunde relația logaritmică: $10 \lg \frac{1}{2}$, care înlocuită în (6.2) conduce la expresia dată anterior pentru amplificarea a_1 .

Panta caracteristicii se exprimă în decibeli pe decadă (dB/dec). În valori absolute acest mod de exprimare a pantei înseamnă că începând de la frecvența f_a , amplificarea scade de 10 ori pentru 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 amplificare unitară** - f_u (numită și frecvența de tăiere - f_t sau banda la amplificare unitară - $B1$). 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 (f_a):

$$a(jf) = \frac{a_o}{1 + \frac{jf}{f_a}} \quad (6.3)$$

Se observă că la frecvență joasă, numitorul expresiei (6.3) tinde la 1 și deci:

$$a(jf) \approx a_o, \text{ pentru } f \ll f_a \quad (6.4)$$

La frecvențe mai mari decât frecvența de frângere f_a , numitorul expresiei (6.3) devine aproximativ egal cu jf/f_a și amplificarea se va scrie:

$$a(jf) \approx \frac{a_o f_a}{jf}, \text{ pentru } f \gg f_a \quad (6.5)$$

care asigură panta de -20dB/dec. Într-adevăr, dacă se consideră două frecvențe f_1 și f_2 , între care există relația $f_2 = 10f_1$, dacă se scriu amplificările conform relației (6.5) și se exprimă raportul dintre amplificări în dB, rezultă:

$$20 \lg \frac{a_2}{a_1} = 20 \lg \frac{\frac{a_o f_a}{jf_2}}{\frac{a_o f_a}{jf_1}} = 20 \lg \frac{f_1}{f_2} = 20 \lg \frac{1}{10} = -20dB \quad (6.6)$$

deoarece $\lg(1/10) = -1$.

Intervalul de frecvență de la f_1 la f_2 se numește decadă, deoarece frecvența f_2 este de 10 ori mai mare decât frecvența f_1 .

Dacă frecvența semnalului este cea corespunzătoare amplificării unitare (0dB, deoarece $\lg(1) = 0$), adică $f = f_u$, atunci din relația (6.5) obținem:

$$a(jf_u) = \frac{a_o f_a}{jf_u} = \frac{a_o f_a}{f_u} e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (6.7)$$

unde

$$e^{-j\frac{\pi}{2}} = \frac{1}{e^{j\frac{\pi}{2}}} = \frac{1}{\cos \frac{\pi}{2} + j \sin \frac{\pi}{2}} = \frac{1}{j} \quad (6.6)$$

Dar la frecvența f_u amplificarea este unitară (=1), astfel că egalând cu unu modulul expresiei (6.7) se obține:

$$\frac{a_o f_a}{f_u} = 1$$

de unde

$$f_u = a_o f_a \quad (6.9)$$

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**:

$$B1 = 1 \times f_u \quad (6.10)$$

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 AO 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 $B1 \approx 1\text{MHz}$. 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 amplificarea și frecvența corespunzătoare acestuia este un număr constant. Rezultă:

$$f_a = \frac{B1}{a_o} = \frac{1\text{MHz}}{2 \times 10^5} = 5\text{Hz} \quad (6.11)$$

Răspunsul în frecvență pentru amplificatorul operațional de tipul $\mu A741$ are forma din fig.6.1, 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 de frecvență crește considerabil.

6.2 Banda de frecvență în buclă închisă

Amplificarea în buclă închisă, scrisă pentru amplificarea în buclă deschisă la frecvențe mari și factor de reacție independent de frecvență, se exprimă:

$$A(jf) = \frac{A_{id}}{1 + \frac{1}{a(jf)b}} \quad (6.12)$$

unde A_{id} reprezintă amplificarea ideală în buclă închisă.

Dacă în relația (6.12) se înlocuiește $a(jf)$ din (6.3) se obține:

$$A(jf) = \frac{A_{id}}{1 + \frac{1}{\frac{a_o}{1 + j\frac{f}{f_{-3dB}}} \cdot b}} = \frac{A_{id}}{1 + \frac{1}{a_o b} + j\frac{f}{f_a a_o b}} \quad (6.13)$$

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

$$A(jf) = \frac{A_{id}}{1 + \frac{1}{a_o b}} \cdot \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_a(1 + a_o b)}} = \frac{A_o}{1 + j\frac{f}{f_A}} \quad (6.14)$$

unde cu A_o s-a notat amplificarea reală în buclă închisă în c.c. și la foarte joasă frecvență.

Frecvența de frângere a răspunsului în buclă închisă (frecvența la -3dB) se notează f_A și se poate determina din numitorul relației (6.14):

$$f_A = f_a(1 + a_o b) \cong f_a a_o b = b f_u \quad (6.15)$$

În concluzie banda la -3dB în buclă închisă este egală cu produsul dintre frecvența corespunzătoare amplificării unitare și factorul de reacție.

Se consideră un amplificator neinversor la care amplificarea ideală în buclă închisă este

$A_{id} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{1}{b}$ și se presupune că amplificarea în buclă deschisă la foarte joasă frecvență este

mult mai mare decât inversul factorului de reacție, $a_o \gg 1/b$, situație în care amplificarea în buclă

închisă la joasă frecvență devine egală cu amplificarea ideală în buclă închisă, $A_o = A_{id}$. Se studiază influența amplificării în buclă închisă asupra benzii de frecvență în buclă închisă. Pentru acest demers, în fig.6.2 se prezintă caracteristica amplitudine-frecvență pentru un AO 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 de valoare mare. Banda la -3dB a acestui răspuns s-a notat cu f_{A1} 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 a acestui răspuns s-a notat cu f_{A2} și se află la intersecția dintre orizontala de ordonată A_{o2} și caracteristica amplificării în buclă deschisă.

