



A. BARNA

AMPLIFICATOARE OPERATIONALE

222 exemple și probleme

SERIA
ELECTRONICA APLICATA'



A. Barna — University of Hawaii

OPERATIONAL AMPLIFIERS

Copyright © 1971 by John Wiley & Sons, Inc.
No part of this book may be reproduced by
any means, not transmitted, not translated
into a machine language without the written
permission of the publisher.

Traducere: ing. ȘTEFAN CSERVENY
ing. MARIN SÂMPĂLEANU
Redactor: ing. CONST. MINEA
Tehnoredactor: I. GRUIA
Coperta seriei: SIMONA NICULESCU

Bun de tipar: 08.10.1974.
Coli de tipar: 8,5.
Tiraj: 7 900+75 ex. broșate.
C.Z.: 621.375: 621.391.

Tiparul executat sub comanda nr. 255
la întreprinderea poligrafică „Crișana”, Oradea
str. Moscovei nr. 5.
Republica Socialistă România



ARPAD BARNA
Profesor la Universitatea din Hawai

AMPLIFICATOARE OPERATIONALE

222 exemple și probleme

Traducere din literatura americană
după ediția 1971



EDITURA TEHNICĂ
București

PREFAȚĂ

Realizarea amplificatoarelor operaționale în producție de masă, la un cost scăzut, a permis o largă folosire a lor în numeroase aplicații. Ca urmare a performanțelor lor deosebite a fost posibilă realizarea unor proiecte cu parametri fără precedent, în ceea ce privește precizia, viteza, siguranța în funcționare și reproductibilitatea. Pentru o folosire completă a întregului lor potențial sînt necesare tehnici de proiectare foarte precise. Lucrarea de față prezintă cititorului noțiunile de bază pentru înțelegerea folosirii amplificatoarelor operaționale în domeniul circuitelor liniare.

Această carte se bazează pe un curs de aparatură electronică finit de autor la Universitatea din Hawaii. Un număr de 222 de exemple și probleme, reprezentînd diverse aplicații, însoțesc și completează lucrarea. Aceste caracteristici, precum și realizarea lucrării într-o formă ușor accesibilă, permit folosirea cărții atît ca manual cît și ca lucrare de referință în acest domeniu.

După o introducere generală, sînt prezentate proprietățile fundamentale ale amplificatoarelor operaționale ideale. În capitolul 3 este introdusă o prezentare generală a reacției, iar efectele ei și ale variației componentelor asupra preciziei amplificatoarelor operaționale sînt analizate în capitolul 4. Răspunsul tranzitoriu și în frecvență al amplificatoarelor operaționale, în lipsa reacției și în prezența ei, sînt analizate în capitolele 5 și 6. Considerente asupra stabilității precum și criteriile de stabilitate sînt prezentate în capitolul 7, capitolul 8 cuprinzînd prezentarea tehnicilor de compensare. În capitolul 9 sînt analizate rejecția semnalului în modul comun, impedanțele de intrare și de ieșire precum și proprietățile de rejecție a tensiunii de alimentare. Curenții de intrare, tensiunea de dezechilibru (offset), viteza de variație a tensiunii de ieșire, zgomotul, precum și alte limitări

formează cuprinsul capitolului 10. În anexe sînt rezumate rezultatele obținute în lucrare precum și o serie de formule folosite. De asemenea, este dată o prezentare a principalilor parametri ai amplificatoarelor operaționale folosite în exemple și probleme. Sînt anexate și răspunsuri la unele dintre problemele date.

Honolulu, Hawaii
Februarie, 1971

ARPAD BARNA

CUPRINS

1. Introducere în amplificatoare operaționale	9
Proprietăți	10
Aplicații	11
Probleme	11
2. Amplificatoare operaționale ideale	16
Circuite amplificatoare neinvertoare	17
Circuite amplificatoare invertoare	17
Circuite amplificatoare diferențiale	18
Circuite amplificatoare diferențiale cu intrări flotante	18
Probleme	19
3. Reacția	22
Circuite amplificatoare neinvertoare cu reacție	22
Circuite amplificatoare invertoare cu reacție	24
Circuite amplificatoare diferențiale cu reacție	26
Circuitul repetor de tensiune	29
Probleme	30
4. Precizia amplificării	34
Variații mici ale amplificării amplificatorului operațional	35
Variații mici ale rezistenței de reacție	37
Variații mici ale rezistenței de intrare	39
Variații ale mai multor parametri	40
Probleme	42
5. Răspunsul tranzitoriu și caracteristici de frecvență a amplificatoarelor operaționale	44
Rețea de întârziere a fazei	44
Cascadă la rețele de întârziere a fazei	48
Rețele de întârziere modificată a fazei	52
Rețele de avans a fazei	54
Rețele divizoare de tensiune	57
Probleme	60
6. Caracteristici de frecvență și răspunsul tranzitoriu al circuitelor amplificatoare cu reacție	63
Caracteristici de frecvență	63
Răspunsul tranzitoriu	66
Probleme	68
7. Stabilitatea circuitelor amplificatoare cu reacție	70
Circuite amplificatoare compuse din rețele de întârziere a fazei	72
Cazul general	76
Probleme	77
8. Tehnici de compensare	79
Compensarea prin întârzierea fazei	79

Compensarea prin întârzieră modificată a fazei	83
Compensarea prin avans a fazei	86
Compensarea prin avans-întârziere a fazei	89
Circuite de compensare	92
Probleme	93
9. Proprietățile liniare ale amplificatoarelor operaționale reale	98
Amplificarea și rejecția semnalelor în modul comun	98
Impedanțe de intrare	102
Impedanța de ieșire	106
Rejecția tensiunii de alimentare	107
Probleme	108
10. Alte proprietăți ale amplificatoarelor operaționale reale	110
Curenți de intrare	110
Tensiunea de dezechilibru de intrare	112
Limitări și valori admisibile	113
Viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire	115
Zgomotul	116
Probleme	118
Anexe	121
Tabelul 1. Formule de amplificare pentru circuitele amplificatoare cu reacție	123
Tabelul 2. Funcții de tranșer ale unor rețele particulare	124
Tabelul 3. Condițiile de stabilitate ale circuitelor amplificatoare cu reacție negativă	126
Tabelul 4. Proprietățile tipice ale amplificatoarelor operaționale folosite în exemple și probleme	126
Răspunsuri la probleme alese	129
Index de noțiuni în limbile română și engleză	130

1. INTRODUCERE

1. ÎN AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE

Acest capitol își propune să prezinte trăsăturile caracteristice ale *amplificatoarelor operaționale* și să illustreze tematica acestei cărți.* Tratatul detaliat a subiectului va începe cu capitolul 2.

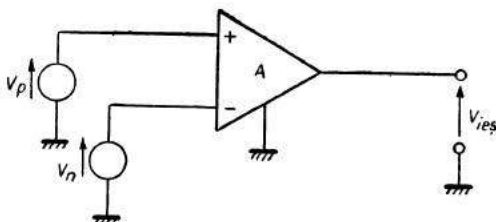
Denumirea de amplificator operațional s-a răspândit îndeosebi după 1960, deși amplificatoare operaționale au fost folosite cu mult înainte. Un amplificator operațional (fig. 1.1) se caracterizează printr-o tensiune de ieșire $V_{ieș}$ care este proporțională cu diferența celor două tensiuni de intrare V_p și V_n :

$$V_{ieș} = A(V_p - V_n). \quad (1.1)$$

O trăsătură specifică a amplificatoarelor operaționale este aceea că *amplificarea* A este o funcție de frecvență, care în curent continuu (la frecvență zero) are o valoare diferită de zero. Această valoare constituie de obicei valoarea maximă a amplificării în dependența acesteia de frecvență.

Exemplul 1.1. Într-un amplificator operațional descris de ecuația 1.1, $A = 10\,000/(1 + jf/1\text{ MHz})$, unde f este frecvența, iar $j \equiv \sqrt{-1}$. Valoarea în curent continuu a lui A , adică valoarea sa la frecvența zero, este $A_{cc} \equiv A(f=0) = 10\,000$.

Fig. 1.1. Reprezentare schematică a unui amplificator operațional.



* Termenii care apar prima dată sînt scriși cu litere cursive.

Modulul amplificării A ,

$$|A| = 10\,000 / \sqrt{1 + (f/1\text{ MHz})^2},$$

este maxim la frecvența $f=0$ și are valoarea A_{CC} .

Din ecuația (1.1) rezultă o altă trăsătură specifică a amplificatoarelor operaționale: tensiunea de ieșire este nulă — cel puțin în principiu — atunci când ambele tensiuni de intrare sînt nule. Alte tipuri de amplificatoare nu prezintă această proprietate; de exemplu la un amplificator de curent continuu cu un singur tranzistor și fără deplasare de nivel, tensiunea de ieșire nu poate fi zero atunci cînd tensiunea de intrare este nulă.

PROPRIETĂȚI

Ideal, ar fi de dorit ca amplificatorul operațional să fie descris de ecuația 1.1, în care amplificarea A să depindă de frecvență conform unei funcții bine definite adică independentă de mărimea semnalului, de timp și de temperatură și care să fie identică pentru amplificatoarele din aceeași categorie. Ar fi de asemenea de dorit ca ecuația 1.1 să fie respectată întocmai: V_{ieq} trebuie să fie zero dacă $V_p = V_n$, indiferent cît de mari sînt acestea.

În realitate, amplificarea A depinde de mărimea semnalului, de timp, de temperatură, de tensiunea sursei de alimentare și variază de la un amplificator la altul, uneori chiar și de cinci ori. De asemenea, amplificatoarele operaționale au o *tensiune de dezechilibru de intrare* (tensiune offset) diferită de zero (de obicei cîțiva milivolți), care se adaugă la $V_p - V_n$ și variază cu temperatura și de la un amplificator la altul.

Exemplul 1.2. Un amplificator operațional are o amplificare în curent continuu $A_{CC}=1\,000$ și o tensiune de dezechilibru de intrare maximă $V_{OFF} = \pm 2$ mV. Prin urmare, tensiunea de ieșire pentru tensiuni de intrare nule poate lua orice valoare în domeniul delimitat de $V_{ieq} = V_{OFF}$. $A = \pm 2\text{ mV} \times 1\,000 = \pm 2\text{ V}$. Deci, dacă $V_p = V_n = 0$, tensiunea de ieșire V_{ieq} este cuprinsă între -2 V și $+2\text{ V}$.

În cazul în care cele două tensiuni de intrare sînt egale dar diferite de zero, $V_p = V_n \neq 0$, o fracțiune din ele va ajunge la bornele de ieșire; această fracțiune poartă denumirea de *amplificare de mod comun* A_{MC} .

Exemplul 1.3. Un amplificator operațional are o amplificare de mod comun $A_{MC}=0,0001$. Astfel, dacă $V_p = V_n = 1\text{ V}$, tensiunea de ieșire, neglijînd tensiunea de dezechilibru de intrare V_{OFF} , va fi $V_{ieq} = A_{MC} \cdot V_p = A_{MC} \cdot V_n = 0,0001 \times 1\text{ V} = 0,1\text{ mV}$.

Ideal ar fi de asemenea de dorit ca *curenții de intrare* care intră în bornele de intrare ale amplificatoarelor operaționale să fie nuli. În realitate, întotdeauna va exista un curent de intrare (de obicei destul de mic).

Exemplul 1.4. Valoarea medie a celor doi curenți de intrare constituie *curentul de polarizare de intrare*. Un amplificator operațional are un curent de polarizare de intrare maxim $I_p = 40 \text{ pA} = 40 \times 10^{-12} \text{ A}$. Astfel, considerind cei doi curenți de intrare de aceeași polaritate, fiecare dintre cei doi curenți de intrare poate avea o valoare cuprinsă între zero și $\pm 80 \text{ pA}$. Dacă însă tehnologia de fabricație a amplificatorului este bine controlată, cei doi curenți de intrare nu vor diferi unul de celălalt cu mai mult de 15 pA , aceasta se exprimă afirmând că valoarea maximă a *curentului de dezechilibru de intrare* (curent offset) este 15 pA .

Proprietățile amplificatoarelor operaționale vor fi discutate în detaliu în capitolele următoare. Faptul că imperfecțiunile unui amplificator operațional contează, sau nu, depinde de cerințele fiecărei aplicații în parte.

APLICAȚII

Amplificatoarele operaționale pot fi utilizate în multe circuite printre care amplificatoare, circuite de formare a impulsurilor, filtre active, generatoare pentru diferite forme de undă, comparatoare. Câteva aplicații sînt ilustrate în problemele de la sfîrșitul acestui capitol; discuția din capitolele următoare se va referi însă numai la amplificatoare, aplicație care stă probabil la baza tuturor celorlalte utilizări.* Se va vedea că prin introducerea reacției negative unele proprietăți ale circuitului amplificator rezultat se vor îmbunătăți pe seama altor proprietăți, în timp ce unele caracteristici nu pot fi modificate cu ajutorul reacției. Astfel, de exemplu, se pot modifica amplificarea de curent continuu și precizia ei, dar nu se poate îmbunătăți tensiunea de dezechilibru de intrare.

Nu vor putea fi discutate toate configurațiile posibile de amplificatoare. Accentul va cădea pe analiza circuitelor simple care pot fi folosite ca părți componente în sisteme mai mari.

P R O B L E M E

1. Să se determine valoarea tensiunii de ieșire V_{te} în figura 1.1, dacă $V_p = 1 \text{ mV}$, $V_n = 1,1 \text{ mV}$ și $A = 10\,000$.

* Pentru aplicații vezi cartea J. Eimbinder, *Application Considerations for Linear Integrated Circuits*, Wiley — Interscience, New York, 1970 în care se fac și trimiteri bibliografice.

2. Să se determine valoarea $|A|$ la o frecvență $f=10$ MHz, dacă $A=1\,000/(1+jf/10\text{ MHz})$.

3. Să se determine faza lui A la o frecvență $f=10$ MHz, dacă A are expresia din problema precedentă.

4. Un amplificator operațional are o valoare maximă a tensiunii de dezechilibru de intrare $V_{OFF}=\pm 3$ mV și o amplificare de curent continuu $A_{CC}=1\,000$. Să se determine între ce limite se va găsi tensiunea de ieșire $V_{ieș}$, dacă tensiunile de intrare sînt $V_p=5$ mV și $V_n=6$ mV.

5. Amplificarea de mod comun a unui amplificator operațional este $A_{MC}=0,0002$. Să se determine valoarea absolută a tensiunii de ieșire $V_{ieș}$, dacă tensiunile de intrare sînt $V_p=V_n=2$ V.

6. În circuitul din figura 1.2, $V_1=9$ mV, $V_2=8$ mV, $R_1=R_2=10\text{ M}\Omega$ și valoarea maximă a curentului de dezechilibru de intrare a amplificatorului operațional peste 15 pA. Să se determine între ce limite se va găsi $V_{ieș}$ dacă $A=1\,000$ și amplificatorul respectă ecuația 1.1.

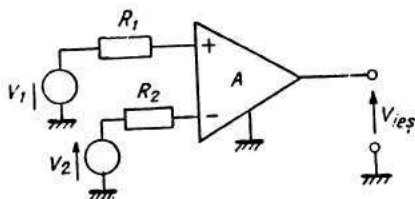


Fig. 1.2.

7. Să se arate că în circuitul din figura 1.3 („Repetor de tensiune“), $V_{ieș}=V_{in}$ dacă se respectă ecuația 1.1 și dacă A tinde către infinit.

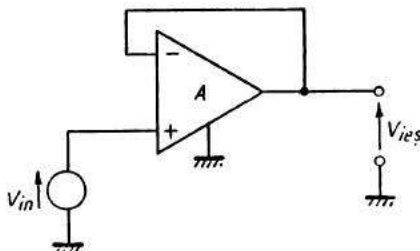
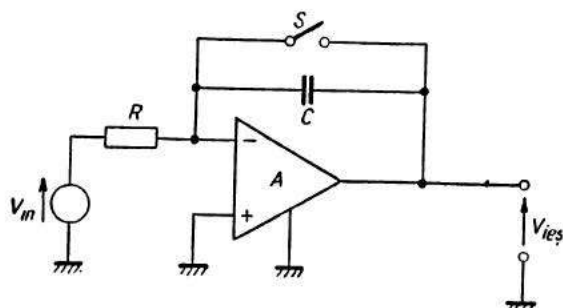


Fig. 1.3.

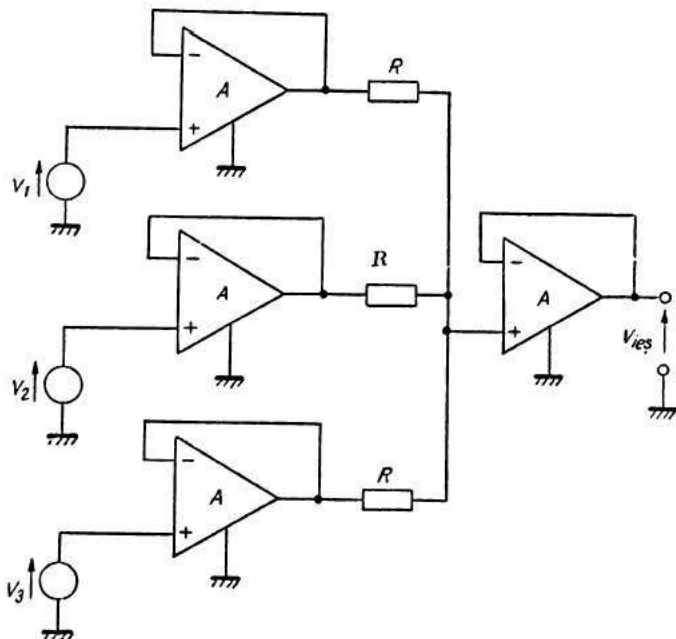
8. În figura 1.4 se arată un amplificator operațional folosit ca un integrator. Să se arate că dacă amplificatorul operațional este descris de ecuația 1.1 în care A tinde către infinit și are curenți de intrare nuli, atunci $V_{ieș}=(1/RC)\int V_{in}dt$ pentru comutatorul S deschis.

Fig. 1.4.



9. Să se arate că în sumatorul din figura 1.5, $V_{ies} = (V_1 + V_2 + V_3)/3$ dacă toate patru amplificatoarele operaționale sînt descrise de ecuația 1.1, cu A tinzînd către infinit, și au curenți de intrare nuli.

Fig. 1.5.



10. Să se arate că în sumatorul din figura 16, $V_{ies} = -(V_1 + V_2 + V_3)$ dacă amplificatorul operațional este descris de ecuația 1.1, cu A tinzînd către infinit, și are curenți de intrare nuli.

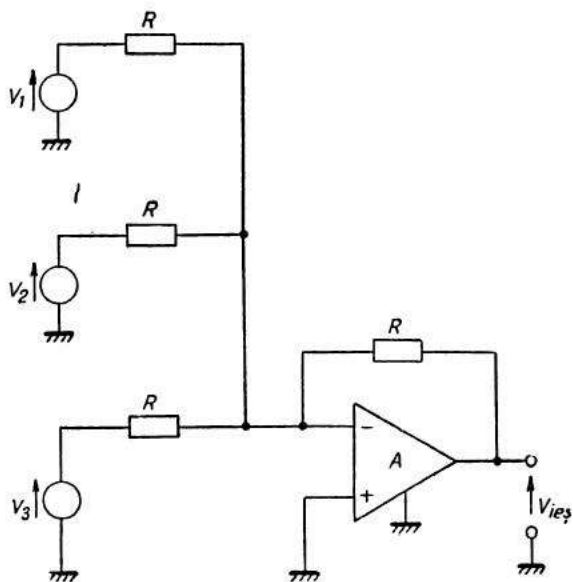


Fig. 1.6.

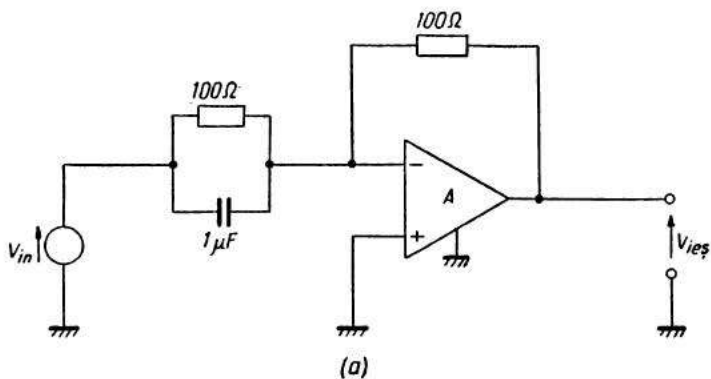


Fig. 1.7.

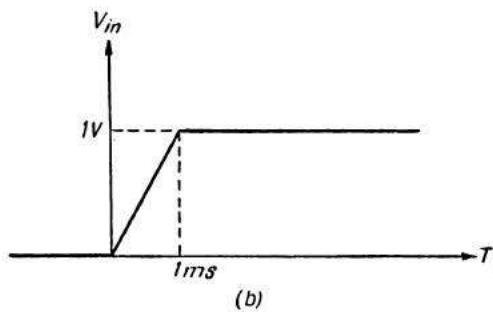
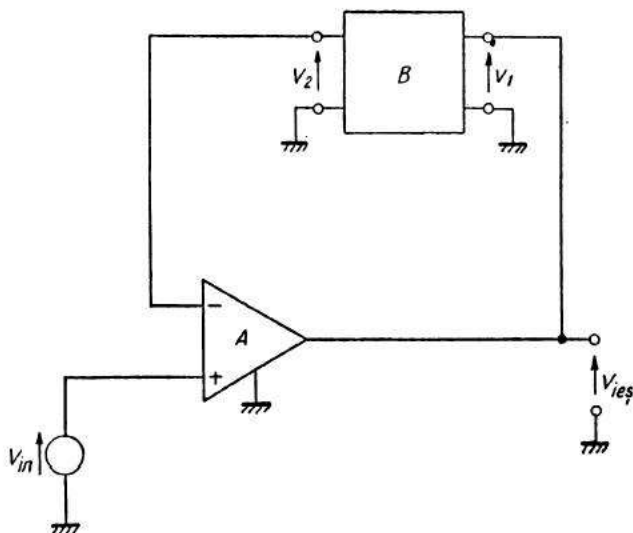


Fig. 1.8.



11. Să se modifice valorile rezistențelor în circuitul din figura 1.6, astfel încît $V_{ieș} = -(V_1 + 2V_2 + 3V_3)$. Se va considera că amplificatorul operațional este descris de ecuația 1.1, cu A tinzînd către infinit, și are curenți de intrare nuli.

12. Să se găsească $V_{ieș}$ în circuitul de formare a impulsurilor din figura 1.7 a, pentru V_{in} dat în figura 1.7 b. Se va considera că amplificatorul operațional este descris de ecuația 1.1, cu A tinzînd către infinit, și are curenți de intrare nuli.

13. Să se arate că în circuitul din figura 1.8 $V_{ieș} = e^{V_{in}}$ dacă cuadripolul B este descris de ecuația $V_2 = \ln V_1$ și dacă amplificatorul operațional este descris de ecuația 1.1, cu A tinzînd către infinit.

2. AMPLIFICATOARE OPERAȚIONALE IDEALE

Un *amplificator operațional ideal* (fig. 2.1) are două borne de intrare, o bornă de ieșire și o bornă de masă. Tensiunea $V_{ieș}$ dintre borna de ieșire și borna de masă depinde de tensiunea V_p dintre borna pozitivă (+) și masă și de tensiunea V_n dintre borna negativă (−) și masă, prin relația:

$$V_{ieș} = A(V_p - V_n), \quad (2.1, a)$$

relație care este adevărată atîta vreme cît curentul de ieșire este finit, adică atîta vreme cît

$$|I_{ieș}| < \infty. \quad (2.1, b)$$

Mărimea A se numește *amplificarea*, *amplificarea în buclă deschisă* sau *amplificarea tensiunii diferențiale* a amplificatorului operațional*. Amplificatorul operațional ideal are de asemenea curenți de intrare nuli, adică în figura 2.1,

$$I_p = I_n = 0 \quad (2.2)$$

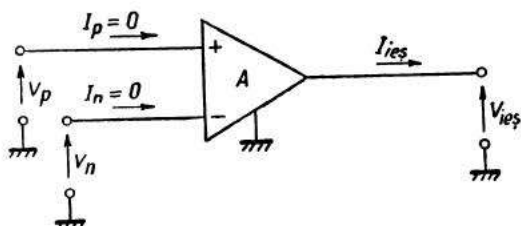


Fig. 2.1. Amplificator operațional ideal.

* În capitolele 2, 3 și 4, A se va considera independent de frecvență. Caracteristicile de frecvență ale lui A vor fi introduse în capitolul 5.

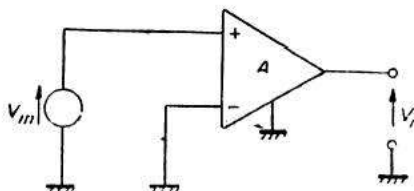
Proprietățile descrise de ecuațiile 2.1 și 2.2 sînt respectate indiferent de valoarea lui V_p și V_n . Astfel, dacă de exemplu un amplificator operațional ideal are la intrare tensiunile $V_p = V_n = 1$ milion de volți, tensiunea de ieșire va fi $V_{ieș} = 0$. Aceasta rezultă din ecuația 2.1, deși în realitate ar fi foarte dificil de găsit un asemenea amplificator operațional. De asemenea ecuația 2.2 este dificil de satisfăcut într-un amplificator operațional real; curenții de intrare nu sînt niciodată nuli, deși în multe cazuri ei pot fi neglijăți

CIRCUITE AMPLIFICATOARE NEINVERSOARE

În figura 2.2 se arată un amplificator operațional folosit ca *amplificator neinversor*. Din ecuația 2.1 rezultă pentru tensiunea de ieșire:

$$V_{ieș} = A V_{in} \quad (2.3)$$

Fig. 2.2. Circuit amplificator neinversor.



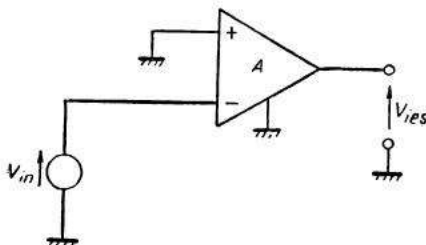
Exemplul 2.1. Un amplificator operațional folosit ca amplificator neinversor are o amplificare $A = 5\,000$. Tensiunea de intrare este $V_{in} = 1$ mV. Prin urmare tensiunea de ieșire este $V_{ieș} = A V_{in} = 5\,000 \times 1 \text{ mV} = 5 \text{ V}$.

CIRCUITE AMPLIFICATOARE INVERSOARE

În figura 2.3 se arată un amplificator operațional folosit ca *amplificator inversor*. Din ecuația 2.1 rezultă pentru tensiunea de ieșire:

$$V_{ieș} = -A V_{in} \quad (2.4)$$

Fig. 2.3. Circuit amplificator inversor.



Exemplul 2.2. Un amplificator operațional folosit ca amplificator inversor are o amplificare $A=10\,000$. Tensiunea de intrare este $V_{in}=1\text{ mV}$. Rezultă o tensiune de ieșire $V_{ieș}= -AV_{in}= -10\,000 \times 1\text{ mV}= -10\text{ V}$.

CIRCUITE AMPLIFICATOARE DIFERENȚIALE

În figura 2.4 se arată un amplificator operațional folosit ca *amplificator diferențial*. Din ecuația 2.1 rezultă pentru tensiunea de ieșire

$$V_{ieș}=A(V_p-V_n) \quad (2.5)$$

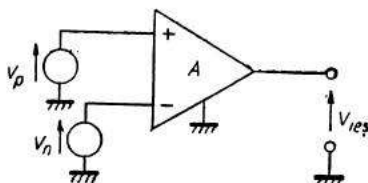


Fig. 2.4. Circuit amplificator diferențial.

Exemplul 2.3. Un amplificator operațional folosit ca amplificator diferențial are o amplificare $A=20\,000$. Tensiunile de intrare sînt $V_p=9\text{ mV}$ și $V_n=9,1\text{ mV}$. Rezultă o tensiune de ieșire $V_{ieș}=A(V_p-V_n)=20\,000 \times (9\text{ mV}-9,1\text{ mV})= -2\text{ V}$.

CIRCUITE AMPLIFICATOARE DIFERENȚIALE CU INTRĂRI FLOTANTE

În figura 2.5 se arată un amplificator diferențial cu intrări flotante. Din ecuația 2.1 rezultă pentru tensiunea de ieșire

$$V_{ieș}=AV_{in} \quad (2.6)$$

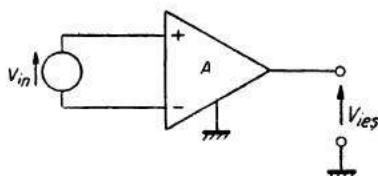


Fig. 2.5. Circuit amplificator diferențial cu intrări flotante.

Exemplul 2.4. În amplificatorul diferențial cu intrări flotante din figura 2.5 se folosește un amplificator operațional cu o amplificare $A=1\,000$. Tensiunea de intrare este $V_{in}=1\text{ mV}$. Prin urmare tensiunea de ieșire este $V_{ieș}=AV_{in}=1\,000 \times 1\text{ mV}=1\text{ V}$.

P R O B L E M E

1. Ce valoare trebuie să aibă amplificarea A pentru ca un semnal de intrare de tensiune $V_{in}=0,1$ mV să fie amplificat la o tensiune $V_{ieş}=2$ V? Care tip de amplificator trebuie folosit?

2. Un circuit amplificator inversor are o amplificare $A=5\,000$ şi o tensiune de ieşire $V_{ieş}=2$ V. Să se determine valoarea tensiunii de intrare V_{in} .

3. Să se determine valoarea lui V_p în circuitul din figura 2.4 dacă amplificarea $A=10\,000$, tensiunea de ieşire $V_{ieş}=1$ V şi dacă $V_n=5$ mV.

4. Să se determine valoarea tensiunii de ieşire $V_{ieş}$ în circuitul din figura 2.6, dacă amplificatorul operaţional este ideal cu o amplificare $A=2\,000$ şi dacă $V_{in}=-1$ mV.

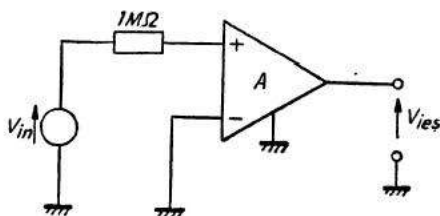


Fig. 2.6.

5. Să se determine valoarea tensiunii de ieşire $V_{ieş}$ în circuitul din figura 2.7, dacă amplificatorul operaţional este ideal cu o amplificare $A=2\,000$ şi dacă $V_{in}=-1$ mV.

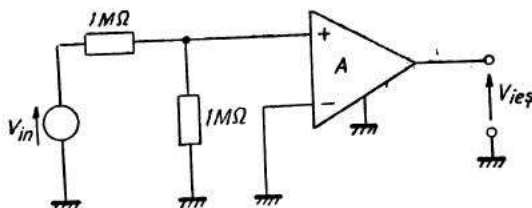


Fig. 2.7.

6. Să se calculeze valorile tensiunilor $V_{ieş_1}$ şi $V_{ieş_2}$ în circuitul din figura 2.8, considerînd $A_1=10\,000$, $A_2=11\,000$ şi $V_{in}=-0,2$ mV.

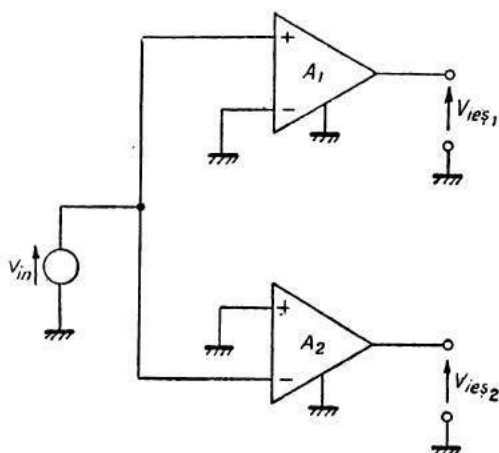


Fig. 2.8.

7. Să se calculeze valoarea lui $V_{ieş}$ în circuitul din figura 2.9 dacă $V_1=1$ mV, $V_2=5$ V, $A_1=5\,000$ și $A_2=10\,000$. Să se repete pentru $A_1=5\,001$.

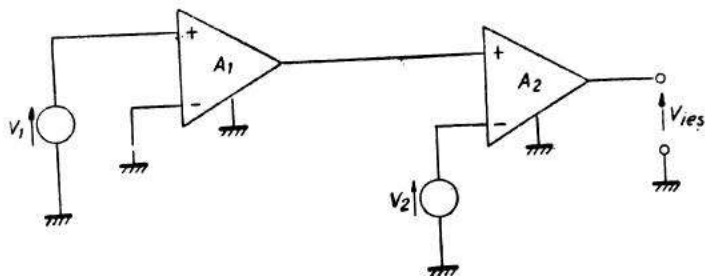


Fig. 2.9.

8. Să se calculeze valoarea lui $V_{ieş}$ în circuitul din figura 2.10 dacă $V_{in}=10$ mV și $A=2\,000$.

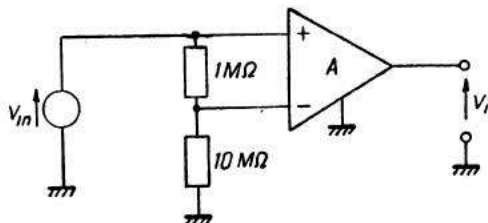
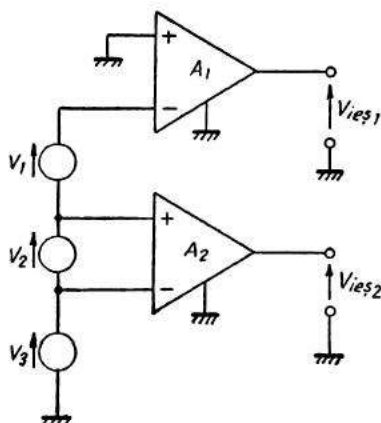


Fig. 2.10.

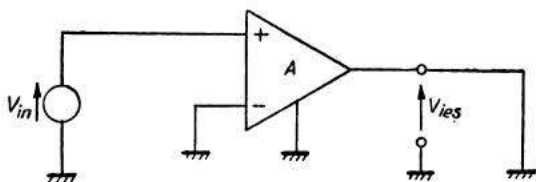
9. Să se calculeze valorile tensiunilor $V_{ieş_1}$ şi $V_{ieş_2}$ în circuitul din figura 2.11, dacă $V_1 = V_2 = V_3 = 1$ mV şi $A_1 = A_2 = 4\,000$.

Fig. 2.11.



10. Ce valoare are $V_{ieş}$ în circuitul din figura 2.12? Să se explice rezultatul pe baza ecuației 2.1, b.

Fig. 2.12.



11. Circuitul amplificator diferențial, din figura 2.4 este folosit ca un comparator cu $V_n = 1$ V şi $V_p = t \times 1$ V/secundă. După cât timp se va anula $V_{ieş}$?

3. REACȚIA

Performanțele unui circuit amplificator care folosește un amplificator operațional pot fi modificate substanțial prin aplicarea unei reacții corespunzătoare: amplificarea rezultantă poate fi micșorată, stabilitatea sa îmbunătățită, mărimea semnalelor parazite redusă, lărgimea de bandă și viteza de lucru crescute, nelinearitățile diminuate. Discuția se va referi numai la *reacția negativă*, adică la cazul în care o parte a tensiunii de ieșire este readusă la borna de intrare negativă; cîteva proprietăți ale *reacției pozitive* vor fi succint menționate în problema 16 din acest capitol și în problema 12 a capitolului 4.

În acest capitol se vor determina amplificările diferitelor circuite amplificatoare cu reacție; alte proprietăți ale reacției vor fi discutate în capitolele următoare.

CIRCUITE AMPLIFICATOARE NEINVERSOARE CU REACȚIE

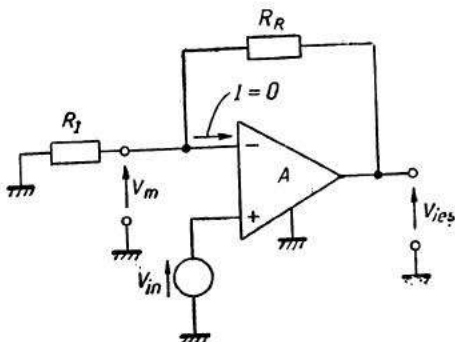
Fie circuitul din figura 3.1. Semnalul de intrare V_{in} este introdus pe borna de intrare pozitivă (+) a amplificatorului. Borna de intrare negativă (—), nu mai este însă legată la masă ca mai înainte, ci primește o tensiune V_m care este o fracțiune a tensiunii de ieșire V_{ief} :

$$V_m = F_N V_{ief}, \quad (3.1)$$

unde factorul de reacție al circuitului amplificator neinvertor, F_N , este definit astfel

$$F_N \equiv \frac{R_I}{R_I + R_R}, \quad (3.2)$$

Fig. 3.1. Circuit amplificator neinvertor cu reacție negativă.



Pentru a exprima $V_{ieș}$ ca funcție de V_{in} , se va utiliza ecuația 2.1 care capătă forma

$$V_{ieș} = A(V_{in} - V_m) \quad (3.3)$$

Combinând ecuațiile 3.1 și 3.3 rezultă:

$$\frac{V_{ieș}}{V_{in}} = \frac{A}{1 + AF_N} \quad (3.4)$$

Mărimea $V_{ieș}/V_{in}$ este *amplificarea rezultantă a circuitului amplificator neinvertor cu reacție* și în cele ce urmează va fi notată cu M_N .*

$$M_N = \frac{V_{ieș}}{V_{in}} \quad (3.5)$$

Prin urmare, pentru circuitul amplificator neinvertor cu reacție negativă,

$$M_N = \frac{A}{1 + AF_N} \quad (3.6)$$

unde coeficientul de reacție F_N este dat de ecuația (3.2).

Exemplul 3.1. În circuitul amplificator cu reacție din figura 3.1 se folosește un amplificator operațional cu amplificarea $A=1\,000$. Valorile rezistențelor sînt $R_I=1\,000\ \Omega$ și $R_R=9\,000\ \Omega$. Prin urmare coeficientul de reacție este

$$F_N = \frac{R_I}{R_I + R_R} = \frac{1\,000\ \Omega}{1\,000\ \Omega + 9\,000\ \Omega} = 0,1$$

iar amplificarea rezultantă a circuitului amplificator cu reacție este

$$M_N = \frac{A}{1 + AF_N} = \frac{1\,000}{1 + 1\,000 \times 0,1} = \frac{1\,000}{101} = 9,90$$

* M_N se mai numește uneori *amplificare cu reacție* sau *amplificare pe buclă închisă*.

Este interesant de văzut ce se întâmplă atunci când amplificarea A a amplificatorului operațional este suficient de mare pentru ca *amplificarea pe buclă a circuitului amplificator neinversor* AF_N să devină mult mai mare decât unitatea, adică

$$AF_N \gg 1. \quad (3.7)$$

În acest caz, expresia 3.6 a amplificării rezultante se poate reduce la următoarea formă simplificată.

$$M_N = \frac{A}{1 + AF_N} \approx \frac{A}{AF_N} = \frac{1}{F_N} \quad (3.8)$$

Prin urmare, dacă A este suficient de mare ca să rezulte o amplificare pe buclă $AF_N \gg 1$, amplificarea rezultantă a circuitului amplificator cu reacția M_N devine independent de A și este determinat doar de coeficientul de reacție, adică de rezistențele R_I și R_R .

Exemplul 3.2. În circuitul amplificator din figura 3.1 se folosește un amplificator operațional cu o amplificare $A=100\,000$. Rezistențele au valorile $R_I=1\,000\ \Omega$ și $R_R=9\,000\ \Omega$. Prin urmare, factorul de reacție este:

$$F_N = \frac{R_I}{R_I + R_R} = \frac{1\,000\ \Omega}{1\,000\ \Omega + 9\,000\ \Omega} = 0,1.$$

Amplificarea pe buclă are valoarea $AF_N = 100\,000 \times 0,1 = 10\,000 \gg 1$. Deci amplificarea rezultantă a circuitului amplificator este aproximativ $M_N \approx 1/F_N = 1/0,1 = 10$. Valoarea exactă a lui M_N este

$$M_N = \frac{A}{1 + AF_N} = \frac{100\,000}{1 + 10\,000} = 9,9990.$$

CIRCUITE AMPLIFICATOARE INVERSOARE CU REACȚIE

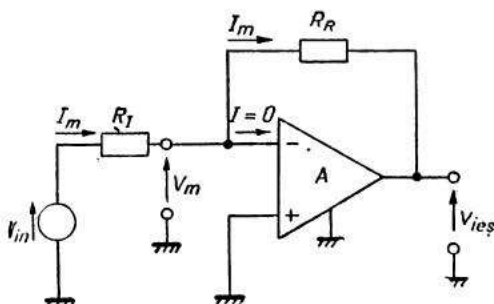
În figura 3.2 se arată un circuit amplificator inversor cu reacție negativă. Aici, ca și în cazul circuitului amplificator neinversor, o fracțiune a tensiunii de ieșire este readusă la borna de intrare negativă. De data aceasta însă, semnalul de intrare V_{in} este introdus pe borna negativă prin rezistența de la intrare R_I . Folosind ecuația 2.1 rezultă:

$$V_{ief} = -A V_m. \quad (3.9)$$

Din figura 3.2 rezultă:

$$I_n = \frac{V_{in} - V_m}{R_I} \quad (3.10)$$

Fig. 3.2. Circuit amplificator inversor cu reacție negativă.