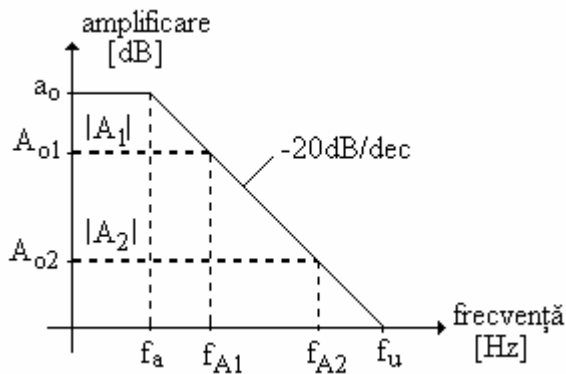


Fig. 6.2. Ilustrarea legăturii dintre bandă și amplificarea în buclă închisă

Se observă că pe măsură ce amplificarea în buclă închisă scade, banda în buclă închisă crește, adică $f_{A2} > f_{A1}$ dacă $A_{o2} < A_{o1}$, deoarece produsul amplificare-banda la AO caracterizat în buclă deschisă de un singur pol dominant este constant.

6.3 Timpul de creștere

Se va studia legătura dintre banda în buclă închisă și timpul de creștere a unui semnal tip 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 tip treaptă de amplitudine U_{in} (fig.6.3). Se presupune că circuitul are o funcție de transfer caracterizată de un singur pol, situație în care utilizând transformarea Laplace se obține:

$$A(s) = \frac{U_o(s)}{U_{in}(s)} = \frac{A_o}{1 - \frac{s}{p}} \quad (6.16)$$

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

La intrarea circuitului se aplică un semnal tip treaptă $U_{in}(s) = \frac{U_{in}}{s}$, de amplitudine mică.

Semnalul de ieșire se va scrie:

$$U_o(s) = \frac{A_o \frac{U_{in}}{s}}{1 - \frac{s}{p}} = A_o U_{in} \frac{1}{s} \cdot \frac{p}{p - s} = A_o U_{in} \left(\frac{1}{s} - \frac{1}{s - p} \right) \quad (6.17)$$

Conform teoriei circuitelor, semnalul de ieșire, $u_o(t)$ se va scrie sub forma:

$$u_o(t) = A_o U_{in} (1 - e^{-pt}) = A_o U_i (1 - e^{-2\pi f_A t}) \quad (6.18)$$

și este reprezentată grafic în fig.6.3.

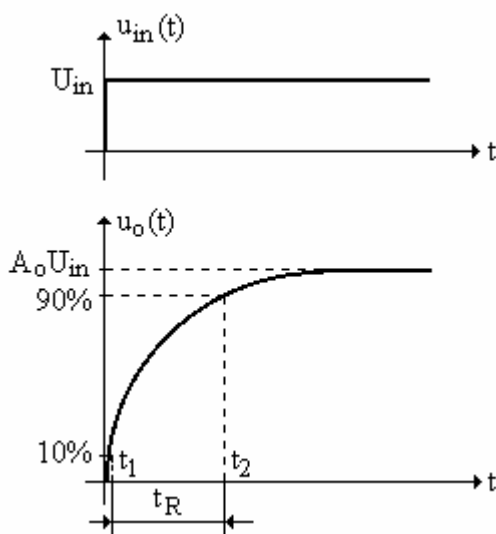


Fig. 6.3. Ilustrarea modului de definire a timpului de creștere

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

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:

$$\tau = \frac{1}{p} = -\frac{1}{2\pi f_A} \quad (6.19)$$

Standardul IEEE definește timpul de creștere ca fiind timpul necesar ca ieșirea să se modifice între 10% și 90% din nivelul final.

Utilizând 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 tip 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 (6.18) se obțin următoarele ecuații:

$$0,1 A_o U_{in} = A_o U_{in} (1 - e^{-pt_1}) \quad (6.20)$$

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

Conform definiției, timpul de creștere se scrie:

$$t_R = t_2 - t_1 \quad (6.21)$$

unde t_1 și t_2 se determină din relația (6.20). Rezultă:

$$t_R = \frac{\ln 0,9 - \ln 0,1}{2\pi f_A} = \frac{0,35}{f_A} \quad (6.22)$$

În cazul unui semnal tip treaptă la intrare, timpul de creștere a semnalului este egal cu cel de cădere.

Exemplul 6.1. Se consideră un amplificator neinversor realizat cu AO de tipul 741. Știind că produsul amplificare-banda 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 (6.15), înlocuind $f_u = B = 1\text{MHz}$. Se obține:

$$f_A = b \cdot 10^6$$

Pentru configurația neînversoare $b = \frac{1}{A_{id}}$, unde A_{id} se înlocuiește pe rând cu cele patru valori date în enunțul problemei. Rezultatele se trec în **tabelul 6.1**.

Exemplul 6.2. Se presupune un amplificator inversor realizat cu AO de tipul 741. Știind că produsul amplificare-banda este egal cu 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 6.1**.

Rezolvare: factorul de reacție pentru configurația inversoare este:

$$b = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

Amplificarea ideală pentru amplificatorul inversor fiind:

$$A_{id} = -\frac{R_2}{R_1}$$

rezultă:

$$b = \frac{1}{1 + |A_{id}|}$$

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

Considerând din nou $B1=f_u=1\text{MHz}$ și utilizând relația (6.15) rezultă:

$$f_A = \frac{10^6}{1 + |A_{id}|}$$

Valorile calculate s-au trecut tot în **tabelul 6.1**.