și

$$I_n = \frac{V_m - V_{ieș}}{R_R} \quad (3.11)$$

Combinând ecuațiile 3.9, 3.10 și 3.11, amplificarea rezultantă a circuitului amplificator inversor cu reacție, M_I^* devine:

$$M_I \equiv \frac{V_{ieș}}{V_{in}} = \frac{-A}{1 + (A+1)F_I} \quad (3.12)$$

unde factorul de reacție al circuitului amplificator inversor, F_I , este definit ca:

$$F_I \equiv \frac{R_I}{R_R} \quad (3.13)$$

Exemplul 3.3. În circuitul amplificator cu reacție din figura 3.2 se folosește un amplificator operațional cu $A = 1\,000$. Rezistențele au valorile $R_I = 1\,000\ \Omega$ și $R_R = 10\,000\ \Omega$. Prin urmare, coeficientul de reacție este:

$$F_I = \frac{R_I}{R_R} = \frac{1\,000}{10\,000} = 0,1,$$

și amplificarea rezultantă a circuitului amplificator cu reacție este:

$$M_I = \frac{-A}{1 + (A+1)F_I} = \frac{-1\,000}{1 + (1\,000+1) \times 0,1} = -9,89.$$

Dacă amplificarea A este suficient de mare pentru ca amplificarea pe buclă a circuitului amplificator inversor, definită ca produsul AF_I , să fie mare, adică atunci când

$$AF_I \gg 1 + F_I, \quad (3.14)$$

* M_I se mai numește uneori amplificarea cu reacție sau amplificarea pe buclă închisă.

ecuația 3.12 se reduce la următoarea formă simplificată:

$$M_I = \frac{-A}{1+(A+1)F_I} = \frac{-A}{1+F_I+AF_I} \approx \frac{-A}{AF_I} = -\frac{1}{F_I} \quad (3.15)$$

Prin urmare, ca și în cazul circuitului amplificator neinvorsor cu reacție negativă, dacă amplificarea A este suficient de mare, amplificarea rezultantă depinde doar de coeficientul de reacție adică de rezistențele R_I și R_R .

Exemplul 3.4. În circuitul amplificator cu reacție din figura 3.2 se folosește un amplificator operațional cu amplificarea $A=100\,000$. Rezistențele au valorile $R_I=1\,000\,\Omega$ și $R_R=10\,000\,\Omega$. Prin urmare, coeficientul de reacție este

$$F_I = \frac{R_I}{R_R} = \frac{1\,000}{10\,000} = 0,1.$$

Amplificarea pe buclă are valoarea $AF_I=100\,000 \times 0,1=10\,000 \gg 1+F_I=1,1$. Deci amplificarea rezultantă a circuitului amplificator cu reacție este aproximativ $M_I \approx -1/F_I = -1/0,1 = -10$. Valoarea exactă a lui M_I este:

$$M_I = \frac{-A}{1+(A+1)F_I} = \frac{-100\,000}{1+(100\,000+1) \times 0,1} = -9,9989.$$

CIRCUITE AMPLIFICATOARE DIFERENȚIALE CU REACȚIE

În figura 3.3 se arată un circuit amplificator diferențial cu reacție negativă. Rezultă ecuațiile următoare

$$V_{ie_f} = A(V_p - V_m) \quad (3.16)$$

$$I_m = \frac{V_n - V_m}{R_I} \quad (3.17)$$

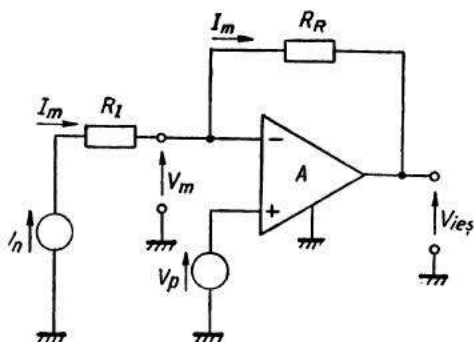


Fig. 3.3. Circuit amplificator diferențial cu reacție negativă.

și

$$I_m = \frac{V_m - V_{ieq}}{R_R} \quad (3.18)$$

Combinînd aceste ecuații, rezultă

$$V_{ieq} = \frac{A}{1 + AF_N} V_p - \frac{A}{1 + (A+1)F_I} V_n \quad (3.19)$$

unde coeficienții de reacție F_N și F_I sînt definiți astfel

$$F_N \equiv \frac{R_I}{R_I + R_R} \quad (3.20)$$

$$F_I \equiv \frac{R_I}{R_R} \quad (3.21)$$

Ecuația 3.19 mai poate fi scrisă în forma

$$V_{ieq} = M_N V_p + M_I V_n \quad (3.22)$$

unde M_N și M_I sînt definiți astfel

$$M_N \equiv \frac{A}{1 + AF_N} \quad (3.23)$$

și

$$M_I \equiv \frac{-A}{1 + (A+1)F_I} \quad (3.24)$$

cu F_N și F_I dați de ecuațiile 3.20 respectiv 3.21.

Se observă că M_N și M_I nu au în general aceeași mărime; prin urmare cele două semnale de intrare V_p și V_n sînt amplificate de un număr diferit de ori. În cazul limită al unor amplificări pe buclă $AF_N \gg 1$ și $AF_I \gg 1 + F_I$,* tensiunea de ieșire V_{ieq} se poate aproxima prin

$$V_{ieq} \approx \frac{1}{F_N} V_p - \frac{1}{F_I} V_n \quad (3.25)$$

Exemplul 3.5. În circuitul din figura 3.3 se folosește un amplificator operațional cu amplificarea $A=100\,000$. Rezistențele au valorile $R_I=1\,000\,\Omega$ și $R_R=9\,000\,\Omega$. Valoarea coeficientului de reacție F_N este

$$F_N = \frac{R_I}{R_I + R_R} = \frac{1\,000\,\Omega}{1\,000\,\Omega + 9\,000\,\Omega} = \frac{1}{10}$$

iar valoarea coeficientului de reacție F_I este

$$F_I = \frac{R_I}{R_R} = \frac{1\,000\,\Omega}{9\,000\,\Omega} = \frac{1}{9}$$

* Se poate arăta că aceste două condiții sînt echivalente.

Valoarea amplificării pe buclă AF_N este

$$AF_N = 100\,000/10 = 10\,000 \gg 1,$$

deci se justifică folosirea ecuației 3.25:

$$V_{ieq} \approx \frac{1}{F_N} V_p - \frac{1}{F_I} V_n = 10V_p - 9V_n.$$

Expresia exactă pentru V_{ieq} obținută din ecuația 3.19, este

$$\begin{aligned} V_{ieq} &= \frac{A}{1+AF_N} V_p - \frac{A}{1+(A+1)F_I} V_n = \\ &= \frac{100\,000}{1+100\,000 \times 0,1} V_p - \frac{100\,000}{1+(100\,000+1)/9} V_n = 9,9990 V_p - 8,9991 V_n. \end{aligned}$$

Mărimile amplificărilor celor două semnale de intrare V_p și V_n la un circuit amplificator diferențial cu reacție pot fi făcute egale dacă se modifică circuitul din figura 3.3 așa cum se arată în figura 3.4. Acum, din ecuația 3.19 rezultă pentru tensiunea de ieșire V_{ieq} , expresia

$$\begin{aligned} V_{ieq} &= \frac{A}{1+AF_N} \cdot \frac{R_P}{R_P+R_S} V_p - \frac{A}{1+(A+1)F_I} V_n = \\ &= \frac{A}{1+\frac{R_S}{R_P} + A \frac{R_I}{R_R} \left(1+\frac{R_S}{R_P}\right) / \left(1+\frac{R_I}{R_R}\right)} V_p - \frac{A}{1+\frac{R_I}{R_R} + A \frac{R_I}{R_R}} V_n. \end{aligned} \quad (3.26)$$

Dacă

$$\frac{R_P}{R_S} = \frac{R_R}{R_I}, \quad (3.27)$$

atunci ecuația 3.26 devine

$$V_{ieq} = \frac{A}{1+(A+1)F_I} (V_p - V_n), \quad (3.28)$$

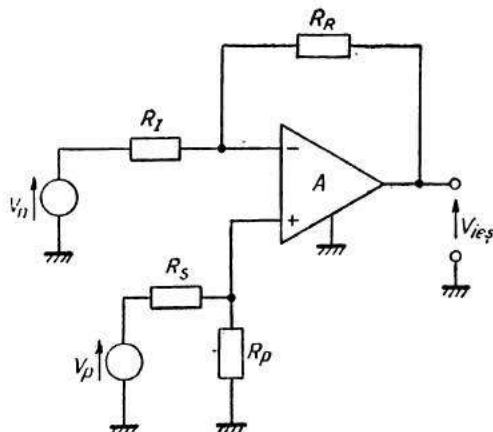
adică mărimile amplificărilor lui V_n și V_p sînt egale. Mai mult chiar, dacă amplificările pe buclă $AF_N \gg 1$ și $AF_I \gg 1 + F_I$, atunci V_{ieq} se poate aproxima astfel:

$$V_{ieq} \approx \frac{1}{F_I} (V_p - V_n) \quad (3.29)$$

Exemplul 3.6. În circuitul din figura 3.4 se folosește un amplificator operațional cu amplificarea $A \approx 100\,000$. Rezistențele au valorile $R_I = 1\,000\ \Omega$, $R_R = 9\,000\ \Omega$, $R_S = 2\,000\ \Omega$ și $R_P = 18\,000\ \Omega$. Deci $R_P/R_S = R_R/R_I$, și amplificarea pe buclă

$$AF_I = A \frac{R_I}{R_R} = 100\,000 \frac{1\,000}{9\,000} = 11\,111 \gg 1 + F_I = 1 + \frac{R_I}{R_P} = 1,11.$$

Fig. 3.4. Circuit amplificator diferențial cu reacție negativă și cu amplificări egalizate.



Prin urmare se poate aplica ecuația 3.29, adică tensiunea de ieșire este aproximativ

$$V_{ieș} \approx \frac{1}{F_I} (V_p - V_n) = 9(V_p - V_n).$$

Expresia exactă pentru $V_{ieș}$, corespunzătoare ecuației 3.28, este:

$$V_{ieș} = \frac{A}{1 + (A+1)F_I} (V_p - V_n) = \frac{100\,000}{1 + (100\,000 + 1)/9} (V_p - V_n) = 8,9991(V_p - V_n).$$

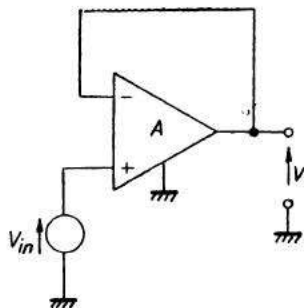
CIRCUITUL REPETOR DE TENSIUNE

Un caz special al circuitului amplificator neinvertor cu reacție din figura 3.1 apare în situațiile limită în care fie $R_I \neq 0$ și $R_R = 0$ fie $R_I = \infty$ și $R_R \neq \infty$. Acest caz special constituie *circuitul repetor de tensiune*, forma cea mai simplă a acestui circuit fiind reprezentată în figura 3.5. Coeficientul de reacție F_N are valoarea $F_N = 1$; prin urmare, din ecuația 3.4 rezultă

$$\frac{V_{ieș}}{V_{in}} = \frac{A}{1 + A}. \quad (3.30)$$

În situația limită în care amplificarea $A \gg 1$, ecuația 3.30 se reduce la

$$\frac{V_{ieș}}{V_{in}} \approx 1, \quad (3.31)$$



de unde și denumirea de repetor de tensiune.

Exemplul 3.7. Amplificatorul operațional folosit în circuitul din figura 3.5 are o amplificare $A=100\,000$. Prin urmare, din ecuația 3.30 rezultă:

$$\frac{V_{icf}}{V_{in}} = \frac{100\,000}{1+100\,000} = 0,999990.$$

P R O B L E M E

1. Să se calculeze valoarea amplificării rezultante a circuitului amplificator neinvertor cu reacție, M_N , dacă amplificatorul operațional folosit are amplificarea $A=100\,000$ iar rezistențele au valorile $R_I=100\,\Omega$ și $R_R=10\,000\,\Omega$. Cu câte procente se modifică M_N dacă A este modificat la $11\,000$?

2. Să se deducă V_m/V_{in} în figura 3.1. Ce devine V_m/V_{in} dacă amplificarea pe buclă $AF_N \gg 1$?

3. Să se deducă ecuația 3.4.

4. Să se calculeze valoarea amplificării rezultante a circuitului amplificator inversor M_I pentru circuitul din figura 3.2, dacă amplificatorul operațional are amplificarea $A=10\,000$ iar rezistențele au valorile $R_I=100\,\Omega$ și $R_R=10\,000\,\Omega$.

5. Să se deducă V_m/V_{in} în figura 3.2. Ce devine V_m/V_{in} dacă amplificarea pe buclă $AF_I \gg 1+F_I$?

6. Să se deducă ecuația 3.12.

7. Să se deducă V_{in}/I_m în figura 3.2. Ce devine V_{in}/I_m dacă amplificarea pe buclă $AF_I \gg 1+F_I$?

8. Să se calculeze valorile amplificărilor rezultante M_N și M_I ale circuitului amplificator diferențial cu reacție din figura 3.3, dacă amplificatorul operațional folosit în circuit are amplificarea $A=10\,000$ iar rezistențele au valorile $R_I=100\,\Omega$ și $R_R=10\,000\,\Omega$.

9. Să se deducă ecuația 3.19.

10. În circuitul din figura 3.4 amplificatorul operațional are o amplificare $A=10\,000$. Rezistențele au valorile $R_I=100\,\Omega$, $R_R=10\,000\,\Omega$, $R_S=100\,\Omega$ și $R_P=10\,000\,\Omega$; tensiunile de intrare sînt $V_p=V_n=1\text{ V}$. Ce valoare are tensiunea de ieșire V_{icf} ? Să se repete cu $R_R=10\,001\,\Omega$.

11. Să se deducă ecuația 3.28.

12. Să se calculeze valoarea raportului V_{icf}/V_{in} pentru un circuit repetor de tensiune în care se folosește un amplificator operațional cu amplificarea $A=1\,000$.

13. Să se calculeze V_{icf}/V_{in} pentru circuitul din figura 3.6. Să se comenteze rezultatul.

14. Să se calculeze valoarea tensiunii de ieșire V_{icf} în circuitul din figura 3.7, dacă $V_n=1\text{ mV}$ și amplificarea $A=1\,000$.

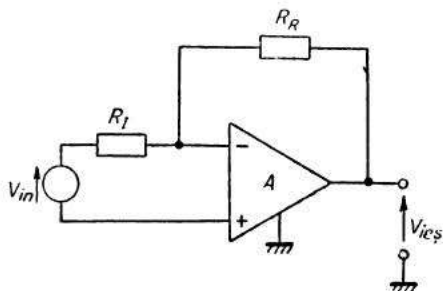


Fig. 3.6.

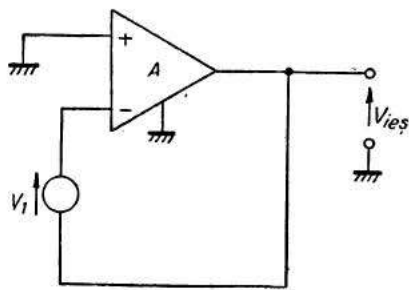


Fig. 3.7.

15. Să se deducă o expresie pentru $V_{ieș}$ în circuitul *amplificator diferențial compus* din figura 3.8. Cum depinde $V_{ieș}$ de R_1 și de R_2 ? Să se calculeze $V_{ieș}$ pentru $V_1=10$ mV, $V_2=11$ mV, $R_1=1$ M Ω , $R_2=10$ M Ω ; $A_1=11$ 000, $A_2=10$ 000, $R_I=R_S=100$ Ω , $R_R=R_P=100$ 000 Ω , $A_3=10$ 000. În ce scop se folosesc amplificatoarele operaționale A_1 și A_2 ?

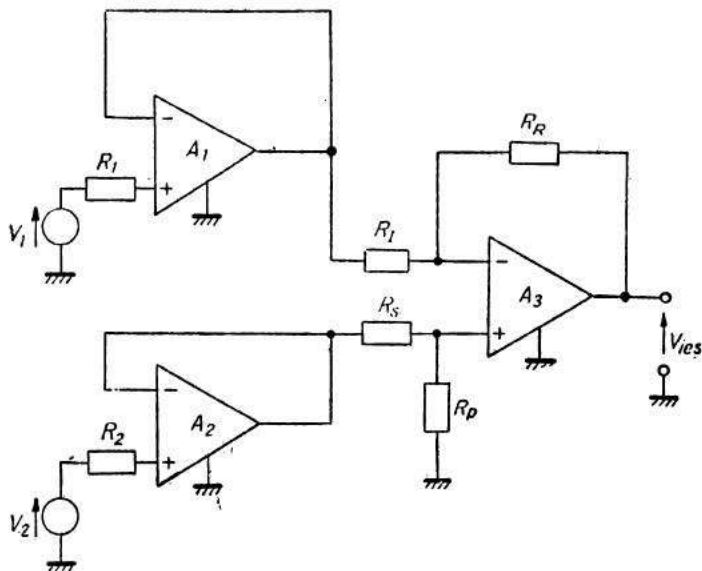


Fig. 3.8.

16. În figura 3.9 se arată un circuit amplificator cu reacție pozitivă. Să se determine valoarea lui $V_{ieș}/V_{in}$ dacă amplificatorul operațional are amplificarea $A=100$ iar $R_I=100$ Ω și $R_R=10$ 000 Ω . Să se comenteze rezultatul.

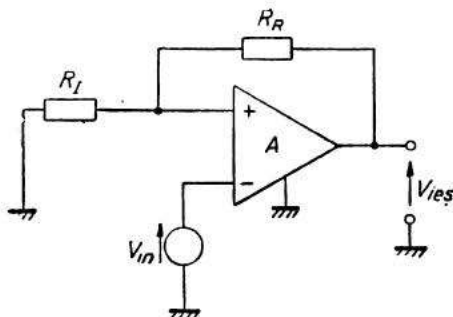


Fig. 3.9.

17. Folosind expresia aproximativă $M_N \approx 1/F_N$ în locul ecuației exacte 3.6, M_N se calculează cu o anumită eroare. Se definește eroarea relativă la determinarea lui M_N :

$$\frac{\Delta M_N}{M_N} = \frac{M_{N_{exact}} - M_{N_{aprox}}}{M_{N_{exact}}},$$

unde $M_{N_{exact}}$ este M_N din ecuația 3.6 iar $M_{N_{aprox}} = 1/F_N$. Să se arate că eroarea relativă la determinarea lui M_N este:

$$\frac{\Delta M_N}{M_N} = -\frac{1}{AF_N}.$$

18. Folosind expresia aproximativă $M_I \approx -1/F_I$ în locul ecuației exacte 3.12, M_I se calculează cu o anumită eroare. Se definește eroarea relativă la determinarea lui M_I :

$$\frac{\Delta M_I}{M_I} = \frac{M_{I_{exact}} - M_{I_{aprox}}}{M_{I_{exact}}},$$

unde $M_{I_{exact}}$ este M_I din ecuația 3.12 iar $M_{I_{aprox}} = -1/F_I$. Să se arate că eroarea relativă la determinarea lui M_I este:

$$\frac{\Delta M_I}{M_I} = -\frac{1+F_I}{AF_I}$$

19. Să se determine $V_{ieș}/V_{in}$ pentru circuitul *amplificator cu intrare diferențială și ieșire diferențială* din figura 3.10.* Să se calculeze $V_{ieș}/V_{in}$ pentru $A_1=A_2=1\,000$, $R_1=R_2=10\,000\ \Omega$ și $R_3=2\,000\ \Omega$.

20. Să se determine $V_{ieș}/V_{in}$ pentru circuitul *amplificator potențiometric* din figura 3.11.* Să se calculeze $V_{ieș}/V_{in}$ pentru $A_1=A_2=1\,000$ și $R_1=R_2=R_3=R_4=1\,000\ \Omega$.

21. Să se arate că dacă F_N și F_I sînt date de ecuațiile 3.20 respectiv 3.21, atunci condițiile $AF_N \gg 1$ și $AF_I \gg 1+F_I$ sînt echivalente.

* Pentru o analiză detaliată a circuitului vezi J. Eimbinder, *Designing with Linear Integrated Circuits*, John Wiley and Sons, New York, 1969,

Fig. 3.10.

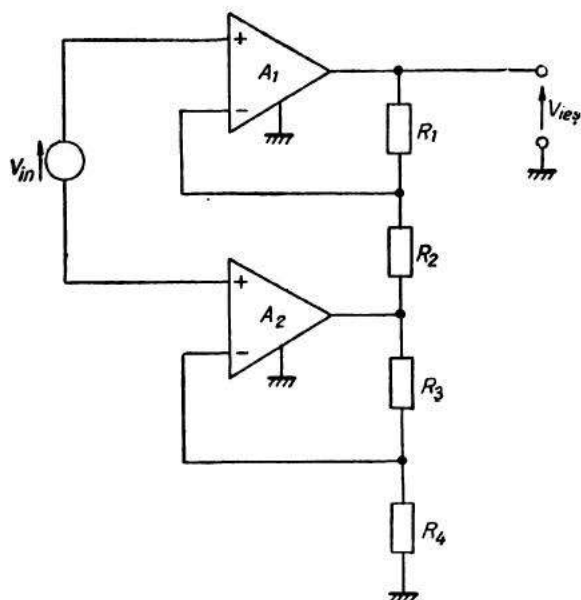
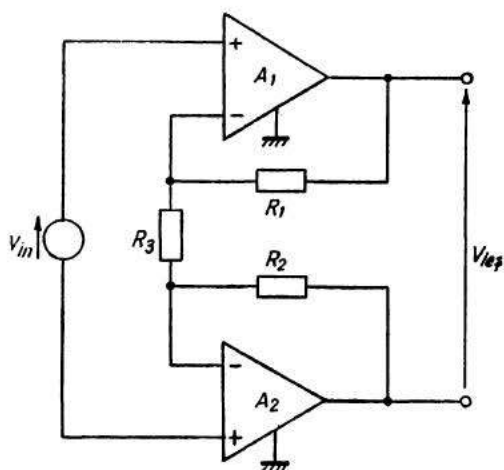


Fig. 3.11.

4. PRECIZIA AMPLIFICĂRII

Expresiile deduse în capitolul precedent pentru amplificările rezultante M_N și M_I arată că acestea depind de valoarea amplificării A a amplificatorului operațional și de valorile rezistențelor R_I și R_R . De multe ori apare necesitatea evaluării efectelor unor mici modificări ale amplificării A sau ale valorilor rezistențelor asupra lui M_N și M_I . Desigur, o astfel de evaluare se poate face calculind pe M_N și M_I ; uneori acest procedeu poate deveni foarte laborios, îndeosebi atunci cînd modificările sînt mici.

Exemplul 4.1. Într-un circuit amplificator neinversor cu reacție negativă (Fig. 3.1) se folosește un amplificator operațional cu o amplificare $A=10\,000 \pm \pm 1\%$. Rezistențele au valorile $R_I=1\,000\ \Omega$ și $R_R=9\,000\ \Omega$. Cît va fi variația relativă a amplificării rezultante a circuitului amplificator cu reacție M_N , ca urmare a modificării lui A cu 1% ?

Valoarea coeficientului de reacție F_N este

$$F_N = \frac{R_I}{R_I + R_R} = \frac{1\,000\ \Omega}{1\,000\ \Omega + 9\,000\ \Omega} = 0,1.$$

Cînd A are valoarea nominală $A=10\,000$, M_N are valoarea

$$M_{Nnom} = \frac{A}{1 + AF_N} = \frac{10\,000}{1 + 10\,000 \times 0,1} = \frac{10\,000}{1\,001} \approx 9,99.$$

Cînd A are valoarea sa minimă $A=9\,900$, M_N este

$$M_{Nmin} = \frac{A}{1 + AF_N} = \frac{9\,900}{1 + 9\,900 \times 0,1} = \frac{9\,900}{991}.$$

Cînd A are valoarea sa maximă $A=10\,100$, M_N devine

$$M_{Nmax} = \frac{A}{1 + AF_N} = \frac{10\,100}{1 + 10\,100 \times 0,1} = \frac{10\,100}{1\,011}.$$

Diferența dintre valorile minimă și nominală ale lui M_N este:

$$M_{N_{min}} - M_{N_{nom}} = \frac{9\,900}{991} - \frac{1\,000}{1\,001} = -\frac{100}{991,991} \approx -0,0001,$$

iar variația relativă a lui M_N corespunzătoare acestei diferențe este:

$$\frac{M_{N_{min}} - M_{N_{nom}}}{M_{N_{nom}}} \approx \frac{-0,0001}{9,99} \approx -0,00001 = -0,001 \, \%.$$

Diferența dintre valorile maximă și nominală ale lui M_N este:

$$M_{N_{max}} - M_{N_{nom}} = \frac{10\,100}{1\,011} - \frac{10\,000}{1\,001} = \frac{100}{1.012.011} \approx 0,0001$$

iar variația relativă a lui M_N corespunzătoare acestei diferențe este:

$$\frac{M_{N_{max}} - M_{N_{nom}}}{M_{N_{nom}}} \approx \frac{0,0001}{9,99} \approx 0,00001 = 0,001 \, \%$$

Prin urmare, amplificarea rezultantă poate fi exprimată astfel:

$$M_N = 9,99 \pm 0,001 \, \%$$

VARIAȚII MICI ALE AMPLIFICĂRII AMPLIFICATORULUI OPERAȚIONAL

Exemplul anterior ilustrează cât de incomodă poate deveni evaluarea modificării amplificării rezultante M_N atunci când variațiile amplificării A ale amplificatorului operațional sînt mici. În cele ce urmează se va arăta că în cazul în care mărimile variațiilor lui A sînt mult mai mici decît A , se pot obține expresii simple pentru variațiile relative ale lui M_N și M_I .*

Definind

$$\Delta A \equiv A - A_{nom} \quad (4.1)$$

$$\text{și} \quad \Delta M \equiv M - M_{nom}, \quad (4.2)$$

$$\text{unde} \quad M_{nom} \equiv M(A_{nom}), \quad (4.3)$$

și considerînd că $\Delta A/A$ este mic, adică

$$\left| \frac{\Delta A}{A} \right| \ll 1, \quad (4.4)$$

* Rezultatele din acest capitol vor fi obținute pe baza unor dezvoltări în serie Taylor. Se poate însă ajunge la aceste rezultate și direct — vezi problemele 13 și 14.

amplificarea rezultantă M poate fi dezvoltată în următoarea serie Taylor:

$$M = M_{nom} + \left(\frac{\partial M}{\partial A} \right)_{A=A_{nom}} (A - A_{nom}) + \frac{1}{2!} \left(\frac{\partial^2 M}{\partial A^2} \right)_{A=A_{nom}} (A - A_{nom})^2 + \dots \quad (4.5)$$

Combinând ecuațiile 4.1, 4.2, 4.3 și 4.5 rezultă:

$$\Delta M = \left(\frac{\partial M}{\partial A} \right)_{A=A_{nom}} \Delta A + \frac{1}{2!} \left(\frac{\partial^2 M}{\partial A^2} \right)_{A=A_{nom}} \Delta A^2 + \dots \quad (4.6)$$

Se poate arăta că, ținând seama de ecuația 4.4, ecuația 4.6 poate fi aproximată în modul următor:

$$\Delta M = \left(\frac{\partial M}{\partial A} \right)_{A=A_{nom}} \Delta A, \quad (4.7)$$

și prin urmare, variația relativă a amplificării rezultante

$$\frac{\Delta M}{M_{nom}} = \frac{A_{nom}}{M_{nom}} \left(\frac{\partial M}{\partial A} \right)_{A=A_{nom}} \frac{\Delta A}{A_{nom}}. \quad (4.8)$$

În cazul circuitului amplificator neinvertor cu reacție, ținând seama de ecuația 3.6, ecuația 4.8 pentru $M_i = M_N$ devine:

$$\frac{\Delta M_N}{M_{N_{nom}}} = \frac{1}{1 + A_{nom} F_N} \frac{\Delta A}{A_{nom}}. \quad (4.9)$$

Cînd amplificarea pe buclă $A_{nom} F_N \gg 1$, ecuația (4.9) se reduce la

$$\frac{\Delta M_N}{M_{N_{nom}}} \approx \frac{1}{A_{nom} F_N} \frac{\Delta A}{A_{nom}} \quad (4.10)$$

Exemplul 4.2. Se va calcula din nou variația relativă a lui M_N pentru exemplul precedent adică pentru $A = 10\,000 \pm 1\%$ și $F_N = 0,1$, de data aceasta aplicîndu-se ecuația 4.10. Valoarea amplificării pe buclă este $A_{nom} F_N = 10\,000 \times 0,1 = 1\,000 \gg 1$; prin urmare se justifică folosirea ecuației 4.10:

$$\frac{\Delta M_N}{M_{N_{nom}}} = \frac{1}{A_{nom} F_N} \frac{\Delta A}{A_{nom}} = \frac{1}{1\,000} 1\% = 0,001\%$$

Valoarea nominală a amplificării rezultante a circuitului amplificator cu reacție este

$$M_{N_{nom}} = \frac{A_{nom}}{1 + A_{nom} F_N} \approx 9,99,$$

deci M_N poate fi exprimat astfel:

$$M_N = 9,99 \pm 0,001\%.$$

În cazul circuitului amplificator inversor cu reacție, ținând seama de ecuația 3.12, ecuația 4.8 pentru $M=M_I$ devine:

$$\frac{\Delta M_I}{M_{I_{nom}}} = \frac{1+F_I}{1+(A_{nom}+1)F_I} \frac{\Delta A}{A_{nom}} \quad (4.11)$$

Cînd amplificarea pe buclă $A_{nom}F_I \gg 1+F_I$, ecuația 4.11 se reduce la

$$\frac{\Delta M_I}{M_{I_{nom}}} \approx \frac{1+F_I}{A_{nom}F_I} \frac{\Delta A}{A_{nom}} \quad (4.12)$$

Exemplul 4.3. Într-un circuit amplificator inversor cu reacție negativă se folosește un amplificator operațional cu o amplificare $A=10\,000 \pm 1\%$. Rezistențele au valorile $R_I=1\,000\ \Omega$ și $R_R=10\,000\ \Omega$. Care este valoarea nominală a lui M_I și cît este variația sa relativă corespunzătoare variației lui A cu 1%?

Din ecuația 3.13.

$$F_I = \frac{R_I}{R_R} = \frac{1\,000}{10\,000} = 0,1.$$

Valoarea nominală a lui M_I se obține cu ajutorul ecuației 3.12:

$$M_{I_{nom}} = \frac{-A_{nom}}{1+(A_{nom}+1)F_I} = \frac{-10\,000}{1+(10\,000+1) \times 0,1} \approx -9,99$$

Valoarea amplificării pe buclă $A_{nom}F_I=10\,000 \times 0,1=1\,000 \gg 1+F_I=1,1$; se poate deci aplica ecuația 4.12:

$$\frac{\Delta M_I}{M_{I_{nom}}} = \frac{1+F_I}{A_{nom}F_I} \frac{\Delta A}{A_{nom}} = \frac{1+0,1}{1\,000} 1\% = 0,0011\%$$

Prin urmare, $M_I = -9,99 \pm 0,0011\%$.

VARIAȚII MICI ALE REZISTENȚEI DE REACȚIE

În următorul caz analizat se va considera că în figura 3.1 sau în figura 3.2, amplificarea A a amplificatorului operațional și rezistența de intrare R_I sînt constante și doar rezistența de reacție R_R variază. În acest caz

$$\begin{aligned} M &= M(R_{R_{nom}}) + \left(\frac{\partial M}{\partial R_R} \right)_{R_R=R_{R_{nom}}} (R_R - R_{R_{nom}}) + \\ &+ \frac{1}{2!} \left(\frac{\partial^2 M}{\partial R_R^2} \right)_{R_R=R_{R_{nom}}} (R_R - R_{R_{nom}})^2 + \dots \end{aligned} \quad (4.13)$$

Definind

$$\Delta R_R \equiv R_R - R_{R_{nom}} \quad (4.14)$$

și folosind definiția dată de ecuația 4.2 în care

$$M_{nom} \equiv M(R_{F_{nom}}), \quad (4.15)$$

ecuația 4.13 devine

$$\Delta M = \left(\frac{\partial M}{\partial R_R} \right)_{R_R=R_{R_{nom}}} \Delta R_R + \frac{1}{2!} \left(\frac{\partial^2 M}{\partial R_R^2} \right)_{R_R=R_{R_{nom}}} \Delta R_R^2 + \dots \quad (4.16)$$

Se poate arăta că pentru variații relative mici ale rezistenței de reacție R_R , adică pentru

$$\left| \frac{\Delta R_R}{R_{R_{nom}}} \right| \ll 1, \quad (4.17)$$

ecuația 4.16 se poate aproxima astfel:

$$\Delta M = \left(\frac{\partial M}{\partial R_R} \right)_{R_R=R_{R_{nom}}} \Delta R_R, \quad (4.18)$$

și prin urmare, variația relativă a amplificării rezultante va fi

$$\frac{\Delta M}{M_{nom}} = \frac{R_{R_{nom}}}{M_{nom}} \left(\frac{\partial M}{\partial R_R} \right)_{R_R=R_{R_{nom}}} \frac{\Delta R_R}{R_{R_{nom}}} \quad (4.19)$$

În cazul circuitului amplificator neinvertor cu reacție, ținând seama de ecuațiile 3.2 și 3.6, ecuația 4.19 pentru $M=M_N$ devine:

$$\frac{\Delta M_N}{M_{N_{nom}}} = M_{N_{nom}} F_{N_{nom}} (1 - F_{N_{nom}}) \frac{\Delta R_R}{R_{R_{nom}}}, \quad (4.20)$$

unde coeficientul de reacție $F_{N_{nom}}$ este definit ca

$$F_{N_{nom}} \equiv (F_N)_{R_R=R_{R_{nom}}} = \frac{R_I}{R_I + R_{R_{nom}}} \quad (4.21)$$

În situația limită în care amplificarea pe buclă $AF_{N_{nom}} \gg 1$, $M_{N_{nom}} \approx 1/F_{N_{nom}}$ (vezi ecuația 3.8) și deci variația relativă a amplificării rezultante devine:

$$\frac{\Delta M_N}{M_{N_{nom}}} \approx (1 - F_{N_{nom}}) \frac{\Delta R_R}{R_{R_{nom}}} \quad (4.22)$$

Exemplul 4.4. Într-un circuit amplificator neinvertor cu reacție negativă se folosește un amplificator operațional cu $A=10\,000$. Rezistențele au valorile $R_I=1\,000\ \Omega$ și $R_R=9\,000\ \Omega \pm 1\%$. Cât este variația relativă a amplificării rezultante M_N ca urmare a variației rezistenței de reacție R_R cu 1% ?

Valoarea nominală a coeficientului de reacție F_N este

$$F_{N_{nom}} = \frac{R_I}{R_I + R_{R_{nom}}} = \frac{1\,000\ \Omega}{1\,000\ \Omega + 9\,000\ \Omega} = 0,1.$$

Valoarea amplificării pe buclă este $AF_{N_{nom}} = 10\,000 \times 0,1 = 1\,000 \gg 1$ și deci se poate aplica ecuația 4.22:

$$\frac{\Delta M_N}{M_{N_{nom}}} \approx (1 - F_{N_{nom}}) \frac{\Delta R_R}{R_{R_{nom}}} = (1 - 0,1) \times 1\% = 0,9\%.$$

În cazul unui circuit amplificator inversor cu $A \gg 1$, se poate arăta cu ajutorul ecuațiilor 3.12 și 3.13, că ecuația 4.19 pentru $M = M_I$ devine

$$\frac{\Delta M_I}{M_{I_{nom}}} = -M_{I_{nom}} F_{I_{nom}} \frac{\Delta R_R}{R_{R_{nom}}} \quad (4.23)$$

unde coeficientul de reacție $F_{I_{nom}}$ este definit ca

$$F_{I_{nom}} = (F_I)_{R_R = R_{R_{nom}}} = \frac{R_I}{R_{R_{nom}}} \quad (4.24)$$

În cazul limită în care amplificarea pe buclă $AF_{I_{nom}} \gg 1 + F_{I_{nom}}$, ecuația 4.23 se reduce la:

$$\frac{\Delta M_I}{M_{I_{nom}}} \approx \frac{\Delta R_R}{R_{R_{nom}}} \quad (4.25)$$

Exemplul 4.5. Într-un circuit amplificator inversor cu reacție negativă se folosește un amplificator operațional cu $A = 10\,000$. Rezistențele au valorile $R_I = 1\,000\ \Omega$ și $R_R = 10\,000\ \Omega \pm 1\%$. Care este variația relativă a amplificării rezultante M_I , ca urmare a variației rezistenței de reacție R_R cu 1%?

Valoarea nominală a coeficientului de reacție F_I este

$$F_{I_{nom}} = \frac{R_I}{R_{R_{nom}}} = \frac{1\,000\ \Omega}{10\,000\ \Omega} = 0,1$$

Valoarea amplificării pe buclă este $AF_{I_{nom}} = 10\,000 \times 0,1 = 1\,000 \gg 1 + F_{I_{nom}}$ și deci se poate aplica ecuația 4.25

$$\frac{\Delta M_I}{M_{I_{nom}}} \approx \frac{\Delta R_R}{R_{R_{nom}}} = 1\%$$

Avînd în vedere că

$$M_{I_{nom}} = \frac{-A}{1 + (A+1)F_{I_{nom}}} = \frac{-10\,000}{1 + (10\,000+1)0,1} \approx -9,99,$$

amplificarea rezultantă a circuitului amplificator cu reacție se poate exprima prin $M_I = -9,99 \pm 1\%$.

VARIAȚII MICI ALE REZISTENȚEI DE ÎNTRARE

În cazul în care amplificarea A a amplificatorului operațional și rezistența R_F sînt constante, și doar rezistența de intrare R_I variază, se poate arăta că pentru un circuit amplificator neinversor:

$$\frac{\Delta M_N}{M_{N_{nom}}} = -M_{N_{nom}} F_{N_{nom}} (1 - F_{N_{nom}}) \frac{\Delta R_I}{R_{I_{nom}}} \quad (4.26)$$

unde coeficientul de reacție $F_{N_{nom}}$ este definit de ecuația 4.21, iar ΔR_I se definește ca

$$\Delta R_I \equiv R_I - R_{I_{nom}} \quad (4.27)$$

În cazul limită în care amplificarea pe buclă $AF_{N_{nom}} \gg 1$, ecuația 4.26 se reduce la

$$\frac{\Delta M_N}{M_{N_{nom}}} \approx -(1 - F_{N_{nom}}) \frac{\Delta R_I}{R_{I_{nom}}} \quad (4.28)$$

Pentru un circuit amplificator inversor cu $A \gg 1$, se poate arăta că

$$\frac{\Delta M_I}{M_{I_{nom}}} = M_{I_{nom}} F_{I_{nom}} \frac{\Delta R_I}{R_{I_{nom}}} \quad (4.29)$$

În cazul limită în care amplificarea pe buclă $AF_{I_{nom}} \gg 1 + F_{I_{nom}}$, ecuația 4.29 se reduce la:

$$\frac{\Delta M_I}{M_{I_{nom}}} \approx - \frac{\Delta R_I}{R_{I_{nom}}} \quad (4.30)$$

VARIAȚII ALE MAI MULTOR PARAMETRI

Dezvoltarea în serie Taylor, folosită mai sus la calculul erorilor datorate variațiilor mărimilor A , R_F și R_I , poate fi folosită și la calculul erorilor datorate altor cauze. Ea poate fi de asemenea folosită la găsirea erorii datorate variației simultane ale mai multor parametri.

Dacă variază amplificarea A a amplificatorului operațional, rezistența de reacție R_R și rezistența de intrare R_I , atunci amplificarea rezultantă M a circuitului amplificator cu reacție se poate exprima cu ajutorul unei serii Taylor cu mai multe variabile:

$$\begin{aligned} M = M_{nom} &+ \left(\frac{\partial M}{\partial A} \right) (A - A_{nom}) + \left(\frac{\partial M}{\partial R_R} \right) (R_R - R_{R_{nom}}) + \\ &+ \left(\frac{\partial M}{\partial R_I} \right) (R_I - R_{I_{nom}}) + \dots \end{aligned} \quad (4.31)$$

unde toate derivatele parțiale se vor evolua pentru $A = A_{nom}$, $R_R = R_{R_{nom}}$ și $R_I = R_{I_{nom}}$.

Dacă variațiile relative ale lui A , R_R și R_I sînt mici, atunci din ecuația 4.31 și folosind definițiile din ecuațiile 4.1, 4.2, 4.14 și 4.27 rezultă următoarea aproximație pentru variația lui M :

$$\Delta M \approx \left(\frac{\partial M}{\partial A} \right) \Delta A + \left(\frac{\partial M}{\partial R_R} \right) \Delta R_R + \left(\frac{\partial M}{\partial R_I} \right) \Delta R_I, \quad (4.32)$$

unde din nou derivatele parțiale se vor evolua pentru $A=A_{nom}$, $R_R=R_{R_{nom}}$ și $R_I=R_{I_{nom}}$.

În cazul unui circuit amplificator neinvertor cu o amplificare pe buclă $A_{nom} F_{N_{nom}} \gg 1$, ținând seama de ecuațiile 4.10, 4.22 și 4.28 din ecuația 4.32 rezultă pentru $M=M_N$ o variație relativă

$$\frac{\Delta M_N}{M_N} \approx \frac{1}{A_{nom} F_{N_{nom}}} \cdot \frac{\Delta A}{A_{nom}} + (1 - F_{N_{nom}}) \frac{\Delta R_R}{R_{R_{nom}}} - (1 - F_{N_{nom}}) \frac{\Delta R_I}{R_{I_{nom}}} \quad (4.33)$$

De multe ori trebuie apreciat $\Delta M_N/M_N$ în cazul cel mai defavorabil, adică maximul valorii sale absolute:

$$\text{Max} \left| \frac{\Delta M_N}{M_N} \right| \approx \left| \frac{1}{A_{nom} F_{N_{nom}}} \frac{\Delta A}{A_{nom}} \right| + \left| (1 - F_{N_{nom}}) \frac{\Delta R_R}{R_{R_{nom}}} \right| + \left| (1 - F_{N_{nom}}) \frac{\Delta R_I}{R_{I_{nom}}} \right| \quad (4.34)$$

Exemplul 4.6. Într-un circuit amplificator neinvertor cu reacție negativă se folosește un amplificator operațional cu $A=100\,000 \pm 10\%$. Rezistențele au valorile $R_I=100\,\Omega \pm 0,1\%$ și $R_R=100\,000\,\Omega \pm 0,1\%$. Prin urmare

$$F_{N_{nom}} = \frac{R_{I_{nom}}}{R_{I_{nom}} + R_{R_{nom}}} = \frac{100\,\Omega}{100\,\Omega + 100\,000\,\Omega} \approx 0,001,$$

iar amplificarea pe buclă $A_{nom} F_{N_{nom}} = 100\,000 \times 0,001 = 100 \gg 1$, și deci se poate aplica ecuația 4.34. Eroarea relativă asupra M_N în cazul cel mai defavorabil rezultă:

$$\text{Max} \left| \frac{\Delta M_N}{M_N} \right| \approx \left| \frac{1}{100} 10\% \right| + |(1 - 0,001) \times 0,1\%| + |(1 - 0,001) \times 0,1\%| \approx 0,3\%.$$

Analog, pentru cazul unui circuit amplificator invertor cu amplificarea pe buclă $A_{nom} F_{I_{nom}} \gg 1 + F_{I_{nom}}$, ținând seama de ecuațiile 4.12, 4.25 și 4.30, din ecuația 4.32 cu $M=M_I$ rezultă:

$$\frac{\Delta M_I}{M_I} \approx \frac{1 + F_{I_{nom}}}{A_{nom} F_{I_{nom}}} \frac{\Delta A}{A_{nom}} + \frac{\Delta R_R}{R_{R_{nom}}} - \frac{\Delta R_I}{R_{I_{nom}}} \quad (4.35)$$

Din nou interesează valoarea lui $\Delta M_I/M_I$ în cazul cel mai defavorabil, adică maximul valorii sale absolute:

$$\text{Max} \left| \frac{\Delta M_I}{M_I} \right| \approx \left| \frac{1 + F_{I_{nom}}}{A_{nom} F_{I_{nom}}} \frac{\Delta A}{A_{nom}} \right| + \left| \frac{\Delta R_R}{R_{R_{nom}}} \right| + \left| \frac{\Delta R_I}{R_{I_{nom}}} \right| \quad (4.36)$$

P R O B L E M E

1. Reținând și termenul de ordinul 2 din dezvoltarea în serie din ecuația 4.6, să se arate că eroarea relativă ce rezultă din folosirea ecuației 4.9 este mai mică decât $|\Delta A/A_{nom}|$.

2. Într-un circuit amplificator neinvertor cu reacție negativă se folosește un amplificator operațional cu amplificarea $A=20\,000 \pm 10\%$. Rezistențele au valorile $R_I=200\ \Omega$ și $R_R=1\,800\ \Omega$. Să se găsească valoarea nominală a amplificării rezultante M_N și eroarea cu care rezultă ca urmare a variației amplificării A cu 10% .

3. Să se deducă ecuațiile 4.9, 4.11, 4.20, 4.23, 4.26, și 4.29.

4. Să se aplice ecuația 4.10 în cazul unui circuit repetor de tensiune. Care va fi eroarea relativă a amplificării rezultante M_N , dacă amplificatorul operațional folosit în circuit are amplificarea $A=10\,000 \pm 10\%$?

5. Pentru circuitul amplificator neinvertor din figura 3.1 se dau: $A=20\,000 \pm 20\%$, $R_I=100\ \Omega \pm 1\%$ și $R_R=10\,000\ \Omega \pm 1\%$. Să se găsească valoarea nominală a amplificării rezultante M_N și eroarea sa relativă în procente pentru cazul cel mai defavorabil.

6. Pentru circuitul amplificator neinvertor din figura 3.1 se dau: $A=20\,000 \pm 20\%$, $R_I=100\ \Omega \pm 0,1\%$ și $R_R=10\,000\ \Omega \pm 0,1\%$. Să se găsească valoarea nominală a amplificării rezultante M_N și eroarea sa relativă în procente pentru cazul cel mai defavorabil. Să se compare acest rezultat cu cel din problema precedentă.

7. În circuitul amplificator neinvertor din figura 3.1, $A=10\,000 \pm 20\%$, $R_R=10\,000\ \Omega \pm 1\%$ iar rezistența de intrare R_I se poate regla între valoarea sa minimă $R_{I_{min}}$ și valoarea sa maximă $R_{I_{max}}$. Să se găsească valoarea maximă a $R_{I_{min}}$ și valoarea minimă a $R_{I_{max}}$ astfel încât M_N să poată fi ajustat întotdeauna ca să fie egal cu 100.

8. În circuitul amplificator inversor din figura 3.2, $A=100 \pm 10\%$, $R_I=100\ \Omega \pm 1\%$ și $R_R=10\,000\ \Omega \pm 1\%$. Să se găsească valoarea nominală a amplificării rezultante M_I și eroarea sa relativă în procente pentru cazul cel mai defavorabil.

9. În circuitul amplificator inversor din figura 3.2, $A=10\,000$ și $R_I=101\ \Omega$. Să se găsească valoarea rezistenței de reacție R_R pentru care amplificarea rezultantă este $M_I=-100$.

10. În circuitul amplificator neinvertor din figura 3.1, $A=10\,000$, $R_I=100\ \Omega$ și $R_R=10\,000\ \Omega$. Cât este $\Delta M_N/M_N$ dacă valorile R_R și R_I cresc ambele cu 10% .

11. Se consideră circuitul amplificator diferențial compus din figura 3.8, cu elementele și tensiunile de intrare date în problema 15 din capitolul 3. Să se găsească variația relativă a tensiunii de ieșire

V_{u_f} în cazul cel mai defavorabil, dacă rezistențele pot varia fiecare cu cel mult $\pm 1\%$.

12. În circuitul amplificator cu reacție pozitivă din figura 3.9, $A = 100 \pm 0,1\%$, $R_I = 100 \ \Omega$ și $R_R = 10\ 000 \ \Omega$. Să se estimeze $|\Delta M/M|$ datorat variației lui A cu $0,1\%$.

13. Utilizînd ecuațiile 3.6, 4.1, 4.2, 4.3 și 4.4 cu $M = M_N$, să se deducă ecuația 4.9 fără ca să se folosească dezvoltarea în serie Taylor.

14. Utilizînd ecuațiile 3.2, 3.6, 4.2, 4.14, 4.15 și 4.17 cu $M = M_N$, să se deducă ecuația 4.20 fără ca să se folosească dezvoltarea în serie Taylor.

5. RĂSPUNSUL TRANZITORIU ȘI CARACTERISTICI DE FRECVENȚĂ ALE AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

Pină acum s-a considerat că amplificarea unui amplificator operațional (amplificarea tensiunii diferențiale) este un număr real pozitiv. Această presupunere a permis obținerea unor rezultate semnificative, dar ea nu mai este acceptabilă atunci cînd urmează să fie determinate răspunsul tranzitoriu și caracteristicile de frecvență, deoarece amplificării reale A îi va corespunde o lărgime de bandă infinită, un timp de creștere nul și un timp de întârziere nul, toate fizic irealizabile. În acest capitol se vor examina reprezentări pentru A care să poată fi utilizate la determinarea răspunsului tranzitoriu și a lărgimii de bandă.

REȚEA DE ÎNȚIRIERE A FAZEI

Rețeaua de întârziere a fazei din figura 5.1 constituie adeseori o bună aproximare pentru un etaj de amplificare dintr-un amplificator operațional*. Variabilele I_{in} și V_{teq} sînt un semnal de curent, de exemplu curentul de colector de la ieșirea unui etaj cu tranzistor, respectiv, un semnal de tensiune, cum ar fi tensiunea de la intrarea etajului următor.

Dacă V_{teq} și I_{in} sînt reprezentate în domeniul timpului, adică $V_{teq} = V_{teq}(t)$ și $I_{in} = I_{in}(t)$, atunci se poate arăta că raportul transformatorilor Laplace respective este

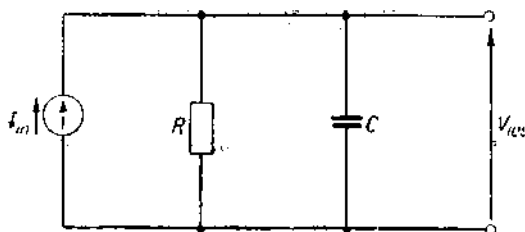
$$\frac{\mathcal{L}\{V_{teq}(t)\}}{\mathcal{L}\{I_{in}(t)\}} = \frac{R}{1 + RCs}, \quad (5.1)$$

unde s este variabila transformatei Laplace în domeniul acestei transformări**.

* În figura 5.11 se arată o altă structură a rețelei de întârziere a fazei.

** Pentru un rezumat al utilizării transformatei Laplace în circuitele electronice vezi de ex. A. Barna, *High-Speed Pulse Circuits*, Wiley-Interscience, New York, 1970.

Fig. 5.1. Rețea de întârziere a fazei.



Exemplul 5.1. În circuitul din figura 5.1, $R=1\,000\,\Omega$ și curentul I_{in} este o funcție de timp de forma $I_{in}(t)=1\text{ mA} \times u(t)$, adică este o funcție treaptă cu mărime 1 mA. Transformata Laplace a curentului $I_{in}(t)$ este

$$\mathcal{L}\{I_{in}(t)\} = \mathcal{L}\{1\text{ mA} \times u(t)\} = 1\text{ mA} \times \mathcal{L}\{u(t)\} = \frac{1\text{ mA}}{s}.$$

Deci transformata Laplace a tensiunii $V_{ief}(t)$ este:

$$\mathcal{L}\{V_{ief}(t)\} = \frac{R}{1+RCs} \mathcal{L}\{I_{in}(t)\} = \frac{1\text{ mA}}{s} \frac{1\,000\,\Omega}{1+RCs} = \frac{1\text{ V}}{s(1+RCs)}$$

Transformata inversă Laplace a acestei expresii este:

$$V_{ief}(t) = \mathcal{L}^{-1}\left\{\frac{1\text{ V}}{s(1+RCs)}\right\} = 1\text{ V} \cdot (1 - e^{-t/RC}).$$

Pe de altă parte, dacă I_{in} și V_{ief} sînt descompuse în unde sinusoidale în domeniul frecvențelor, atunci pentru fiecare componentă de o frecvență unghiulară ω funcția de transfer se poate scrie în modul următor:

$$\frac{V_{ief}(\omega)}{I_{in}(\omega)} = \frac{R}{1+j\omega RC} \quad (5.2)$$

unde frecvența unghiulară ω este legată de frecvența f prin relația

$$\omega = 2\pi f \quad (5.3)$$

Definind o *frecvență de frîngere* f_0

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (5.4)$$

funcția de transfer dată de ecuația 5.2 poate fi scrisă astfel:

$$\frac{V_{ief}(f)}{I_{in}(f)} = \frac{R}{1+jf/f_0} \quad (5.5)$$

Exemplul 5.2. În circuitul din figura 5.1, I_{in} este o undă sinusoidală de o frecvență $f=10$ MHz iar $R=10\,000\ \Omega$ și $C=10$ pF. Astfel, din ecuația 5.4,

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \cdot 10\,000 \times 10^{-11}} = 1,59\text{ MHz},$$

iar funcția de transfer din ecuația 5.5 devine

$$\frac{V_{icq}(f)}{I_{in}(f)} = \frac{10\,000\ \Omega}{1+j \cdot 10\text{ MHz}/1,59\text{ MHz}} = \frac{10\,000\ \Omega}{1+6,28j}$$

Prezintă interes determinarea modului și fazei funcției de transfer. Din ecuația 5.5 rezultă modulul

$$\left| \frac{V_{icq}(f)}{I_{in}(f)} \right| = \left| \frac{R}{1+jf/f_0} \right| = \frac{R}{\sqrt{1+(f/f_0)^2}}, \quad (5.6)$$

și faza

$$\varphi \equiv \frac{V_{icq}(f)}{I_{in}(f)} = \left| \frac{R}{1+jf/f_0} \right| = -\arctg(f/f_0) = -\frac{\pi}{2} + \arctg(f_0/f). \quad (5.7)$$

Exemplul 5.3. În circuitul din figura 5.1, $R=10\,000\ \Omega$, $f=10$ MHz, și $f_0=1,59$ MHz. Folosind ecuația 5.6 rezultă modulul funcției de transfer

$$\left| \frac{V_{icq}(f)}{I_{in}(f)} \right| = \frac{R}{\sqrt{1+(f/f_0)^2}} = \frac{10\,000\ \Omega}{\sqrt{1+(10\text{ MHz}/1,59\text{ MHz})^2}} = 1\,570\ \Omega$$

Prin urmare dacă amplitudinea curentului $I_{in}(f)$ este 1 mA, atunci amplitudinea tensiunii $V_{icq}(f)$ va fi $1\text{ mA} \times 1\,570\ \Omega = 1,57\text{ V}$. Faza φ din ecuația 5.7 este

$$\varphi = -\arctg(f/f_0) = -\arctg(10\text{ MHz}/1,59\text{ MHz}) = -81^\circ.$$

Se obișnuiește să se reprezinte câștigul G al rețelei de întârziere a fazei, care poate fi definit ca

$$G \equiv 20\text{ dB} \times \log_{10} \frac{1}{\sqrt{1+(f/f_0)^2}},$$

unde G este exprimat în decibeli (dB) ca în diagrama de sus din figura 5.2. În această reprezentare, cunoscută sub denumirea de *diagramă Bode a câștigului*, se arată cum câștigul scade la $f/f_0=1$ cu 3 decibeli față de valoarea sa de la $f=0$.^{*} De asemenea, pentru $f \gg f_0$, câștigul scade cu -20 dB/decadă a frecvenței, sau cu aproximativ -6 dB/octavă . De multe ori câștigul poate fi aproximat prin două linii drepte, $G=G(f=0)$ pentru $f \ll f_0$ și $G=G(f=0)-20\text{ dB} \log_{10}(f/f_0)$ pentru $f \gg f_0$; aceste două linii drepte se intersectează la frecvența $f=f_0$, de unde și denumirea

^{*} H. W. Bode, Network Analysis and Feedback Amplifier Design, D. Van Nostrand Company, Princeton, 1945.

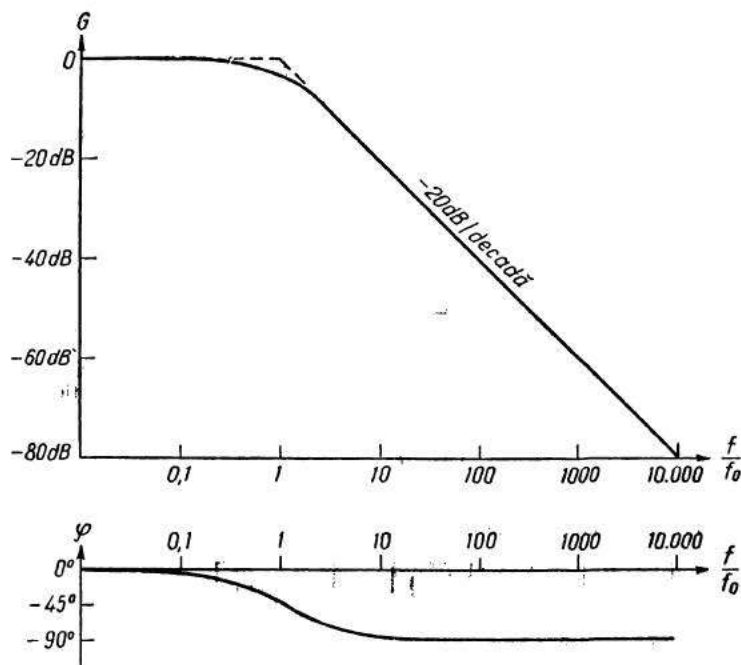


Fig. 5.2. Diagrame Bode $G \equiv 20 \text{ dB} \cdot \log_{10} [1 + (f/f_0)^2]^{\frac{1}{2}}$ și $\varphi \equiv (1 + jf/f_0)^{-1}$ pentru o rețea de întârziere a fazei.

de frecvență de fringere. Această *aproximare liniară pe porțiuni* a câștigului a fost reprezentată în figura 5.2 prin linii întrerupte. În aceeași figură a mai fost reprezentată și *diagrama Bode a fazei* φ ca funcție de frecvență.

Pentru anumite intervale ale f/f_0 , ecuațiile 5.6 și 5.7 pot fi approximate prin expresii mai simple. Pentru valori mici ale f/f_0 sînt posibile mai multe aproximații ale modulului dat de ecuația 5.6. Una dintre ele este o dezvoltare binomială:

$$\left| \frac{V_{\text{tes}}(f)}{I_{\text{in}}(f)} \right| \approx R \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \right], \quad \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \ll 1. \quad (5.8)$$

O altă aproximare a ecuației 5.6 pentru (f/f_0) mic rezultă dintr-o dezvoltare logaritmică:

$$\left| \frac{V_{\text{tes}}(f)}{I_{\text{in}}(f)} \right| \approx R \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \right], \quad (f/f_0) \ll 1 \quad (5.9)$$

Pentru valori mari ale (f/f_0) , ecuația 5.6 poate fi aproximată astfel:

$$\left| \frac{V_{tef}(f)}{I_{in}(f)} \right| \approx R \frac{f_0}{f}, \quad (f/f_0) \gg 1 \quad (5.10)$$

Faza φ din ecuația 5.7 se poate aproxima pentru (f/f_0) mic cu

$$\varphi \approx -\frac{f}{f_0}, \quad (f/f_0)^2 \ll 1, \quad (5.11)$$

iar pentru (f/f_0) mare cu

$$\varphi \approx -\frac{\pi}{2} + \frac{f_0}{f}, \quad (f/f_0) \gg 1 \quad (5.12)$$

Exemplul 5.4. În circuitul din figura 5.1, $f_0 = 1/2\pi RC = 1$ MHz. La o frecvență $f = 0,1$ MHz, $f/f_0 = 0,1$. O primă aproximație a modului funcției de transfer rezultă din ecuația 5.8.

$$\left| \frac{V_{tef}(f)}{I_{in}(f)} \right| \approx R$$

O aproximare mai bună se poate obține din ecuația 5.8.

$$\left| \frac{V_{tef}(f)}{I_{in}(f)} \right| \approx R \left[1 - \frac{1}{2} \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \right] = R \left[1 - \frac{1}{2} 0,1^2 \right] = 0,995 R,$$

sau din ecuația 5.9

$$\left| \frac{V_{tef}(f)}{I_{in}(f)} \right| \approx R \exp \left[-\frac{1}{2} \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 \right] = R \exp \left[-\frac{1}{2} 0,1^2 \right] = 0,99501 R.$$

Valoarea exactă dată de ecuația 5.6 este

$$\left| \frac{V_{tef}(f)}{I_{in}(f)} \right| = \frac{R}{\sqrt{1 + (f/f_0)^2}} = \frac{R}{\sqrt{1 + 0,1^2}} = 0,995037 R.$$

Valoarea fazei φ se poate aproxima prin ecuația 5.11 cu

$$\varphi \approx -\frac{f}{f_0} = -0,1 = -5,73^\circ.$$

Valoarea exactă a fazei φ dată de ecuația 5.7 este

$$\varphi = -\arctg(f/f_0) = -\arctg(0,1) = -5,71^\circ.$$

CASCADĂ DE REȚELE DE ÎNȚIRIERE A FAZEI

Rețeaua de întârziere a fazei din figura 5.1 dă în multe situații o aproximare acceptabilă a unui etaj dintr-un amplificator operațional. De obicei însă există mai multe etaje, care urmează să fie reprezentate

de mai multe rețele de întârziere a fazei. Din fericire, în cele mai multe situații acestea sînt distincte și funcția de transfer rezultantă se poate scrie ca un produs de funcții de transfer. Astfel, funcția de transfer în domeniul frecvențelor a unui amplificator cu două etaje poate fi scrisă sub forma

$$\text{constantă} \times \frac{1}{1+jf/f_1} \frac{1}{1+jf/f_2}$$

În figura 5.1 au fost considerate un curent de intrare și o tensiune de ieșire. Atunci cînd trebuie reprezentat un întreg amplificator operațional, atît semnalul de intrare cît și cel de ieșire sînt tensiuni. Deci amplificarea A a amplificatorului operațional care conține 2 etaje se poate scrie astfel:

$$A = \frac{A_{cc}}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)}, \quad (5.13)$$

unde $A_{cc} \equiv A(f=0)$ este amplificarea amplificatorului operațional la frecvența zero: un număr real pozitiv fără dimensiuni.

Exemplul 5.5. Un amplificator operațional cu două etaje are o amplificare la frecvența zero $A_{cc}=1\,000$ și poate fi reprezentat prin două rețele de întârziere a fazei distincte. Una din acestea constă dintr-o rezistență de $100\,000\ \Omega$ și o capacitate de $5\ \text{pF}$, iar cealaltă dintr-o rezistență de $1\,000\ \Omega$ și o capacitate de $5\ \text{pF}$. Avînd în vedere că notațiile f_1 și f_2 pot fi schimbate între ele, se poate scrie

$$f_1 = \frac{1}{2\pi \cdot 100\,000 \times 5 \times 10^{-12}} = 318\ \text{kHz}$$

și

$$f_2 = \frac{1}{2\pi \cdot 1\,000 \times 5 \times 10^{-12}} = 31,8\ \text{MHz}$$

Prin urmare amplificarea A devine

$$A = \frac{1\,000}{(1+jf/318\ \text{kHz})(1+jf/31,8\ \text{MHz})}$$

În general cîștigul se definește ca $G \equiv 20\ \text{dB} \times \log_{10} |A|$, iar faza este $\varphi = \angle A$. În figura 5.3 sînt arătate diagramele cîștigului și fazei unui amplificator cu două etaje descris de ecuația 5.13 cu $f_2/f_1=100$ și $A_{cc}=1\,000$. Avînd în vedere că logaritmul unui produs este suma logaritmilor, cîștigul se poate obține ca suma cîștigurilor individuale ale celor două etaje; fazele individuale ale celor două etaje sînt adunate liniar pentru a se obține faza rezultantă. Se poate observa că pentru $f \gg f_2 \gg f_1$ cîștigul scade cu $-40\ \text{dB/decadă}$ a frecvenței.

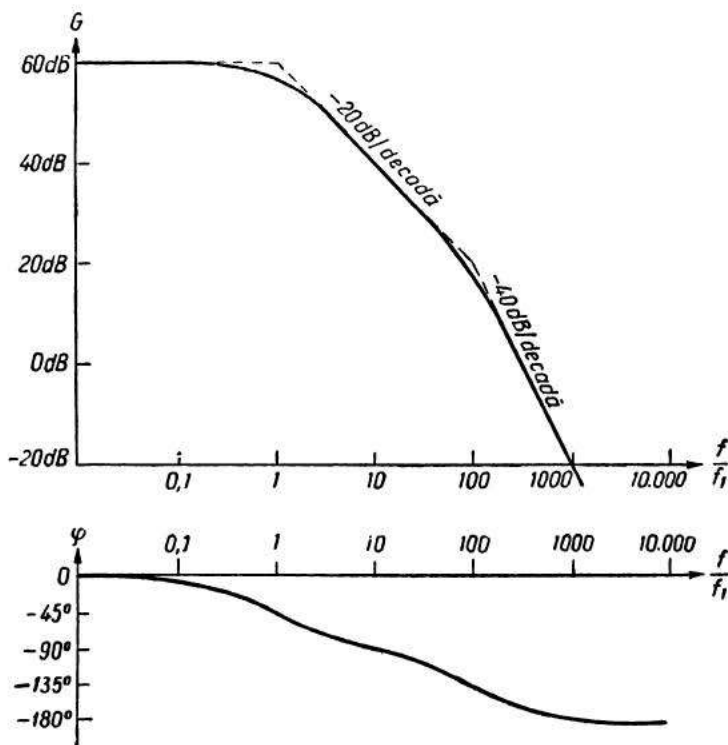


Fig. 5.3. Diagrame Bode $G \equiv 20 \text{ dB } \log_{10} |A|$ și $\varphi = \angle A$ pentru amplificatorul operațional cu două etaje descris de ecuația 5.13 avînd $A_{CC}=1\,000$ și $f_2=100\,f_1$.

În figura 5.4 se consideră cazul special în care cele două frecvențe de fringere sînt egale $f_1=f_2$, cînd

$$A = \frac{A_{CC}}{(1+jf/f_1)^2} \quad (5.14)$$

Pentru un amplificator cu trei etaje, extinzînd ecuația 5.13 se obține

$$A = \frac{A_{CC}}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)(1+jf/f_3)}; \quad (5.15)$$

expresii similare se pot obține pentru un număr mai mare de etaje.

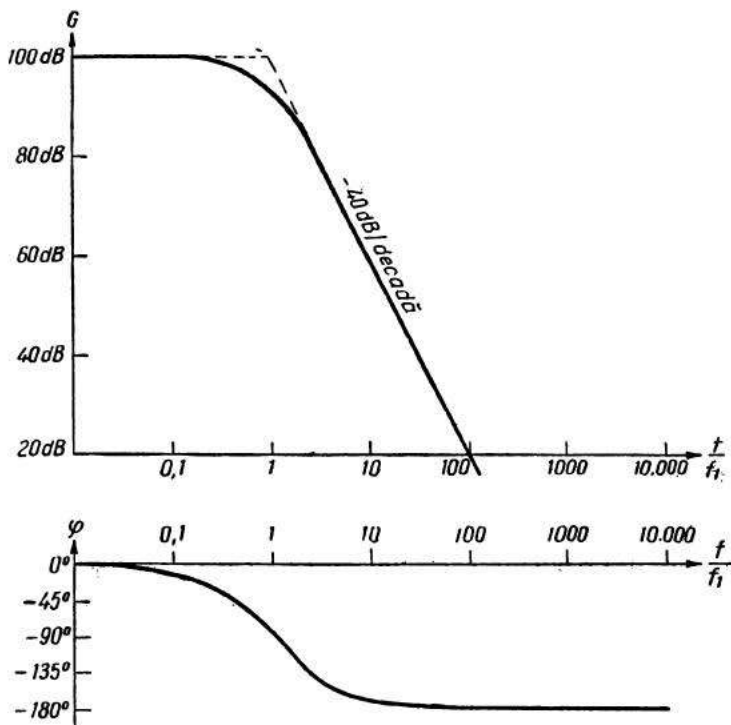


Fig. 5.4. Diagrame Bode $G \equiv 20 \text{ dB } \log_{10} |A|$ și $\varphi \equiv \angle A$ pentru un amplificator operațional cu două etaje identice avînd $A_{CC} = 100\,000$.

Exemplul 5.6. În ecuația 5.15 $f_1 = 1 \text{ MHz}$, $f_2 = 4 \text{ MHz}$, $f_3 = 40 \text{ MHz}$ și $A_{CC} = 10\,000$. Cît vor fi modulul $|A|$ și faza $\angle A$ la frecvența $f = 0,1 \text{ MHz}$? Modulul lui A este

$$|A| = \frac{|A_{CC}|}{|1 + jf/f_1| |1 + jf/f_2| |1 + jf/f_3|}.$$

Folosind ecuațiile 5.6 și 5.8 rezultă:

$$\frac{1}{|1 + jf/f_1|} \approx 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{f}{f_1} \right)^2 = 1 - \frac{1}{2} (0,1)^2 = 0,995,$$

$$\frac{1}{|1 + jf/f_2|} \approx 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{f}{f_2} \right)^2 = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{0,1}{4} \right)^2 = 0,9997,$$

și

$$\frac{1}{|1 + jf/f_3|} \approx 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{f}{f_3} \right)^2 = 1 - \frac{1}{2} \left(\frac{0,1}{40} \right)^2 = 0,999997;$$

prin urmare $|A| \approx 10\,000 \times 0,995 \times 0,9997 \times 0,999997 = 9\,947$.

Faza se poate obține însumând fazele individuale:

$$\underline{A} = \underline{A}_{CC} + \frac{1}{1+jf/f_1} + \frac{1}{1+jf/f_2} + \frac{1}{1+jf/f_3}.$$

Pe baza ecuației 5.7, aceasta se poate scrie sub forma

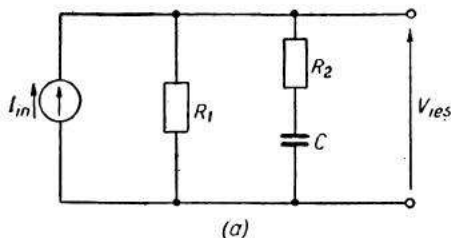
$$\underline{A} = -\arctan(f/f_1) - \arctan(f/f_2) - \arctan(f/f_3),$$

care folosindu-se ecuația 5.11, devine

$$\underline{A} \approx -\frac{f}{f_1} - \frac{f}{f_2} - \frac{f}{f_3} = -\frac{0,1}{1} - \frac{0,1}{4} - \frac{0,1}{40} = -0,1275 = -7,3^\circ$$

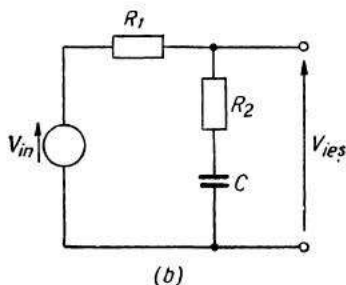
REȚELE DE ÎNTIRZIERE MODIFICATĂ A FAZEI

În figura 5.5 sînt prezentate două forme echivalente ale unei *rețele de întirziere modificată a fazei*. Astfel de rețele se folosesc la modificarea proprietăților amplificatoarelor operaționale; de obicei ele nu sînt o parte componentă a amplificatorului, ci sînt adăugate din afară. Dacă V_{in} și $V_{ieș}$ sînt reprezentate în domeniul timpului, atunci pentru circuitul din figura 5.5, *b* se poate arăta că



$$\frac{\mathcal{L}\{V_{ieș}(t)\}}{\mathcal{L}\{V_{in}(t)\}} = \frac{1+sR_2C}{1+s(R_1+R_2)C}. \quad (5.16)$$

Dacă V_{in} și $V_{ieș}$ sînt reprezentate în domeniul frecvențelor, atunci funcția de transfer este



$$\frac{V_{ieș}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{1+jf/f_2}{1+jf/f_1} \quad (5.17, a)$$

unde frecvențele de frîngere f_1 și f_2 sînt definite astfel:

$$f_1 \equiv \frac{1}{2\pi(R_1+R_2)C} \quad (5.17, b)$$

$$f_2 \equiv \frac{1}{2\pi R_2 C} \quad (5.17, c)$$

Fig. 5.5. Două forme echivalente pentru rețeaua de întirziere modificată a fazei.

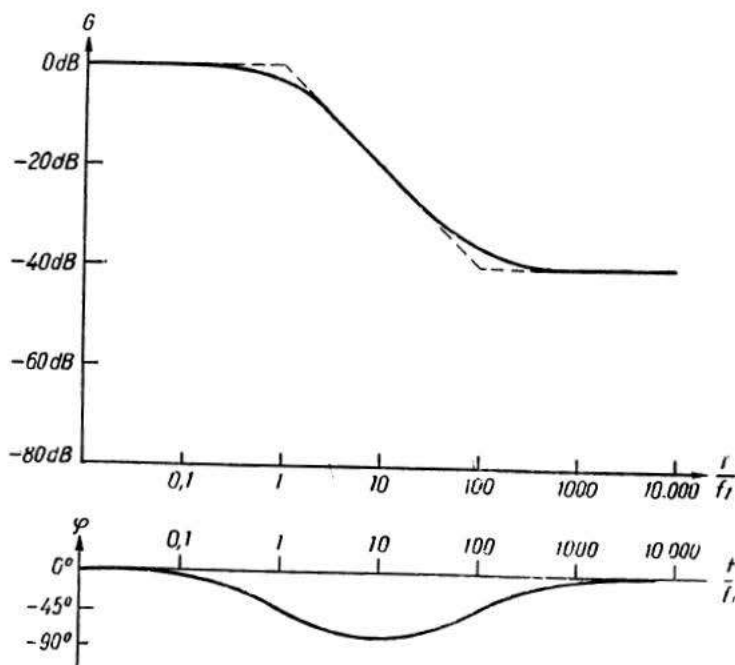


Fig. 5.6. Diagrame Bode pentru rețeaua de întârziere modificată a fazei cu $f_2 = 100 f_1$.

În figura 5.6 sînt reprezentate diagrame Bode pentru o rețea de întârziere modificată a fazei pentru $f_2 = 100 f_1$.

Din ecuațiile 5.17, *b* și 5.17, *c* se poate vedea că $f_2 \geq f_1$; deci modulul ecuației 5.17, *a*

$$\left| \frac{V_{teq}(f)}{V_{in}(f)} \right| = \left| \frac{1 + jf/f_2}{1 + jf/f_1} \right| \quad (5.18)$$

este o funcție de frecvență monoton descrescătoare. Faza poate fi exprimată astfel:

$$\begin{aligned} \angle \frac{V_{teq}(f)}{V_{in}(f)} &= \angle \frac{1 + jf/f_2}{1 + jf/f_1} = \angle 1 + jf/f_2 - \angle 1 + jf/f_1 = \\ &= \arctg\left(\frac{f}{f_2}\right) - \arctg\left(\frac{f}{f_1}\right). \end{aligned} \quad (5.19)$$

Din ecuația 5.17 rezultă următoarea expresie a raportului dintre f_1 și f_2 :

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2}. \quad (5.20)$$

Deci, dacă f_2/f_1 este dat, R_1/R_2 rezultă, dar C și una dintre rezistențele R_1 și R_2 pot fi alese.

Exemplul 5.7. În rețeaua de întârziere a fazei modificate din figura 5.5, $(R_1 + R_2)/R_2 = 10$; deci $f_2/f_1 = 10$. Din ecuația 5.18 rezultă modulul funcției de transfer

$$\left| \frac{V_{\text{ieș}}(f)}{V_{\text{in}}(f)} \right| = \frac{|1 + jf/f_2|}{|1 + jf/f_1|} = \frac{|1 + jf/(10f_1)|}{|1 + jf/f_1|},$$

iar faza φ a funcției de transfer devine

$$\varphi = \angle \frac{1 + jf/f_2}{1 + jf/f_1} = \arctan\left(\frac{f}{f_2}\right) - \arctan\left(\frac{f}{f_1}\right) = \arctan\left(\frac{f}{10f_1}\right) - \arctan\left(\frac{f}{f_1}\right)$$

Pe de altă parte, dacă se dau f_1 și f_2 , atunci R_1 și R_2 se pot calcula din

$$R_1 = \frac{1}{2\pi C} \left(\frac{1}{f_1} - \frac{1}{f_2} \right) \quad (5.21, a)$$

și din

$$R_2 = \frac{1}{2\pi C} \frac{1}{f_2} \quad (5.21, b)$$

REȚELE DE AVANS A FAZEI

În figura 5.7 se arată o rețea de avans a fazei. Ca și rețeaua de întârziere modificată, a fazei rețeaua de avans al fazei se folosește la modificarea răspunsului unui amplificator operațional și este de obicei

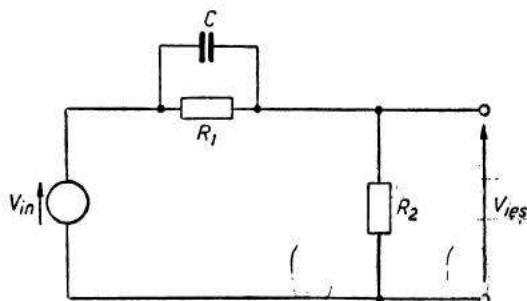


Fig. 5.7. Rețea de avans al fazei.

situată în afara amplificatorului. Pentru V_{in} și $V_{ie\varphi}$ reprezentate în domeniul timpului rezultă:

$$\frac{\mathcal{L}\{V_{ie\varphi}(t)\}}{\mathcal{L}\{V_{in}(t)\}} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} \frac{1 + sCR_1}{1 + sC \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \quad (5.22)$$

Pentru o reprezentare în domeniul frecvențelor, funcția de transfer se poate pune sub forma

$$\frac{V_{ie\varphi}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{f_1}{f_2} \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_2}, \quad (5.23, a)$$

unde frecvențele de fringere f_1 și f_2 sînt definite prin

$$f_1 \equiv \frac{1}{2\pi R_1 C} \quad (5.23, b)$$

$$f_2 \equiv \frac{1}{2\pi C \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}} \quad (5.23, c)$$

Din ecuațiile 5.23, b și 5.23, c se poate vedea că $f_2 \geq f_1$: deci modulul ecuației 5.23, a.

$$\left| \frac{V_{ie\varphi}(f)}{V_{in}(f)} \right| = \frac{f_1}{f_2} \frac{|1 + jf/f_1|}{|1 + jf/f_2|} \quad (5.24)$$

este o funcție de f monoton crescătoare. Faza φ a ecuației 5.23, a se poate scrie sub forma

$$\varphi = \left/ \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_2} \right/ = \arctg\left(\frac{f}{f_1}\right) - \arctg\left(\frac{f}{f_2}\right) \quad (5.25)$$

În figura 5.8 sînt reprezentate diagrame Bode pentru o rețea de avans al fazei pentru $f_2 = 100 f_1$.