Tabelul 6.1

Amplificarea în buclă închisă	Banda la -3dB		Timpul de creștere	
	neînversoare	inversoare	neînversoare	inversoare
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

Comparând rezultatele din **exemplele 6.1** și **6.2**, 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 neînversoare este de două ori mai mare decât banda de frecvență a configurației inversoare.

Exemplul 6.3. Calculați timpul de creștere asociat unui semnal tip treaptă de nivel foarte mic, aplicat celor două configurații de circuite din **exemplele 6.1** și **6.2**, pentru cele patru valori ale amplificării în buclă închisă.

Rezolvare: timpul de creștere se calculează cu ajutorul relației (6.22), valorile necesare pentru banda la -3dB în buclă închisă se iau din **tabelul 6.1**. Rezultatele s-au notat tot în **tabelul 6.1**.

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 6.4. Se consideră sumatorul inversor din **exemplul 5.2**. AO se presupune de tipul 741 și are produsul amplificare-banda $B1=1\text{MHz}$. 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 factorului de reacție a acestui circuit: $b = 1/121$. Înlocuind această valoare în relația (6.15) și considerând $f_u = B1 = 1\text{MHz}$, se obține:

$$f_A = \frac{10^6}{121} = 8,246\text{kHz}$$

Răspunsul în frecvență al sumatorului este degradat de faptul că valoarea inversului factorului de reacție este mai mare decât fiecare dintre amplificările în buclă închisă corespunzătoare celor trei intrări ale sumatorului.

6.4 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 AO 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 interval de 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 AO, 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.

6.4.1 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.6.4).

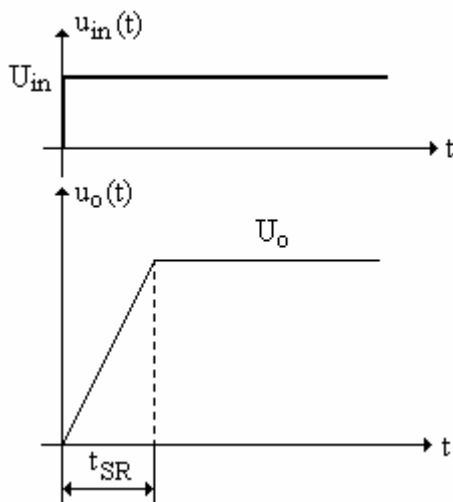


Fig. 6.4. Ilustrarea fenomenului de SR pentru un semnal tip treaptă aplicat la intrarea amplificatorului operațional

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:

$$t_{SR} = \frac{U_o}{SR} \quad (6.23)$$

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

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

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 AO, amplificatorul „rămâne în urmă”, viteza semnalului de ieșire fiind cea determinată de SR.

Fenomenul este ilustrat în fig.6.5, 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.

Se presupune mai întâi că la intrarea amplificatorului se aplică un semnal de forma celui din fig.6.5, *a*, care face ca semnalul de ieșire să aibă o viteză de variație mai mică decât SR-ul AO, adică $\frac{AU_{in}}{t_i} < SR$. În acest caz semnalul de ieșire 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.6.5, *b*, 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 $\frac{AU_{in}}{t_i} > SR$. Dar viteza maximă de variație a semnalului de ieșire este SR. Din această cauză 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 AO, trebuie să se țină seama de limitările datorate ambelor fenomene.

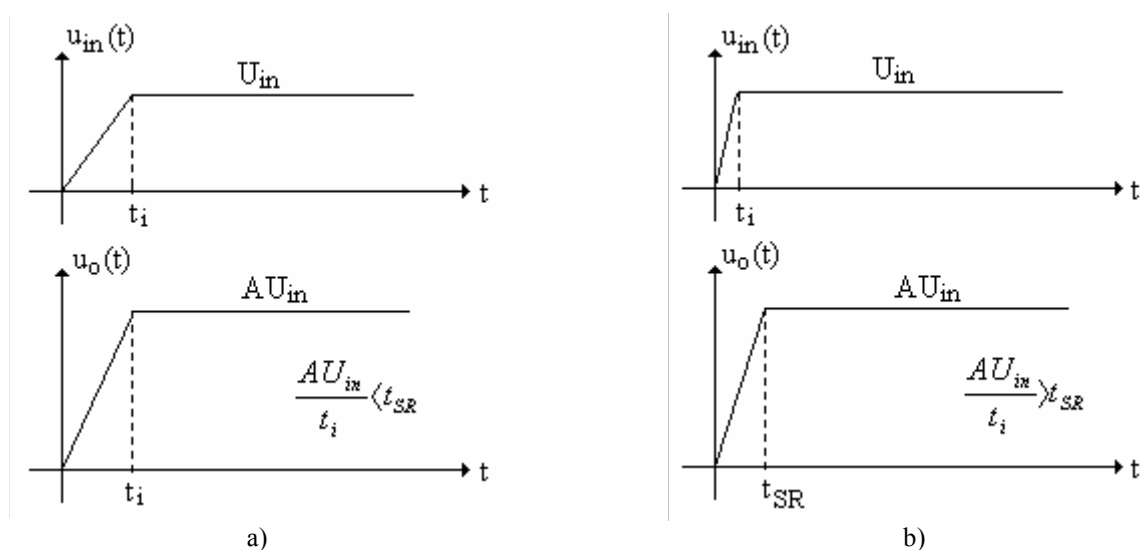


Fig. 6.5. Efectele fenomenului de SR pentru două semnale cu viteze de creștere diferite