Din ecuația 5.23 se poate vedea că

$$\frac{f_2}{f_1} = \frac{R_1 + R_2}{R_2} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (5.26)$$

Astfel, dacă f_2/f_1 este dat rezultă R_1/R_2 , dar C și una dintre rezistențele R_1 sau R_2 pot fi încă alese. Dacă f_1 și f_2 sînt date, R_1 și R_2 se pot calcula din

$$R_1 = \frac{1}{2\pi C} \frac{1}{f_1} \quad (5.27, a)$$

și din

$$R_2 = \frac{1}{2\pi C} \frac{1}{f_2 - f_1} \quad (5.27, b)$$

Exemplul 5.8. În rețeaua de avans al fazei din figura 5.7, $(R_1 + R_2)/R_2 = 10$ și deci $f_2/f_1 = 10$. Din ecuația 5.24 rezultă modulul funcției de transfer

$$\left| \frac{V_{\text{ieș}}(j)}{V_{\text{în}}(j)} \right| = \frac{f_1}{f_2} \frac{|1 + jf/f_1|}{|1 + jf/f_2|} = \frac{1}{10} \frac{|1 + jf/f_1|}{|1 + jf/10f_1|}$$

iar faza φ a funcției de transfer este

$$\varphi = \angle \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_2} = \arctg \left(\frac{f}{f_1} \right) - \arctg \left(\frac{f}{10f_1} \right)$$

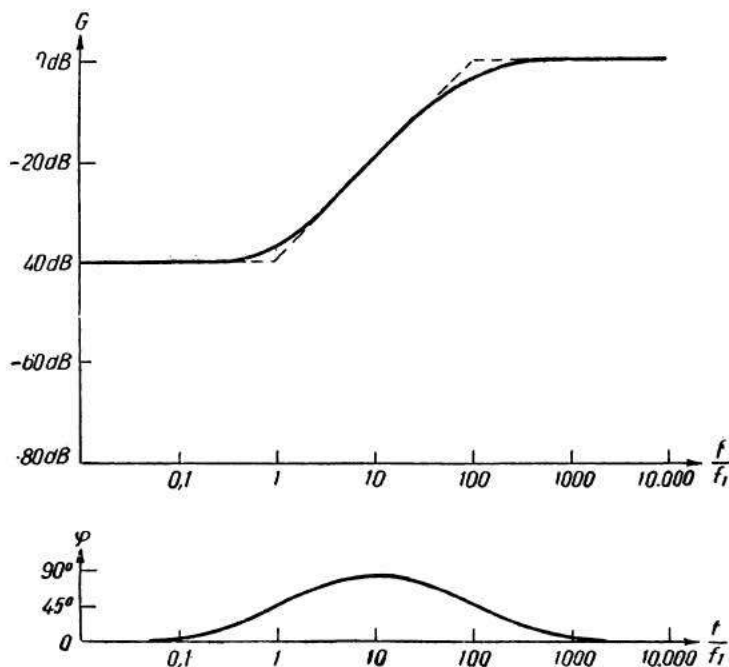


Fig. 5.8. Diagrame Bode pentru o rețea de avans al fazei cu $f_2 = 100 f_1$.

REȚELE DIVIZOARE DE TENSIUNE

În figura 5.9 este reprezentată o rețea divizoare de tensiune care conține două rezistențe și două condensatoare. Dacă V_{in} și $V_{ieș}$ sînt reprezentate în domeniul frecvențelor, se poate arăta că funcția de transfer este de forma

$$\frac{V_{ieș}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{R_P}{R_s + R_P} \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_2} \quad (5.28, a)$$

unde frecvențele de frîngere f_1 și f_2 sînt definite prin

$$f_1 \equiv \frac{1}{2\pi R_s C_s} \quad (5.28, b)$$

și

$$f_2 \equiv \frac{1}{2\pi \frac{R_s R_P}{R_s + R_P} (C_s + C_P)} \quad (5.28, c)$$

Exemplul 5.9. În rețeaua divizoare de tensiune din figura 5.9, $R_s = 10\,000\ \Omega$, $R_P = 100\ \Omega$, $C_s = 0,5\ \text{pF}$ și $C_P = 5\ \text{pF}$.
Deci

$$f_1 \equiv \frac{1}{2\pi R_s C_s} = \frac{1}{2\pi \cdot 10\,000 \times 0,5 \times 10^{-12}} = 31,8\ \text{MHz}$$

$$f_2 \equiv \frac{1}{2\pi \frac{R_s R_P}{R_s + R_P} (C_s + C_P)} = 289\ \text{MHz}.$$

Iar funcția de transfer devine

$$\frac{V_{ieș}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{R_P}{R_s + R_P} \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_2} = 0,0099 \frac{1 + jf/31,8\ \text{MHz}}{1 + jf/289\ \text{MHz}}.$$

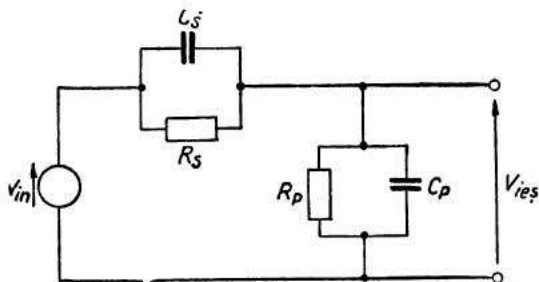


Fig. 5.9. Rețea divizoare de tensiune.

În figura 5.10 sînt arătate cazurile particulare extreme de rețele divizoare a tensiunii. Cea dintîi (fig. 5.10, a) este un divizor rezistiv cu $V_{ieq}/V_{in} = R_P/(R_P + R_s)$ independent de frecvență. Funcția de transfer a celei de-a doua (fig. 5.10, b) este de forma

$$\frac{V_{ieq}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{R_P}{R_s + R_P} \frac{1}{1 + jf/f_0}, \quad (5.29, a)$$

unde frecvența de frîngere f_0 este

$$f_0 \equiv \frac{R_P + R_s}{2\pi C R_P R_s}, \quad (5.29, b)$$

adică caracteristicile de frecvență ale acestui circuit sînt ca și cele ale rețelei de întîrziere a fazei. Circuitul din figura 5.10, c este o rețea de avans a fazei (vezi ecuația 5.23).

Cel din urmă circuit (fig. 5.10, d) este o rețea divizoare de tensiune compensată în care

$$R_s C_s = R_P C_P \quad (5.30)$$

Se poate arăta că atunci cînd este îndeplinită ecuația 5.30, funcția de transfer din ecuația 5.28, a se reduce la

$$\frac{V_{ieq}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{R_P}{R_s + R_P}, \quad (5.31)$$

expresie independentă de frecvență și identică cu funcția de transfer a divizorului rezistiv din figura 5.10, a. Prin urmare, dacă se dorește o caracteristică de transfer independentă de frecvență, de forma celei a divizorului din figura 5.10, a și dacă în circuit apar în mod inevitabil capacități, atunci una dintre aceste capacități trebuie să fie mărită astfel încît să fie îndeplinită ecuația 5.30.

Exemplul 5.10. Valorile componentelor circuitului din figura 5.9 au fost în exemplul precedent $R_P = 10\,000\ \Omega$, $R = 100\ \Omega$, $C_s = 0,5\ \text{pF}$ și $C_P = 5\ \text{pF}$; funcția de transfer $V_{ieq}(f)/V_{in}(f)$ a rezultat dependentă de frecvență. Dacă se dorește o funcție de transfer independentă de frecvență, atunci din ecuația 5.30 rezultă că trebuie îndeplinită condiția

$$\frac{C_P}{C_s} = \frac{R_s}{R_P} = \frac{10\,000\ \Omega}{100\ \Omega} = 100.$$

Însă în circuitul inițial

$$\frac{C_P}{C_s} = \frac{5\ \text{pF}}{0,5\ \text{pF}} = 10.$$

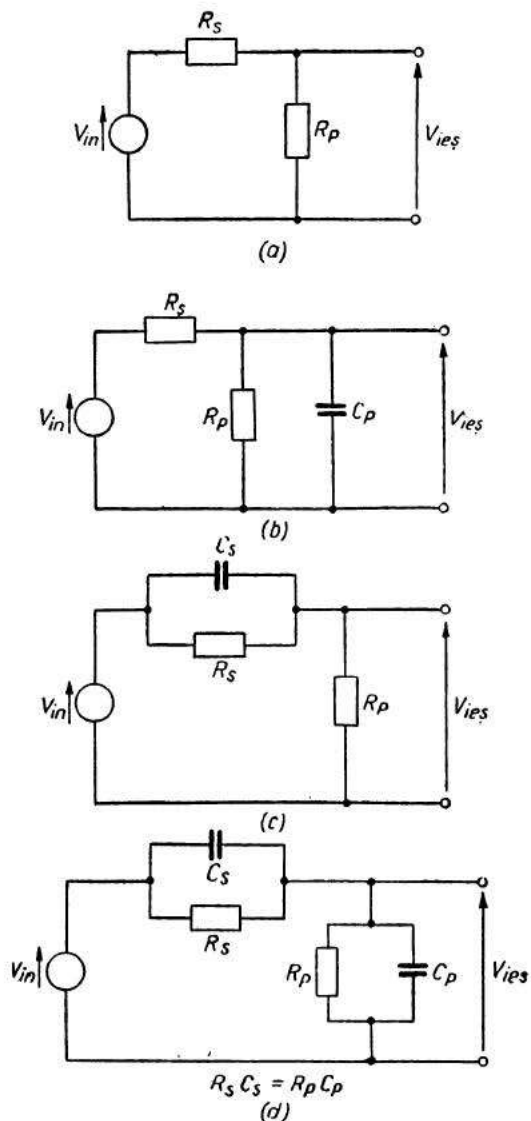


Fig. 5.10. Cazuri limită pentru rețeaua divizoare de tensiune. *a* — Divizor rezistiv; *b* — Rețea de întârziere a fazei; *c* — Rețea de avans al fazei; *d* — Rețea divizoare de tensiune compensată.

Un raport $C_P/C_s=100$ poate fi obținut dacă în paralel cu condensatorul inițial C_P se adaugă un condensator suplimentar de 45 pF;

$$\frac{C_P}{C_s} = \frac{5 \text{ pF} + 45 \text{ pF}}{0,5 \text{ pF}} = 100,$$

și astfel caracteristica de transfer rezultă independentă de frecvență.

P R O B L E M E

1. Pentru circuitul din figura 5.1 să se reprezinte V_{ieq} ca funcție de timp, dacă curentul de intrare I_{in} este o funcție delta, $I_{in}(t)=10^{-10}$ Culombi $\times \delta(t)$; $R=1\,000\ \Omega$ și $C=10\ \text{pF}$.

2. Să se deducă ecuațiile 5.2 și 5.5.

3. Să se evalueze ecuațiile 5.6 și 5.7 dacă în circuitul din figura 5.1, $R=2\,000\ \Omega$, $C=20\ \text{pF}$ iar curentul I_{in} este o undă sinusoidală de frecvență 20 MHz.

4. Să se arate că diagrama de fază din figura 5.2 este antisimetrică (rămîne neschimbată la o rotație cu 180°) față de punctul $f/f_0=1$, $\varphi=-45^\circ$.

5. Să se deducă ecuațiile 5.6 și 5.7.

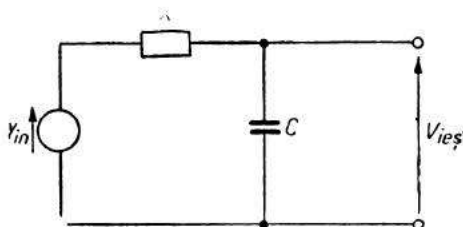


Fig. 5.11.

6. În figura 5.11 se arată o altă configurație de rețea de întirziere a fazei. Să se deducă expresiile $\mathcal{L}\{V_{ieq}(t)\}/\mathcal{L}\{V_{in}(t)\}$ și $V_{ieq}(f)/V_{in}(f)$.

7. Să se arate că pentru valori mici f/f_0 faza φ din ecuația 5.7 poate fi aproximată mai bine decît de ecuația 5.11 cu ajutorul ecuației

$$\varphi \approx -\frac{f}{f_0} + \frac{1}{3} \left(\frac{f}{f_0} \right)^3,$$

8. Să se arate că faza φ din ecuația 5.7 poate fi mai bine aproximată pentru valori mari ale lui f/f_0 , cu ajutorul ecuației

$$\varphi \approx -\frac{\pi}{2} - \frac{f_0}{f} - \frac{1}{3} \left(\frac{f_0}{f} \right)^3,$$

decît prin ecuația 5.12.

Să se evalueze această expresie, ecuația 5.12 și ecuația 5.7 pentru $f/f_0=10$. Să se exprime rezultatul în grade.

9. Să se arate că tangenta la curba $\varphi(f)$ din figura 5.2 în punctul $f/f_0=1$, $\varphi=-45^\circ$ intersectează $f/f_0=10$ la o fază egală cu

$$\varphi = -45^\circ - \frac{180^\circ \ln 10}{2} \approx -45^\circ - 66^\circ = -111^\circ.$$

10. Să se deducă ecuația 5.9 dezvoltând în serie Taylor expresia $\ln[1/\sqrt{1+(f/f_0)^2}]$.

11. Să se arate că evaluarea câștigului la $f/f_0=1$, aproximat prin ecuația 5.9, este mai mic decât valoarea câștigului de la $f=0$ cu 10 dB $\log_{10} \approx 4,3$ dB.

12. Un etaj dintr-un amplificator operațional poate fi reprezentat cu ajutorul circuitului din figura 5.1 considerînd $R=10\,000\ \Omega$ și $C=5$ pF. La ce frecvență scade câștigul cu 3 dB față de valoarea sa de la frecvență zero?

13. Un amplificator operațional cu două etaje are o amplificare la frecvență zero $A_{cc}=10\,000$. El constă din două etaje identice fiecare putînd fi reprezentat printr-o rețea de întârziere a fazei avînd $R=10\,000\ \Omega$ și $C=5$ pF. Să se reprezinte diagramele Bode, folosind o aproximare liniară pe porțiuni pentru câștig.

14. Să se deducă $\mathcal{L}\{V_{in}(t)\}/\mathcal{L}\{V_{is}(t)\}$ pentru amplificatorul descris în problema precedentă. Să se găsească tensiunea de ieșire ca funcție de timp dacă tensiunea de intrare este un salt treaptă $V_{in}(t)=1\text{ mV} \times \times u(t)$.

15. Cu ajutorul ecuației 5.9 să se arate că modulul ecuației 5.13 poate fi aproximat pentru $f/f_1 \ll 1$ și $f/f_2 \ll 1$ prin

$$|A| \approx A_{cc} \exp \left\{ -\frac{1}{2} \left[\left(\frac{f}{f_1} \right)^2 + \left(\frac{f}{f_2} \right)^2 \right] \right\}.$$

16. Amplificarea unui amplificator operațional cu trei etaje este de forma ecuației 5.15 cu $A_{cc}=1\,000$. Cele trei etaje sînt caracterizate de $f_1=1$ MHz, $f_2=10$ MHz și $f_3=50$ MHz. Să se reprezinte diagramele Bode ale amplificării A , folosindu-se aproximarea liniară pe porțiuni pentru câștig.

17. Să se arate că cele două forme de rețele de întârziere a fazei modificate din figura 5.5 sînt echivalente dacă $V_{is}=R_1 I_{is}$.

18. Să se deducă ecuațiile 5.16, 5.17 și 5.20.

19. În rețeaua de întârziere a fazei modificată din figura 5.5, b, $R_1=10\,000\ \Omega$, $R_2=200\ \Omega$ și $C=1\,000$ pF. Ce valori au f_1 și f_2 din ecuația 5.17? Să se reprezinte diagramele Bode, folosindu-se aproximarea liniară pe porțiuni pentru câștig. Să se repete pentru $R_1=5\,000\ \Omega$.

20. Să se deducă ecuațiile 5.22, 5.23, și 5.27.

21. În rețeaua de avans a fazei din figura 5.7, $R_1=10\,000\ \Omega$, $R_2=100\ \Omega$ și $C=10\ \text{pF}$. Ce valori au f_1 și f_2 din ecuația 5.23? Să se reprezinte diagramele Bode, folosindu-se aproximarea liniară pe porțiuni pentru câștig. Să se repete pentru $R_1=5\,000\ \Omega$.

22. În rețeaua divizoare de tensiune din figura 5.9, $R_s=10\,000\ \Omega$, $R_P=1\,000\ \Omega$, $C_s=0,5\ \text{pF}$ și $C_P=10\ \text{pF}$. Cât este $V_{ieq}(f)/V_{in}(f)$? Să se modifice circuitul adăugându-se o capacitate astfel încât funcția de transfer $V_{ieq}(f)/V_{in}(f)$ să fie independentă de frecvență. Să se precizeze valoarea și locul în care trebuie introdusă capacitatea suplimentară.

23. Să se deducă $\mathcal{L}\{V_{ieq}(t)\}/\mathcal{L}\{V_{in}(t)\}$ pentru rețeaua divizoare de tensiune din figura 5.9. Să se reprezinte tensiunea de ieșire $V_{ieq}(t)$ dacă tensiunea de intrare este un salt treaptă $V_{in}(t)=1\text{V}\times u(t)$; $R_s=1\,000\ \Omega$, $R_P=2\,000\ \Omega$ și $C_P=1\,000\ \text{pF}$. Se vor considera cazurile $C_s=1\,000\ \text{pF}$, $2\,000\ \text{pF}$ și $5\,000\ \text{pF}$.

24. Să se reprezinte diagramele Bode pentru exemplele 5.7 și 5.8.

6. CARACTERISTICI DE FRECVENȚĂ ȘI RĂSPUNSUL TRANZITORIU ALE CIRCUITELOR AMPLIFICATOARE CU REACȚIE

În capitolul anterior au fost discutate caracteristicile de frecvență și răspunsul tranzitoriu ale amplificatoarelor operaționale. Prin aplicarea unei reacții se pot însă modifica caracteristicile de frecvență și răspunsul tranzitoriu rezultate. În unele situații, în urma aplicării reacției sistemul devine instabil, adică furnizează un semnal de ieșire în absența semnalului de intrare. Condițiile de stabilitate ale circuitului amplificator cu reacție vor fi discutate în capitolul viitor; aici se va presupune că sistemul este stabil și atenția va fi focalizată asupra discuțării caracteristicilor de frecvență și răspunsului tranzitoriu rezultante.

CARACTERISTICI DE FRECVENȚĂ

Pentru un circuit amplificator neinvertor ce folosește un amplificator operațional, amplificarea în domeniul frecvențelor se poate exprima prin

$$A = \frac{A_{cc}}{1 + jf/f_0}, \quad (6.1)$$

iar amplificarea rezultantă M_N este

$$M_N = \frac{A}{1 + AF_N}, \quad (6.2)$$

unde coeficientul de reacție F_N este un număr pozitiv, real și fără dimensiuni. Introducând ecuația (6.1) în ecuația (6.2) rezultă M_N care poate fi scris sub forma:

$$M_N = \frac{M_{cc}}{1 + jf/[f_0(1 + A_{cc}F_N)]}, \quad (6.3, a)$$

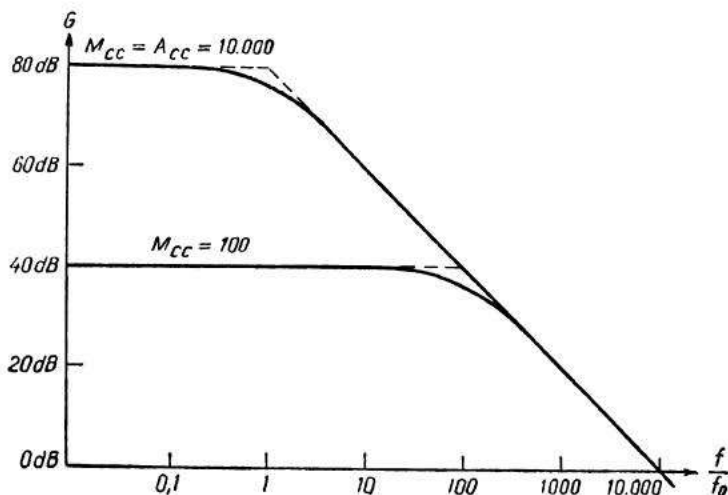


Fig. 6.1. Diagrame Bode ale $|M_N|$ din ecuația 6.3 considerind $A_{CC}=10\,000$ pentru $M_{CC}=10\,000$ și 100.

au sub forma

$$M_N = \frac{M_{CC}}{1 + jf/(f_0 A_{CC}/M_{CC})} \quad (6.3, b)$$

unde M_{CC} este amplificarea rezultantă a circuitului amplificator cu reacție la frecvența zero

$$M_{CC} \equiv \frac{A_{CC}}{1 + A_{CC}F_N} \quad (6.3, c)$$

Ecuația (6.3) este ilustrată în figura 6.1 în care au fost reprezentate diagrame Bode corespunzătoare unui $A_{CC}=10\,000$ pentru situațiile în care $M_{CC}=10\,000$ (adică $F_N=0$) respectiv $M_{CC}=100$ (adică $F_N=0,0099$). Se poate observa că frecvența de fringere B al $|M_N|$ este $B=f_0 A_{CC}/M_{CC}$. Pentru frecvențe $f \gg B$, $|M_N| \approx A_{CC}f_0/f$, independent de F_N și deci de M_{CC} . În consecință, diagrama câștigului $|M_N|$ se poate aproxima prin două linii drepte: $|M_N| \approx M_{CC}$ pentru $f \ll B$ și $|M_N| \approx A_{CC}f_0/f$ pentru $f \gg B$. Acest B reprezintă banda la 3 dB (sau pur și simplu banda) lui M_N adică frecvența la care $|M_N|$ scade cu 3 dB față de valoarea sa de la frecvența zero.

Exemplul 6.1. Un amplificator operațional este caracterizat de o amplificare ce se poate exprima cu ecuația 6.1 în care $f_0=1$ MHz și $A_{CC}=10\,000$. El este folosit într-un circuit amplificator neinversor cu reacție care are o ampli-

ficare rezultantă la frecvență zero $M_{CC}=200$. Amplificarea rezultantă M_N a circuitului amplificator cu reacție, conform ecuației 6.3, b este:

$$M_N = \frac{M_{CC}}{1 + jf/(f_0 A_{CC}/M_{CC})} = \frac{200}{1 + jf/(1 \text{ MHz} \times 10\,000/200)} = \frac{200}{1 + jf/50 \text{ MHz}}$$

Deci banda la 3dB a circuitului amplificator cu reacție este $B=50 \text{ MHz}$.

Dacă în circuitul amplificator neinvertor cu reacție se folosește un amplificator operațional cu o amplificare

$$A = \frac{A_{CC}}{(1 + jf/f_0)^2}, \quad (6.4)$$

amplificarea rezultantă M_N devine

$$M_N = \frac{M_{CC}}{1 - \frac{M_{CC}}{A_{CC}} \left[\left(\frac{f}{f_0} \right)^2 - 2j \frac{f}{f_0} \right]}, \quad (6.5, a)$$

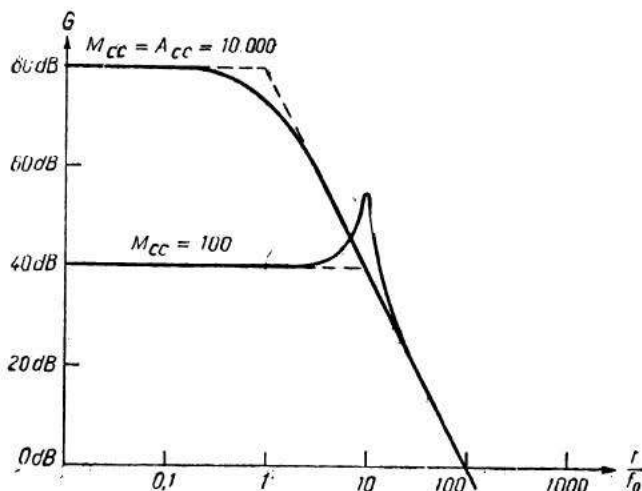


Fig. 6.2. Diagrame Bode ale $|M_N|$ din ecuația 6.5 considerând $A_{CC}=10\,000$ pentru $M_{CC}=10\,000$ și 100.

unde M_{CC} este definit prin

$$M_{CC} \equiv \frac{A_{CC}}{1 + A_{CC}F_N}, \quad (6.5, b)$$

iar coeficientul de reacție F_N este din nou un număr real, pozitiv și fără dimensiuni.

Ecuatia 6.5 este ilustrată în figura 6.2 pentru $A_{CC}=10\,000$ și pentru $M_{CC}=10\,000$ respectiv 100. Se poate arăta că frecvența de fringere B al $|M_N|$ este $B=f_0\sqrt{A_{CC}/M_{CC}}$. Pentru frecvențe $f \gg B$, $|M_N| \approx A_{CC}(f_0/f)^2$, independent de F_N și M_{CC} . În figura 6.2 se arată de asemenea că una din diagramele ciștigului are o formă semnificativ diferită de cele anterioare; ea prezintă o rezonanță în apropierea frecvenței $f \approx B$ și revine la valoarea sa de la frecvența zero în apropiere de $f \approx B\sqrt{2}$. Exceptindu-se vecinătatea acestei rezonanțe, ciștigul poate fi aproximat prin două linii drepte și anume $|M_N| \approx M_{CC}$ pentru $f \ll B$ respectiv $|M_N| \approx A_{CC}(f_0/f)^2$ pentru $f \gg B$. Banda lui $|M_N|$ la 3 dB depinde acum de detaliile acestei caracteristici dar rămîne încă în vecinătatea lui B și va fi aproximată prin B în cele ce urmează.

Exemplul 6.2. Un amplificator operațional este caracterizat de o amplificare A descrisă de ecuația 6.4 cu $f_0=1$ MHz și $A_{CC}=10\,000$. El este folosit într-un circuit amplificator neînversor cu reacție a cărui amplificare rezultantă la frecvență zero este $M_{CC}=200$. Astfel, ecuația 6.5, a se va scrie

$$M_N = \frac{200}{1 - \frac{200}{10\,000} \left[\left(\frac{f}{1 \text{ MHz}} \right)^2 - 2j \frac{f}{1 \text{ MHz}} \right]}$$

Dacă

$$\left| 0,02 \left[\left(\frac{f}{1 \text{ MHz}} \right)^2 - 2j \frac{f}{1 \text{ MHz}} \right] \right| \ll 1,$$

adică dacă

$$\left(\frac{f}{1 \text{ MHz}} \right)^4 + 4 \left(\frac{f}{1 \text{ MHz}} \right)^2 \ll 2\,500,$$

ceea ce înseamnă de fapt $f \ll 7$ MHz, atunci $M_N \approx M_{CC}=200$. Dacă dimpotrivă $(f/1 \text{ MHz})^4 + 4(f/1 \text{ MHz})^2 \gg 2\,500$, adică $f \gg 7$ MHz, atunci se poate arăta că

$$|M_N| \approx \frac{A_{CC}}{(f/1 \text{ MHz})^2} = \frac{10\,000}{(f/1 \text{ MHz})^2} \approx \frac{200}{(f/7 \text{ MHz})^2}.$$

Se poate de asemenea arăta că banda la 3 dB a circuitului amplificator cu reacție rezultant este în vecinătatea valorii $B=7$ MHz.

RĂSPUNSUL TRANZITORIU

Dacă semnalul de la intrarea unui circuit amplificator este reprezentat în domeniul timpului, atunci va prezenta interes găsirea semnalului de la ieșire ca funcție de timp. În situația în care A este descris de ecuația 6.1 cu o frecvență de fringere f_0 singulară, amplificarea rezultantă M_N are o frecvență de fringere reală singulară de valoare

$f_0 A_{CC}/M_{CC}$ (vezi ecuația 6.36). Se poate arăta că în acest caz raportul transformatelor Laplace este

$$\frac{\mathcal{L}\{V_{ief}(t)\}}{\mathcal{L}\{V_{in}(t)\}} = \frac{M_{CC}}{1+s\tau} \quad (6.6, a)$$

unde τ este definit ca

$$\tau \equiv \frac{1}{2\pi B} \quad (6.6, b)$$

B fiind banda la 3 dB a circuitului amplificator cu reacție:

$$B \equiv f_0 \frac{A_{CC}}{M_{CC}} \quad (6.6, c)$$

Exemplul 6.3. Într-un circuit amplificator neinversor cu reacție se folosește amplificatorul operațional de tipul 741*. El admite o amplificare A ce poate fi aproximată prin ecuația 6.1 considerind $A_{CC}=200\,000$ și $f_0=10$ Hz; coeficientul de reacție are valoarea $F_N=0,01$. Prin urmare, amplificarea rezultantă la frecvență zero este

$$M_{CC} = \frac{A_{CC}}{1 + A_{CC}F_N} = \frac{200\,000}{1 + 200\,000 \times 0,01} \approx 100$$

iar banda rezultantă va fi în jur de

$$B = f_0 \frac{A_{CC}}{M_{CC}} = 10 \text{ Hz} \frac{200\,000}{100} = 20 \text{ kHz};$$

rezultă

$$\tau = \frac{1}{2\pi B} = \frac{1}{2\pi \times 20 \text{ KHz}} \approx 8\mu\text{s}.$$

Dacă semnalul de intrare este un salt treaptă de amplitudine 1 mV, atunci

$$\mathcal{L}\{V_{ief}(t)\} = \frac{1 \text{ mV}}{s} \frac{M_{CC}}{1+s\tau} = \frac{1 \text{ mV}}{s} \frac{100}{1+s \times 8\mu\text{s}}$$

Prin urmare

$$V_{ief}(t) = 0,1 \text{ V} \times (1 - e^{-t/8\mu\text{s}}).$$

Pentru cazul ecuației 6.4 în care A admite două frecvențe de frîngere identice f_0 , se poate arăta că rădăcinile numitorului ecuației 6.5, a se găsesc la frecvențele $f = f_0(j \pm \sqrt{A_{CC}F_N})$, și că pentru $A_{CC}F_N \gg 1$ semnalul de ieșire va avea forma unei oscilații amortizate $e^{-\alpha t} \sin(\omega t + \varphi)$

* Proprietățile tipurilor de amplificatoare operaționale folosite în exemple și probleme sînt rezumate în anexă.

unde $\alpha \approx 2\pi f_0$. Mai mult chiar, se poate arăta că dacă diagrama ciștigului $|M_N|$ ca funcție de frecvență se poate aproxima prin două linii drepte ce se intersectează la o frecvență $B = f_0 \sqrt{A_{CC}/M_{CC}}$, atunci $\omega = 2\pi f_0 \sqrt{A_{CC}F_N} \approx 2\pi B$.

Exemplul 6.4. Amplificarea A a unui amplificator operațional este dată de ecuația 6.4 cu $f_0 = 1$ MHz și $A_{CC} = 10\,000$. El se folosește într-un circuit amplificator neinversor cu reacție a cărui amplificare rezultantă la frecvență zero este $M_{CC} = 200$. Se poate arăta că pentru $s = j2\pi f$, transformata Laplace corespunzătoare ecuației 6.5, a se poate scrie astfel

$$M_N(s) = \frac{4\pi^2 \cdot 10^{16}}{(s + 2\pi \cdot 10^6 + j \cdot 1,4\pi \cdot 10^7)(s + 2\pi \cdot 10^6 - j \cdot 1,4\pi \cdot 10^7)}$$

Evaluind transformata inversă Laplace, se poate arăta de aici că răspunsul tranzitoriu va fi de forma $e^{-at} \sin(\omega t + \varphi)$ cu $a = 2\pi \cdot 10^6$ și $\omega = 1,4\pi \cdot 10^7$.

Atunci cînd A admite două frecvențe de frîngere distincte, se pot face aproximații asemănătoare. Dacă A admite mai mult decît două frecvențe de frîngere, ca în cazul ecuației 5.15, atunci circuitul amplificator cu reacție rezultat poate să înceteze să mai fie stabil, el poate să oscileze. Dacă el este totuși stabil, atunci semnalul de ieșire pentru un semnal salt treaptă la intrare va cuprinde din nou oscilații amortizate de forma $e^{-at} \sin(\omega t + \varphi)$

P R O B L E M E

1. Să se deducă ecuația 6.3.

2. Amplificarea A a amplificatorului operațional de tipul 107 se poate aproxima sub forma ecuației 6.1 cu $A_{CC} = 160\,000$ și $f_0 = 5$ Hz. Să se reprezinte diagramele Bode ale amplificării A și amplificării rezultante M_N , dacă amplificatorul este utilizat într-un circuit amplificator neinversor cu reacție cu amplificarea rezultantă la frecvență zero $M_{CC} = 10\,000$. Să se calculeze banda lui $|M_N|$ la 3 dB. Să se repete pentru $M_{CC} = 100$ și pentru $M_{CC} = 10$.

3. Amplificarea A a amplificatorului operațional de tipul 9406 se poate aproxima sub forma ecuației 6.1 cu $A_{CC} = 1\,000$ și $f_0 = 1,5$ MHz. Să se reprezinte diagramele Bode ale amplificării A și amplificării rezultante M_N , dacă amplificatorul este utilizat într-un circuit amplificator neinversor cu reacție cu amplificarea rezultantă la frecvență zero $M_{CC} = 10$. Să se calculeze banda lui $|M_N|$ la 3 dB. Să se repete pentru $M_{CC} = 1$ (repetor de tensiune).

4. Să se deducă ecuația 6.5.

5. Să se arate că M_N din ecuația 6.5, α nu poate deveni infinit.

6. Să se arate că modulul lui M_N calculat din ecuația 6.5, α este maxim la frecvența $f = f_0 \sqrt{A_{CC} F_N - 1}$, valoarea acestui maxim fiind $0,5 \sqrt{A_{CC} / F_N}$.

7. Un circuit amplificator neinvertor cu reacție negativă utilizează un amplificator operațional de tipul 9406 a cărui amplificarea A se poate aproxima sub forma ecuației 6.1 cu $A_{CC} = 1\,000$ și $f_0 = 1,5$ MHz. Să se calculeze și să se reprezinte semnalul de ieșire ca funcție de timp, dacă semnalul de intrare este un salt treaptă de 10 mV amplitudine, iar amplificarea rezultantă la frecvența zero este $M_{CC} = 100$.

8. Un circuit amplificator neinvertor cu reacție negativă utilizează un amplificator operațional de tipul 702 A, cu amplificarea A dată de ecuația 5.15 în care $f_1 = 1$ MHz, $f_2 = 4$ MHz, $f_3 = 40$ MHz și $A_{CC} = 4\,000$; coeficientul de reacție este $F_N = 0,01$. Se va presupune că circuitul amplificator cu reacție rezultat este stabil (ceea ce se va dovedi în capitoul următor). Să se reprezinte diagramele Bode pentru $|A|$ și $|M_N|$ făcându-se o aproximare liniară pe porțiuni. Să se estimeze banda lui $|M_N|$ la 3 dB și timpul de răspuns $1/\alpha$.

9. Să se deducă pentru un circuit amplificator invertor cu reacție negativă o expresie echivalentă cu ecuația 6.3. Prin ce diferă această expresie de ecuația 6.3 dacă $F_I \ll 1$?

10. Să se deducă pentru un circuit amplificator invertor cu reacție negativă o expresie echivalentă cu ecuația 6.5. Prin ce diferă această expresie de ecuația 6.5 dacă $F_I \ll 1$?

11. Un amplificator operațional cu amplificarea $A = 400 / (1 + jf / 10 \text{ MHz})^2$ este folosit într-un circuit amplificator neinvertor cu reacție cu un coeficient de reacție $F_N = 0,01$. Să se reprezinte diagrama Bode a câștigului pentru amplificarea rezultantă M_N fără a folosi aproximarea liniară pe porțiuni. Să se repete pentru $F_N = 0,02$.

12. Să se deducă rezultatele date în exemplul 6.4.

7. STABILITATEA CIRCUITELOR AMPLIFICATOARE CU REACȚIE

Stabilitatea unui circuit amplificator cu reacție, caracterizat prin amplificarea rezultantă

$$M_N = \frac{A}{1 + AF_N} \quad (7.1)$$

pentru valori date ale lui A și F_N , este determinată de rădăcinile numitorului $1 + AF_N$; dacă toate rădăcinile au părțile reale negative, atunci sistemul este stabil. Fără a se verifica, în cele ce urmează se poate arăta că un criteriu de stabilitate echivalent este *criteriul Nyquist*, care poate fi formulat în modul următor: dacă în ecuația 7.1 A descrie un sistem stabil, atunci sistemul descris de către M_N din aceeași ecuație este stabil dacă și numai dacă reprezentarea grafică în planul complex a lui AF_N pentru $-\infty \leq f \leq +\infty$, denumită *diagrama Nyquist*, nu înconjoară punctul de coordonate $-1 + j0^*$. Cazul în care A descrie un sistem instabil nu va fi discutat în cele ce urmează.

Există câteva moduri în care curba AF_N poate înconjura punctul $-1 + j0$. Pentru un sistem fizic realizabil există relația $A(f=-\infty) = A(f=+\infty) = 0 + j0$ și prin urmare reprezentarea lui AF_N considerată pentru domeniul de frecvență de la $f=-\infty$ la $f=+\infty$ este o curbă închisă. Printr-o interpretare topologică se poate considera această curbă închisă ca o buclă de sfoară avînd un reper fixat în planul complex în punctul $-1 + j0$. Dacă această buclă poate fi îndepărtată (fără a o ridica peste reperul fixat în planul complex) atunci ea nu înconjoară punctul în care este fixat reperul și sistemul este stabil. Astfel în figurile 7.1 a și 7.1 c bucla nu înconjoară punctul de coordonate $-1 + j0$

* N. Nyquist, „Regeneration Theory”, *Bell System Tech. J.*, 11, 126—147 (Jan 1932)

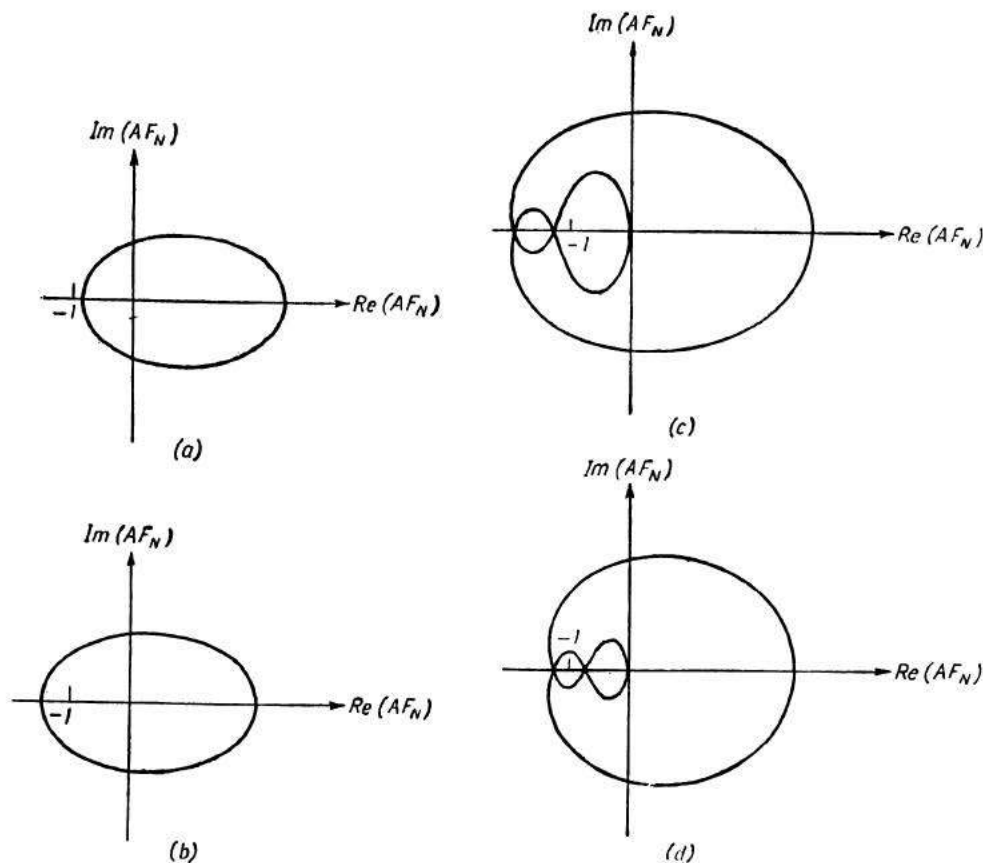


Fig. 7.1. Diagramele Nyquist a două sisteme stabile (a și c) și a două sisteme instabile (b și d).

și sistemul este stabil în timp ce sistemele din figurile 7.1 b și 7.1 d sînt instabile deoarece bucla înconjoară acest punct în ambele cazuri. Un alt mod de a determina stabilitatea unui sistem folosește un vector avînd originea în punctul $-1 + j0$ și vîrfurile într-un punct curent de pe curba AF_N din planul complex. Dacă unghiul total măsurat de acest vector în timp ce vîrfurile parcurge curba lui AF_N de la $f = -\infty$ la $f = +\infty$ este zero, atunci bucla nu înconjoară punctul de origine al vectorului ($-1 + j0$) și sistemul este stabil.

Exemplul 7.1. Un amplificator operațional avînd amplificarea $A = A_{CC}/(1+jf/f_0)$ este folosit ca amplificator neînvorsor cu reacție cu coeficientul de reacție F_N , un număr real, pozitiv. La o frecvență egală cu zero, $f=0$, $AF_N = A_{CC}F_N$; la $f = \pm \infty$, $AF_N = 0$. Diagrama Nyquist a lui AF_N este reprezentată în figura 7.2. Deoarece faza lui AF_N este totdeauna

între $+90^\circ$ și -90° nu se ajunge niciodată la -180° . Prin urmare, punctul de coordonate $-1+j0$ nu poate fi înconjurat de curbă lui AF_N și circuitul amplificator cu reacție rezultat este stabil.

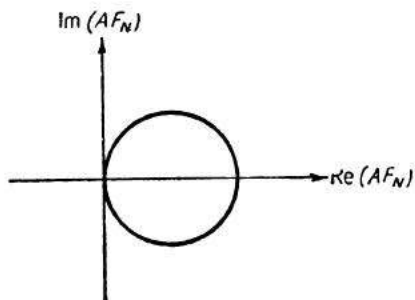


Fig. 7.2. Diagrama Nyquist pentru exemplul 7.1.

CIRCUITE AMPLIFICATOARE COMPUSE DIN REȚELE DE ÎNTÎRZIERE A FAZEI

Nyquist corespunzătoare unor rețele de întârziere a fazei cu următoarele funcții de transfer:

Figura 7.3 ilustrează caracteristicile generale ale unor diagrama

$$AF_N = \frac{A_{CC}F_N}{1+jf/f_1} \quad (\text{o rețea de întârziere a fazei}) \quad (7.2)$$

$$AF_N = \frac{A_{CC}F_N}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)} \quad (\text{două rețele de întârziere a fazei}) \quad (7.3)$$

$$AF_N = \frac{A_{CC}F_N}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)(1+jf/f_3)} \quad (\text{trei rețele de întârziere a fazei}) \quad (7.4)$$

$$AF_N = \frac{A_{CC}F_N}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)(1+jf/f_3)(1+jf/f_4)} \quad (\text{patru rețele de întârziere a fazei}) \quad (7.5)$$

Se poate constata din figura 7.3 că AF_N pentru ecuațiile 7.2 și 7.3 descrie întotdeauna un sistem stabil, în timp ce stabilitatea sistemelor descrise de ecuațiile 7.4 sau 7.5 depinde de mărimea cantității $A_{CC}F_N$ precum și de valoarea frecvențelor de tăiere.

În cele ce urmează se va studia stabilitatea unui circuit amplificator care constă din trei rețele de întârziere a fazei, respectiv un circuit caracterizat de ecuația 7.4. Separînd părțile reale și imaginare de la numitorul ecuației 7.4 se obține

$$AF_N = \frac{A_{CC}F_N}{1 - \frac{f^2}{f_1 f_2} - \frac{f^2}{f_1 f_3} - \frac{f^2}{f_2 f_3} + j\left(\frac{f}{f_1} + \frac{f}{f_2} + \frac{f}{f_3} - \frac{f_3}{f_1 f_2 f_3}\right)} \quad (7.6)$$

Deoarece mărimea $A_{cc}F_N$ este reală, ecuația 7.6 este reală dacă

$$\frac{f}{f_1} + \frac{f}{f_2} + \frac{f}{f_3} - \frac{f_3}{f_1 f_2 f_3} = 0 \quad (7.7)$$

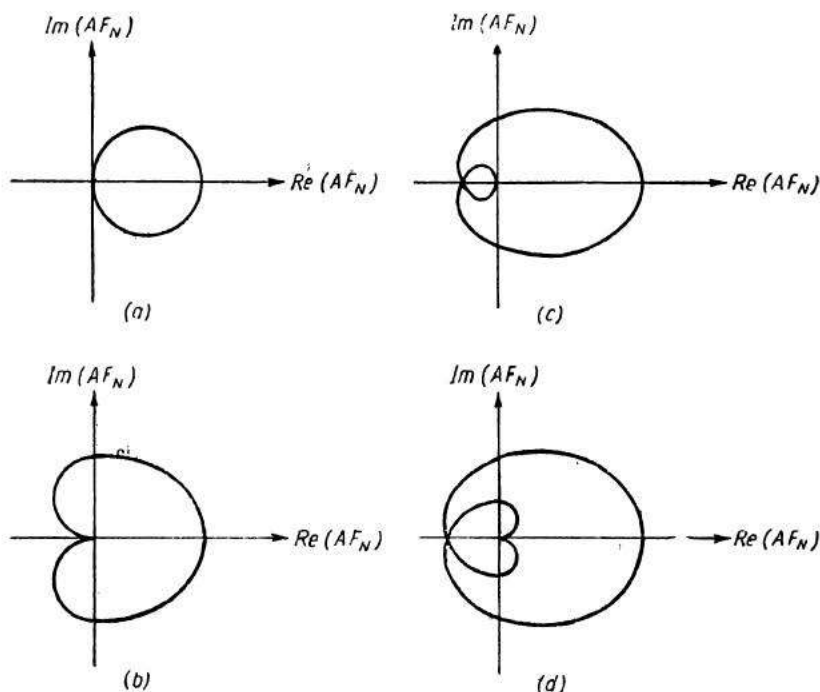


Fig. 7.3. Diagramele Nyquist ale răspunsurilor unor rețele de întârziere a fazei: *a* — o rețea de întârziere a fazei; *b* — două rețele de întârziere a fazei; *c* — trei rețele de întârziere a fazei; *d* — patru rețele de întârziere a fazei.

O soluție a ecuației 7.7 este $f=0$ corespunzătoare intersecției curbei AF_N din figura 7.3 *c* cu axa reală pozitivă. Este important să se determine, de asemenea, dacă intersecția curbei AF_N cu axa reală negativă se găsește plasată la stînga sau la dreapta punctului de coordonate $-1+j0$. Dacă $f=0$, atunci ecuația 7.7 poate fi divizată prin f , obținându-se:

$$f = \pm \sqrt{f_1 f_2 + f_1 f_3 + f_2 f_3} \quad (7.8)$$

Aceste două frecvențe, una pozitivă și una negativă, reprezintă punctul unde curba AF_N intersectează axa reală negativă în figura 7.3 *c*. Pentru

aceste frecvențe, AF_N din ecuația 7.6 reprezintă o mărime reală, și anume:

$$AF_N = \frac{A_{CC}F_N}{1 - \frac{f^2}{f_1f_2} - \frac{f^2}{f_1f_3} - \frac{f^2}{f_2f_3}} \quad (7.9)$$

Substituind ecuația 7.8 în ecuația 7.9 se obține

$$AF_N = \frac{-A_{CC}F_N}{2 + \frac{f_2+f_3}{f_1} + \frac{f_1+f_3}{f_2} + \frac{f_1+f_2}{f_3}} \quad (7.10)$$

Sistemul este stabil dacă acest punct este plasat la dreapta punctului $-1+j0$, adică, dacă în ecuația 7.10 $AF_N > -1$. Aceasta implică condiția următoare pentru stabilitatea sistemului:

$$A_{CC}F_N < 2 + \frac{f_2+f_3}{f_1} + \frac{f_1+f_2}{f_3} + \frac{f_1+f_3}{f_2} \quad (7.11)$$

Exemplul 7.2. Amplificarea unui amplificator operațional de tipul 702 A poate fi descrisă de trei rețele de întârziere a fazei cu următoarele frecvențe de fringere: $f_1=1$ MHz, $f_2=4$ MHz și $f_3=40$ MHz. În acest caz condiția de stabilitate 7.11 devine

$$A_{CC}F_N < 2 + \frac{4\text{MHz} + 40\text{MHz}}{1\text{MHz}} + \frac{1\text{MHz} + 40\text{MHz}}{4\text{MHz}} + \frac{1\text{MHz} + 4\text{MHz}}{40\text{MHz}} = 56,4$$

Amplificatorul are o amplificare în curent continuu egală cu $A_{CC}=4\,000$ și prin urmare sistemul rezultat va fi stabil cînd coeficientul de reacție F_N va fi

$$F_N < \frac{56,4}{A_{CC}} = \frac{56,4}{4\,000} = 0,014$$

Condiția de stabilitate poate fi exprimată de asemenea cu ajutorul amplificării cu reacție M_{CC} , impunînd ca, pentru a satisface inegalitatea referitoare la coeficientul de reacție, amplificarea cu reacție M_{cc} să fie mai mare decît

$$M_{CC} = \frac{A_{CC}}{1 + A_{CC}F_N} = \frac{4\,000}{1 + 56,4} = 70$$

Dacă M_{cc} este mai mic decît 70, atunci coeficientul de reacție F_N este mai mare decît 0,014 și sistemul este nestabil. De aceea se poate trage concluzia că această configurație nu este potrivită pentru o amplificare rezultantă mai mică decît 70, deoarece circuitul amplificator cu reacție ar oscila pe o frecvență aproximativ egală cu aceea dată de ecuația 7.8, respectiv

$$f = \sqrt{f_1f_2 + f_1f_3 + f_2f_3} = \sqrt{1\text{MHz} \cdot 4\text{MHz} + 1\text{MHz} \cdot 40\text{MHz} + 4\text{MHz} \cdot 40\text{MHz}} = 14,3\text{MHz}$$

Valoarea exactă a frecvenței și amplitudinea oscilației depind de proprietățile neliniare ale amplificatorului operațional și nu vor fi analizate aici.

În cazul unui circuit amplificator inversor cu reacție, folosind ecuația 3.12, se obține amplificarea rezultantă

$$M_I = \frac{-A}{1+(A+1)F_I} = \frac{-1}{1+F_I} \cdot \frac{A}{1+\frac{AF_I}{1+F_I}} \quad (7.12)$$

iar condiția de stabilitate se reduce la cea din cazul circuitului amplificator neinvertor, dacă coeficientul de reacție $F \ll 1$. Dacă totuși F_I nu este cu mult mai mic decât unitatea, se poate arăta că condiția de stabilitate devine:

$$\frac{A_{cc}F_I}{1+F_I} < 2 + \frac{f_2+f_3}{f_1} + \frac{f_1+f_3}{f_2} + \frac{f_1+f_2}{f_3} \quad (7.13)$$

adică, în locul cantității $A_{cc}F_N^*$ trebuie folosită expresia $A_{cc}F_I/(1+F_I)$.

În cazul în care amplificarea A reprezintă amplificarea pentru patru rețele de întârziere a fazei

$$A = \frac{A_{cc}}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)(1+jf/f_3)(1+jf/f_4)} \quad (7.14)$$

condiția de stabilitate va fi dedusă pentru cazul limită când f_4 este mic comparativ cu f_1 , f_2 și f_3 , respectiv

$$f_4 \ll f_1 \quad (7.15 a)$$

$$f_4 \ll f_2 \quad (7.15 b)$$

$$f_4 \ll f_3 \quad (7.15 c)$$

Se poate arăta, ca rezultat al acestor aproximații, că în vecinătatea punctului unde $\angle A \approx -180^\circ$ ecuația 7.14 poate fi aproximată astfel

$$A \approx \frac{A_{cc}}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)(1+jf/f_3)jf/f_4} \quad (7.16)$$

Pentru a determina dacă circuitul amplificator cu reacție obținut prin aplicarea unei reacții negative de coeficient de reacție F_N este stabil, trebuie determinată valoarea lui AF_N pentru $\angle AF_N = -180^\circ$. Folosind ecuația 7.16, AF_N poate fi scris astfel

$$AF_N = \frac{A_{cc}F_N f_4}{\frac{f_4}{f_1 f_2 f_3} - \frac{f_2}{f_1} - \frac{f_2}{f_2} - \frac{f_2}{f_3} + j \left(f - \frac{f_3}{f_1 f_2} - \frac{f_3}{f_1 f_3} - \frac{f_3}{f_2 f_3} \right)} \quad (7.17)$$

* Cu această substituție toate condițiile de stabilitate deduse în acest capitol pentru amplificatoarele neinvertoare pot fi aplicate și în cazul amplificatoarelor inversoare (A se vedea și tabelul 3.)

Pentru $\angle AF_N = -180^\circ$, expresia lui AF_N este o mărime reală, prin urmare partea imaginară de la numitor este zero

$$f - \frac{f^3}{f_1 f_2} - \frac{f^3}{f_1 f_3} - \frac{f^3}{f_2 f_3} = 0 \quad (7.18)$$

O soluție a ecuației 7.18 este $f=0$ și corespunde intersecției curbei AF_N cu axa reală pozitivă. Dacă $f \neq 0$, ecuația 7.18 poate fi divizată prin f , obținându-se

$$f = \pm \sqrt{\frac{f_1 f_2 f_3}{f_1 + f_2 + f_3}} \quad (7.19)$$

Pentru aceste frecvențe, una pozitivă și una negativă, AF_N este o mărime reală, avind valoarea

$$AF_N = \frac{-A_{CC} F_N f_4 (f_1 + f_2 + f_3)^2}{2f_1 f_2 f_3 + f_1^2 f_2 + f_1^2 f_3 + f_2^2 f_1 + f_2^2 f_3 + f_3^2 f_1 + f_3^2 f_2} \quad (7.20)$$

Amplificatorul cu reacție este stabil în cazul în care această valoare este mai pozitivă decât -1 , adică dacă

$$A_{CC} F_N < \frac{2f_1 f_2 f_3 + f_1^2 f_2 + f_1^2 f_3 + f_2^2 f_1 + f_2^2 f_3 + f_3^2 f_1 + f_3^2 f_2}{f_4 (f_1 + f_2 + f_3)^2} \quad (7.21)$$

Exemplul 7.3. Un amplificator operațional de tipul 702 A este caracterizat printr-o amplificare A dată de ecuația 5.15, cu $f_1 = 1$ MHz, $f_2 = 4$ MHz, $f_3 = 40$ MHz și $A_{CC} = 4\,000$. Amplificatorul operațional este folosit ca un repetor de tensiune avind deci coeficientul de reacție $F_N = 1$; prin urmare $A_{CC} F_N = 4\,000$. În exemplul 7.2 s-a arătat că în aceste condiții circuitul amplificator cu reacție nu este stabil. Pentru a obține un sistem stabil, se introduce în AF_N o a patra rețea de întârziere a fazei avind $f_4 = 1$ KHz. Cu aceste valori pentru f_1, f_2, f_3, f_4 , condiția de stabilitate stabilită anterior prin ecuația 7.21 devine $A_{CC} F_N \leq 4\,454$. Astfel pentru $A_{CC} F_N = 4\,000$ sistemul obținut rezultă că va fi stabil.

Condițiile de stabilitate pentru alte tipuri de circuite pot fi calculate în același mod. Un număr de astfel de circuite sînt prezentate în tabelul 3 de la pagina 126.

CAZUL GENERAL

S-a văzut că în cazul unui circuit amplificator avind funcția A compusă dintr-un număr de rețele de întârziere a fazei, condițiile analitice de stabilitate pot rezulta sub forma unor expresii lungi. Mai mult decît atît, pentru cazul cînd sistemul are un număr de frecvențe de frîngere egal cu șase sau mai mare, astfel de soluții analitice nu sînt posibile. Situația este similară și în cazul cînd A cuprinde o întârziere

în timp independentă de frecvență, ca aceea produsă de o anumită lungime de cablu coaxial terminat pe impedanța caracteristică. În astfel de cazuri este necesar să se plece de la forma de bază a criteriului Nyquist evaluând grafic diagrama Nyquist sau diagramele Bode.

PROBLEME

1. Să se deducă ecuațiile 7.6, 7.8, și 7.10.

2. Să se deducă expresiile din liniile 3 și 4 din tabelul 3, pagina 126 folosindu-se expresiile din linia 5.

3. Un amplificator operațional compensat intern, de tipul 741 poate fi caracterizat printr-o expresie a lui A de forma ecuației 5.15 având $f_1=10$ Hz, $f_2=f_3=10$ MHz și $A_{CC}=200\,000$. Să se arate că acest amplificator operațional este stabil fără o compensare adițională, dacă este folosit ca repetor de tensiune.

4. Să se deducă ecuațiile 7.17 și 7.21.

5. Un amplificator operațional este caracterizat printr-o expresie a lui A de forma ecuației 7.14 cu $f_1=1$ MHz, $f_2=4$ MHz, $f_3=40$ MHz, $f_4=100$ MHz și $A_{CC}=4\,000$. Să se schițeze diagramele lui Bode pentru AF_N , când $A_{CC}F_N=40$. Folosind diagramele Bode să se schițeze o diagramă Nyquist aproximativă. Este stabil sistemul obținut?

6. Un amplificator operațional cuprinde o întârziere în timp independentă de frecvență caracterizată prin următoarea expresie a lui A : $A=1\,000 e^{-jf/f_D/(1+jf/f_1)}$. Să se reprezinte diagramele Bode pentru AF_N , presupunând $F_N=1$ și $f_D/f_1=1, 100$ și $10\,000$. Să se discute condițiile de stabilitate.

7. Să se deducă expresiile din linia 6 a tabelului 3 pagina 126 din expresiile liniei 7.

8. Să se deducă expresiile liniei 8 a tabelului 3 pagina 126 din expresiile liniei 9.

9. Să se schițeze diagramele Bode pentru AF_N în exemplul 7.3 folosind o aproximare liniară pe porțiuni.

10. Să se schițeze curba amplificării pentru AF_N în problema 9, dar fără a folosi aproximarea liniară pe porțiuni.

11. Să se demonstreze că toate considerațiile relative la stabilitate deduse în acest capitol pentru amplificatoarele neinverse cu reacție pot fi aplicate la amplificatoarele inverse cu reacție dacă expresia $AF_I/(1+F_I)$ este folosită în locul expresiei AF_N .

12. O regulă aproximativă de stabilitate afirmă că un sistem este stabil dacă diagrama Bode a câștigului $|AF_N|$ sau a lui $|AF_I/(1+F_I)|$ intersectează axa de 0 dB cu o pantă care să nu fie mai abruptă decît

—40 dB/decadă. Să se arate că această regulă este exactă dacă AF_N este de forma ecuației 7.4 cu $f_1 \ll f_2 \leq f_3$. Să se arate că eroarea rezultată din aplicarea acestei reguli este de —35% în raport cu $A_{CC}F_N$, dacă AF_N este de forma ecuației 7.4 cu $f_1 = f_2 = f_3$. Care este eroarea dacă $f_1 \ll f_2 = f_3$? Să se arate că această regulă poate da rezultate complet eronate pentru un caz similar cu cel analizat în problema 6.

13. Un circuit amplificator neinvertor cu reacție este caracterizat prin

$$AF_N = \frac{A_{CC}F_N(1 + jf/10\text{MHz})^2}{(1 + jf/100\text{kHz})^3}$$

Să se arate că sistemul este stabil dacă $A_{CC}F_N = 10^3$ și instabil când $A_{CC}F_N = 10^4$. Să se schițeze diagramele Nyquist pentru ambele cazuri. Să se folosească aproximarea expresiilor din linia 10 tabelul 3 de la pagina 126 pentru a determina valoarea minimă admisă pentru $A_{CC}F_N$ dacă se dorește ca sistemul să fie stabil.

8. TEHNICI DE COMPENSARE

În exemplul 7.3 din capitolul precedent a fost demonstrat cum o amplificare A care ar fi produs un sistem instabil poate fi modificată cu o rețea de întârziere a fazei, adițională, pentru a se ajunge la un sistem stabil. Această modificare este cunoscută sub numele de *compensare prin întârzierea fazei*; alte metode de compensare sînt *compensarea prin întârzierea modificată, a fazei* *compensarea prin avansul fazei* și *compensarea prin avans și întârziere a fazei*.

COMPENSAREA PRIN ÎNTÂRZIEREA FAZEI

Cînd un amplificator operațional avînd amplificarea A este folosit ca amplificator neînversor cu reacție, amplificarea rezultantă este

$$M_N = \frac{A}{1 + AF_N} \quad (8.1)$$

Depinzînd de caracteristicile lui AF_N sistemul poate fi stabil sau instabil. Dacă amplificatorul operațional fără reacție este stabil și poate fi reprezentat printr-o amplificare A dependentă de frecvență, atunci se poate arăta că amplificarea rezultantă a circuitului amplificator cu reacție M_N , poate fi făcută întotdeauna stabilă modificînd (compensînd) pe A prin adăugarea unei rețele de întârziere a fazei (figura 5.1) obținîndu-se o funcție $A_{comp}F_N$ egală cu

$$A_{comp}F_N = \frac{AF_N}{1 + jf/f_0} \quad (8.2)$$

Exemplul 8.1. Amplificarea unui amplificator operațional poate fi reprezentată ca $A = A_{CC}/(1 + jf/f_1)^4$ avînd $f_1 = 1$ MHz și $A_{CC} = 10\,000$. Amplificatorul este folosit ca amplificator neînversor cu reacție, cu un coeficient de reacție $F_N = 0,1$.

În absența oricărei compensări la o frecvență f_1 , faza lui A este $\angle A = -4 \times 45^\circ = -180^\circ$, iar valoarea absolută $|AF_N| = 10\,000 \times 0,1/4 = 25 > 1$, sistemul fiind deci instabil.

Modificând pe A prin adăugarea unei rețele de întârziere a fazei cu o frecvență de fringere $f_0 = 100$ Hz (a se vedea ecuația 8.2) amplificarea compensată $A_{comp} F_N$ devine egală cu unitatea la o frecvență aproximativ egală cu $f_0 A_{cc} F_N = 100$ Hz $\times 10\,000 \times 0,1 = 100$ KHz. La această frecvență $\angle AF \approx -113^\circ$, sistemul fiind prin urmare stabil.

În cazul unui amplificator operațional cu amplificarea

$$A = \frac{A_{cc}}{(1 + jf/f_1)^3} \quad (8.3)$$

compensat prin adăugarea unei rețele de întârziere a fazei cu o frecvență de fringere f_0 , amplificarea compensată rezultantă este

$$A_{comp} F_N = \frac{A_{cc} F_N}{(1 + jf/f_1)^3 (1 + jf/f_0)} \quad (8.4)$$

Din tabelul 3, pagina 126, linia 7, rezultă că acest sistem este stabil dacă

$$A_{cc} F_N < 8 \frac{(1 + f_1/f_0)^3}{1 + 3f_1/f_0^2} \quad (8.5)$$

Pentru un sistem stabil cu $A_{cc} F_N \gg 1$ se poate arăta că $f_0 \ll f_1$ și condiția pusă de ecuația 8.5 devine

$$A_{cc} F_N < \frac{8}{9} \frac{f_1}{f_0} \quad (8.6)$$

Prin urmare, pentru un factor de reacție dat $A_{cc} F_N$ și pentru o frecvență f_1 dată,

$$f_0 < \frac{8}{9} \frac{f_1}{A_{cc} F_N} \quad (8.7)$$

ceea ce reprezintă condiția de stabilitate.

În principiu, pentru a obține un sistem stabil, condiției 8.7 trebuie să i se adauge o anumită margine de siguranță. Aceasta deoarece, în realitate, datorită toleranțelor și variațiilor, pentru f_0 trebuie aleasă o valoare mai scăzută decât cea dată de ecuația 8.7. Evident, o valoare mai scăzută pentru f_0 , înseamnă o valoare mai redusă pentru banda de trecere B ; în aceste condiții, se recurge, după cum este normal, la compromisuri.

În fig. 8.1 sînt arătate diagramele Bode pentru cazul cînd $A_{cc} = 10\,000$, $F_N = 0,1$ și $f_0 = f_1/10\,000$. Această alegere pentru f_0 asigură o margine de siguranță cu un factor de aproape 10 pentru $A_{cc} F_N$, margine

care poate preîntîmpina efectele variațiilor lui A_{cc} . Se vede că banda circuitului amplificator cu reacție rezultant este în vecinătatea lui $B \approx \approx f_0 A_{cc} F_N = 0,1 f_1 < \frac{8}{9} f_1$. Prin urmare, cu cât se alege mai redusă valoarea lui f_0 , cu atât mai scăzută rezultă B . În cazul valorii limită $f_0 = \frac{8}{9} (f_1 / A_{cc} F_N)$, lărgimea de bandă B este $B \approx \frac{8}{9} f_1$.

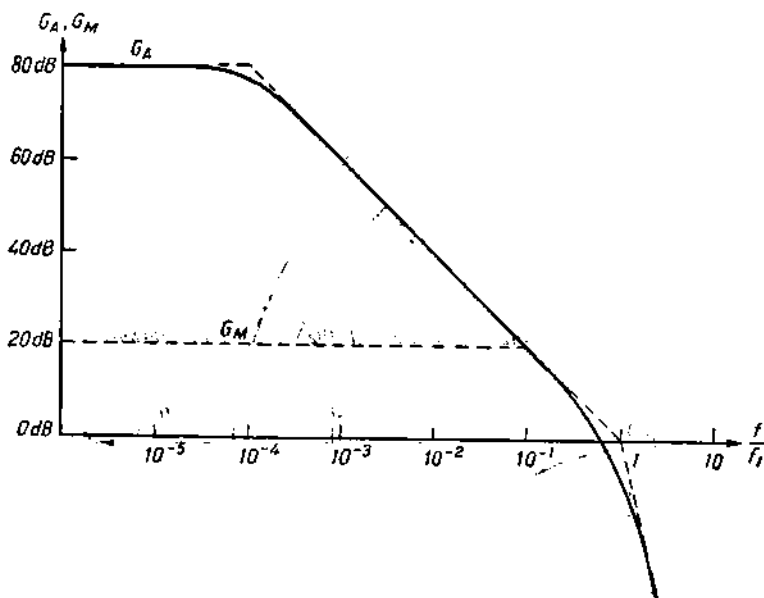


Fig. 8.1. Diagramele Bode $G_A \equiv 20 \text{ dB } \log_{10} |A_{comp}|$ și $G_M \equiv 20 \text{ dB } \log_{10} |M_N|$ pentru un circuit amplificator cu reacție cu o amplificare compensată prin întârzierea fazei egală cu $A_{comp} = 10\,000 (1 + jf/f_1)^{-3} (1 + jf/10\,000/f_1)^{-1}$ și cu un coeficient de reacție egal cu $F_N = 0,1$.

Exemplul 8.2. Un amplificator operațional are o amplificare $A = A_{cc} (F_N / F_1)^3$ cu $A_{cc} = 10\,000$ și $f_1 = 1 \text{ MHz}$. Acesta se folosește într-un circuit amplificator nelnversor cu reacție cu un coeficient de reacție $F_N = 0,01$; prin urmare $A_{cc} F_N = 10\,000 \times 0,01 = 100$ și sistemul nu este stabil. Pentru a obține stabilitate, se face o compensare cu ajutorul unei rețele de întârziere a fazei, cu frecvența de înfrîngere

$$f_0 < \frac{8}{9} \frac{f_1}{A_{cc} F_N} = \frac{8}{9} \frac{1 \text{ MHz}}{100} = 8,9 \text{ KHz}$$

Dacă se alege pentru f_0 valoarea limită de mai sus, $f_0=8,9$ KHz, banda de trecere a sistemului va fi în vecinătatea lui

$$B \approx \frac{8}{9} f_1 = 0,89 \text{ MHz}$$

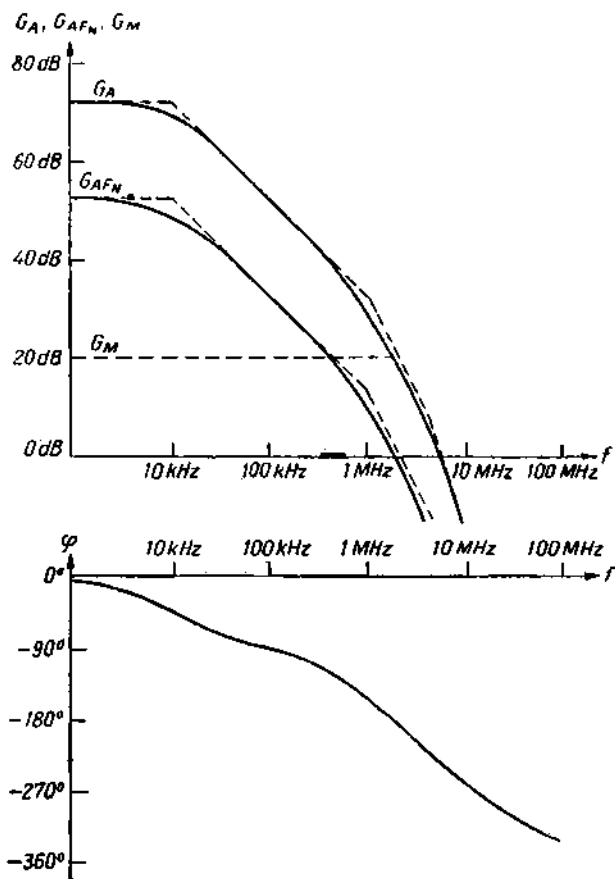


Fig. 8.2. Diagramele Bode $G_A \equiv 20 \text{ dB } \log_{10}|A_{comp}|$, $G_{AF_N} \equiv 20 \text{ dB } \log_{10}|A_{comp} F_N|$, $G_M \equiv 20 \text{ dB } \log_{10}|M_N|$, $\varphi \equiv \angle A_{comp} = \angle A_{comp} F_N$, pentru exemplul 8.3, cu o amplificare compensată prin întârzierea fazei egală cu $A_{comp} = 4000 \times (1 + jf/1 \text{ MHz})^{-1} (1 + jf/4 \text{ MHz})^{-1} (1 + jf/40 \text{ MHz})^{-1} \times (1 + jf/11 \text{ kHz})^{-1}$, și cu un coeficient de reacție egal cu $F_N = 0,1$.

Dacă se alege pentru f_0 o valoare mai sigură, $f_0 = 0,89$ KHz, lărgimea de bandă B va fi în vecinătatea lui

$$B \approx f_0 A_{CC} F_N = 0,89 \text{ KHz} \times 100 = 89 \text{ KHz}$$

În cazul unui amplificator avînd amplificarea A constînd din trei rețele de întîrziere a fazei diferite, pentru $A_{CC} F_N \gg 1$ frecvența de frîngere f_0 a circuitului de compensare prin întîrzierea fazei poate fi determinată din linia 9 a tabelului 3, pagina 126.

Exemplul 8.3. Un amplificator operațional de tipul 702 A este caracterizat de amplificarea A din ecuația 5.15 cu $f_1 = 1$ MHz, $f_2 = 4$ MHz, $f_3 = 40$ MHz și $A_{CC} = 4.000$. Acest amplificator se folosește într-un circuit amplificator neinversor cu reacție cu un coeficient de reacție $F_N = 0,1$; prin urmare amplificarea pe buclă este $A_{CC} F_N = 4.000 \times 0,1 = 4.000$. Substituind valorile f_1 , f_2 , f_3 și $A_{CC} F_N$ în condiția de stabilitate din linia 9 a tabelului 3, pagina 126, rezultă o valoare a frecvenței de frîngere $f_0 < 11$ kHz. În cazul unei proiectări realiste, va trebui aleasă o valoare cu mult mai mică decît 11 kHz. Dacă totuși se alege $f_0 = 11$ kHz, diagramele Bode rezultante vor fi acelea din figura 8.2. Se vede că mărimea lui $A_{comp} F_N$ este egală cu unitatea la o frecvență $f \approx 2$ MHz iar faza ϕ este -180° la aceeași frecvență. Prin urmare diagrama Nyquist intersectează axa reală negativă în punctul $-1 + j0$ iar sistemul este la limita de stabilitate. Se vede, de asemenea, din diagramele Bode că valoarea benzii de trecere B este în vecinătatea lui 2 MHz.

COMPENSAREA PRIN ÎNTÎRZIEREA MODIFICATĂ A FAZEI

Banda de trecere a unui circuit amplificator cu reacție poate fi întrucîtva mărită folosind o rețea de întîrziere a fazei, modificată, de forma celei din figura 5.5, în locul celei obișnuite. O rețea de întîrziere a fazei, modificată, are o funcție de transfer ca cea dată de ecuația 5.17, a, adică

$$\frac{V_{eq}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_0}, \quad f_0 < f_1 \quad (8.8)$$

Alegînd pentru f_1 o valoare egală cu cea mai scăzută frecvență de frîngere din A , se poate obține un anumit avantaj asupra compensării prin întîrzierea fazei obișnuită.

În cazul unui amplificator operațional cu amplificarea A dată de ecuația 8.3

$$A = \frac{A_{CC}}{(1 + jf/f_1)^3} \quad (8.9)$$

și la aplicarea unei compensări cu rețeaua de întîrziere a fazei, modificată, dată de ecuația 8.8, factorul de reacție compensat $A_{comp} F_N$ devine

$$A_{comp} F_N = \frac{A_{CC} F_N}{(1 + jf/f_1)^3} \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_0} = \frac{A_{CC} F_N}{(1 + jf/f_1)^2 (1 + jf/f_0)} \quad (8.10)$$

Din linia 4 a tabelului 3, pag. 126, condiția de stabilitate este

$$A_{cc}F_N < 4 + 2 \left(\frac{f_0}{f_1} + \frac{f_1}{f_0} \right) \quad (8.11)$$

Pentru cazul $f_0 \ll f_1$, aceasta devine

$$A_{cc}F_N < 2 \frac{f_1}{f_0} \quad (8.12)$$

iar banda de trecere a circuitului amplificator cu reacție este în vecinătatea lui $f_0 A_{cc}F_N$. În cazul când se alege valoarea limită $f_0 = 2f_1 / A_{cc}F_N$, lărgimea de bandă la 3 dB va fi aproximativ $B \approx 2 f_1$, față de $B \approx \frac{8}{9} f_1$ în cazul compensării prin întârziere obișnuită a fazei.

Exemplul 8.4. Un amplificator operațional are o amplificare $A = A_{cc} / (1 + jf/f_1)^3$ cu $A_{cc} = 10\,000$ și $f_1 = 1$ MHz. Amplificatorul este folosit ca un amplificator neinvertor cu reacție cu un coeficient de reacție $F_N = 0,01$; prin urmare amplificarea pe buclă deschisă $A_{cc}F_N = 10\,000 \times 0,01 = 100$ și sistemul este instabil. Pentru a-l transforma într-un sistem stabil se introduce o rețea de întârziere a fazei, modificată, avînd funcția de transfer $(1 + jf/f_1)/(1 + jf/f_0)$ cu frecvența de frîngere f_0 .

$$f_0 < \frac{2f_1}{A_{cc}F_N} = \frac{2 \times 1 \text{ MHz}}{100} = 20 \text{ KHz}$$

Dacă se alege f_0 egală cu valoarea limită 20 KHz, banda maximă de trecere a circuitului amplificator cu reacție va fi în vecinătatea lui $B \approx 2 f_1 = 2 \times 1 \text{ MHz} = 2 \text{ MHz}$, față de 0,89 MHz (exemplul 8.2) în cazul compensării cu o rețea de întârziere a fazei simplă.

În cazul când amplificarea A a amplificatorului operațional este de forma ecuației 5.15 adică

$$A = \frac{A_{cc}}{(1 + jf/f_1)(1 + jf/f_2)(1 + jf/f_3)} \quad (8.13)$$

cu $f_1 = f_2 = f_3$ și se introduce o compensare prin întârziere de fază, modificată, de funcție de transfer $(1 + jf/f_1)/(1 + jf/f_0)$, se va obține următoarea expresie pentru $A_{comp}F_N$

$$A_{comp}F_N = \frac{A_{cc}F_N}{(1 + jf/f_1)(1 + jf/f_2)(1 + jf/f_3)} \times \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_0} = \frac{A_{cc}F_N}{(1 + jf/f_0)(1 + jf/f_2)(1 + jf/f_3)} \quad (8.14)$$

Dacă $f_0 \ll f_2$ și $f_0 \ll f_3$, condiția de stabilitate dată de linia 5 din tabelul 3 pagina 126 devine

$$A_{cc}F_N < \frac{f_2 + f_3}{f_0} + \frac{f_3}{f_2} + \frac{f_2}{f_3} \quad (8.15)$$

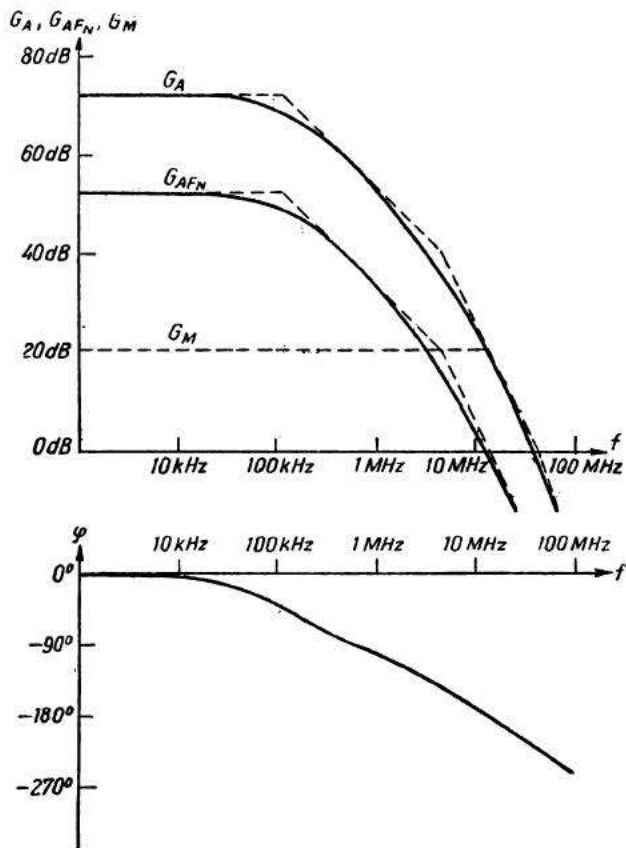


Fig. 8.3. Diagramele Bode $G_A \equiv 20 \text{ dB } \log_{10}|A_{comp}|$, $G_{AFN} \equiv 20 \text{ dB } \log_{10}|A_{comp}F_N|$, $G_M \equiv 20 \text{ dB } \log_{10}|M_N|$, și $\varphi \equiv \angle A_{comp} = \angle A_{comp}F_N$ pentru exemplul 8.5, cu o compensare prin întârzierea modificată a fazei $A_{comp} = 4000 (1+jf/4 \text{ MHz})^{-1} (1+jf/40 \text{ MHz})^{-1} (1+jf/110 \text{ kHz})^{-1}$, și cu un coeficient de reacție egal cu $F_N = 0.1$.

de unde

$$f_0 < \frac{f_2 + f_3}{A_{cc}F_N - f_3/f_2 - f_2/f_3} \quad (8.16)$$

Exemplul 8.5. Un amplificator operațional de tipul 702 A este caracterizat de amplificarea A , dată de ecuația 8.13 cu $f_1 = 1$ MHz, $f_2 = 4$ MHz, $f_3 = 40$ MHz și $A_{cc} = 4000$. Amplificatorul este folosit ca un amplificator neînversor cu reacție cu un coeficient de reacție $F_N = 0,1$; prin urmare $A_{cc}F_N = 4000 \times 0,1 = 400$ și sistemul nu este stabil. Pentru stabilizare se introduce o rețea de întârziere a fazei, modificată, cu funcția de transfer $(1 + jf/f_1)/(1 + jf/f_0)$. Condiția de stabilitate din ecuația 8.16 devine

$$f_0 < \frac{f_2 + f_3}{A_{cc}F_N - f_3/f_2 - f_2/f_3} = \frac{4 \text{ MHz} + 40 \text{ MHz}}{400 - 40 \text{ MHz}/4 \text{ MHz} - 4 \text{ MHz}/40 \text{ MHz}} \approx 110 \text{ KHz}$$

În cazul unei proiectări realiste trebuie aleasă pentru f_0 o valoare cu mult mai scăzută decât 110 KHz. Totuși pentru a putea face o comparație se alege această valoare limită de 110 KHz. Diagramele Bode rezultate sînt arătate în figura 8.3. Mărimea $A_{comp}F_N$ devine egală cu unitatea la o frecvență $f \approx 12$ MHz iar faza ϕ este -180° la aceeași frecvență. Prin urmare diagrama Nyquist intersectează axa reală negativă în punctul $-1 + j0$, sistemul fiind la limita de stabilitate. Din diagramele Bode rezultă de asemenea că lărgimea de bandă a circuitului amplificator cu reacție este acum în vecinătatea lui 12 MHz, ceea ce reprezintă o îmbunătățire remarcabilă față de cei 2 MHz obținuți prin compensarea cu rețeaua de întârziere a fazei simplă (exemplul 8.3).

COMPENSAREA PRIN AVANS A FAZEI

Acest tip de compensare se realizează introducînd o rețea de avans a fazei de forma celei din figura 5.7 pentru a modifica $A F_N$. Funcția de transfer a unei astfel de rețele poate fi scrisă conform ecuației 5.23, a astfel

$$\frac{V_{tes}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{f_1}{f_2} \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_2}, \quad f_1 < f_2 \quad (8.17)$$

Alegînd pe f_1 egal cu cea mai scăzută frecvență de frîngere din A se poate obține în unele cazuri un anumit avantaj în raport cu tehnicile de compensare prin întârziere a fazei simplă sau modificată.