6.4.2 Efectul SR la semnal de intrare sinusoidal

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

Se presupune că semnalul sinusoidal de ieșire se exprimă sub forma:

$$u_o(t) = \hat{U}_o \sin \omega t \quad (6.24)$$

unde \hat{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:

$$\frac{du_o}{dt} = \omega \hat{U}_o \cos \omega t \quad (6.25)$$

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

$$\left(\frac{du_o}{dt}\right)_{\max} = \omega \hat{U}_o \quad (6.26)$$

Pentru ca ieșirea AO să poată urmări variația semnalului 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:

$$SR \geq \left(\frac{du_o}{dt}\right)_{\max} \quad (6.27)$$

Fie f_{SR} valoarea cea mai mare de frecvență pentru care AO mai poate urmări semnalul de intrare. Această frecvență se numește **frecvență limitată de SR**. Pentru a determina expresia acestei frecvențe, în relația (6.26) se face înlocuirea $\omega = 2\pi f_{SR}$ și se trece la egalitate în relația (6.27). Rezultă:

$$f_{SR} = \frac{SR}{2\pi \hat{U}_o} \quad (6.28)$$

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

Exemplul 6.6. Valoarea tipică a SR-ului pentru AO de tipul 741 este de 0,5V/μs. Presupunând că la intrare se aplică un semnal tip 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 (6.23) și va rezulta în microsecunde:

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

Valorile calculate se trec în **tabelul 6.2**.

Tabelul 6.2

U_o [V]	0,1	1	10
t_{SR} [μs]	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 ori 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 6.6. Se presupune un circuit realizat cu AO 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 (6.29):

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

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 6.3**.

Tabelul 6.3

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.

6.4.3 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.

Într-o aplicație dată, pentru aprecierea performanțelor dinamice ale circuitului, se determină care tip de semnal este mai adecvat pentru analiză. De exemplu, dacă AO 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 AO 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 AO, caracterizat în buclă deschisă de un singur pol dominant, are produsul amplificare-bandă $B1$ (egal cu frecvența corespunzătoare amplificării unitare f_u). Atunci frecvența la -3dB în buclă închisă se scrie:

$$f_A = b \cdot B1$$

unde b reprezintă factorul de reacție pentru configurația de circuit studiată.

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

$$f_{SR} = \frac{SR}{2\pi \hat{U}_o}$$

unde \hat{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:

$$\begin{cases} f_A \gg f_{\max} \\ f_{SR} > f_{\max} \end{cases} \quad (6.29)$$

Banada la -3dB în buclă închisă trebuie să fie mult mai mare decât f_{\max} , deoarece la frecvența f_A 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.

A doua inegalitate sugerează faptul că SR-ul AO 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 $f_A = b \cdot f_u$, prima inegalitate (6.29) se poate îmbunătăți dacă fie f_u fie b cresc. 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 în buclă închisă mai mică. Orice modificare ce duce la accentuarea primei inegalități 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 $f_{SR} = \frac{SR}{2\pi\hat{U}_o}$, inegalitatea a doua 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.

In concluzie:

- la nivele de semnal foarte mici, factorul dominant în stabilirea frecvenței maxime de lucru a circuitului este limitarea de bandă finită;
- la nivele mari de semnal, factorul dominant în stabilirea frecvenței maxime de lucru a circuitului este 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:

$$t_R = \frac{0,35}{f_A} = \frac{0,35}{b \cdot B1}$$

Timpul de creștere datorat efectului de SR este:

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

unde t_{SR} reprezintă timpul total în care se modifică semnalul de ieșire, în timp ce t_R 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:

$$\begin{cases} t_R \ll t_i \\ t_{SR} \ll t_i \end{cases} \quad (6.30)$$

Pe măsură ce t_R 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:

$$t_o = \sqrt{t_R^2 + t_{SR}^2} \quad (6.31)$$

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 6.7. Se consideră amplificatorul neinversor din fig.6.6, realizat cu AODE 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; b) 500mV. Se presupune că produsul amplificare-bandă este $B=1\text{MHz}$ iar $SR=0,5\text{V}/\mu\text{s}$.

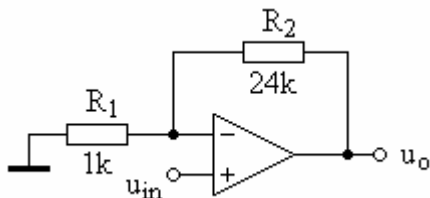


Fig. 6.6. Circuitul pentru exemplul 6.7

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

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

Banda la -3dB în buclă închisă este:

$$f_B = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot B1 = \frac{1\text{MHz}}{25} = 40\text{kHz}$$

Valoarea frecvenței f_A 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:

$$\hat{U}_o = 20\text{mV} \times 25 = 500\text{mV} = 0,5\text{V}$$

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 (6.29), semnalul de intrare trebuie să aibă frecvența mai mică de 40 kHz.

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

$$\hat{U}_o = 0,5\text{V} \times 25 = 12,5\text{V}$$

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 (6.29), semnalul de intrare trebuie să aibă frecvența mai mică de 6,366 kHz.

Exemplul 6.8. Se consideră amplificatorul neinversor din **exemplul 6.7**. 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 6.7, fiind $f_A=40\text{kHz}$, timpul de creștere corespunzător benzii finite în buclă închisă este:

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

Valoarea lui t_R 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 (6.30), timpul de creștere a oricărui semnal tip 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 (6.30), timpul de creștere a oricărui semnal tip treaptă de la intrare trebuie să fie mai mare de $25 \mu\text{s}$.