În cazul simplu al unui amplificator operațional cu amplificarea A dată de ecuația 8.3,

$$A = \frac{A_{cc}}{(1 + jf/f_1)^3} \quad (8.18)$$

la aplicarea unei rețele de avans a fazei, ecuația 8.17, mărimea $A_{comp}F_N$ devine

$$A_{comp}F_N = \frac{A_{CC}F_N}{(1+jf/f_1)^3} \frac{1+jf/f_1}{(1+jf/f_2)} = \frac{A_{CC}F_N}{(1+jf/f_1)^2(1+jf/f_2)} \quad (8.19)$$

unde $f_2 > f_1^*$. Pentru circuitele practice se observă de asemenea și limitarea $F_N \leq f_1/f_2$, când circuitul de compensare prin avans al fazei este exterior amplificatorului operațional.

Dacă $f_2 \gg f_1$, condiția de stabilitate se reduce la

$$A_{CC}F_N < 2f_2/f_1 \quad (8.20, a)$$

sau

$$f_2 > A_{CC}F_N f_1/2 \quad (8.20, b)$$

Se poate arăta prin inspectarea diagramelor Bode în cazul $f_2 \gg B$, că lărgimea de bandă a amplificatorului cu reacție este în vecinătatea lui B

$$B \approx f_1 \sqrt{A_{CC}F_N} \quad (8.21)$$

Exemplul 8.6. Un amplificator operațional are o amplificare $A = A_{CC}/(1+jf/f_1)^3$ cu $A_{CC} = 10\,000$ și $f_1 = 1$ MHz. Acesta este folosit ca amplificator ne-inversor cu reacție avînd coeficientul de reacție $F_N = 0,01$. Amplificarea pe buclă fiind $A_{CC}F_N = 10\,000 \times 0,01 = 100$, sistemul nu este stabil. Se introduce o compensare prin avans a fazei, de forma $(1+jf/f_2)/(1+jf/f_1)$ avînd $f_1 = 1$ MHz. Conform ecuației 8.20 b condiția de stabilitate impune o frecvență

$$f_2 > A_{CC}F_N \frac{f_1}{2} = 100 \frac{1 \text{ MHz}}{2} = 50 \text{ MHz}$$

Această condiție poate fi îndeplinită, spre exemplu, alegînd $f_2 = 100$ MHz. Lărgimea de bandă a circuitului amplificator rezultat va fi în acest caz în vecinătatea lui

$$B \approx f_1 \sqrt{A_{CC}F_N} = 1 \text{ MHz} \sqrt{100} = 10 \text{ MHz}$$

Aceasta reprezintă o ameliorare sensibilă în raport cu circuitul amplificator compensat prin întîrzierea fazei ($B = 0,89$ MHz, exemplul 8.2) precum și în raport cu amplificatorul compensat prin întîrziere modificată a fazei ($B = 2$ MHz, exemplul 8.4).

Se constată că prin folosirea compensării prin avans a fazei rezultă o îmbunătățire a lărgimii de bandă de $0,5 \sqrt{A_{CC}F_N}$ ori în raport cu compensarea prin întîrziere modificată a fazei; această îmbunătățire poate fi sensibilă cînd valoarea $A_{CC}F_N$ este mare. Din nefericire stabilitatea circuitului amplificator cu reacție compensat prin avansul fazei este dependentă într-un grad mare de anularea efectului celor doi factori de forma $(1+jf/f_1)$. În cazul cînd capacitatea circuitului de compensare

* Aici și în cele ce urmează factorul constant f_1/f_2 din ecuația 8.17 este inclus în F_N

este ajustabilă, această dificultate poate fi relativ ușor depășită printr-un reglaj al acesteia, cei doi factori putându-se astfel simplifica; dacă însă această ajustare nu se poate face, circuitul poate deveni inutilizabil. În plus, compensarea prin avansul fazei poate fi serios afectată de către capacitățile parazite.

Exemplul 8.7. Circuitul amplificator cu reacție din figura 8.4 folosește componentele $R_I = 200 \, \Omega$, $R_R = 19\,800 \, \Omega$ și un amplificator operațional cu amplificarea $A = A_{CC}/(1 + jf/f_1)$ cu $A_{CC} = 10\,000$ și $f_1 = 1 \, \text{MHz}$. Coeficientul de reacție este

$$F_N = \frac{R_I}{R_I + R_F} = \frac{200 \, \Omega}{200 \, \Omega + 19\,800 \, \Omega} = 0,01$$

și prin urmare $A_{CC}F_N = 10\,000 \times 0,01 = 100$. Această valoare este mai mare decât 8, care reprezintă limita de stabilitate conform liniei 3 a tabelului 3 de la pagina 126, circuitul amplificator cu reacție necompensat ($C=0$) fiind deci nestabil.

Folosind o compensare printr-o rețea de avans a fazei dată de ecuația 5.23 a cu $f_1 = 1/2\pi C R_R = 1 \, \text{MHz}$ (a se vedea ecuația 5.23 b) factorul $A_{comp}F_N$ poate fi scris

$$A_{comp}F_N = \frac{A_{CC}F_N}{(1 + jf/f_1)^3} \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_2} = \frac{A_{CC}F_N}{(1 + jf/f_1)^2(1 + jf/f_2)}$$

Valoarea lui f_2 obținută cu ajutorul ecuației 5.23 c este

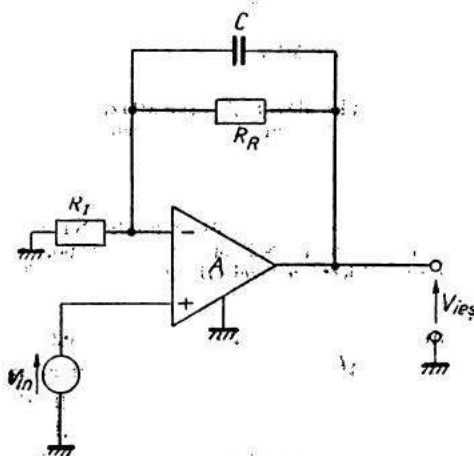


Fig. 8.4.

$$f_2 = \frac{1}{2\pi C R_R R_I / (R_I + R_R)} =$$

$$= \frac{1}{2\pi C R_R F_N}$$

$$= \frac{f_1}{F_N} = \frac{1 \, \text{MHz}}{0,01} = 100 \, \text{MHz}$$

Valoarea lui C va fi prin urmare

$$C = \frac{1}{2\pi R_R f_1} =$$

$$= \frac{1}{2\pi \times 19\,800 \times 10^6} = 8 \, \text{pF}$$

Conform liniei 4 din tabelul 3 pagină 126, circuitul amplificator cu reacție va fi stabil dacă

$$A_{CC}F_N < 4 + 2\left(\frac{f_2}{f_1} + \frac{f_1}{f_2}\right) = 4 + 2\left(\frac{100 \, \text{MHz}}{1 \, \text{MHz}} + \frac{1 \, \text{MHz}}{100 \, \text{MHz}}\right) = 204$$

Deoarece $A_{CCF_N}=100$, circuitul compensat prin avansul fazei pare a fi stabil avind o confortabilă margine de siguranță.

În realitate însă există capacitățile parazite în paralel cu R_I ; presupunându-le egale cu $C_p=10$ pF, va trebui folosit în aceste condiții divizorul de tensiune din figura 5.9, de ecuație 5.28. În aceste condiții funcția de transfer a rețelei de avans a fazei devine

$$\frac{R_I}{R_I + R_R} \frac{1 + jf/1 \text{ MHz}}{1 + jf/45 \text{ MHz}}$$

Astfel, în expresia $A_{comp} F_N$ anterioară, $f_2=45$ MHz în timp ce f_1 rămîne 1 MHz. Potrivit liniei 4 a tabelului 3, pagina 126, condiția de stabilitate este

$$A_{CCF_N} < 4 + 2 \left(\frac{f_2}{f_1} + \frac{f_1}{f_2} \right) = \\ = 4 + 2 \left(\frac{45 \text{ MHz}}{1 \text{ MHz}} + \frac{1 \text{ MHz}}{45 \text{ MHz}} \right) = 94$$

Deoarece $A_{CCF_N}=100$, este evident că de fapt circuitul amplificator cu reacție este instabil.

Efectul capacității parazite C_p poate fi redus în cazul cînd valorile rezistențelor R_I și R_R pot fi micșorate. Dacă $R_I=20 \Omega$ și $R_F=1\,980 \Omega$ și $C=80$ pF, funcția de transfer a rețelei de corecție devine

$$\frac{R_I}{R_I + R_R} \frac{1 + jf/1 \text{ MHz}}{1 + jf/90 \text{ MHz}}$$

Iar condiția de stabilitate, conform liniei 4 din tabelul 3 pagina 126, devine

$$A_{CCF_N} < 4 + 2 \left(\frac{90 \text{ MHz}}{1 \text{ MHz}} + \frac{1 \text{ MHz}}{90 \text{ MHz}} \right) \approx 184$$

ceea ce pentru $A_{CCF_N} = 100$ arată că sistemul este stabil.

COMPENSAREA PRIN AVANS-ÎNȚIRIERE A FAZEI

Unele avantaje ale tehnicilor de compensare prin avansul și prin întîrzierea fazei pot fi combinate prin compensarea de tipul avans-întîrziere a fazei. Această tehnică de compensare, după cum o arată și numele, presupune folosirea unei rețele pentru avansul fazei și a uneia pentru întîrzierea fazei pentru modificarea cantităților $A F_I$ sau $A F_N$. Funcția de transfer a acestui circuit de compensare combinată poate fi de forma

$$\text{constantă} \times \frac{1 + jf/f_1}{1 + jf/f_2} \frac{1}{1 + jf/f_0}, \quad f_0 \ll f_1 < f_2;$$

unde primul factor reprezintă o compensare prin avansul fazei, iar al doilea, compensarea prin întîrzierea ei.

Pentru cazul simplu al unui amplificator operațional cu amplificarea A de forma celei date prin ecuația 8.3, adică

$$A = \frac{A_{cc}}{(1+jf/f_1)^3} \quad (8.22)$$

la aplicarea unei rețele de compensare de tipul avans-întîrziere a fazei, factorul $A_{comp}F_N$ devine

$$\begin{aligned} A_{comp}F_N &= \frac{A_{cc}F_N}{(1+jf/f_1)^3} \frac{1+jf/f_1}{1+jf/f_2} \frac{1}{1+jf/f_0} = \\ &= \frac{A_{cc}F_N}{(1+jf/f_1)^2(1+jf/f_2)(1+jf/f_0)} \end{aligned} \quad (8.23)$$

Condiția de stabilitate, conform tabelului 3, pagina 126, linia 8 pentru $f_0 \leq f_1 < f_2$ este

$$A_{cc}F_N < \frac{2f_1}{f_0} \frac{(1+f_1/f_2)^2}{(1+2f_1/f_2)^2} \quad (8.24)$$

Dacă, în plus $f_1 \ll \frac{f_2}{2}$, ecuația 8.24 devine

$$A_{cc}F_N < \frac{2f_1}{f_0} \quad (8.25)$$

ceea ce reprezintă tocmai condiția de stabilitate 8.12 pentru cazul compensării prin întîrziere modificată a fazei. Prin urmare, sub această formă compensarea de tipul avans-întîrziere nu prezintă nici un avantaj în raport cu cea prin întîrziere modificată, fiind rar utilizată.

Mai convenabilă este compensarea de tipul avans-întîrziere a fazei care poate fi pusă sub forma avans-întîrziere modificată a fazei, adică folosind o rețea de corecție cu funcția de transfer de forma

$$\text{constantă} \times \frac{1+jf/f_1}{1+jf/f_2} \times \frac{1+jf/f_2}{1+jf/f_0}$$

unde primul factor reprezintă o compensare prin avans al fazei iar al doilea prin întîrziere modificată a fazei. În practică, cei doi numărători sînt uneori inversați în cadrul rețelei, ceea ce nu afectează funcția de transfer rezultantă.

Pentru cazul amplificatorului operațional cu amplificarea de forma ecuației 8.3, adică

$$A = \frac{A_{cc}}{(1+jf/f_1)^3}, \quad (8.26)$$

la aplicarea rețelei de compensare de tipul avans-întîrziere modificată a fazei cu o funcție de transfer de forma

$$\text{constantă} \times \frac{1+jf/f_1}{1+jf/f_2} \frac{1+jf/f_2}{1+jf/f_0}, f_0 \ll f_1 < f_2$$

factorul $A_{comp}F_N$ devine

$$A_{comp}F_N = \frac{A_{CC}F_N}{(1+jf/f_1)^3} \frac{1+jf/f_1}{1+jf/f_2} \frac{1+jf/f_1}{1+jf/f_0} =$$

$$= \frac{A_{CC}F_N}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)(1+jf/f_0)} \quad (8.27)$$

Dacă $f_2 \gg f_1$ și $f_2 \gg f_0$, condiția de stabilitate din tabelul 3, pagina 126, linia 5 devine

$$A_{CC}F_N < \frac{f_2}{f_1} + \frac{f_2}{f_0} \quad (8.28)$$

Exemplul 8.8. Un amplificator operațional are o amplificare de forma $A = A_{CC}/(1+jf/f_1)^3$ cu $A_{CC} = 10\,000$ și $f_1 = 1$ MHz. Amplificatorul este folosit ca amplificator neinvorsor cu reacție cu un coeficient de reacție $F_N = 0,01$, prin urmare $A_{CC}F_N = 10\,000 \times 0,01 = 100$. Dacă se folosește o compensare de tipul avans-întârziere modificată a fazei cu $f_2 = 100$ MHz și cu $f_0 = 0,1$ MHz (valoarea acoperitoare), condiția de stabilitate dată de ecuația 8.28 devine

$$A_{CC}F_N < \frac{100 \text{ MHz}}{1 \text{ MHz}} + \frac{100 \text{ MHz}}{0,1 \text{ MHz}} = 1\,100$$

Deoarece $A_{CC}F_N = 100$, sistemul este stabil; de asemenea lărgimea de bandă la 3 dB este aproximativ $B \approx f_0 A_{CC}F_N = 0,1 \times 100 = 10$ MHz. Aceasta reprezintă o îmbunătățire importantă față de 2 MHz cât era banda amplificatorului compensat prin întârziere modificată a fazei (Exemplul 8.4). Datorită unei mai bune margini de stabilitate, aceasta reprezintă de asemenea o îmbunătățire în raport cu amplificatorul compensat prin avansul fazei a cărui bandă a fost de asemenea aproximativ 10 MHz (Exemplul 8.6).

Compensarea prin avans-întârziere modificată a fazei este avantajoasă în special când amplificarea A are frecvențe de frângere diferite, adică când este de forma ecuației 5.15

$$A = \frac{A_{CC}}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)(1+jf/f_3)} \quad (8.29)$$

că $f_1 < f_2 < f_3$. Introducând o rețea de compensare de tipul avans-întârziere modificată a fazei cu funcția de transfer de formă

$$\text{constantă} \times \frac{1+jf/f_2}{1+jf/f_3} \frac{1+jf/f_1}{1+jf/f_0}$$

factorul $A_{comp}F_N$ devine

$$A_{comp}F_N = \frac{A_{CC}F_N}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)(1+jf/f_3)} \frac{1+jf/f_2}{1+jf/f_3} \frac{1+jf/f_1}{1+jf/f_0} =$$

$$= \frac{A_{CC}F_N}{(1+jf/f_3)^2(1+jf/f_0)} \quad (8.30)$$

Exemplul 8.9. Un amplificator operațional de tipul 702 A este caracterizat de o amplificare A dată de ecuația 8.29 cu $f_1=1$ MHz, $f_2=4$ MHz, $f_3=40$ MHz și $A_{CC}=4\,000$. Acesta este folosit ca amplificator neinvertor cu reacție cu un coeficient de reacție $F_N=0,1$. Prin urmare $A_{CC}F_N=4\,000 \times 0,1=400$, sistemul fiind instabil. Pentru a-l stabili, sistemul se compensează cu o rețea de tipul avans-intârziere modificată a fazei cu funcția de transfer de forma

$$\frac{1+jf/f_2}{1+jf/f_3} \frac{1+jf/f_1}{1+jf/f_0} \quad \text{unde } f_0 < f_1.$$

Factorul $A_{comp}F_N$ devine

$$A_{CC}F_N = \frac{A_{CC}F_N}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)(1+jf/f_3)} \frac{1+jf/f_2}{1+jf/f_3} \frac{1+jf/f_1}{1+jf/f_0} = \frac{A_{CC}F_N}{(1+jf/f_3)^2(1+jf/f_0)}$$

Pentru $f_0 \ll f_3$, conform tabelului 3, pagina 126, linia 4, condiția de stabilitate devine

$$A_{CC}F_N < 2 \frac{f_3}{f_0}$$

sau

$$f_0 < \frac{2f_3}{A_{CC}F_N} = \frac{2 \times 40 \text{ MHz}}{400} = 200 \text{ KHz}$$

Se poate arăta că pentru valoarea limită $f_0=200$ KHz, banda amplificatorului va fi aproximativ $B=50$ MHz. Aceasta reprezintă o îmbunătățire sensibilă în raport cu 12 MHz, lărgimea de bandă a amplificatorului compensat prin întârziere modificată a fazei (Exemplul 8.5).

CIRCUITE DE COMPENSARE

Tehnicile de compensare discutate pînă acum modifică caracteristicile de frecvență ale amplificatorului operațional pentru a se obține o anumită margine de stabilitate și o lărgime de bandă corespunzătoare. S-a arătat că lărgimea de bandă rezultată în cazul compensării prin simplă întârziere a fazei poate fi mărită folosind o compensare prin întârzierea modificată a fazei și în unele cazuri folosind compensarea prin avans sau avans-întârziere a fazei.

Cea mai simplă tehnică de compensare, compensarea prin întârzierea fazei, este și cea mai ușor de realizat de obicei. În unele cazuri, ca cele arătate în figura 8.5 și 8.6, la problemele de la sfîrșitul capitolului, frecvența de frîngere f_0 a circuitului de întârziere este realizată cu componente exterioare amplificatorului operațional. Cu toate acestea, în unele cazuri, frecvența de frîngere f_0 a circuitului de întârziere este realizată conectînd o capacitate exterioară între masă (pămînt) și un anumit punct al amplificatorului operațional, care este de regulă colectorul unui tranzistor dintr-un etaj amplificator.

Multe amplificatoare operaționale includ și circuitul de compensare prin întârziere a fazei; acestea sînt *amplificatoarele operaționale compensate intern*. La aceste amplificatoare frecvența de frîngere f_0 este aleasă astfel, încît amplificatorul operațional este stabil cînd este utilizat ca un repetor de tensiune. În aceste condiții, frecvența de frîngere f_0 este extrem de scăzută în cazurile cînd amplificatorul este folosit în alte aplicații decît aceea de repetor de tensiune, banda rezultantă fiind inferioară celei ce s-ar fi putut obține printr-o compensare externă. În aplicațiile unde cerințele în ceea ce privește lărgimea de bandă nu sînt stringente, aceasta nu este o limitare semnificativă și amplificatoarele operaționale compensate intern pot fi folosite.

Cînd lărgimea de bandă obținută prin folosirea unei compensări prin întârzierea fazei nu este suficientă, se pot aplica alte metode de compensare. Compensarea prin întârzierea modificată a fazei se poate realiza folosind o rețea serie $R-C$ în locul capacității folosite ca rețea de compensare prin simpla întârziere a fazei. Compensarea prin avansul fazei este de obicei aplicată în exteriorul amplificatorului operațional, ca în figura 8.4. În cazul cînd se folosește compensarea de tipul avans-întârziere a fazei, de obicei ea este realizată prin o combinație a unei rețele de întârziere modificată și o rețea de avans a fazei, cu una din ele localizată în exteriorul amplificatorului operațional.

PROBLEME

1. Să se demonstreze că un circuit amplificator cu reacție poate fi întotdeauna stabilizat incluzînd o rețea de întârziere a fazei potrivită, în amplificarea A .

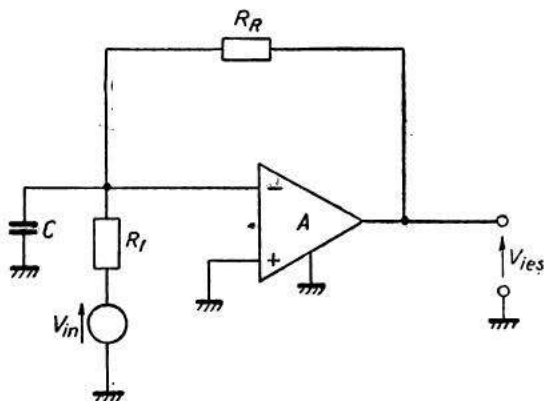


Fig. 8.5.

2. Să se determine valoarea minimă a capacității C din figura 8.5 dacă $A=1\,000/(1+jf/1\text{ MHz})^3$, $R_I=100\text{ ohmi}$, $R_R=1\,000\ \Omega$ și se dorește ca sistemul să fie stabil.

3. Circuitul din figura 8.6 folosește amplificatorul operațional de tipul 702 A cu amplificarea

$$A = \frac{4\,000}{(1+jf/1\text{ MHz})(1+jf/4\text{ MHz})(1+jf/40\text{ MHz})}$$

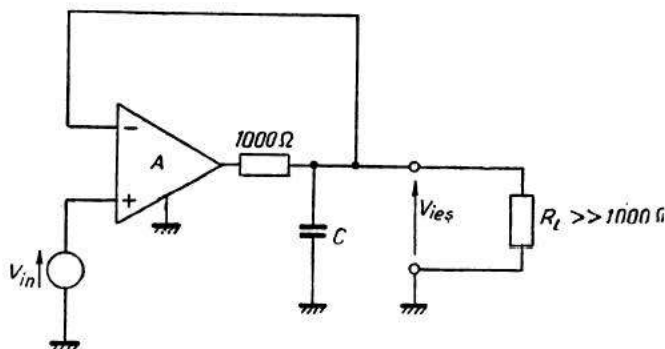


Fig. 8.6.

Să se determine valoarea minimă a capacității C pentru ca sistemul să fie stabil.

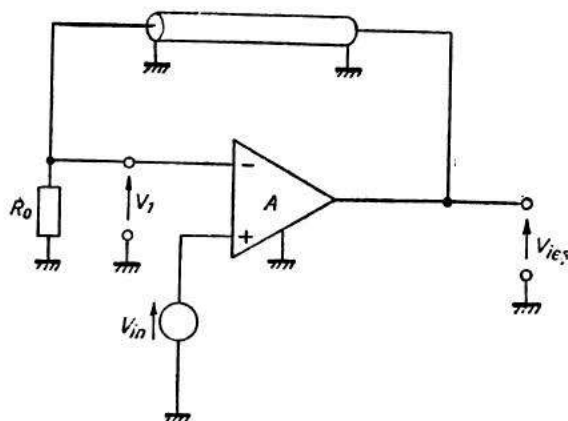


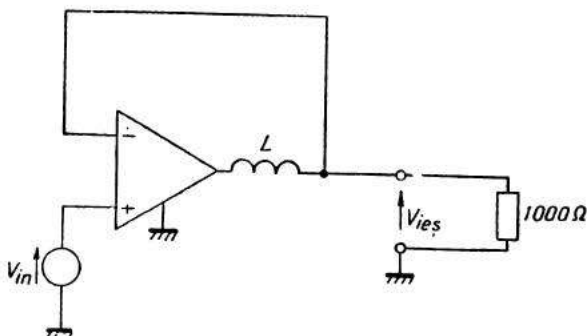
Fig. 8.7.

4. Circuitul din figura 8.7 constă dintr-un amplificator operațional cu o amplificare $A=1\,000/(1+jf/f_1)$ și o linie de întârziere de lungime L ,

terminată prin impedanța ei caracteristică R_0 . Funcția de transfer a liniei poate fi reprezentată prin funcția e^{-jff_0} , unde $f_0=1/2\pi\tau L$ cu $\tau \approx 1,5$ ns/picior ($\approx 0,050$ ns/cm). Să se determine lungimea maximă a liniei de întârziere dacă $f_1=1$ MHz și sistemul trebuie să fie stabil.

5. Circuitul din figura 8.8 cuprinde un repetor de tensiune cu o inductanță L în serie cu ieșirea amplificatorului operațional. Să se

Fig. 8.8.



determine domeniul de valori admise pentru inductanță pentru ca sistemul să fie stabil, dacă amplificatorul operațional este de tipul 741, compensat intern, având amplificarea

$$A = \frac{200\,000}{(1+jf/10\text{ Hz})(1+jf/10\text{ MHz})^2}$$

Să se repete problema pentru amplificatorul operațional de tipul 702 A cu amplificarea A dată în problema 3.

6. Un amplificator operațional de tipul 702 A este caracterizat de amplificarea A , de forma ecuației 5.15 cu $f_1=1$ MHz, $f_2=4$ MHz, $f_3=40$ MHz și cu o amplificare nominală $A_{cc}=4\,000$. Amplificatorul operațional este folosit ca repetor de tensiune. Să se proiecteze un circuit de compensare prin întârziere simplă a fazei, un circuit de compensare prin întârziere modificată a fazei și un circuit de compensare de tipul avans-întârziere modificată a fazei, astfel încât sistemul să fie stabil dacă $A_{cc}=8\,000$, dar instabil pentru $A_{cc}>8\,000$. Să se estimeze lărgimea de bandă pentru $|M_N|$ în cazul diferitelor compensări, presupunând $A_{cc}=4\,000$.

7. Un amplificator operațional de tipul 702 A cu o amplificare A de tipul celei date în exemplul 8.5, este folosit în circuitul repetor de tensiune din figura 8.4 cu $R_I=10 \Omega$, și $R_R=1\,000 \Omega$. Să se determine dacă sistemul este stabil cind valoarea capacității C se alege astfel încât factorul $(1+jf/1\text{ MHz})$ din A se simplifică. Aceeași problemă pentru cazul cind factorul din A care se simplifică este $(1+jf/4\text{ MHz})$.

8. Un amplificator operațional este caracterizat prin amplificarea A de forma

$$A = \frac{A_{cc}}{(1+jf/1 \text{ MHz})(1+jf/2 \text{ MHz})(1+jf/5 \text{ MHz})(1+jf/10 \text{ MHz})};$$

el este folosit ca un amplificator neinversor cu reacție cu coeficientul de reacție $F_N=0,1$. Să se schițeze diagramele lui Bode și să se determine valoarea maximă a lui A_{cc} pentru cazul când sistemul trebuie să fie stabil.

9. În ce măsură diferă considerațiile referitoare la compensarea unui circuit amplificator inversor cu reacție de un circuit amplificator neinversor cu reacție?

10. Amplificatorul operațional din circuitul amplificator cu reacție din figura 8.9 este caracterizat printr-o amplificare de forma

$$A = \frac{500}{(1+jf/1 \text{ MHz})(1+jf/40 \text{ MHz})}$$

Să se arate că amplificatorul cu reacție este stabil dacă $C=0$ sau $C=5\,000 \text{ pF}$ și instabil pentru $C=10 \text{ pF}$.

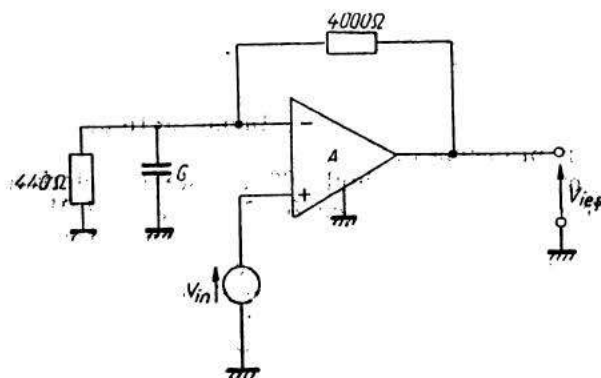


Fig. 8.9.

11. Circuitul amplificator cu reacție din figura 8.4 folosește $R_f=100 \text{ } \Omega$, $R_R=9\,900 \text{ } \Omega$ și un amplificator operațional cu o amplificare A de forma $A=A_{cc}/(1+jf/f_1)^2$; unde $A_{cc}=1\,000$ și $f_1=1 \text{ MHz}$. Să se arate că amplificatorul cu reacție rezultat nu este stabil dacă $C=0$. Să se aleagă C astfel încât un factor $(1+jf/f_1)$ să se simplifice și să se arate că circuitul amplificator cu reacție rezultat este stabil chiar dacă există o capacitate de 10 pF în paralel cu rezistența R_f .

12. Să se schițeze diagrama Bode pentru $|M_N|$ pentru circuitul din figura 8.4, folosind o aproximație liniară pe porțiuni. Să se considere $A = 10\,000/(1 + j f/1\text{ MHz})$, $R_i = 200\text{ ohmi}$, $R_N = 19\,800\text{ ohmi}$ și $C = 8\text{ pF}$.

13. Să se schițeze diagramele lui Bode pentru fazele amplificărilor $\angle A_{comp}$ și $\angle M_N$ și a modulului $|A_{comp} F_N|$ pentru circuitul amplificator cu reacție reprezentat în figura 8.1.

14. Să se schițeze diagramele Bode ale cistigurilor din exemplul 8.9 folosind aproximarea liniară pe porțiuni.

15. Să se arate cum se obține limitarea $F_N \leq f_1/f_2$, folosind ecuația 8.19 (A se vedea de asemenea figura 8.4).

16. O variantă a diagramelor Bode, care în multe cazuri este mai rapidă, constă în reprezentarea cistigurilor G_A și G_{AF_N} pe aceleași axe, cu scale verticale diferite. Să se schițeze diagramele Bode din figura 8.2 și 8.3 folosind această reprezentare.

MI. J.

9. PROPRIETĂȚILE LINIARE ALE AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE

Până acum, amplificatoarele operaționale au fost considerate ideale, potrivit ecuațiilor 2.1 și 2.2. Pentru cazul amplificatoarelor operaționale reale însă, aceste ecuații trebuie considerate numai aproximativ. În acest capitol, precum și în următorul, se vor analiza abaterile amplificatoarelor reale față de ecuațiile 2.1 și 2.2.

AMPLIFICAREA ȘI REJEȚIA SEMNALELOR ÎN MODUL COMUN

Se consideră circuitul din figura 9.1. Dacă amplificatorul este ideal, tensiunea de ieșire este dată de relația

$$V_{ieș} = A V_d \quad (9.1)$$

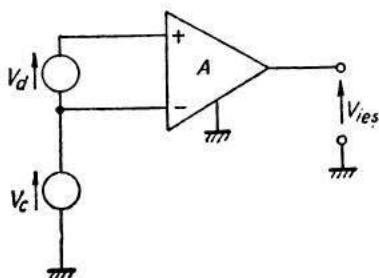


Fig. 9.1. Circuit pentru determinarea rejecției semnalului în modul comun la un amplificator operațional.

și tensiunea V_c nu are nici un efect asupra tensiunii de ieșire. În realitate însă, un anumit procent din V_c se regăsește la ieșire, adică,

$$V_{ieș} = A V_d + A_{MC} V_c, \quad (9.2)$$

unde A_{MC} este denumită *amplificarea semnalului în mod comun*. În cazul unui amplificator operațional real, $A_{MC} \neq 0$, dar în mod obișnuit valoarea sa este mult mai mică comparativ cu A :

$$|A_{MC}| \ll |A| \quad (9.3)$$

Tensiunea de ieșire a amplificatorului $V_{ieș}$ poate fi aproximată după cum urmează

$$V_{ieș} = D_d V_d + D_c V_c + K \quad (9.4, a)$$

unde D_d , D_c , și K sînt constante (în general D_d și D_c sînt derivatele parțiale ale tensiunii de ieșire $V_{ieș}$ în raport cu tensiunile V_d și, respectiv V_c). În aceste condiții se definește *raportul de rejecție al semnalului în modul comun* (Common Mode Rejection Ratio) $CMRR$ astfel

$$CMRR \equiv -20 \text{ dB} \log_{10} \left| \frac{D_c}{D_d} \right| = 20 \text{ dB} \log_{10} \left| \frac{D_d}{D_c} \right| \quad (9.4, b)$$

Din această definiție rezultă că pentru un amplificator operațional ideal ($D_c=0$), raportul de rejecție al semnalului în modul comun, $CMRR = \infty$. Pentru circuitul din figura 9.1, $D_c = A_{MC}$ și $D_d = A$; ecuația 9.4, b se scrie atunci

$$CMRR = -20 \text{ dB} \log_{10} \left| \frac{A_{MC}}{A} \right| = 20 \text{ dB} \log_{10} \left| \frac{A}{A_{MC}} \right| \quad (9.5)$$

În multe cazuri prezintă interes specificarea raportului de rejecție în modul comun în funcție de frecvență. În general, $CMRR$ este maxim pentru tensiunea continuă, adică pentru $f=0$, unde

$$CMRR(f=0) = 20 \text{ dB} \log_{10} \left| \frac{A(f=0)}{A_{MC}(f=0)} \right| = 20 \text{ dB} \log_{10} |A_{cc}/A_{MC}(f=0)| \quad (9.6)$$

și reprezintă *raportul de rejecție al semnalului în modul comun în curent continuu*, sau pur și simplu raportul de rejecție și modul comun.

Exemplul 9.1. Un amplificator operațional este caracterizat printr-o amplificare de curent continuu $A_{CC}=4\,000$ și printr-o amplificare a semnalului în modul comun la frecvența $f=0$, $|A_{MC}|=0,04$. Prin urmare pentru $f=0$, $|A_{MC}/A| = 0,04/4\,000 = 10^{-5}$ iar raportul de rejecție al modului comun în curent continuu devine

$$CMRR(f=0) = -20 \text{ dB} \log_{10}(10^{-5}) = 20 \text{ dB} \log_{10}(10^5) = 100 \text{ dB}$$

Pentru multe amplificatoare operaționale, raportul de rejecție a semnalului în modul comun pentru o anumită frecvență f poate fi aproximat astfel

$$CMRR(f) \approx 20 \text{ dB} \log_{10} \left| \frac{A_{CC}}{(1 + jf/f_{MC}) A_{MC}(f=0)} \right| = 20 \text{ dB} \log_{10} \left| \frac{A_{CC}}{A_{MC}(f=0)} \right| - 20 \text{ dB} \log_{10} |1 + jf/f_{MC}| = CMRR(f=0) - 20 \text{ dB} \log_{10} \sqrt{1 + (f/f_{MC})^2} \quad (9.7)$$

unde f_{MC} este frecvența de fringere a raportului de rejecție în modul comun.

Exemplul 9.2. Un amplificator operațional tip 702 A are un raport de rejecție în modul comun în curent continuu egal cu 95 dB. Pentru cazul cînd sursa de semnal are impedanță internă egală cu zero, ca în figura 9.1, frecvența de fringere a raportului de rejecție în modul comun este $f_{MC}=0,5$ MHz. Folosind ecuația 9.7, raportul CMRR se poate scrie ca funcție de frecvență astfel

$$\begin{aligned} CMRR(f) &= CMRR(f=0) - 20 \text{ dB} \log_{10} \sqrt{1 + (f/f_{MC})^2} \\ &= 95 \text{ dB} - 20 \text{ dB} \log_{10} \sqrt{1 + (f/0,5 \text{ MHz})^2} \end{aligned}$$

Astfel, spre exemplu, la o frecvență $f=2$ MHz se poate scrie

$$\begin{aligned} CMRR(f=2 \text{ MHz}) &= 95 \text{ dB} - 20 \text{ dB} \log_{10} \sqrt{1 + (2 \text{ MHz}/0,5 \text{ MHz})^2} \\ &= 95 \text{ dB} - 12,3 \text{ dB} = 82,7 \text{ dB} \end{aligned}$$

Determinarea proprietăților de rejecție a semnalelor în mod comun a circuitelor amplificatoare cu reacție este importantă în special pentru circuitul amplificator diferențial cu reacție cu amplificări egalizate (figura 3.4). Pentru un amplificator operațional ideal, avînd deci $A_{MC}=0$, tensiunea de ieșire a circuitului din figura 9.2 se poate scrie (a se vedea și ecuația 3.26)

$$\begin{aligned} V_{iey} &= \frac{A}{1 + \frac{R_S}{R_P} + A \frac{R_I}{R_R} \left(1 + \frac{R_S}{R_P}\right) / \left(1 + \frac{R_I}{R_R}\right)} (V_a + V_c) \\ &\quad - \frac{A}{1 + R_I/R_R + A R_I/R_R} V_c \end{aligned} \quad (9.8)$$

Se poate arăta că pentru $A_{MC} \neq 0$, tensiunea de ieșire în figura 9.2 a este dată de relația

$$\begin{aligned} V_{iey} &= \frac{A}{1 + \frac{R_S}{R_P} + A \frac{R_I}{R_R} \left(1 + \frac{R_S}{R_P}\right) / \left(1 + \frac{R_I}{R_R}\right)} (V_a + V_c) \\ &\quad - \frac{A}{1 + \frac{R_I}{R_R} + A \frac{R_I}{R_R}} V_c + \frac{A_{MC}}{1 + \frac{R_I}{R_R} + A \frac{R_I}{R_R}} V_c. \end{aligned} \quad (9.9)$$

Această ecuație 9.9 va fi considerată acum pentru cîteva cazuri particulare.

Dacă $R_S/R_P = R_I/R_R$ și $A_{MC}=0$, ecuația 9.9 devine

$$V_{iey} = \frac{A}{1 + \frac{R_I}{R_R} + A \frac{R_I}{R_R}} V_a \quad (9.10)$$

iar raportul de rejecție al semnalului în mod comun este $CMRR = \infty$.

Dacă $R_S/R_P = R_I/R_R$, dar $A_{MC} \neq 0$, ecuația 9.9 devine

$$V_{ie\bar{s}} = \frac{AV_d + A_{MC}V_c}{1 + \frac{R_I}{R_R} + A \frac{R_I}{R_R}} \quad (9.11)$$

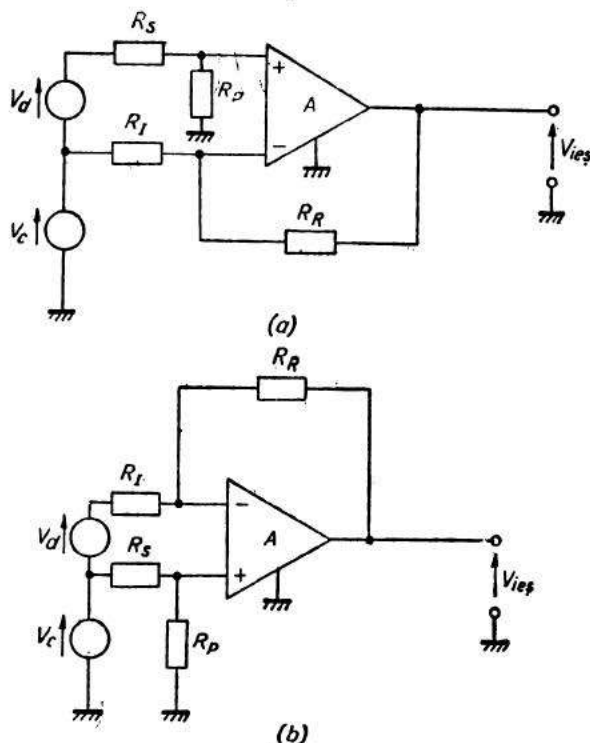


Fig. 9.2. Două circuite echivalente pentru determinarea rejecției semnalului în modul comun la un circuit amplificator diferențial cu reacție.

iar raportul de rejecție al semnalului în modul comun pentru acest circuit, conform ecuației 9.4, este

$$CMRR = -20 \text{ dB} \log_{10} |A_{MC}/A| = 20 \text{ dB} \log_{10} \left| \frac{A}{A_{MC}} \right| \quad (9.12)$$

raport care este același ca și în cazul unui amplificator fără reacție. Prin urmare, în cazul în care valorile rezistențelor sînt perfect echilibrate, reacția nu are nici un efect asupra raportului de rejecție, a semnalului în modul comun.

Dacă $A_{MC}=0$, dar $R_S/R_P=R_I/R_R$, se poate arăta, folosind ecuațiile 9.4 și 9.8, că raportul de rejecție al semnalului în modul comun pentru acest caz este

$$\begin{aligned} CMRR &= -20 \text{ dB} \log_{10} \left| \left(1 - \frac{R_S}{R_P} \frac{R_R}{R_I} \right) / \left(1 + \frac{R_R}{R_I} \right) \right| = \\ &= -20 \text{ dB} \log_{10} \left| \left(1 + \frac{R_R}{R_I} \right) / \left(1 - \frac{R_S}{R_P} \frac{R_R}{R_I} \right) \right| \end{aligned} \quad (9.13)$$

Pentru $A_{MC} \neq 0$, $R_S/R_P \neq R_I/R_R$, dar

$$(R_S/R_P - R_I/R_R)(R_S/R_P + R_I/R_R) \ll 1$$

folosind ecuațiile 9.4 și 9.9, limita raportului $CMRR$,* pentru cazul cel mai defavorabil, poate fi scrisă astfel

$$CMRR \geq -20 \text{ dB} \log_{10} \left[|A_{MC}/A| + \left| \left(1 - \frac{R_S}{R_P} \frac{R_R}{R_I} \right) \left(1 + \frac{R_R}{R_I} \right) \right| \right] \quad (9.14)$$

Exemplul 9.3. Un amplificator operațional cu un raport de rejecție al modului comun $CMRR=80$ dB, este folosit în circuitul din figura 9.2, a. Valorile nominale ale rezistențelor sînt $R_I=R_S=1\,000\ \Omega$ și $R_R=R_P=10\,000\ \Omega$ dar au o toleranță de $\pm 0,1\%$. Folosind ecuația 9.5 avem

$$\left| \frac{A_{MC}}{A} \right| = 10^{-CMRR/20 \text{ dB}} = 10^{-80 \text{ dB}/20 \text{ dB}} = 10^{-4}$$

Limita în cazul cel mai defavorabil pentru $CMRR$, potrivit ecuației 9.14 este dată de

$$\begin{aligned} CMRR &\geq -20 \text{ dB} \times \log_{10} \left[\left| \frac{A_{MC}}{A} \right| + \left| \left(1 - \frac{R_S}{R_P} \frac{R_R}{R_I} \right) / \left(1 + \frac{R_R}{R_I} \right) \right| \right] \\ &= -20 \text{ dB} \times \log_{10} \left[\left| \frac{A_{MC}}{A} \right| + \left| \left(1 - \frac{1\,001}{9\,990} \frac{10\,010}{999} \right) / \left(1 + \frac{10\,010}{999} \right) \right| \right] \\ &= -20 \text{ dB} \log (10^{-4} + 3,6 \times 10^{-4}) = 66,7 \text{ dB} \end{aligned}$$

IMPEDANȚE DE INTRARE

În cazul unui amplificator operațional real, curenții de intrare I_p și I_n din figura 2.1 sînt diferiți de zero. În figura 9.3 sînt arătate două reprezentări aproximativ echivalente ale terminalelor de intrare

* S-ar părea, conform ecuației 9.9, că în cazul $A_{MC}=0$, aceasta ar putea fi compensată printr-o alegere potrivită a parametrilor. Ca regulă însă, numai modulul lui A_{MC} este cunoscut; prin urmare se poate determina numai limita raportului de rejecție al semnalului în mod comun, în cazul cel mai defavorabil.

ale unui amplificator operațional. Curentul de intrare I_p poate fi descompus în două componente: una independentă de tensiune, I_{p0} , iar cealaltă dependentă de tensiune. Curentul de intrare I_n poate fi de aseme-

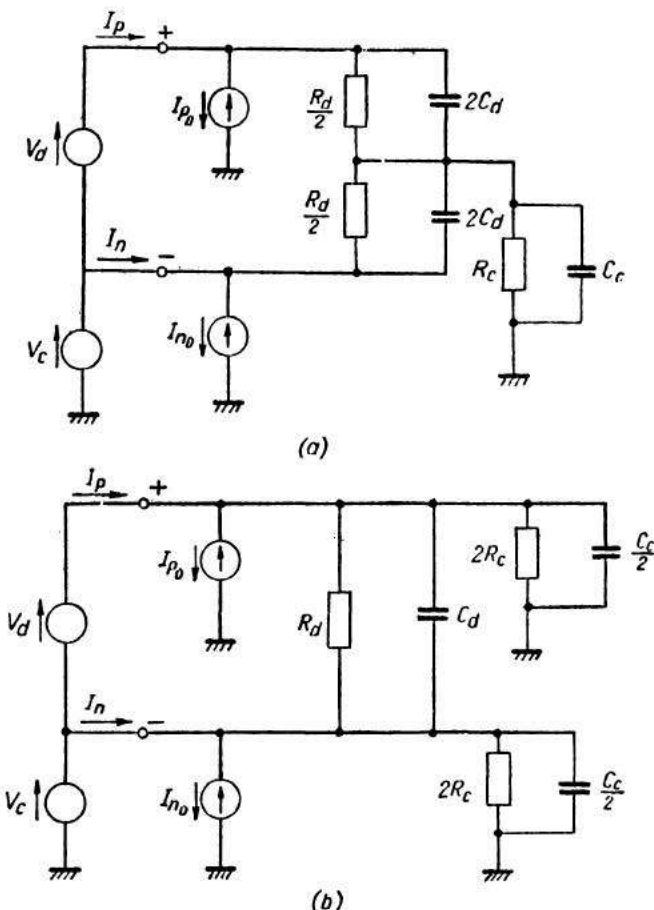


Fig. 9.3. Două reprezentări ale terminalelor de intrare ale unui amplificator operațional, care sînt echivalente dacă $R_d \ll R_c$ și $C_d \gg C_c$.

nea descompus în cele două componente: o componentă independentă de tensiune I_{p0} , și o componentă dependentă de tensiune. În acest capitol se vor analiza componentele curenților de intrare, dependente

de tensiune, iar celelalte două componente, I_{p0} și I_{n0} vor fi analizate în capitolul următor.

Impedanța de intrare diferențială a unui amplificator operațional reprezentat în figura 9.3 poate fi definită în felul următor

$$Z_d \equiv \frac{\partial V_d}{\partial I_p} \quad (9.15)$$

iar impedanța de intrare pentru modul comun astfel*

$$Z_c \equiv \frac{\partial V_c}{\partial (I_p + I_n)} \quad (9.16)$$

Exemplul 9.4. La frecvența zero un amplificator de tipul 9406 are o impedanță de intrare diferențială de 7 000 Ω și o impedanță de intrare pentru modul comun de 1 M Ω . Prin urmare, în figura 9.3, $R_d = 7\,000\ \Omega$ iar $R = 1\ \text{M}\Omega$. Ar putea fi de asemenea folositoare și o separare a capacităților C_d și C_c din aceeași figură. Din nefericire însă, o astfel de separare este rar specificată de datele de catalog ale amplificatoarelor operaționale care se fabrică în prezent.

Un interes deosebit prezintă estimarea impedanței de intrare la circuitele amplificatoare cu reacție. Circuitul amplificator neinvorsor cu reacție din figura 3.1 cu intrarea amplificatorului operațional reprezentată în figura 9.3, b, este arătat în figura 9.4. Se poate demonstra că impedanța de intrare rezultată la o frecvență zero, R_{in} , poate fi aproximată după cum urmează

$$R_{in} \equiv \left(\frac{\partial V_{in}}{\partial I_p} \right)_{f=0} \cong \frac{1}{\frac{1}{R_d} + \frac{1}{\frac{R_I R_R}{R_I + R_R} + R_d \frac{A_{CC}}{M_{CC}}}} \quad (9.17)$$

unde M_{CC} este amplificarea de curent continuu rezultantă a circuitului amplificator cu reacție.

Exemplul 9.5. Un amplificator operațional de tipul 9406 cu $R_d = 7\,000\ \Omega$, $R_c = 1\ \text{M}\Omega$ și $A_{CC} = 1\,000$ este folosit ca amplificator neinvorsor cu reacție cu $R_I = 1\,000\ \Omega$ și $R_R = 9\,000\ \Omega$.

* Când valorile componentelor din figura 9.3 sînt constante, impedanțele Z_d și Z_c pot fi scrise ca

$$Z_d = (V_d / I_p)_{V_c = I_{p0} = I_{n0} = 0} \quad \text{și}$$

$$Z_c = [V_c / (I_p + I_n)]_{V_d = I_{p0} = I_{n0} = 0}$$

$$M_{CC} = \frac{A_{CC}}{1 + \frac{A_{CC} R_I}{R_I + R_R}} = \frac{1\,000}{1 + \frac{1\,000 \times 1\,000\ \Omega}{1\,000\ \Omega + 9\,000\ \Omega}} \approx 10$$

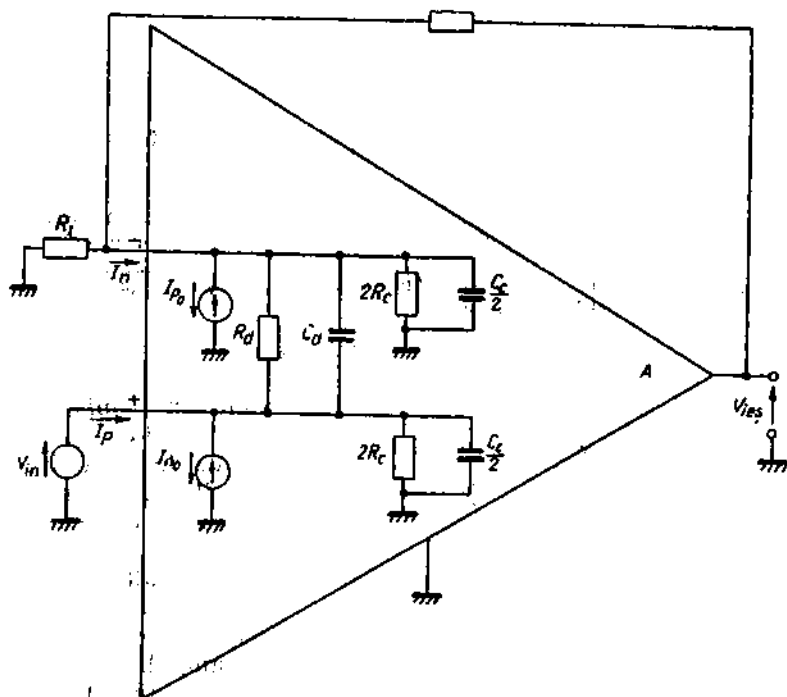


Fig. 9.4. Circuitul amplificator neinvorsor cu reacție din figura 3.1. avînd intrarea amplificatorului operațional reprezentată prin circuitul din figura 9.3, b.

și $A_{CC}/M_{CC} \approx 1\,000/10 \approx 100$. Din ecuația 9.17, impedanța de intrare pentru frecvență zero este

$$R_{in} = \left(\frac{\partial V_{in}}{\partial I_p} \right)_{f=0} = \left[\frac{1}{10^6\ \Omega} + \frac{1}{\frac{1\,000\ \Omega \times 9\,000\ \Omega}{1\,000\ \Omega + 9\,000\ \Omega} + 7\,000\ \Omega \times 100} \right]^{-1} = 0,41\ \text{M}\Omega$$

IMPEDANȚA DE IEȘIRE

În cazul unui amplificator operațional ideal, conform ecuației 2.1 tensiunea de ieșire este determinată de tensiunea de intrare și este independentă de curentul de ieșire, exceptînd cazul cînd acesta este infinit. În realitate însă, tensiunea de ieșire este funcție de curentul de ieșire, adică, în figura 2.1

$$Z_{ieq} = - \frac{\partial V_{ies}}{\partial I_{ies}} \neq 0 \quad (9.18)$$

În general, *impedanța de ieșire* Z_{ieq} este funcție de frecvență; ea poate fi reprezentată ca o rezistență în serie cu o inductanță.

Exemplul 9.6. Impedanța de ieșire a amplificatorului operațional de tipul 741 poate fi aproximată printr-o rezistență de $75 \, \Omega$ în serie cu o inductanță de

$40 \, \mu\text{H}$. Deci $Z_{ieq}(f) = 75 \, \Omega + j 2\pi f 40 \, \mu\text{H}$ și $|Z_{ieq}(f)| = \sqrt{75^2 + (2 \times 40 \times 10^{-6} f)^2}$. Spre exemplu, pentru $f = 1 \, \text{MHz}$

$$|Z_{ieq}(f)| = \sqrt{75^2 + 2 \times 40 \times 10^{-6} \times 10^6} = 260 \, \Omega$$

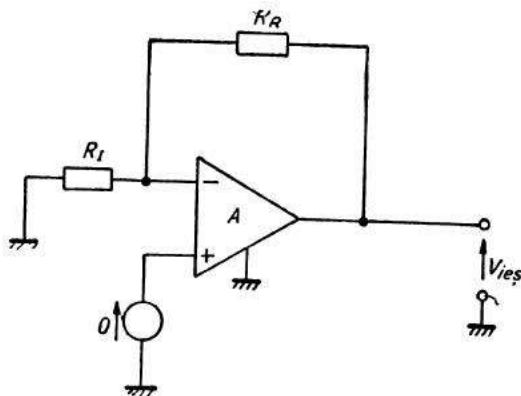


Fig. 9.5. Circuit pentru determinarea impedanței de ieșire $\partial V_{ies} / \partial I_s$ a unui amplificator cu reacție.

Cînd un amplificator operațional cu o impedanță de ieșire finită este folosit într-un circuit amplificator cu reacție (figura 9.5) impedanța de ieșire rezultantă a circuitului va fi o funcție de impedanța de ieșire Z_{ieq} a amplificatorului, de amplificarea A a amplificatorului operațional și de rezistențele R_I și R_F . Se poate demonstra că impedanța de ieșire rezultantă pentru circuitul amplificator cu reacție din figura 9.5 este dată de expresia

$$\frac{\partial V_{ies}}{\partial I_s} = \frac{Z_{ieq}}{1 + \left(A + \frac{Z_{ieq}}{R_I} \right) \frac{R_I}{R_I + R_F}} \quad (9.19)$$

Pentru cazul uzual

$$\left| \frac{Z_{teq}}{R_I} \right| \ll |A| \quad (9.20)$$

ecuația 9.19 devine

$$\frac{\partial V_{teq}}{\partial I_S} \approx \frac{Z_{teq}}{1 + A \frac{R_I}{R_I + R_R}} = \frac{Z_{teq}}{1 + AF_N} = Z_{teq} \frac{M_N}{A} \quad (9.21)$$

Exemplul 9.7. Un amplificator operațional de tipul 741 cu impedanțe de ieșire $Z_{teq}(f) = 75 \, \Omega + j 2\pi 40 \mu\text{H} \times f$ și amplificarea $A \approx 200\,000/(1 + jf/10 \text{ Hz})$ este folosit în circuitul din figura 9.5 cu $R_I = 100 \, \Omega$ și $R_P = 10\,000 \, \Omega$. Coeficientul de reacție va fi atunci

$$F_N = \frac{R_I}{R_I + R_R} = \frac{100 \, \Omega}{100 \, \Omega + 10\,000 \, \Omega} \approx 0,01$$

Iar amplificarea care rezultă pentru frecvența zero este

$$M_{CC} = \frac{A_{CC}}{1 + A_{CC}F_N} = \frac{200\,000}{1 + 200\,000 \times 0,01} \approx 100$$

Impedanța de ieșire care rezultă pentru frecvența zero, va fi deci potrivit ecuației 9.21

$$\left(\frac{\partial V_{teq}}{\partial I_S} \right)_{f=0} = \left(Z_{teq} \frac{M_N}{A} \right)_{f=0} = 75 \, \Omega \frac{100}{200\,000} = 0,0375 \, \Omega$$

REJECTIA TENSIUNII DE ALIMENTARE

Tensiunea de ieșire a unui amplificator operațional ideal depinde de tensiunea de intrare și este independentă de tensiunea de alimentare. În realitate, tensiunea de ieșire este o funcție de tensiunea (sau tensiunile, pentru cazul cînd sînt mai multe) de alimentare. De aceea se obișnuiește să se definească un *raport de rejecție a tensiunii de alimentare PSRR* (Power Supply Rejection Ratio)

$$PSRR \equiv \left| \frac{1}{A_{CC}} \frac{\partial V_{teq}}{\partial V_A} \right| \quad (9.22)$$

ceea ce reprezintă raportul dintre variația de tensiune echivalentă la intrarea amplificatorului și variația tensiunii de alimentare.

Exemplul 9.8. Raportul de rejecție a tensiunii de alimentare pentru amplificatorul operațional de tipul 741 este $30 \mu\text{V/V} = 30 \times 10^{-6}$, și amplificarea lui în curent continuu este $A_{CC} = 200\,000$. Atunci, o variație (ondulație) a tensiunii de alimentare $\Delta V_A = 10 \text{ mV}$ va fi echivalentă unei tensiuni de $10 \text{ mV} \times 30 \times 10^{-6} =$

$\approx 0,3 \mu\text{V}$ la intrarea amplificatorului. Astfel, în absența reacției, la ieșirea amplificatorului se va obține o undulație a tensiunii $|\Delta V_{ieq}| = 0,3 \mu\text{V} \times 200\,000 = 60 \text{ mV}$. Acest rezultat poate fi obținut de asemenea direct, folosind ecuația 9.22

$$|\Delta V_{ieq}| = |PSRR \times |A_{CC}| \times |\Delta V_A| = \\ = 30 \times 10^{-6} \times 200\,000 \times 10 \text{ mV} = 60 \text{ mV}$$

În cazul unui amplificator operațional cu reacție negativă și amplificarea rezultată M_N , se poate arăta că mărimea undulației tensiunii de ieșire ΔV_{ieq} rezultate dintr-o undulație a tensiunii de alimentare egală cu ΔV_A este dată de relația

$$|\Delta V_{ieq}| = |PSRR \times M_N \times \Delta V_A|. \quad (9.23)$$

Exemplu 9.9. Un amplificator operațional de tipul 741 are un raport de reacție a tensiunii de alimentare $PSRR = 30 \mu\text{V/V}$ și o amplificarea în curent continuu $A_{CC} = 200\,000$. Acesta este folosit ca amplificator cu reacție cu o amplificarea rezultată $M_{CC} = 100$, fiind alimentat de la o tensiune avînd undulație $\Delta V_A = 10 \text{ mV}$. Ondulația tensiunii de ieșire a amplificatorului va fi conform ecuației 9.23

$$\Delta V_{ieq} = |PSRR \times M_N \times \Delta V_A| = 30 \times 10^{-6} \times 100 \times 10 \text{ mV} = 30 \mu\text{V}$$

În general, raportul de reacție a tensiunii de alimentare $PSRR$ este funcție de frecvență, avînd valoarea optimă (cea mai scăzută) în curent continuu; această dependență este de asemenea o funcție de schema de compensare folosită. Din nefericire, informațiile pe care le oferă cataloagele pentru amplificatoarele operaționale care se fabrică în prezent, sînt destul de sumare în ceea ce privește dependența raportului de reacție a tensiunii de alimentare de frecvență.

P R O B L E M E

1. Proprietățile de reacție ale unui amplificator operațional sînt măsurate cu ajutorul circuitului din figura 9.1. Pentru $V_c = 0$ și $V_d = 1 \text{ mV}$ se măsoară o tensiune de ieșire $V_{ieq} = 5 \text{ V}$. Pentru $V_c = 1 \text{ mV}$ și $V_d = 0$ se măsoară tensiunea de ieșire $V_{ieq} = -0,5 \text{ mV}$. Să se determine valorile A , $|A_{MC}|$ și raportul de reacție al semnalului în mod comun în curent continuu.

2. Un amplificator operațional de tipul 741 are un raport de reacție al semnalului în mod comun în curent continuu $CMRR(f=0) = 90 \text{ dB}$. La o frecvență $f = 1 \text{ MHz}$, $CMRR(f = 1 \text{ MHz}) = 16 \text{ dB}$. Să se determine valoarea frecvenței de frîngere f_{MC} a raportului de reacție al semnalului în modul comun.

3. Să se arate că raportul de reacție al semnalului în modul comun nu se schimbă dacă în circuitul din figura 9.1 terminalele de intrare pozitive și negative ale amplificatorului operațional sînt inversate.

4. Să se arate că raportul de rejecție al semnalului în modul comun pentru circuitele din figurile 9.2, *a* și 9.2, *b* sînt identice în cazul cînd componentele celor două circuite sînt identice.

5. Un amplificator operațional cu un raport de rejecție al semnalului în modul comun $CMRR=100$ dB este folosit în circuitul din figura 9.2, *a*. Semnalul util este $V_s=10\mu V$ iar zgomotul nedorit este $V_c=10$ mV. Să se determine raportul semnalului util și al zgomotului nedorit la ieșirea circuitului.

6. Să se deducă ecuațiile 9.9, 9.10, 9.11, 9.12, 9.13 și 9.14.

7. Să se arate că limita raportului de rejecție al semnalului în modul comun pentru cazul cel mai defavorabil pentru circuitul amplificator diferențial compus din figura 3.8 poate fi aproximată în felul următor

$$CMRR \approx -20 \text{ dB} \log_{10} \left[\left| \frac{A_{MC}}{A} \right| + \left| \left(1 - \frac{R_S R_R}{R_P R_I} \right) / \left(1 + \frac{R_R}{R_I} \right) \right| + \left| \left(1 - \frac{A_1}{A_2} \right) / A_1 \right| \right],$$

în cazul cînd avem satisfăcute inegalitățile $A_1 \gg 1$ și $A_2 \gg 1$ și

$$|(R_S/R_P - R_I/R_R)/(R_S/R_P + R_I/R_R)| \ll 1$$

8. Să se deducă ecuația 9.17.

9. Să se evalueze impedanța de intrare văzută la terminalul de intrare pozitiv pentru circuitul din figura 3.1, avînd sursa de tensiune eliminată, dacă terminalele de intrare ale amplificatorului operațional pot fi reprezentate prin circuitul din figura 9.3 cu $C_d=10$ pF, $C_c=1$ pF, $R_d=10\,000\ \Omega$ și $R_c=1$ M Ω .

10. Un amplificator operațional de tipul 741 cu o impedanță de ieșire compusă dintr-o rezistență de $75\ \Omega$ în serie cu o inductanță de $40\ \mu H$, are o amplificare $A \approx 200\,000/(1+jf/10\text{Hz})$. Să se determine impedanța de ieșire rezultată pentru o frecvență zero precum și modulul impedanței de ieșire la o frecvență $f=1$ MHz dacă amplificatorul este folosit ca un repetor de tensiune.

11. Un amplificator operațional de tipul 702 *A* are o amplificare în curent continuu $A_{cc}=4\,000$ și un raport de rejecție al tensiunii de alimentare $PSRR=75\ \mu V/V$. Să se determine amplitudinea undulațiilor la ieșire dacă amplificatorul este folosit fără reacție și există o undulație de 10 mV la tensiunea de alimentare.

12. Să se deducă ecuația 9.23.

10. ALTE PROPRIETĂȚILE AMPLIFICATOARELOR OPERAȚIONALE REALE

În capitolul precedent, au fost analizate proprietățile liniare ale amplificatoarelor operaționale reale. În acest capitol sînt prezentate proprietăți și limitări suplimentare ale amplificatoarelor operaționale reale.

CURENȚII DE INTRARE

Circuitul de intrare al unui amplificator operațional a fost reprezentat printr-un circuit ca cel din figura 9.3. Se poate arăta că pentru cazul în care $V_c = V_a = 0$, adică atunci cînd tensiunile la ambele terminale de intrare ale amplificatorului operațional sînt zero, există un curent I_{p0} prin terminalul pozitiv și un curent I_{n0} prin cel negativ. Pentru multe amplificatoare operaționale practice este valabilă inegalitatea

$$|I_{p0} - I_{n0}| \ll \left| \frac{I_{p0} + I_{n0}}{2} \right|. \quad (10.1)$$

Prin urmare este rezonabilă definirea unui *curent de polarizare de intrare* I_B ca valoarea medie a curenților I_{p0} și I_{n0}

$$I_B \equiv \frac{I_{p0} + I_{n0}}{2} \quad (10.2)$$

și a unui *curent de intrare de dezechilibru (offset)* astfel

$$I_{OFF} \equiv I_{p0} - I_{n0}^* \quad (10.3)$$

* În mod frecvent curentul de dezechilibru de intrare este specificat ca $|I_{OFF}|$ sau ca $\pm |I_{OFF}|$. De asemenea în unele cazuri, curenții de intrare I_{p0} și I_{n0} din ecuația 10.2, sînt specificați separat.

Exemplul 10.1. La o temperatură de 25°C un amplificator operațional de tipul 741 are un curent de polarizare de intrare tipic $I_{B\text{tip}}=80\text{ nA}$, un curent de polarizare de intrare maxim $I_{B\text{max}}=500\text{ nA}$, un curent de dezechilibru de intrare tipic $|I_{OFF}|_{\text{tip}}=20\text{ nA}$ și un curent maxim de intrare de dezechilibru $|I_{OFF}|_{\text{max}}=200\text{ nA}$. Nu se specifică o valoare minimă pentru curentul de polarizare de intrare I_B și este rezonabil să se presupună că acest minim este zero. Prin urmare, dacă curentul de intrare în terminalul pozitiv este $I_p=250\text{ nA}$, atunci curentul din terminalul negativ I_n poate fi cuprins în intervalul 50 nA și 450 nA ; dacă $I_p=600\text{ nA}$, atunci $I_n=400\text{ nA}$; dacă $I_p=10\text{ nA}$, atunci I_n poate fi cuprins între 0 și 210 nA .

În cazul cînd se dorește ca amplificatorul operațional să lucreze într-o anumită plajă de temperaturi, va trebui să se ia în considerare dependența cu temperatura a curenților de intrare.

Exemplul 10.2. La o temperatură de -55°C , un amplificator operațional de tipul 741 are un curent maxim de polarizare $I_{B\text{max}}=1,5\mu\text{A}$ și un curent maxim de intrare de dezechilibru $|I_{OFF}|_{\text{max}}=0,5\mu\text{A}$. La o temperatură de $+125^{\circ}\text{C}$, $I_{B\text{max}}=0,5\mu\text{A}$ și $|I_{OFF}|_{\text{max}}=0,2\mu\text{A}$. Comparînd aceste date cu cele din exemplul 10.1, rezultă că $I_{B\text{max}}$ și $|I_{OFF}|_{\text{max}}$ sînt aceleași la $+125^{\circ}\text{C}$ și $+25^{\circ}\text{C}$, dar sînt mai defavorabile la -55°C .

În anumite cazuri dependența cu temperatura este specificată de un *coeficient de temperatură*. Dacă acest coeficient de temperatură η al curentului este măsurat în amperi/grade Celsius, atunci variația curentului ΔI pe un domeniu de temperatură ΔT poate fi aproximată astfel

$$\Delta I = \eta \Delta T \quad (10.4)$$

Exemplul 10.3. Coeficientul de temperatură maxim al curentului de dezechilibru de intrare al unui amplificator operațional este $\text{Max } |\eta_{OFF}| = 0,1\text{ nA}/^{\circ}\text{C}$. Astfel, dacă temperatura variază cu $\Delta T = 10^{\circ}\text{C}$, curentul de intrare va varia cu $\Delta I = |\eta_{OFF}| \times \Delta T = 0,1\text{ nA}/^{\circ}\text{C} \times 10^{\circ}\text{C} = 1\text{ nA}$, sau cu mai puțin.

Cînd un amplificator operațional cu un curent de polarizare de intrare I_B și un curent de dezechilibru de intrare I_{OFF} este folosit în circuitul amplificator cu reacție din figura 3.4, se poate arăta că, pentru $V_p = V_n = 0$, tensiunea de ieșire V_{tef} poate fi aproximată astfel

$$V_{tef} \approx -M_{CC} \frac{R_I R_R}{R_I + R_R} I_{OFF} + M_{CC} \left(\frac{R_I R_R}{R_I + R_R} - \frac{R_S R_F}{R_S + R_F} \right) I_B, \quad (10.5, a)$$

unde amplificarea de curent continuu rezultantă pentru circuitul amplificator cu reacție se definește astfel

$$M_{CC} = \frac{A_{CC}}{1 + A_{CC} R_I / (R_I + R_R)} \quad (10.5, b)$$

iar A_{CC} este amplificarea în curent continuu a amplificatorului operațional.

Exemplul 10.4. La o temperatură de 26°C un amplificator operațional de tipul 2741 are un curent de dezechilibru de intrare maxim $|I_{OFF}| = 50$ pA, un curent maxim de polarizare de intrare $|I_B| = 100$ pA și o amplificarea în curent continuu $A_{CC} = 30\,000$. Amplificatorul operațional este folosit în circuitul din figura 3.4 cu $R_S = R_I = 10$ MΩ, $R_P = R_R = 90$ MΩ și $V_P = V_R = 0$. Prin urmare, amplificarea în curent continuu rezultată pentru circuitul amplificator cu reacție M_{CC} este

$$M_{CC} = \frac{A_{CC}}{1 + \frac{A_{CC} R_I}{R_I + R_R}} = \frac{30\,000}{1 + \frac{30\,000 \times 10 \text{ M}\Omega}{10 \text{ M}\Omega + 90 \text{ M}\Omega}} \approx 10$$

Deoarece $R_S = R_I$ și $R_P = R_R$, curentul de polarizare de intrare I_B nu are efect asupra tensiunii de ieșire (a se vedea ecuația 10.5, a). Curentul de dezechilibru de intrare I_{OFF} va rezulta într-o tensiune de ieșire

$$\begin{aligned} |V_{ief}| &\leq \left| -M_{CC} \frac{R_I R_R}{R_I + R_R} I_{OFF} \right| = \\ &= \left| -10 \frac{10 \text{ M}\Omega \times 90 \text{ M}\Omega}{10 \text{ M}\Omega + 90 \text{ M}\Omega} 50 \text{ pA} \right| = 4,5 \text{ mV} \end{aligned}$$

TENSIUNEA DE DEZECHILIBRU DE INTRARE

În cazul unui amplificator operațional ideal, tensiunea de ieșire va fi zero dacă ambele tensiuni de intrare sînt zero. În cazul unui amplificator operațional real însă, poate exista o tensiune de ieșire diferită de zero, chiar dacă ambele tensiuni de intrare sînt zero. Se obișnuiește să se definească pentru amplificatorul operațional din figura 2.1, cu amplificarea în curent continuu A_{CC} , o tensiune de dezechilibru de intrare V_{OFF} astfel

$$V_{OFF} = \left| \frac{V_{ief}(V_P=0, V_R=0)}{A_{CC}} \right| \quad (10.6)$$

Prin urmare V_{OFF} este o tensiune de dezechilibru echivalentă, la intrarea amplificatorului*. Tensiunea de dezechilibru de intrare poate fi de asemenea reprezentată printr-o baterie V_{OFF} conectată în serie cu unul din terminalele de intrare ale amplificatorului operațional.

Exemplul 10.5. Tensiunea de dezechilibru de intrare a unui amplificator operațional cu o amplificarea în curent continuu $A_{CC} = 10\,000$, este măsurată punând la masă ambele terminale de intrare și măsurînd tensiunea de ieșire. În acest mod,

* De obicei tensiunea de dezechilibru de intrare este specificată sub forma $\pm V_{OFF}$.

se măsoară o tensiune de ieșire $V_{ief}=5$ V. Prin urmare, tensiunea de dezechilibru de intrare este $V_{OFF}=5$ V/10 000=0,5 mV.

Tensiunea de dezechilibru de intrare V_{OFF} este în general o funcție de temperatură. Această dependență de temperatură poate fi descrisă fie specificind V_{OFF} la citeva temperaturi, fie prin *coeficientul de temperatură* $[dV_{OFF}/dT]$, unde T este temperatura.

Exemplul 10.6. Coeficientul de temperatură a tensiunii de dezechilibru de intrare V_{OFF} a unui amplificator operațional de tipul 702 A este specificat ca fiind mai mic de $10 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, în gama de temperatură de la -55°C la $+125^\circ\text{C}$. Astfel, dacă temperatura variază de la 0°C la $+50^\circ\text{C}$, tensiunea de dezechilibru V_{OFF} va varia cu $50^\circ\text{C} \times 10 \mu\text{V}/^\circ\text{C} = 500 \mu\text{V}$, sau mai puțin. Dacă amplificatorul operațional funcționează fără reacție, atunci, deoarece amplificarea lui în curent continuu este $A_{CC}=4$ 000, tensiunea de ieșire va varia cu cel mult $500 \mu\text{V} \times 4$ 000 = 2 V, în aceea gamă de temperatură.

Dacă amplificatorul operațional este folosit ca un amplificator cu reacție în circuitul din figura 3.4, cu $V_p=V_n=0$, atunci se poate arăta că pentru o tensiune de dezechilibru de intrare V_{OFF} se obține o tensiune de ieșire egală cu

$$V_{ief} = M_{CC} V_{OFF} \quad (10.7, a)$$

unde amplificarea cu reacție în curent continuu, M_{CC} are expresia

$$M_{CC} = \frac{A_{CC}}{1 + A_{CC} \frac{R_f}{R_I + R_R}} \quad (10.7, b)$$

unde A_{CC} este amplificarea în curent continuu a amplificatorului operațional.

LIMITĂRI ȘI VALORI ADMISIBILE

Pînă acum s-a presupus că amplificarea în curent continuu A_{CC} a amplificatorului operațional este constantă. În realitate însă, ignorînd tensiunea de dezechilibru, tensiunea de ieșire ca funcție de tensiunea de intrare poate fi caracterizată printr-o curbă ca cea arătată în figura 10.1. Se poate vedea că panta curbei care reprezintă amplificarea în curent continuu $A_{CC} \equiv \partial V_{ief} / \partial V_{in}$ este aproximativ constantă $A_{CC} = 10$ 000 între o valoare maximă a tensiunii de ieșire, de aproximativ +20 V, și o valoare minimă a tensiunii, de aproximativ -10 V. O proiectare realistă trebuie să aibă în vedere aceste limite („domeniul de variație al tensiunii de ieșire”).

Limitări suplimentare sînt impuse de valorile maxime și minime ale tensiunii de intrare în mod comun (V_c în figura 9.2) pe care amplificatorul le poate suporta.

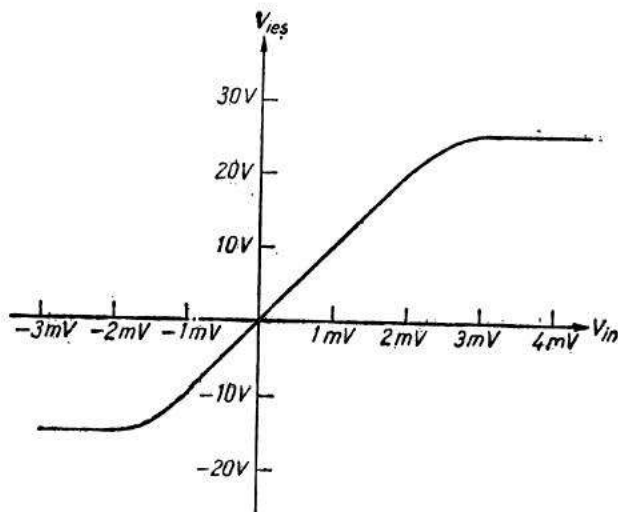


Fig. 10.1. Caracteristica $V_{ies}=f(V_{in})$ pentru un amplificator operațional real.

Exemplul 10.7. Un amplificator operațional de tipul 702 A are o excursie maximă a tensiunii de ieșire de ± 5 V, o tensiune minimă de intrare de -6 V și o tensiune maximă de intrare de $+1,5$ V. Amplificatorul este folosit în circuitul din figura 9.2 a, cu $R_S=R_I=1\,000\ \Omega$ și $R_P=R_R=9\,000\ \Omega$. Valoarea amplificării în curent continuu este $A_{cc}=4\,000$ și se poate arăta că amplificarea cu reacție rezultată are în curent continuu valoarea $M_{CC}\approx 10$. Limitarea de ± 5 V pentru tensiunea de ieșire impune o limitare de $\pm 5\text{ V}/M_{CC}=\pm 5\text{ V}/10=\pm 0,5$ V asupra tensiunii de intrare diferențiale. Deoarece tensiunea minimă de intrare este -6 V, pentru a utiliza complet excursia în tensiune a amplificatorului, tensiunea de intrare în modul comun V_c trebuie să fie mai pozitivă decît $-5,5$ V; de asemenea, ca un rezultat al limitării de $+1,5$ V asupra tensiunii maxime de intrare, tensiunea de intrare în modul comun V_c va trebui să fie mai negativă decît $+1$ V.

O deosebită atenție trebuie acordată în proiectare nedepășirii valorilor maxime admisibile ale amplificatorului operațional. Asemenea valori admisibile cuprind tensiunile maxime de alimentare, valoarea de vîrf a curentului de ieșire, tensiunile minime și maxime de intrare, tensiunea diferențială maximă, puterea disipată, domeniul de temperatură pentru funcționare, domeniul de temperatură pentru stocare,

temperatura terminalelor în timpul lipirii. În general, depășirea unora dintre aceste valori maxime admisibile conduce la deteriorarea structurii amplificatorului operațional.

VITEZA MAXIMĂ DE VARIAȚIE A TENSIUNII DE IEȘIRE

Amplificatoarele operaționale au o limită în ceea ce privește viteza de variație a tensiunii de ieșire. Sursa acestei limitări poate fi văzută în exemplul 5.1 unde circuitul din figura 5.1 reprezintă un etaj al unui amplificator operațional, etajul constă dintr-un generator de curent de 1 mA în paralel cu o rezistență $R=1\,000\ \Omega$ și cu capacitatea C . Se vede că pentru o treaptă de curent aplicată la intrare $I_{in}=1\text{ mA} \times u(t)$, tensiunea de ieșire este $V_{ief}=1\text{ V}(1-e^{-t/RC})$. Într-un amplificator operațional real, sursa de curent I_{in} este un tranzistor care nu poate debita curenți arbitrari de mari. Prin urmare, I_{in} și viteza de variație a tensiunii de ieșire dV_{ief}/dt sînt limitate. Aceste limitări conduc la specificarea acestei viteze de variație a tensiunii de ieșire, de obicei măsurată în $V/\mu s$.

Exemplul 10.3 În circuitul din figura 5.1, capacitatea $C=10\text{ pF}$ iar curentul maxim admisibil la intrare este $I_{in}=1\text{ mA}$. Tensiunea de ieșire poate fi scrisă ca

$$V_{ief}=I_{in} R(1-e^{-t/RC})$$

de unde

$$\frac{dV_{ief}}{dt} = \frac{I_{in}}{C} e^{-t/RC}$$

Viteza maximă de variație va fi maximumul lui $|dV_{ief}/dt|$, sau

$$S = \left| \frac{dV_{ief}}{dt} \right|_{max} = \left| \frac{I_{in}}{C} \right|_{max} = \left| \frac{1\text{ mA}}{10\text{ pF}} \right| = 100\text{ V}/\mu s$$

Viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire impune și o limitare asupra amplitudinii maxime a unui semnal sinusoidal care se poate obține la ieșirea unui amplificator operațional. În cazul unui semnal sinusoidal de forma

$$V_s = V_o \sin 2\pi ft$$

viteza de variație a tensiunii V_s este

$$\frac{dV_s}{dt} = V_o 2\pi f \cos 2\pi ft \quad (10.9)$$

Maximul acestei viteze de variație este limitat de S :

$$S = \left| \frac{dV_s}{dt} \right|_{\max} \geq V_o \cdot 2\pi f \quad (10.10)$$

atunci, amplitudinile maxime V_o , $V_{o\max}$ disponibile la frecvența f sînt date de

$$V_{o\max} = \frac{S}{2\pi f} \quad (10.11)$$

Exemplul 10.9. Un amplificator operațional compensat intern de tipul 107 are o viteză de variație a tensiunii de ieșire de $0,5 \text{ V}/\mu\text{s}$. Un semnal sinusoidal cu o frecvență $f=10 \text{ KHz}$ va putea avea la ieșirea acestui amplificator operațional o amplitudine maximă

$$V_{o\max} = \frac{S}{2\pi f} = \frac{0,5 \text{ V}/\mu\text{s}}{2\pi \cdot 10\text{kHz}} = 8 \text{ V}$$

În general, viteza de variație a tensiunii de ieșire și amplitudinea maximă la ieșire, ca funcții de frecvență, depind de amplificarea cu reacție și de tipul de circuite de compensare folosite. Din aceste motive, viteza de variație este de obicei dată pentru un anumit circuit sau circuite.

ZGOMOTUL

Conducția electrică se realizează prin intermediul unor purtători de sarcini discrete, electroni și goluri. Ca rezultat al acestei conducții, la intrările amplificatorului operațional se suprapun tensiuni și curenți de zgomot, care, în cazul unor semnale de intrare de nivel scăzut, pot deveni importante.

Dacă la intrarea amplificatorului operațional există o rezistență echivalentă de intrare R , puterea de zgomot dezvoltată la bornele ei va fi

$$\frac{v_t^2}{R} = 4kT + \frac{v_n^2}{R} + Ri_n^2 \quad (10.12)$$

Acest zgomot este cunoscut ca *zgomot de bandă îngustă*, sau „spot”. Termenul $4kT$ reprezintă puterea de zgomot termic pe o lărgime de bandă unitară, generat de rezistența R , v_n^2/R este puterea de zgomot pe unitatea de lărgime de bandă datorat *tensiunii de zgomot de intrare* v_n , a amplificatorului operațional, iar Ri_n^2 reprezintă zgomotul în aceleași unități de putere pe lărgime de bandă datorat *curentului de zgomot de*

intrare i_n a amplificatorului operațional. Valoarea kT la temperatura camerei, este $0,4 \times 10^{-20}$ VA/Hz; v_i și v_n sînt măsurați în $V/\sqrt{\text{Hz}}$ iar i_n în $A/\sqrt{\text{Hz}}$.