6.5 Stabilitatea circuitelor cu reacție negativă

Din formula generală a amplificării cu reacție negativă:

$$A(j\omega) = \frac{a(j\omega)}{1 + a(j\omega)b(j\omega)} \quad (6.32)$$

în cazul circuitului neinversor sau

$$A(j\omega) = - \frac{[1 - b(j\omega)]a(j\omega)}{1 + a(j\omega)b(j\omega)} \quad (6.33)$$

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

$$T(j\omega) = a(j\omega)b(j\omega) = -1 \quad (6.34)$$

$A(j\omega) \rightarrow \infty$ și amplificatorul devenind instabil. În amplificatoarele reale acest fapt înseamnă trecerea în regim autooscilant în care există semnal la ieșire în absența celui de intrare. 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 (6.53) se trece de la $j\omega$ la variabila s , se poate afirma că *amplificatorul este stabil dacă numitorul din relațiile (6.32) și (6.33) 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 $\varphi_{1/b}$ faza inversului factorului de reacție și se utilizează reprezentarea sub forma exponențială a numerelor complexe, condiția critică (6.34) se scrie:

$$T(j\omega) = a(j\omega)b(j\omega) = |T(j\omega)| \exp(\varphi_T) = 1 \cdot \exp(-j\pi) \quad (6.35)$$

de unde:

$$a(j\omega) = \frac{1}{b(j\omega)} \exp(-j\pi) \quad (6.36)$$

sau

$$|a(j\omega)| \exp(j\varphi_a) = \left| \frac{1}{b(j\omega)} \right| \exp(j\varphi_{1/b}) \exp(-j\pi) \quad (6.37)$$

Din realția (6.37) rezultă *condiția de amplitudine* în situația critică:

$$|a(j\omega)| = \left| \frac{1}{b(j\omega)} \right| \quad (6.38)$$

și *condiția de fază* în situația critică:

$$\exp(j\varphi_a) = \exp(j\varphi_{1/b}) \exp(-j\pi) \quad (6.39)$$

exprimată și prin relațiile echivalente:

$$\varphi_a - \varphi_{1/b} = -180^\circ \quad (6.40)$$

sau

$$\varphi_a = -180^\circ \quad (6.41)$$

dacă factorul de reacție este constant (nu depinde de frecvență și deci $\varphi_{1/b}=0$).

Amplificatorul cu reacție este stabil dacă relația (6.38) se îndeplinește pentru $|\varphi_a - \varphi_{1/b}| \leq 180^\circ$ 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_x , pentru care se găsește pe caracteristica de fază că $|\varphi_a - \varphi_{1/b}| \leq 180^\circ$ sau $|\varphi_a| \leq 180^\circ$, atunci amplificatorul este teoretic stabil.

Marginea de fază. Condiția de stabilitate exprimată pentru $|\varphi_a - \varphi_{1/b}| \leq 180^\circ$ 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:

$$mf = [\varphi_a(f_x) - \varphi_{1/b}(f_x)] + 180^\circ \quad (6.42)$$

sau

$$mf = \varphi_a(f_x) + 180^\circ \quad (6.43)$$

dacă factorul de reacție este real.

În funcție de semnul marginii de fază, evaluată pentru frecvența f_x 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 AO are o funcție de transfer de tip proporțional și cel mult trei constante de timp semnificative (trei poli), caracteristicile Bode fiind reprezentate în fig.6.7. Analiza s-a efectuat pentru un amplificator neinversor, la care modulul amplificării în buclă închisă este egal cu $|1/b|$.

Analizând fig.6.7, 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_x 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 $|a(f_x)|=|A_{lim}|$, în zona cu panta de -40dB/dec , la limita de stabilitate deoarece $mf=0$.

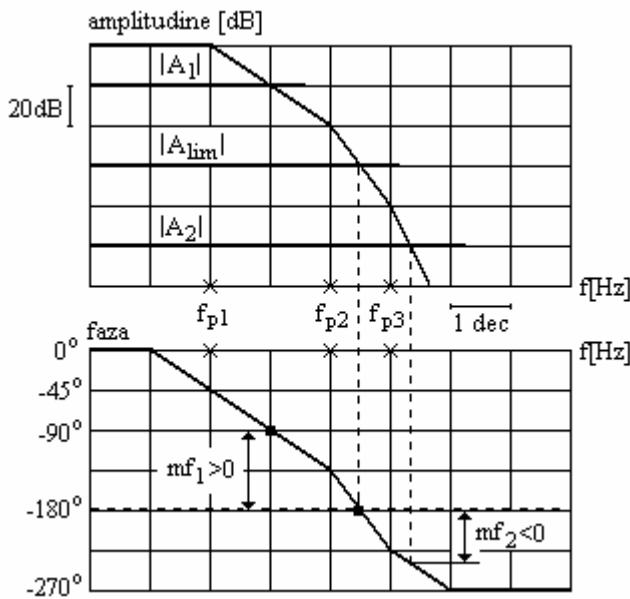


Fig. 6.7. Ilustrarea dependenței dintre valoarea amplificării în buclă închisă și stabilitatea amplificatorului

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 amplificare 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 AO 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 amplificatoare 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 AO 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 $\varphi_a - \varphi_{1/b}$ sau φ_a (dacă factorul de reacție este constant);

4. Pe caracteristica de amplitudine se determină valoarea frecvenței f_x pentru care se intersectează curbele $a(f)$ și $1/b$ 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 6.9. Se consideră un circuit neinversor cu amplificarea în buclă închisă la frecvențe joase $A=10$. AO 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.

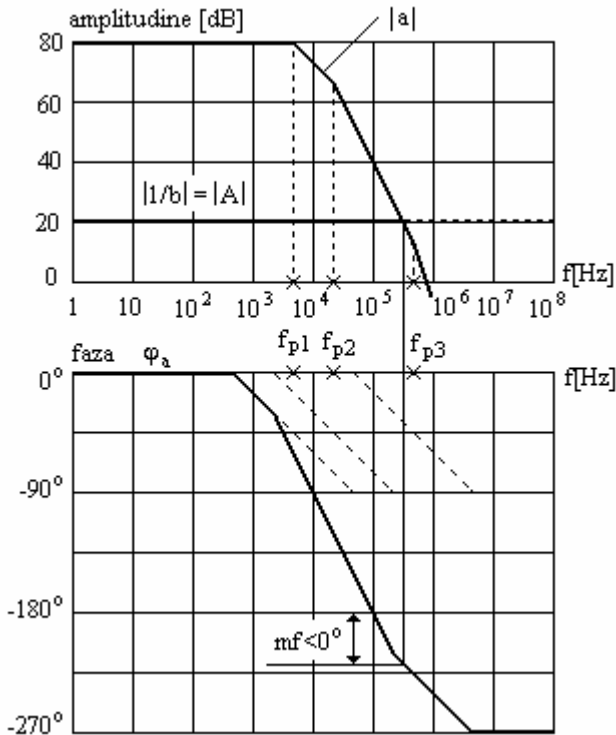


Fig. 6.8. Caracteristicile Bode pentru amplificatorul neinversor din exemplul 6.9

Rezolvare: Pentru studiul stabilității circuitului se utilizează caracteristicile Bode din fig.6.8. 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.6.8).

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 $f_x=300\text{kHz}$, marginea de fază este negativă, deci AO este instabil. Cu alte cuvinte, AO 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 AO, în circuit apar oscilații, chiar în absența semnalului de intrare.

Așa cum se observă pe fig.6.8, 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. Pentru ca amplificatorul să fie sigur stabil trebuie să se considere o margine de fază de 45° sau chiar 60° .

Exemplul 6.10. Se presupune că AO din exemplul 6.9 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 $A=20\text{dB}$. Să se studieze stabilitatea circuitului.

Rezolvare: Deoarece factorul de reacție este dependent de frecvență, marginea de fază se determină cu relația (6.42). Caracteristicile Bode se prezintă în fig.6.9. 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.6.9 se observă că marginea de fază este pozitivă, deci circuitul este teoretic stabil.

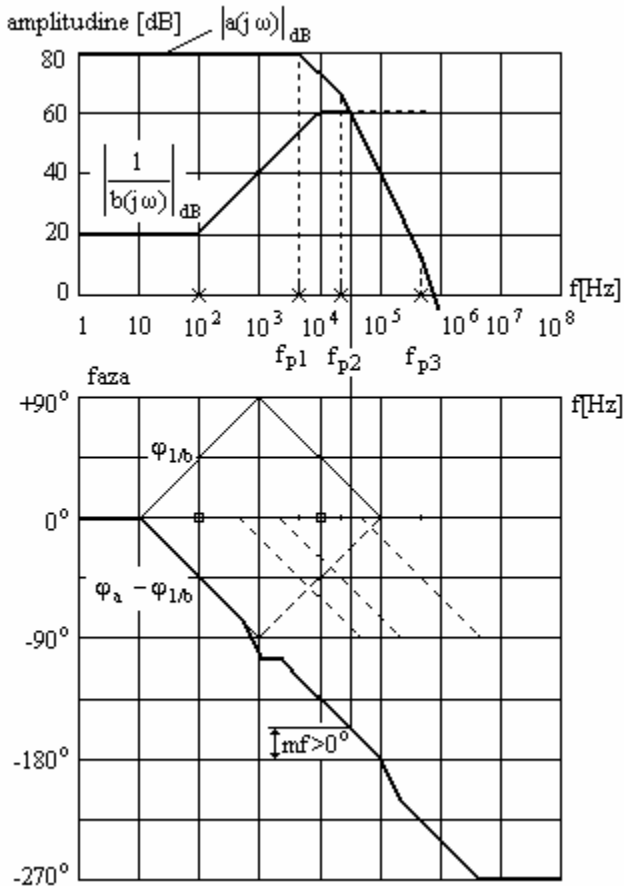


Fig. 6.9. Caracteristicile Bode pentru amplificatorul neinversor din exemplul 6.10

6.6 Compensarea în frecvență a amplificatoarelor cu reacție

În cazul amplificatorului operațional cu funcția de transfer din fig.6.7 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 se numește *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.

6.6.4 Metode de compensare

a) Compensarea cu întârziere de fază introduce un pol suplimentar în caracteristica de transfer în buclă deschisă a AO. Frecvența corespunzătoare acestui pol este mult mai mică decât cea 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 inversul factorului de reacție;
- 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 devine 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:

$$f_{echiv} = \sqrt{\frac{f_{p1} \cdot f_{p2}}{10}}, \text{ dacă } \frac{f_{p2}}{f_{p1}} < 10 \quad (6.44)$$

Analitic, valoarea frecvenței polului dominant se află știind că pe porțiunea caracteristicii de frecvență cu panta de -20dB/dec produsul amplificării bandă este constant pentru orice AO. 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 inversul factorului de reacție. Cu aceste observații se obține:

$$f_{pD} = \frac{f_{p1}}{a_o b}, \text{ dacă } \frac{f_{p2}}{f_{p1}} \geq 10 \quad (6.45)$$

sau

$$f_{pD} = \frac{f_{echiv}}{a_o b}, \text{ dacă } \frac{f_{p2}}{f_{p1}} < 10 \quad (6.46)$$

În fig.6.10 se prezintă câteva exemple de circuite de compensare care utilizează metoda polului dominant.