În cazul cînd v_n și i_n pot fi considerați constanți în banda B , care prezintă interes, *puterea de zgomot rezultată la intrare*, P_B este dată de relația

$$P_B = Bv_i^2/R \quad (10.13)$$

unde termenul v_i^2/R este dat de ecuația 10.12.* De asemenea, valoarea eficace a tensiunii de zgomot la intrare, v_B , poate fi scrisă ca

$$v_B = \sqrt{P_B R} = v_i \sqrt{B} \quad (10.14)$$

Exemplul 10.10 La o frecvență de 10 kHz, un amplificator operațional are o tensiune de zgomot la intrare $v_n = 10 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ și un curent de zgomot la intrare $i_n = 1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$, ambele valori constante în banda de frecvență care interesează, $B = 100 \text{ Hz}$. Amplificatorul operațional are o amplificare $A = 10\,000$ și funcționează în circuitul amplificator inversor din figura 3.2, cu $R_I = 1,01 \text{ k}\Omega$ și $R_R = 100 \text{ k}\Omega$. Amplificarea cu reacție rezultantă va fi $M_I = -100$ iar rezistența văzută de amplificatorul operațional la terminalele sale de intrare este $R = 1 \text{ Kohm}$. Puterea totală de zgomot rezultată la intrare raportată unei lărgimi de bandă unitare este dată de ecuația 10.12 ca:

$$\begin{aligned} \frac{v_i^2}{R} &= 4kT + \frac{v_n^2}{R} + R i_n^2 = 1,6 \times 10^{-20} \text{ VA/Hz} + \frac{10^{-16} \text{ V}^2/\text{Hz}}{1\,000\Omega} + \\ &+ 1\,000\Omega 10^{-24} \text{ A}^2/\text{Hz} = 1,17 \times 10^{-19} \text{ VA/Hz} \end{aligned}$$

Puterea de zgomot rezultată în întreaga bandă de frecvență $B = 100 \text{ kHz}$, din ecuația 10.13, va fi

$$P_B = Bv_i^2 = 100 \text{ Hz} \cdot 1,17 \times 10^{-19} \text{ VA/Hz} = 1,17 \times 10^{-17} \text{ VA}$$

iar valoarea eficace a tensiunii de zgomot la intrare rezultă din ecuația 10.14

$$v_B = \sqrt{P_B R} = \sqrt{1,17 \times 10^{-17} \text{ VA} \cdot 1\,000 \Omega} = 108 \text{ nV}$$

Valoarea eficace a tensiunii de zgomot la ieșirea amplificatorului va fi $|M_I| \cdot v_B = 100 \times 108 \text{ nV} = 10,8 \text{ }\mu\text{V}$.

În multe cazuri, performanțele unui circuit amplificator în ceea ce privește zgomotul sînt descrise de *factorul de zgomot F* , care este o măsură a degradării de către zgomot a unui semnal aplicat la intrare. Această cifră de zgomot rezultă prin adunarea zgomotului amplificatorului operațional la zgomotul termic generat de rezistența de intrare R .

* Cînd v_n sau i_n nu pot fi considerate constante, *zgomotul de bandă largă* rezultat va trebui determinat integrînd pe întreaga lărgime de bandă produsul amplificării și puterea zgomotului pe lărgimea de bandă unitară.

Cînd amplificarea cu reacție rezultantă are valori mari ($|M_I| \gg 1$ sau $M_N \gg 1$), cifra de zgomot poate fi aproximată ca

$$F = 10 \text{ dB} \log_{10} \left(1 + \frac{v_n^2/R + i_n^2 R}{4 kT} \right) \quad (10.15)$$

Se poate demonstra că valoarea cifrei de zgomot prezintă un minim pentru cazul cînd este îndeplinită egalitatea $R = R_{opt} = v_n/i_n$. Această valoare minimă este

$$F_{min} = F_R = v_n/i_n = 10 \text{ dB} \log_{10} \left(1 + \frac{v_n^2/R_{opt}}{2 kT} \right) \quad (10.16)$$

Exemplul 10.11. În exemplul precedent, au fost folosite valorile $v_n = 10^{-8} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}}$, $i_n = 10^{-13} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}$, $R = 1\,000 \text{ ohmi}$ și $|M_I| \gg 1$. Cifra de zgomot conform ecuației 10.15, pentru $kT = 0,4 \times 10^{-20} \text{ VA/Hz}$, va fi

$$F = 10 \text{ dB} \log_{10} \left(1 + \frac{v_n^2/R + i_n^2 R}{4 kT} \right) = 10 \text{ dB} \log_{10} 7,4 = 8,7 \text{ dB}$$

Valoarea minimă a cifrei de zgomot este atinsă pentru $R = R_{opt} = v_n/i_n = (10^{-8} \text{ V}/\sqrt{\text{Hz}})/(10^{-13} \text{ A}/\sqrt{\text{Hz}}) = 10 \text{ kohmi}$, fiind egală, conform ecuației 10.16 cu

$$\begin{aligned} F_{min} &= 10 \text{ dB} \log_{10} \left(1 + \frac{v_n^2/R_{opt}}{2 kT} \right) = 10 \text{ dB} \log_{10} \left(1 + \frac{(10^{-16} \text{ V/Hz})/(10\,000 \text{ } \Omega)}{2 \times 0,4 \times 10^{-20} \text{ VA/Hz}} \right) = \\ &= 10 \text{ dB} \log_{10} 2,25 = 3,5 \text{ dB} \end{aligned}$$

Considerațiile de pînă acum se aplică în egală măsură circuitelor amplificatoare inversoare și neinversoare. În cazul circuitelor amplificatoare diferențiale însă, evaluarea zgomotului este puțin mai laborioasă.*

P R O B L E M E

1. La o temperatură de $+25^\circ\text{C}$, un amplificator operațional de tipul 9406 are un curent maxim de polarizare de $+10 \mu\text{A}$ și un curent maxim de dezechilibru de intrare de $+1 \mu\text{A}$. Să se determine valorile maxime și minime ale curentului I_p din terminalul de intrare pozitiv, dacă $I_n = 0,5 \mu\text{A}$, $5 \mu\text{A}$ și $10,5 \mu\text{A}$.

* Pentru mai multe detalii și pentru calculul zgomotului de bandă largă, a se vedea A. C. Markkula, Jr., „Practical Considerations in the Design of Systems Using Linear Integrated Circuits”, în *Application Considerations for Linear Integrated Circuits*, editor J. Eimbinder, Wiley-Interscience, New York, 1970.

2. Amplificatorul operațional de tipul 2741 folosește tranzistori cu efect de câmp la intrare avînd ca urmare curenți de intrare foarte scăzuți. La o temperatură de $+25^{\circ}\text{C}$, curentul maxim de polarizare este 100 pA iar valoarea curentului de dezechilibru de intrare este 50 pA . Semnele acestor curenți nu sînt specificate și se presupune că pot fi atît pozitive cît și negative. Trei dintre acești amplificatori sînt folosiți în circuitul din figura 3.8 cu $R_1=10\text{ M}\Omega$, $R_2=11\text{ M}\Omega$, $R_I=R_S=100\text{ }\Omega$, $R_R=R_P=10\text{ }000\text{ }\Omega$ și $A_1=A_2=A_3=30\text{ }000$. Să se determine variația maximă a tensiunii de ieșire $V_{i\text{eg}}$ produsă de curenții de polarizare și curenții de dezechilibru la intrare.

3. Să se deducă expresia 10.5.

4. Curentul de dezechilibru de intrare al unui amplificator operațional de tipul 9406 are un coeficient de temperatură de $0,1\text{ }\mu\text{A}/^{\circ}\text{C}$. Să se determine valorile maxime și minime ale curentului de dezechilibru de intrare I_{OFF} , dacă temperatura variază între -55°C și $+125^{\circ}\text{C}$ și dacă la o temperatură de $+25^{\circ}\text{C}$ curentul de dezechilibru de intrare este $I_{OFF}=1\text{ }\mu\text{A}$.

5. Tensiunea de dezechilibru de intrare V_{OFF} a unui amplificator operațional de tipul 2741 are un coeficient de temperatură $|dV_{OFF}/dT|$ mai mic decît $25\text{ }\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$; amplificarea în curent continuu $A_{CC}=30\text{ }000$. Să se determine variația maximă a tensiunii de ieșire produsă de valoarea finită a coeficientului de temperatură dV_{OFF}/dT dacă amplificatorul lucrează fără reacție.

6. Să se deducă expresia 10.7.

7. La o temperatură de $+25^{\circ}\text{C}$, tensiunea maximă de dezechilibru de intrare a unui amplificator operațional de tipul 2741 este $V_{OFF}=5\text{ mV}$. Acest amplificator operațional este folosit în circuitul amplificator diferențial din figura 3.4 cu $V_n=V_p=0$, $R_S=R_I=10\text{ M}\Omega$ și $R_P=R_R=90\text{ M}\Omega$. Să se determine variația maximă a tensiunii de ieșire $V_{i\text{eg}}$ produsă de tensiunea de dezechilibru de intrare V_{OFF} .

8. La o temperatură de $+25^{\circ}\text{C}$, un amplificator operațional de tipul 107 are un curent maxim de polarizare de intrare de 75 nA , un curent maxim de dezechilibru de intrare de 10 nA , o tensiune de dezechilibru de intrare maximă de 2 mV și o amplificare în curent continuu $A_{CC}=160\text{ }000$. Să se determine domeniul de variație al tensiunii de ieșire cînd amplificatorul operațional este folosit în circuitul din figura 3.4 cu $R_S=R_I=10\text{ M}\Omega$, $R_P=R_R=90\text{ M}\Omega$ și $V_p=V_n=0$.

9. Un amplificator operațional compensat intern de tipul 9406 are o viteză de variație a tensiunii de ieșire de $\pm 340\text{ V}/\mu\text{s}$. Să se determine frecvența maximă la care acest amplificator poate avea la ieșire o tensiune sinusoidală de 10 V vîrf-la-vîrf.

10. Un amplificator operațional de tipul 702 A compensat cu un circuit de avans-întîrziere a fazei, posedă o viteză de variație a tensiunii

de ieșire de $50 \text{ V}/\mu\text{s}$ pentru o amplificare cu reacție $M_{cc}=10$. Valorile maxime și minime ale tensiunii de ieșire pe care amplificatorul le poate avea, sînt $+5 \text{ V}$ și, respectiv -5 V . Să se schițeze dependența de frecvență a amplitudinii unui semnal sinusoidal pe care amplificatorul îl poate asigura la ieșire, în intervalul de frecvență de la 1 KHz la 10 MHz .

11. Să se schițeze forma de undă la ieșirea unui amplificator cu o amplificare în curent continuu $A_{cc}=10\,000$ și o viteză de variație de $S=1 \text{ V}/\mu\text{s}$, folosit în circuitul din figura 2.2, avînd ca tensiune de intrare V_{in} o undă dreptunghiulară cu o amplitudine vîrf-la-vîrf de 1 V .

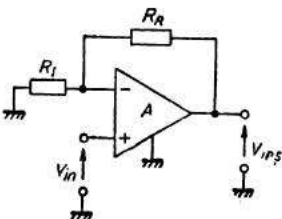
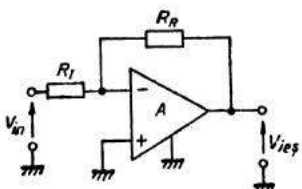
12. Caracteristicile de zgomot ale unui amplificator operațional sînt specificate la o frecvență de 1 KHz prin $v_n=1 \text{ nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ și $i_n=1 \text{ pA}/\sqrt{\text{Hz}}$. Amplificatorul are amplificarea $A=10\,000$ și este folosit în circuitul amplificator neînversor cu reacție din figura 3.1, cu amplificarea cu reacție de valoarea $M_N=100$ și lărgimea de bandă $B=10 \text{ Hz}$. Să se determine valoarea rezistenței de intrare R_I și a rezistenței de reacție R_R necesare pentru obținerea cifrei de zgomot minime. Să se determine valoarea acestei cifre de zgomot minime. Care este valoarea eficace a tensiunii de zgomot la ieșirea circuitului amplificator.

13. Să se arate că cifra de zgomot din ecuația 10.15 are valoarea minimă cînd $R=v_n/i_n$.

14. Să se arate că valoarea eficace a tensiunii de zgomot de intrare este minimă cînd valoarea lui R în ecuația 10.12 este și ea minimă. Să se explice de ce cazul $R=0$ nu este real.

Anexe

Formule pentru amplificarea circuitelor amplificatoare cu reacție

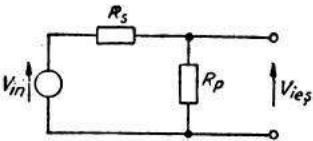
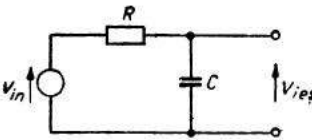
Configurația	Neinversor	Inversor
Schema de principiu		
Coefficientul de reacție	$F_N = \frac{R_I}{R_I + R_R}$	$F_I = \frac{R_I}{R_R}$
Amplificarea pe buclă	AF_N	AF_I
Definiția amplificării	$M_N = V_{out} / V_{in}$	$M_I = V_{out} / V_{in}$
Amplificarea	$M_N = A / (1 + AF_N)$	$M_I = -A / [1 + (A + 1)F_I]$
Amplificarea pentru valori mari a amplificării pe buclă	$M_N \approx \frac{1}{F_N}$	$M_I \approx -\frac{1}{F_I}$
Sensibilitatea la variațiile amplificării A	$\frac{\Delta M_N}{M_{Nnom}} = \frac{1}{1 + A_{nom}F_N} \frac{\Delta A}{A_{nom}}$	$\frac{\Delta M_I}{M_{Inom}} = \frac{1 + F_I}{1 + (1 + A_{nom})F_I} \frac{\Delta A}{A_{nom}}$
Sensibilitatea la variațiile amplificării A în cazul unor valori mari ale amplificării pe buclă	$\frac{\Delta M_N}{M_{Nnom}} \approx \frac{1}{A_{nom}F_N} \frac{\Delta A}{A_{nom}}$	$\frac{\Delta M_I}{M_{Inom}} \approx \frac{1 + F_I}{A_{nom}F_I} \frac{\Delta A}{A_{nom}}$
Sensibilitatea la variațiile rezistorului de reacție R_R	$\frac{\Delta M_N}{M_{Nnom}} = -M_{Nnom}F_{Nnom}(1 - F_{Nnom}) \frac{\Delta R_R}{R_{Rnom}}$	$\frac{\Delta M_I}{M_{Inom}} = -M_{Inom}F_{Inom} \frac{\Delta R_R}{R_{Rnom}}$

Tabelul 1 (continuare)

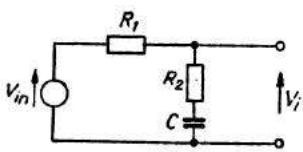
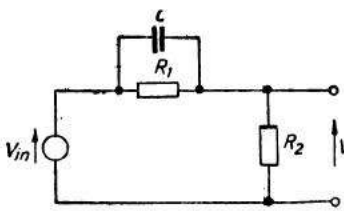
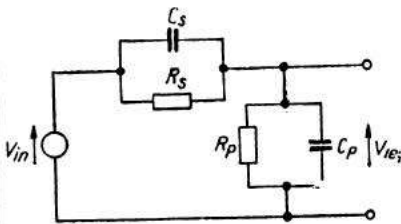
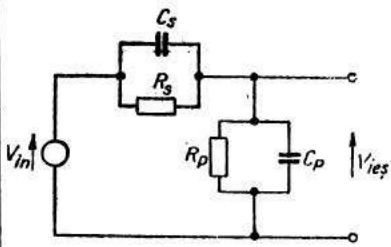
Configurația	Neinversor	Inversor
Sensibilitatea la variațiile rezistorului de reacție R_R în cazul unor valori mari ale amplificării pe buclă	$\frac{\Delta M_N}{M_{Nnom}} \approx (1 - F_{Nnom}) \frac{\Delta R_R}{R_{Rnom}}$	$\frac{\Delta M_I}{M_{Inom}} \approx \frac{\Delta R_R}{R_{Rnom}}$
Sensibilitatea la variațiile rezistorului de intrare R_I	$\frac{\Delta M_N}{M_{Nnom}} = -M_{Nnom} F_{Nnom} (1 - F_{Nnom}) \frac{\Delta R_I}{R_{Inom}}$	$\frac{\Delta M_I}{M_{Inom}} = M_{Inom} F_{Inom} \frac{\Delta R_I}{R_{Inom}}$
Sensibilitatea la variațiile rezistorului de intrare R_I în cazul unor valori mari ale amplificării pe buclă	$\frac{\Delta M_N}{M_{Nnom}} \approx -(1 - F_{Nnom}) \frac{\Delta R_I}{R_{Inom}}$	$\frac{\Delta M_I}{M_{Inom}} \approx -\frac{\Delta R_I}{R_{Inom}}$

Tabelul 2

Funcții de transfer ale unor rețele particulare

Rețeaua	Schema de principiu	Funcția de transfer
Divizorul rezistiv		$\frac{V_{ieș}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{R_P}{R_S + R_P}$
Rețeaua de întârziere a fazei		$\frac{V_{ieș}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{1}{1 + jf/f_0};$ $f_0 \equiv 1/2\pi RC$

Tabelul 2 (continuare)

Rețeaua	Schema de principiu	Funcția de transfer
Rețeaua de întârziere modificată a fazei		$\frac{V_{ieq}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{1+jf/f_2}{1+jf/f_1};$ $f_1 \equiv \frac{1}{2\pi(R_1+R_2)C};$ $f_2 \equiv \frac{1}{2\pi R_2 C}$
Rețeaua de avans a fazei		$\frac{V_{ieq}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{R_2}{R_1+R_2} \frac{1+jf/f_1}{1+jf/f_2}$ $f_1 \equiv \frac{1}{2\pi R_1 C_1}$ $f_2 \equiv \frac{1}{2\pi C R_1 R_2 / (R_1 + R_2)}$
Divizorul de tensiune		$\frac{V_{ieq}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{R_P}{(R_S+R_P)} \frac{1+jf/f_1}{1+jf/f_2}$ $f_1 \equiv 1/2\pi R_S C_S,$ $f_2 \equiv [2\pi R_S R_P (C_S + C_P) / (R_S + R_P)]^{-1}$
Divizorul de tensiune compensat		$\frac{V_{ieq}(f)}{V_{in}(f)} = \frac{R_P}{R_S + R_P}$ $R_S \cdot C_S = R_P C_P$

**Condițiile de stabilitate ale circuitelor amplificatoare
cu reacție negativă**

	AP_N (amplificator neinversor; fig. 3.1) sau $\frac{AP_I}{1+P_I}$ (amplificator inversor; fig. 3.2)	Condițiile de stabilitate ($K > 0$)*
1	$\frac{K}{1+jf/f_0}$	$K < \infty$
2	$\frac{K}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)}$	$K < \infty$
3	$\frac{K}{(1+jf/f_0)^3}$	$K < 8$
4	$\frac{K}{(1+jf/f_1)^2(1+jf/f_2)}$	$K < 4 + 2 \left(\frac{f_2}{f_1} + \frac{f_1}{f_2} \right)$
5	$\frac{K}{(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)(1+jf/f_3)}$	$K < 2 + \frac{f_2+f_3}{f_1} + \frac{f_1+f_3}{f_2} + \frac{f_1+f_2}{f_3}$
6	$\frac{K}{(1+jf/f_0)^4}$	$K < 4$
7	$\frac{K}{(1+jf/f_1)^3(1+jf/f_2)}$	$K < 8 \frac{(1+f_1/f_2)^3}{(1+3f_1/f_2)^3}$
8	$\frac{K}{jf/f_0(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)^2}$	$K < \frac{2f_2}{f_0} \frac{(1+f_2/f_1)^2}{(1+2f_2/f_1)^2}$
9	$\frac{K}{jf/f_0(1+jf/f_1)(1+jf/f_2)(1+jf/f_3)}$	$K < \frac{2f_1f_2f_3 + f_1^2f_2 + f_1^2f_3 + f_1^2f_1 + f_1f_2 + f_1f_3 + f_2^2f_2}{f_0(f_1+f_2+f_3)^2}$
10	$\frac{K(1+jf/f_1)^2}{(jf/f_0)^3}$	$K > \frac{1}{2} \left(\frac{f_1}{f_0} \right)^3$

* K este amplificarea pe buclă în curent continuu, un număr real și pozitiv.

Tabelul 4

Proprietățile tipice ale amplificatoarelor operaționale folosite în exemple și probleme

Tipul	107	702 A	741	2741	9406
Caracteristici	Compensat intern, monolitic	monolitic	Compensat intern, monolitic	Cu TEC la intrare, hibrid	Compensat intern, hibrid
Amplificare în curent continuu	160 000	4 000	200 000	30 000	1 000
Curentul maxim de polarizare de intrare	75 nA	5 μ A	0,5 μ A	100 pA	10 μ A
Curentul maxim de dezechilibru de intrare	10 nA	0,5 μ A	0,2 μ A	50 pA	1 μ A
Tensiunea maximă de dezechilibru de intrare	2 mV	2 mV	5 mV	5 mV	10 mV
Coeficientul maxim de temperatură al tensiunii de dezechilibru	15 μ V/°C	10 μ V/°C	30 μ V/°C	25 μ V/°C	100 μ V/°C
Raportul de rejecție al semnalului în modul comun, în curent continuu	96 dB	100 dB	90 dB	70 dB	80 dB
Rezistența de intrare, diferențială	4 M Ω	40 K Ω	2 M Ω	100 G Ω	7 k Ω

Tabelul 4 (continuare)

Tipul	107	702A	741	2741	9406
Raportul de rejecție al tensiunii de alimentare	15 $\mu\text{V/V}$	75 $\mu\text{V/V}$	30 $\mu\text{V/V}$	100 $\mu\text{V/V}$	3 mV/V
Frecvențele de fringere	5 Hz 10 MHz	1 MHz 4 MHz 40 MHz	10 Hz 10 MHz	10 Hz 1 MHz	1,5 MHz 150 MHz
Viteza maximă de variație a tensiunii de ieșire	0,5 V/ μs	50 V/ μs	0,5 V/ μs	5 V/ μs	360 V/ μs

RĂSPUNSURI LA PROBLEME ALESE

Capitolul 1	1. -1 V 3. -45°
Capitolul 2	7. 0, 10 V 11. 1 s.
Capitolul 3	10. 0, 10 mV 14. $-0,999\text{ mV}$ 16. $-10\,000$
Capitolul 4	10. 0 12. 10%
Capitolul 5	12. 3,18 MHz
Capitolul 8	2. $0,18\text{ }\mu\text{F}$ 4. 2 foi ($\approx 5\text{ cm}$)
Capitolul 9	1. 5 000, 0,5, 80 dB 2. 200 Hz
Capitolul 10	7. 45 mV 8. $\pm 920\text{ mV}$

INDEX DE NOȚIUNI ÎN LIMBILE ROMÂNĂ ȘI ENGLEZĂ

Amplificare

- precizie,
- în buclă închisă
- în buclă deschisă
- a semnalului în modul comun
- diferențială
- cu reacție
- modulul
- faza
- rezultantă
- stabilitate

Amplificare de tensiune

Amplificare diferențială de tensiune

Amplificare cu reacție

Amplificare rezultantă

- a circuitului amplificator diferențial cu reacție,
- a circuitului amplificator inversor cu reacție.
- a circuitului amplificator neinversor cu reacție

Amplificare în buclă deschisă

Amplificare în buclă închisă

Amplificator operațional ideal

Amplificator operațional real

Amplificator operațional compensat intern

Amplificator diferențial cu reacție

- cu amplificare egalizată
- amplificare în buclă deschisă
- coeficientul de reacție

Amplification

- accuracy
- closed loop
- open loop
- common mode
- differential
- feedback
- magnitude
- phase
- resulting
- stability

Voltage amplification

Differential voltage amplification

Feedback amplification

Resulting amplification

- of differential feedback amplifier circuit
- of inverting feedback amplifier circuit
- of noninverting feedback amplifier circuit

Open loop amplification

Closed loop amplification

Operational amplifier, ideal

Operational amplifier, real

Operational amplifier internally compensated

Diferențial feedback amplifier circuit

- equalized amplification
- feedback factor
- feedback return

— amplificare rezultantă
 Amplificator diferențial compus

Amplificator diferențial compus cu reacție
 Aproximare liniară pe porțiuni

Bandă (vezi lărgime de bandă)

Căblu coaxial
 Circuit amplificator inversor
 Circuit amplificator neinvertor
 Circuit amplificator potențiometric
 Circuit amplificator diferențial
 — compus
 — cu intrări flotante
 Circuit amplificator cu reacție
 — amplificare rezultantă
 — variații fracționare
 Circuit amplificator diferențial cu reacție
 — cu amplificare egalizată
 — amplificare în buclă deschisă
 — coeficient de reacție
 — amplificare rezultantă
 Circuit amplificator inversor cu reacție
 — amplificare în buclă deschisă
 — coeficient de reacție
 — amplificare rezultantă
 — amplificare rezultantă, variație fracționară
 Circuit amplificator neinvertor cu reacție
 — amplificare în buclă deschisă
 — coeficient de reacție
 — amplificare rezultantă
 — amplificare rezultantă, variație fracționară
 Circuit de însumare
 Circuit formator
 Circuit repetor de tensiune
 Cistig
 Cistig în tensiune
 Comparator
 Compensarea prin întârzierea fazei
 Compensarea prin întârzierea modificată a fazei
 Compensarea prin avansul fazei
 Compensarea prin avans-întârziere a fazei

— resulting amplification
 Differential amplifier circuit, compound
 Compound differential feedback amplifier circuit
 Approximation, linear piecewise

Bandwidth

Cable, coaxial
 Inverting amplifier circuit
 Noninverting amplifier circuit
 Potentiometric amplifier circuit
 Differential amplifier circuit
 — compound
 — floating input
 Feedback amplifier circuit
 — resulting amplification
 — fractional change
 Differential feedback amplifier circuit
 — equalized amplification
 — feedback factor
 — feedback return
 — resulting amplification
 Inverting feedback amplifier circuit
 — feedback factor
 — feedback return
 — resulting amplification
 — resulting amplification, fractional change
 Noninverting feedback amplifier circuit
 — feedback factor
 — feedback return
 — resulting amplification
 — resulting amplification, fractional change
 Adder
 Shaper
 Voltage follower circuit
 Gain
 Voltage gain
 Comparator
 Lag compensation
 Modified lag compensation
 Lead compensation
 Lead-lag compensation

Compensarea prin avans-întârziere
 modificată a fazei
 Coeficient de reacție
 Coeficient de variație cu temperatura
 — a curentului de polarizare de intrare
 — a curentului de dezechilibru de intrare
 — a tensiunii de dezechilibru de intrare
 Criteriul lui Nyquist
 Curent de polarizare de intrare
 — coeficientul de temperatură
 Curentul de intrare
 Curent de ieșire
 — maxim
 Curent de dezechilibru de intrare (current offset)
 — coeficient de temperatură

Decibel
 Derivă cu temperatura
 Dezvoltare binominală
 Dezvoltare logaritmică
 Diagrame Bode
 Diagrama Nyquist
 Disipare
 Divizor rezistiv
 Domeniu frecvență
 Domeniu de temperatură
 Domeniu timp
 Domeniul transformatei Laplace

Etaj amplificator

Factor de zgomot
 Faza
 Filtru activ
 Formă de undă sinusoidală
 Frecvență ciclică
 Frecvență de frângere
 Frecvență unghiulară
 Funcție delta
 Funcție exponențială
 Funcție de transfer
 Funcție treaptă

Generator de formă de undă

Lead-modified lag compensation

Feedback return

Temperature coefficient,

- of input bias current
- of input offset current
- of input offset voltage

Nyquist criterion

Input bias current

- temperature coefficient

Input current

Output current

- peak

Input offset current

- temperature coefficient

Decibel

Temperature drift

Binominal expansion

Logarithmic expansion

Bode plots

Nyquist diagram

Dissipation

Resistive divider

Frequency domain

Temperature range

Time domain

Laplace transform domain

Amplifier stage

Noise figure

Phase

Active filter

Sinusoidal waveform

Cyclic frequency

Corner frequency

Angular frequency

Delta-function

Exponential function

Transfer function

Step-function

Waveform generator

Impedanța de ieșire
 Impedanța de intrare
 Impedanța de intrare
 — a semnalului în modul comun
 — diferențială
 — caracteristici de frecvență
 Integrator

Întirziere

Lărgime de bandă
 Linie de întârziere
 Limitări

Neliniaritate
 Nyquist, criteriul
 Nyquist, diagrama

Putere disipată

Raport de rejecție a semnalului în
 modul comun
 — pentru curent continuu
 — caracteristica de frecvență
 — limita pentru cazul cel mai
 defavorabil

Raport de rejecție a tensiunii de
 alimentare
 Răspunsul în frecvență
 Răspuns tranzitoriu
 Reacție

 — negativă
 — pozitivă

Rejecția semnalului în modul co-
 mun

Rejecția tensiunii de alimentare

Rețea divizoare de tensiune

Rețea divizoare de tensiune com-
 pensată

Rețea de întârziere a fazei

Rețea de întârziere modificată a fa-
 zei

Rețea de avans a fazei

Rețea de avans-întârziere a fazei

Rețea de avans-întârziere modificată
 a fazei

Rezistor de reacție

Rezistorul de la intrare

Output impedance
 Input impedance
 Input impedance
 — common mode
 — differential
 — frequency characteristics
 Integrator

Delay

Bandwidth
 Delay line
 Limitations

Nonlinearity
 Nyquist criterion
 Nyquist diagram

Power dissipation

Common mode rejection ratio

 — DC, common mode rejection
 ratio
 — frequency characteristics,
 — worst case limit

Power supply rejection ratio

Frequency response
 Transient response
 Feedback,

 — negative,
 — positive,

Common mode rejection

Power supply rejection
 Voltage divider network
 Compensated voltage divider
 network
 Lag network

Modified lag network
 Lead network
 Lead-lag network

Lead-modified lag network
 Feedback resistor
 Input resistor

Semnalul în modul comun

- amplificare
- tensiune de intrare
- rejecție
- impedanța de intrare

Serie Taylor

Stabilitate

Tehnici de compensare

Tensiune de alimentare

Tensiune de dezechilibru de intrare
(tensiune offset)

Tensiune de ieșire

- maximă
- minimă
- excursie

Tensiune de intrare

- a semnalului în modul comun
- diferențială
- maximă
- minimă

TimP de creștere

TimP de întârziere

Transformata Laplace

Transformata Laplace inversă

Undă dreptunghiulară

Valori admisibile

Viteză de funcționare

Viteza maximă de variație a ten-
siunii de ieșire

Zgomot

- curent (de)
- tensiune (de)
- de bandă îngustă
- de bandă largă
- factor (de)
- putere
- „spot“
- termic

Common mode signal

- amplification
- input voltage
- rejection
- input impedance

Taylor series

Stability

Compensation techniques

Power supply voltage

Input offset voltage

Output voltage

- maximum
- minimum
- swing

Input voltage

- common mode
- differential
- maximum
- minimum

Rise time

Delay time

Laplace transform

Inverse Laplace transform

Square wave

Ratings

Speed of operation

Slew rate

Noise

- current
- voltage
- narrow-band
- wideband
- figure
- power
- spot
- thermal

LUCRĂRI RECENT APĂRUTE ÎN DOMENIILE AUTOMATICĂ — INFORMATICĂ — ELECTRONICĂ — MANAGEMENT

Seria „BIBLIOTECA DE AUTOMATICĂ, INFORMATICĂ, ELECTRONICĂ, MANAGEMENT”

Drăgănescu M. ELECTRONICA CORPULUI SOLID
Călin S., Belea C. SISTEME AUTOMATE COMPLEXE
Zadeh, L. A., Polak ș.a. TEORIA SISTEMELOR
Knuth, D. E. TRATAT DE PROGRAMAREA CALCULATOARELOR
Gray, P. E., Searle, C. L. BAZELE ELECTRONICII MODERNE
Goldenberg L. M. TEORIA ȘI CALCULUL CIRCUITELOR DE IMPULSURI
Balabanian, N. ș.a. TEORIA MODERNĂ A CIRCUITELOR
Juran, L. M., Gryna, F. H. CALITATEA PRODUSELOR. TRATAT DE PLANIFICARE, PROIECTARE, REALIZARE
Maynard, H. B. CONDUCEREA ACTIVITĂȚII ECONOMICE (vol. V. — partea I-a și a II-a)
Grove, A. S. FIZICA ȘI TEHNOLOGIA DISPOZITIVELOR SEMICONDUCTOARE

Seria PRACTICĂ (Automatică, informatică, electronică, management)

Buhtiarov, A. M. ș.a. CULEGERE DE PROBLEME DE PROGRAMARE
Morris, R., PROIECTAREA CU CIRCUITE INTEGRATE TTL
Baltac, V. ș.a. FELIX C-256. STRUCTURA ȘI PROGRAMAREA CALCULATORULUI.
Vezeanu, P. MĂSURAREA NIVELULUI ÎN TEHNICĂ
Șapiro, D. M. ș.a. PROIECTAREA RADIORECEPTOARELOR. ÎNDREPTAR
Magnus, Radke, 222 MĂSURI PENTRU REDUCEREA COSTURILOR
Stăncioiu, I. EFICIENȚA ECONOMICĂ A ASIMILĂRII DE UTILAJE NOI
Kaoru, Ishikawa. CONTROLUL DE CALITATE. CURS PENTRU MAÎȘTRI ȘI ȘEFI DE ECHIPĂ
Sonea, P., Silețchi, M. CREȘTEREA PLANIFICATĂ A PRODUCTIVITĂȚII MUNCII
Lisicikin, V. PROGNOZA TEHNICO-ȘTIINȚIFICĂ ÎN RAMURILE INDUSTRIEI
Popovici, M., Antonescu V. GHID PENTRU CONTROLUL STATISTIC AL CALITĂȚII PRODUSELOR
Savescu, M., Popovici, A., Popescu, M. CIRCUITE ELECTRONICE, VOL. III
Brilliantov D. P. CALCULUL ȘI CONSTRUCȚIA TELEVIZOARELOR PORTABILE CU TRANZISTOARE
Soroceanu, N., Chiric, T., Dinu, I. SCHEME DE RADIORECEPTOARE (VOL. I ȘI VOL. II)
Florescu, E. ș.a. PRINCIPII DE CONDUCERE ȘI ORGANIZARE ÎN CONSTRUCȚII

Seria ELECTRONICĂ APLICATĂ

Goncearov, A. V. TEHNICA ÎNREGISTRĂRII MAGNETICE A IMAGINII
Nicolau, Th., Apostol, I. UMIDIMETRE ELECTRONICE
Siennreich, H., Vasilescu, A. TRANSMISIUNI CU MODULAȚIA IMPULSU-
RILOR ÎN COD
Boldea, Gh. LOCALIZAREA DERANJAMENTELOR DIN CABLURILE DE
TELECOMUNICAȚII

Colecția AUTOMATICĂ — INFORMATICĂ

Epure, M. ș.a. CALCULATOARELE FELIX C—256, IBM 360/30—40, FUNC-
ȚIONARE ȘI DEPARARE
Georgescu, I. SISTEME DE OPERARE ALE CALCULATOARELOR
Wilkes, M. V., SISTEME DE CALCUL CU ACCES MULTIPLU
Hângănuț, M. ș.a. PROGRAME FORTRAN COMUTATE ÎN AUTOMATICĂ

Seria ÎNȚIERE (Automatică, informatică, electronică, ma- nagement)

Constantinescu, P. Zaharia M. ÎNȚIERE ÎN ORGANIZAREA ȘI PROIECTA-
REA SISTEMELOR DE CONDUCERE CU MIJLOACE DE AUTOMATIZARE
Crețu, I. ÎNȚIERE ÎN ESTETICA PRODUSELOR
J. D. Warnier, B. M. Flanagan. INSTRUIRE ÎN PROGRAMARE
Aisberg, E. ABC DE RADIO ȘI TELEVIZIUNE (Radioul și televiziunea ..
nimic mai simplu)
Alexandru Șt., Gheorghisan, T., AUTOMATICĂ RECREATIVĂ... LA DOMI-
CILIU

Seria AUTOMATICĂ, MANAGEMENT, CALCULATOARE

Colective de specialiști. AUTOMATICĂ, MANAGEMENT, CALCULATOARE,
VOL. 17

Colecția RADIO și TELEVIZIUNE

Vistricka, Z. 222 SCHEME SIMPLE DE RADIOTEHNICĂ, ELECTRONICĂ
INDUSTRIALĂ, MĂSURARE ȘI REGLARE AUTOMATĂ (VOL. I ȘI II)
Krstic V. ABC DE CONSTRUCȚII RADIO PENTRU RADIOAMATORI (Vol. I
ȘI II)
Bruschin, V. Ia. NOMOGRAME PENTRU RADIOAMATORI, (VOL. I ȘI II)
Bortnovschi, G. A. CIRCUITE IMPRIMATE ÎN CONSTRUCȚIILE RADIO-
AMATORILOR
Model, Z. I. INSTALAȚII DE RADIOEMISIE
Băjeu O. și Stancu Gh. GENERATOARE DE RADIOFRECVENȚĂ
A. Vătășescu, H. Sinnreich, St. Gavăț, R. Stere, R. Piringer CIRCUITS A
SEMICONDUCTEURS DANS L'INDUSTRIE. AMPLIFICATEURS ET OSCIL-
LATEURS
(Circuite cu semiconductoare în industrie — amplificatoare și oscilatoare)
Coeditare cu Masson & Cie, Editeurs — Paris (404 pag., 318 fig., 23 tabele,
33 lei)

Seria **ELECTRONICA APLICATA**

<i>R. Boconcios, I. Diaconescu</i>	Voltmetre electronice
<i>R. Popescu</i>	Frecvențmetre electronice
<i>R. Andreescu</i>	Generatoare de semnal
<i>Th. Nicolau</i>	Punți și compensatoare electronice
<i>G. Negoită, M. Ivan</i>	Aparate electronice pentru măsurarea mărimilor geometrice
<i>V. Malcoi</i>	Aparate electronice pentru măsurarea parametrilor rezistențelor, bobinelor și condensatoarelor
<i>St. Boboc</i>	Aparate electronice pentru măsurarea maselor, forțelor și cuplurilor
<i>I. Maleescu, I. Maleescu</i>	Osciloscopul
<i>A. V. Gonciarov ș.a.</i>	Înregistrarea magnetică a imaginii
<i>Th. Nicolau, I. Apostol</i>	Umidimetre electronice
<i>H. Siennreich, A. Vasilescu</i>	Transmisiuni cu modulația impulsurilor în cod
<i>Gh. Boldea</i>	Localizarea deranjamentelor din cablurile de telecomunicații

Lucrarea Amplificatoare operaționale prezintă principiile de bază ale folosirii acestor importante circuite, precum și numeroase aplicații ale lor în proiectarea de sisteme.

În zece capitole sînt prezentate diverse configurații de circuite amplificatoare, sînt analizate efectele reacției precum și influența variației componentelor asupra preciziei amplificatoarelor operaționale. De asemenea sînt analizate răspunsurile tranzistorii și în frecvență, criteriile de stabilitate și tehnicile de compensare a amplificatoarelor operaționale. În afara subiectelor amintite mai sînt incluse tratări ale rejecției semnalelor în modul comun, impedanțele de intrare și de ieșire, rejecția tensiunii de alimentare, curenți de intrare, tensiuni de dezechilibru de intrare (offset), limitări și valori admisibile. În Anexă sînt rezumate rezultatele obținute în cuprinsul lucrării și sînt date caracteristicile principale ale amplificatoarelor operaționale folosite în exemple și probleme. Aceste exemple și probleme, în număr de 222, întregesc tratarea teoretică cu exemple practice, reale. Lucrarea Amplificatoare operaționale constituie o valoroasă carte de referință pentru inginerii practicieni precum și un manual util pentru cursurile de electronică și aparate electronice.

În prezent la firma Analog Technology Corporation din Pasadena, Arpad Barna este profesor de electronică la Universitatea din Hawaii. Înainte de a avea această funcție, a lucrat ca inginer în Laboratorul Sincrotron a Institutului de Tehnologie din California (1957—1961), apoi ca inginer principal la Institutul pentru Studii Nucleare Enrico Fermi a Universității din Chicago (1961—1963) și ca inginer pentru aparatură nucleară la Centrul de Acceleratori Lineari Stanford al Universității Stanford (1963—1969).

Dr. A. Barna este de asemenea autorul lucrării High-Speed Pulse Circuits, Wiley-Interscience, 1970. Domeniul lui de lucru cuprinde, în principal, aparatura pentru fizica energiilor înalte, teoria circuitelor și teoria radarului.