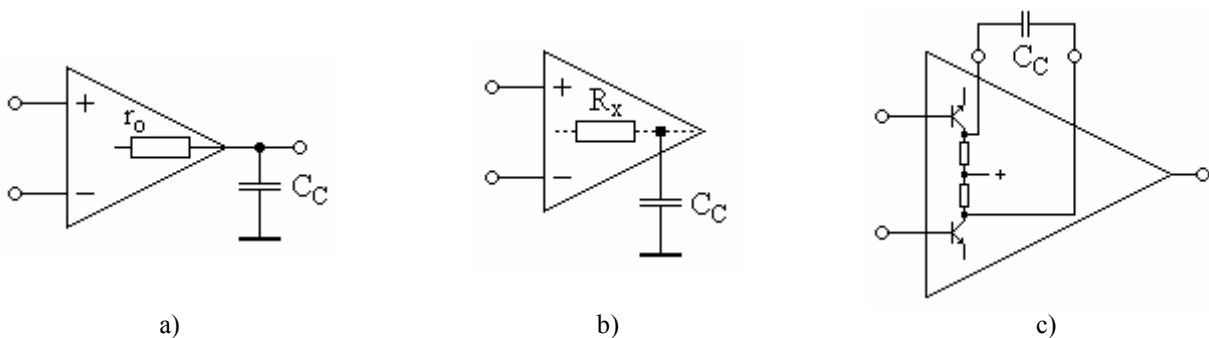


Fig. 6.10. Circuite pentru compensarea cu întârziere de fază. (a) compensare cu condensator conectat la ieșire (b) compensare pe etajul prefinal. (c) compensare pe etajul diferențial de intrare

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.6.10, 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 $r_o=75\Omega$ iar frecvența polului dominant este $f_{pD}=10\text{Hz}$, rezultă pentru condensatorul de compensare valoarea:

$$C_C = \frac{1}{2\pi f_{pD} r_o} = \frac{1}{2\pi \cdot 75 \cdot 10} = 212\mu\text{F}$$

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

În fig.6.10, *b* se prezintă o altă modalitate de compensare prin metoda polului dominant. Se utilizează un pin suplimentar al AO, condensatorul C_C conectându-se în etajul prefinal unde, intern, rezistența este de valoare mai mare decât r_o . Se poate folosi, de exemplu, pinul 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 (fig. 6.10, *c*).

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:

$$f'_{p1} = \frac{f_{p2}}{a_o b}, \text{ dacă } f_{p3}/f_{p2} \geq 10 \quad (6.47)$$

$$f'_{p1} = \frac{f'_{echiv}}{a_o b}, \text{ dacă } f_{p3}/f_{p2} < 10 \quad (6.48)$$

b) Compensarea cu avans de fază. Schemele folosite în mod obișnuit pentru compensarea cu rețele cu avans de fază sunt reprezentate în fig.6.11.

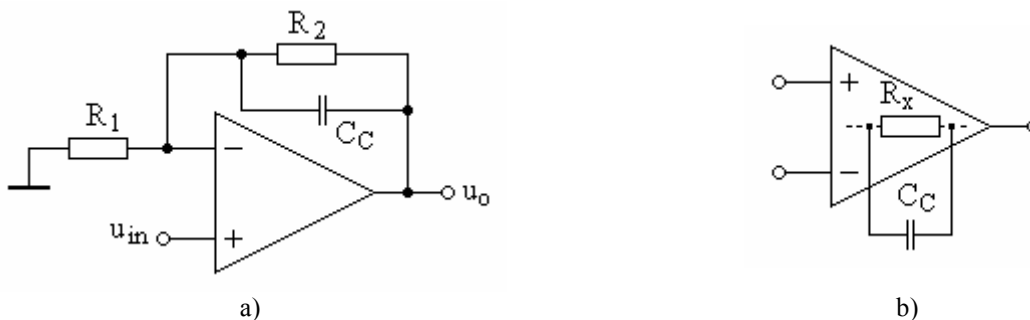


Fig. 6.11. Circuite pentru compensarea cu avans de fază. (a) compensare cu condensator conectat în paralel cu R_2 . (b) compensare cu condensator conectat în paralel în etaj prefinal

Schema din fig.6.11, *a* este folosită mai des deoarece nu are nevoie de terminale suplimentare pentru conectarea condensatorului de compensare. Factorul de reacție are expresia:

$$b_C(j\omega) = \frac{R_1}{R_1 + R_2} \cdot \frac{1 + j\omega C_C R_2}{1 + j\omega C_C (R_1 \parallel R_2)} = b_o \frac{1 + j\omega/\omega_z}{1 + j\omega/\omega_p} \quad (6.49)$$

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:

$$\frac{\omega_p}{\omega_z} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{1}{b_o} \quad (6.50)$$

Dacă se compensează un amplificator caracterizat de trei poli, zeroul ω_z introdus de rețeaua de compensare se ia de obicei egal cu ω_{p2} al amplificatorului.

În cazul folosirii compensării cu avans de fază nu se poate asigura funcționarea stabilă în regim de repetor (reacție totală), exceptând AO 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 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.6.12 se prezintă soluții de circuit pentru compensarea cu întârziere-avans de fază.

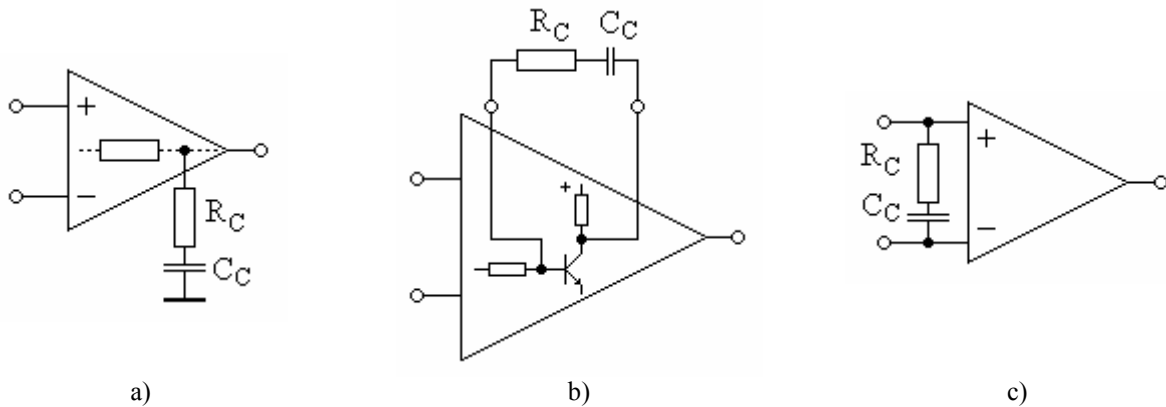


Fig.6.12. Soluții de circuit pentru compensarea cu întârziere-avans de fază: (a), (b) compensare cu rețea modificată de întârziere a fazei. (c) rețea modificată de întârziere a fazei conectată în circuitul de intrare

Exemplul 6.11. Se consideră amplificatorul operațional din exemplul 6.9. 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 (6.44):

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

Metoda grafică de determinare a frecvenței polului dominant este ilustrată în fig.6.13.

Pe caracteristicile Bode din fig.6.13 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 $\lg 3=0,6$.

Rezultatul obținut se poate verifica analitic cu ajutorul relației (6.69b):

$$f_{pD} = \frac{f_{echiv}}{a_0 b} = \frac{3,16 \cdot 10^3}{10^4 \cdot 0,1} = 3,16\text{Hz}$$

Exemplul 6.12. Se consideră amplificatorul operațional din exemplul 6.9. 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°.

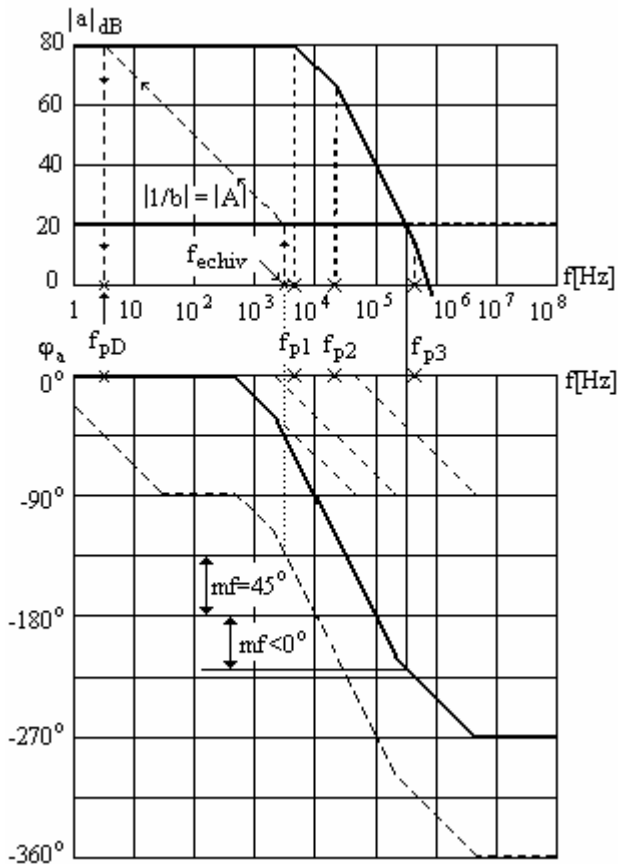


Fig. 6.13. Caracteristicile Bode pentru circuitul din exemplul 6.11, compensat prin metoda polului dominant

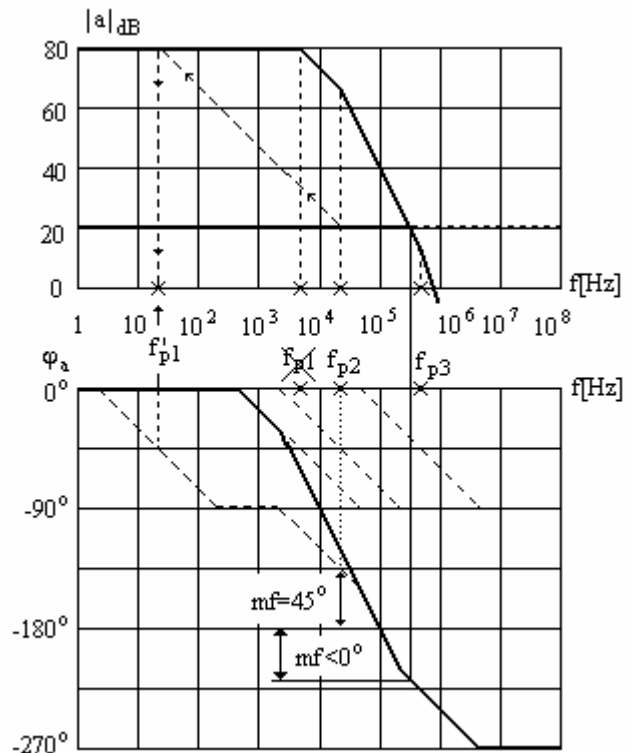


Fig. 6.14. Caracteristicile Bode pentru circuitul din exemplul 6.12, compensat prin metoda deplasării spre frecvențe mai mici a primului pol

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 $f_{p3}/f_{p2}>10$, construcția grafică pornește de la frecvența f_{p2} și este prezentată în fig.6.14. 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.6.14 rezultă că frecvența polului deplasat este $f'_{p1} = 20\text{Hz}$.

Analitic, frecvența polului deplasat se determină cu relația (6.47):

$$f'_{p1} = \frac{f_{p2}}{a_o b} = \frac{20 \cdot 10^3}{10^4 \cdot 0,1} = 20\text{Hz}$$